

58



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES

CAMPUS ARAGÓN

"DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN INVERSOR DE 500 WATTS, UTILIZANDO TECNOLOGÍA DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO (PWM)"

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

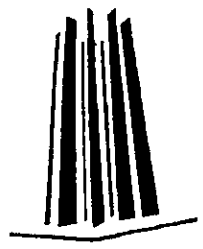
INGENIERO MECÁNICO

ELECTRICISTA

P R E S E N T A:

ROBERTO RODRIGUEZ CABAÑAS

ASESOR: ING. ELEAZAR MARGARITO PINEDA DIAZ



SAN JUAN DE ARAGON, EDO. DE MÉXICO

2000



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
ARAGÓN
DIRECCION



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

ROBERTO RODRÍGUEZ CABAÑAS
P R E S E N T E.

En contestación a la solicitud de fecha 3 de marzo del año en curso, relativa a la autorización que se le debe conceder para que el señor profesor, Ing. ELEAZAR MARGARITO PINEDA DÍAZ pueda dirigirle el trabajo de tesis denominado, "DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN INVENSOR DE 500 WATTS, UTILIZANDO TECNOLOGÍA DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO (PWM)", con fundamento en el punto 6 y siguientes, del Reglamento para Exámenes Profesionales en esta Escuela, y toda vez que la documentación presentada por usted reúne los requisitos que establece el precitado Reglamento; me permito comunicarle que ha sido aprobada su solicitud.

Aprovecho la ocasión para reiterarle mi distinguida consideración.

Atentamente
"POR MI RAZA HABLARÁ EL ESPÍRITU"
San Juan de Aragón, México, 1 de marzo de 1999
EL DIRECTOR

Lic. CARLOS EDUARDO LEVY



c c p Secretaría Académica.
c c p Jefatura de la Carrera de Ingeniería Mecánica Eléctrica.
c c p Asesor de Tests.

CELV//IR/MCA//ia.

AGRADECIMIENTOS.

A Dios:

De esta manera quiero expresar todo mi agradecimiento por todas las bendiciones que has brindado a mi familia y a mí

A mi Mama Susana:

Madre querida te agradezco la confianza, comprensión, apoyo y paciencia que me has tenido y de esta forma te brindo este trabajo que son los frutos de mucho trabajo y además agradezco a dios por ser tu mi mama.

A mi Papa Roberto:

Padre te doy las gracias por el apoyo que me brindaste y por tus palabras de aliento que me diste en los momentos difíciles que tuve.

A mi Hermana Susana.

Susana te agradezco todas las cosas, detalles y ejemplos que me diste para poderme superar y llegar hasta donde estoy.

A mi Cuñado Jorge Antonio:

Te agradezco por brindarme todo tu apoyo y amistad Y quiero que sepas que no solamente formas parte de mi familia, sino también te considero mi amigo.

A mi abuelito José C. Cabañas:

Abuelito te agradezco tu amor y apoyo que me brindaste y de esta manera quiero demostrarte que no te falle.

A mis asesores:

Ing. Melchor Pérez M. Te agradezco todos los conocimientos y paciencia que tuviste hacia mí para poder lograr esta etapa de mi vida y por brindarme tu amistad

Ing. Eleazar M. Pineda Díaz. Le agradezco toda su sabiduría y conocimientos que me brindo para poder ser un gran profesionalista.

A mi universidad:

Agradezco a mi universidad por formarme tanto como persona como profesionalmente y por dejarme formar parte de la familia universitaria.

Al Ing. Marcelo Ramírez V:

Por haberme brindado su apoyo y confianza para poder desarrollar este trabajo.

Al Instituto Mexicano del Petróleo:

Agradezco al Instituto por brindarme el apoyo para poder realizar este trabajo y de esta manera desarrollarme profesionalmente.

A mis amigos:

Rocío G. Arroyo, Fernando Domínguez, Ramón Juárez S. Por brindarme gran parte de su tiempo y su amistad y quiero decirles que por sus palabras de aliento y apoyo pude concluir esta etapa de mi vida.

INDICE.

	PAG
INTRODUCCION.	1
- Objetivos.	2
- Planteamiento del problema.	5
- Metodología.	
Capítulo I.	
Generalidades.	6
1.1.- Introducción.	6
1.2 - Historia de los inversores.	13
1.2.1.- Uso de los inversores.	14
1.2.2.- Configuraciones básicas de inversores.	20
1.2.3.- Inversores PWM.	21
1.3.- Tipos de modulación.	25
1.4 - Armónicos en la red de alimentación.	27
1.4.1.- Niveles permitibles de armónicos en la red de alimentación.	28
1.4.2.- Técnica de eliminación de armónicos.	30
1.5 - Descripción de la tarjeta controladora MC68HC11.	30
1.6.- Registros de la programación de la tarjeta controladora MC68HC11.	33
Capítulo II.	
Diseño del inversor.	37
2.1 - Introducción.	37
2.2.- Especificaciones del inversor a desarrollar.	38
2.3 - Diseño del circuito de potencia.	44
2.3.1 - Diagrama del circuito de potencia.	45
2.4.- Diseño del circuito de control.	48
2.4.1.- Ubicación de los componentes.	48
2.4.2.- Terminales de conexiones de E/S.	51
2.4.3.- Diagrama del circuito de control.	52
2.5 - Implementación de las técnicas de eliminación de armónicos	60
2.5.1.- Cálculo de los ángulos de conmutación.	67
2.6.- Diseño de la programación del microcontrolador 68HC11.	67
2.6.1.- Descripción del subsistema contador-temporizador.	68
2.6.2.- Comparaciones por salida.	70
2.6.3.- Diagrama de flujo del programa para resolver ecuaciones no lineales	71
2.6.4.- Diagrama de flujo del programa generador de los pulsos PWM.	72
2.7.- Diseño del gabinete	76
2.8 - Descripción y características de las baterías	85
2.9.- Diagrama general de conexiones.	

	PAG
Capitulo III	
Construcción de los circuitos.	
3.1.- Introducción.	86
3.2.- Construcción del circuito de potencia.	86
3.3.- Construcción del circuito de control.	88
Capitulo IV.	
Pruebas y acoplamiento de los circuitos.	
4.1.- Introducción.	91
4.2.- Acoplamiento y pruebas del circuito de potencia y el circuito de control.	91
4.3 - Acoplamiento y pruebas de las baterías con los circuitos anteriores sin carga.	98
4.4.- Acoplamiento y pruebas de las baterías con los circuitos anteriores con carga.	101
4.4.1.- Resultados generales.	105
4.5.- Sugerencias para el mejoramiento del equipo.	105
Capitulo V.	
Evaluación.	
5.1 - Introducción.	106
5.2.- Análisis económico.	106
Conclusiones.	109
Apéndices.	
Apéndice A.	
Programa del microcontrolador	111
Programa para encontrar la solución de un sistema de ecuaciones no lineales.	114
Apéndice B.	
Datos técnicos de los componentes.	117
Glosario.	128
Bibliografía.	131

INTRODUCCION

OBJETIVOS.

OBJETIVO GENERAL.

" CONSTRUCCIÓN DE UN INVERSOR UTILIZANDO LA TECNOLOGÍA PWM, CON EL PROPÓSITO DE REDUCIR EL NIVEL DE ARMÓNICOS A LA SALIDA, AL CONTROLAR EL DISPARO DE LOS ELEMENTOS DE POTENCIA DEL SISTEMA DESARROLLADO. "

OBJETIVOS ESPECÍFICOS.

Dar a conocer la importancia de este tema al estudiante de Ingeniería Mecánica Eléctrica, ya que en la actualidad los inversores tienen avances muy importantes, prueba de ello son las mejoras implementadas a los Sistemas de Alimentación Ininterrumpida

Mostrar la problemática que se presenta en una Red de Alimentación Eléctrica y los efectos en las cargas en presencia de Distorsiones Armónicas.

Conocer y distinguir la estructura y componentes de un Inversor, así como la importancia que tiene dentro de una Red de Alimentación Eléctrica.

Proporcionar un documento que permita identificar y resolver la problemática de los armónicos, al presentarse en un Sistema de Alimentación Eléctrica.

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA:

En el presente trabajo se aborda el tema del diseño y la construcción de un inversor con tecnología de modulación por ancho de pulso (PWM), considerando que el campo de los inversores es muy amplio, ya que estos se dividen en varios tipos, dependiendo del tipo de tecnología utilizada en la etapa de potencia y de control.

Por lo tanto aquí se darán a conocer las tecnologías utilizadas en los inversores y el trabajo se enfocará principalmente en el inversor que utiliza la modulación por ancho de pulso, el nivel de armónicos a la salida del sistema y el control del disparo de los elementos de potencia por medio de una tarjeta controladora MC68HC11.

Estos son los principales puntos de estudio, considerando que se analizarán los inversores monofasicos alimentados por medio de CD.

Por la cantidad de problemas existentes en los sistemas de alimentación (picos de voltaje, caídas de voltaje, variaciones, etc.), se hace necesario la implementación de sistemas que nos proporcionen una mejor calidad de señal de alimentación; el sistema que a dado mejores resultados es el inversor con tecnología PWM (modulación por ancho de pulso), el cual disminuye el nivel de armónicos a la salida, por medio del disparo de los transistores de potencia como se verá posteriormente durante el desarrollo del presente. El objetivo de los inversores es obtener una onda sinusoidal lo más pura posible a partir de una fuente de corriente continua, ya que cada vez se incrementa el número de equipos que requieren mayor calidad en la señal que los alimenta, como pueden ser equipos de computo, equipos de laboratorio u otras cargas que trabajan con un voltaje regulado e ininterrumpible, que suelen exigir que la distorsión total sea, al menos, inferior al 5%.

El diagrama a bloques del inversor esta formado por un circuito de potencia, un circuito de control y un filtro de salida, según se muestra en la siguiente figura.

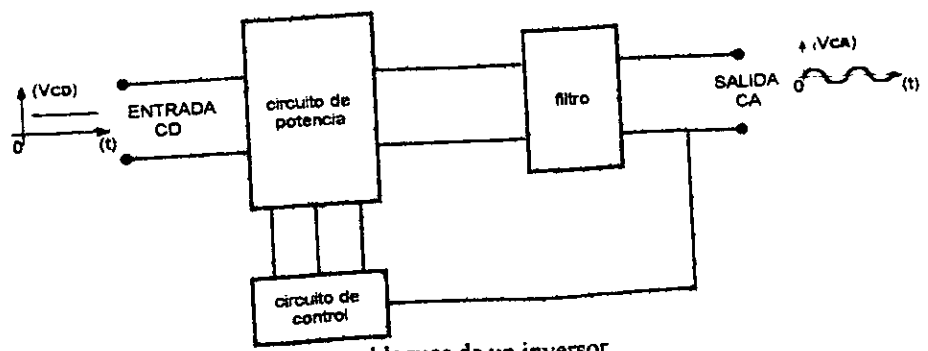


Diagrama a bloques de un inversor.

En algunos inversores, a la salida del circuito de potencia se obtiene una onda periódica, en general, con un gran contenido de armónicos, por lo que es necesario proceder a un filtrado, que reduzca este contenido de armónicos hasta el nivel exigido por las especificaciones del equipo a alimentar, por ejemplo los equipos de análisis médico; los cuales tienen que trabajar con una señal pura, esto quiere decir que no exista presencia de armónicos en la señal de alimentación.

En la actualidad existen diversos métodos para la eliminación de armónicos a la salida de los inversores que son utilizados en los sistemas de alimentación ininterrumpida (U.P.S), los más utilizados son; por el control del ángulo de disparo de los transistores de potencia y por el filtraje de la señal de salida del sistema. Así por ejemplo en algunos sistemas de alimentación ininterrumpida (U.P.S), el control del nivel de armónicos en la salida es controlado en la etapa de potencia y en la etapa del filtro de salida, teniéndose a la salida de esta última etapa una señal lo más pura posible de armónicos como se muestra en la siguiente figura.

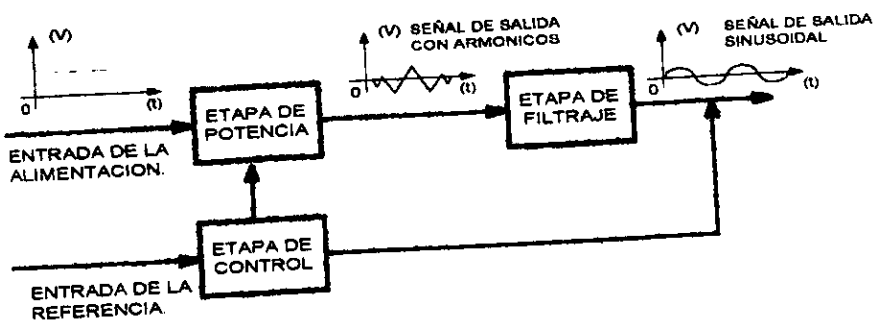


Diagrama a bloques del proceso de la señal de salida.

La etapa de potencia es construida con rectificadores controlados de silicio (SCR's) o transistores de potencia MOSFET, encargándose la etapa de control de hacer conducir a los SCR's o transistores de potencia el tiempo necesario para obtener un voltaje específico, con el cual se genera la forma de onda Sinusoidal que alimenta a una carga.

Como el voltaje y la corriente tienen un considerable contenido armónico, los armónicos son múltiplos de la frecuencia fundamental del sistema de potencia, que evita que las formas de onda de salida se parezcan a una senoide como es el caso ideal de operación, los armónicos son identificados por su orden de armónica, por ejemplo la 5ª armónica sobrepone una frecuencia de 300 hz sobre la frecuencia fundamental de 60 hz.

Los armónicos causan problemas tanto en la línea de alimentación como en la carga; como pueden ser calentamiento en la línea de alimentación, calentamiento y mal funcionamiento de componentes internos de la carga entre otros.

La utilización de un sistema PWM (modulación por ancho de pulso) nos permite controlar la frecuencia y el voltaje de salida en una sola etapa, ésta es la del inversor. También este tipo de sistema presenta grandes ventajas en la eliminación de armónicos ya que con el adecuado tiempo de disparo de los MOSFET's es posible reducir al mínimo la cantidad de armónicos, inclusive hasta alcanzar su completa eliminación.

El contenido de armónicos y sobre todo su distribución en el espectro de frecuencias, depende del control. Por otra parte el costo, el volumen y las pérdidas en los filtros obligan a reducirlos al máximo, optimizando el conjunto control-filtros, para llegar a la solución más económica y viable posible.

La magnitud y por tanto el precio de los filtros, no solo depende de la distorsión total, sino también de la distribución de los armónicos, ya que cuanto más alta es la frecuencia del armónico con respecto a la fundamental, es más fácil de eliminar.

Por lo anterior este trabajo tiene como objetivo el diseño y la construcción de un inversor de baja potencia, haciendo hincapié en el análisis denominado modulación por ancho de pulso (PWM).

METODOLOGIA

Es necesario conocer los componentes de un inversor, el funcionamiento de cada uno de los elementos integrantes y la teoría necesaria para su comprensión. De esta forma, en el capítulo I se hace un breve repaso sobre la historia de los inversores y los avances que han tenido hasta la fecha; se describen las configuraciones básicas de diseño que pueden realizarse, los tipos de modulación, los armónicos, los efectos de estos en la red, los niveles permisibles y la técnica de eliminación. También se hace una descripción de la tarjeta controladora MC68HC11 y su programación.

El capítulo II está dedicado al diseño del inversor, este capítulo es muy importante y muestra las especificaciones del inversor a desarrollar, el diseño del circuito de potencia, y del circuito de control, y cada uno de estos circuitos con su respectivo diagrama. También se enfoca sobre el diseño del programa del microcontrolador, del diseño del gabinete, características de las baterías a utilizar en el inversor y por último se proporciona el diagrama general de conexiones.

La construcción de los circuitos en circuitos impresos queda incluida en el capítulo III, donde se realiza la parte práctica del diseño.

El capítulo IV está dedicado a las pruebas funcionales y acoplamientos de los circuitos.

Finalmente en el capítulo V se enfoca a la evaluación tanto económica como técnica del inversor, para observar si se cumplen los objetivos planteados.

CAPITULO I.

GENERALIDADES

CAPÍTULO I.

GENERALIDADES

1.1.- INTRODUCCION.

El presente capítulo muestra las características de los inversores, la evolución de las tecnologías utilizadas en los inversores, modulaciones existentes, el principio básico de la formación de onda de salida, la descripción sobre las causas y niveles permitibles de armónicos en la red de alimentación y la descripción de la tarjeta controladora MC68HC11 que proporcionará el control de la señal de salida en el inversor.

1.2. - HISTORIA DE LOS INVERSORES.

Al paso de los años, se ha generalizado el uso de la palabra "inversor" para denominar aquellos equipos que convierten el voltaje de directa en alterna, utilizados principalmente en sistemas de respaldo de energía.

Los primeros dispositivos electrónicos utilizados para las etapas de potencia fueron a base de relevadores, que por medio de sus contactos abrían o cerraban trayectorias creando con esto el patrón de corriente alterna; al paso de los años y gracias a los semiconductores de potencia, se han desarrollado nuevas técnicas que han mejorado a los equipos, teniendo como resultado una mayor confiabilidad, la reducción del tamaño de los mismos, mayor eficiencia y estabilización, como se muestra en la siguiente clasificación:

CLASIFICACION GENERAL DE LOS INVERSORES.

De acuerdo al desarrollo de su tecnología, se pueden clasificar en las siguientes generaciones:

- 1ª Generación (Motor Generador)
- 2ª Generación (Onda Cuadrada
Ferroresonante)
- 3ª Generación (Onda Escalonada)
- 4ª Generación (Modulación por ancho de pulso)

A continuación se hace la descripción de cada una de ellas.

1ª GENERACIÓN.

Fue el arreglo básico que logró convertir la energía de corriente directa en alterna. En ésta generación se combina el movimiento físico y el magnetismo para producir una tensión. Consiste en hacer girar la bobina de un generador en donde pasan las líneas de campo magnético de los polos de un imán permanente. Esto da origen a un voltaje que aparece en los extremos de la bobina que se transfiere a un circuito externo por medio de anillos deslizantes y escobillas. Este tipo de arreglo se presenta en la figura 1.1

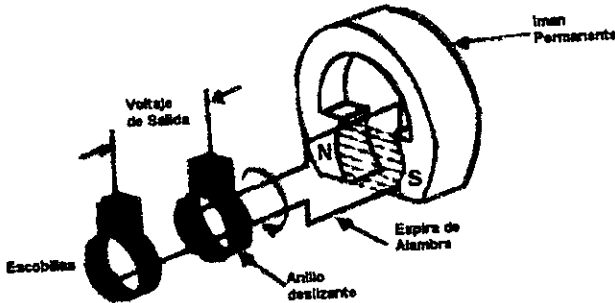


Figura. 1.1 Arreglo del motor generador.

Es un sistema sensible a las variaciones bruscas de la carga, esto quiere decir que si se cambia el valor de la carga drásticamente, el sistema lo recibe y empieza a tener un mal funcionamiento, entregando una señal de salida distorsionada.

2ª GENERACIÓN:

a) ONDA CUADRADA.

En estos inversores, la etapa de potencia estaba formada a base de relevadores. En la actualidad con la evolución de la tecnología y la inclusión de los transistores como dispositivos de conmutación de estado sólido, el tamaño de estos inversores se ha reducido, así como el ruido audible generado. En la figura 1.2 se representa un inversor de onda cuadrada por medio de interruptores dinámicos o switch (a, a', b y b'). En la entrada se conecta un voltaje V de CD y a la salida se obtiene un voltaje alterno (V_t) de forma cuadrada, el cual es el que alimenta a la carga. El proceso de la señal se realiza en dos instantes, en el primero se cierran los interruptores a y a' para obtener la forma del primer semiciclo positivo de la señal, a continuación se abren y de forma inmediata se cierran los interruptores b y b' para que se forme el segundo semiciclo de la señal, que es de polaridad contraria a la de los interruptores a y a'.

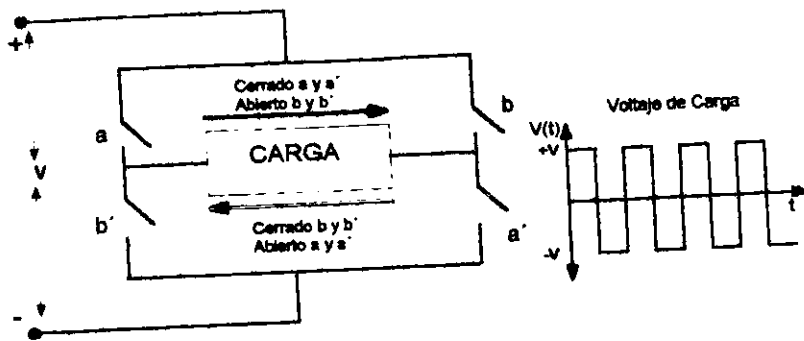


Figura 1.2. Inversor de Onda Cuadrada.

Los sistemas de onda cuadrada hoy en día son más confiables y pueden tener un fin de aplicaciones. Actualmente es posible encontrar inversores de onda cuadrada a un precio accesible, fabricados principalmente en capacidades pequeñas (menores a 1.5 KVA).

b) FERRORESONANTE.

También conocido como inversor "transformador de voltaje constante". Su diseño electrónico es simple y la etapa de potencia para suministrar energía al transformador es similar a los de onda cuadrada.

Este consiste de una etapa elemental de potencia, formado principalmente por un transformador de voltaje constante (Ferroresonante). La unidad C.V.T. (de las siglas en inglés constante voltaje transformer), es la que realiza la regulación del voltaje, la corriente y el filtrado de la señal de salida, de ahí su simplicidad y alta confiabilidad. La mayor desventaja de este tipo de inversor es su respuesta lenta, sensibilidad a la frecuencia, sensibilidad a ciertos factores de carga, incompatibilidad con ciertos factores de carga, y límite de corriente.

En la figura 1.3 se presenta el arreglo del inversor ferroresonante, el cual está construido con 4 SCR's, los cuales se encargan de formar la señal de salida cuadrada. Las bobinas CH1 y CH2 son dispositivos de protección contra corto circuito, los diodos son dispositivos de protección contra las corrientes inversas, el capacitor es un elemento de almacenamiento de energía, el trabajo de este dispositivo dentro del circuito es de cargarse y descargarse para que con el voltaje de descarga se puedan desactivar los SCR's que se encuentren activados y el transformador es el que regula y filtra el voltaje de salida. La forma de operación de este inversor es igual al de onda cuadrada, la única diferencia es de que este inversor trabaja por medio de conmutación forzada, por la utilización de los SCR's. (ésta consiste en "forzar" a la corriente que circula a través del SCR en dirección opuesta a la de la conducción, aplicando un voltaje del mismo valor del de conducción pero de polaridad negativa en sus terminales controlador y por su apagado).

Durante el primer instante de trabajo, se encuentran activados los SCR's 1 y 4, pero desactivados los SCR's 2 y 3. En el segundo instante para que se puedan activar los SCR's 2 y 3, se tienen que desactivar 1 y 4, la cual se realiza por medio del capacitor C1, el cual en el primer instante se carga para que posteriormente ese voltaje almacenado se le aplique a los SCR's para que se puedan desactivar y entren en operación los SCR's 2 y 3. Durante el instante de conmutación, existe un momento de milisegundos, en el cual los 4 SCR's están operando lo que puede provocar un corto circuito en la carga, es en este momento en donde entran en operación las bobinas CH1 y CH2 evitando este corto circuito. Las bobinas en ese momento presentan una gran oposición a los cambios bruscos de corriente, y por medio de ésta oposición se genera un campo magnético, y de ésta forma nada más pasa una corriente moderada la cual no es de consecuencia. La señal cuadrada de salida se encuentra en los puntos X, Y.

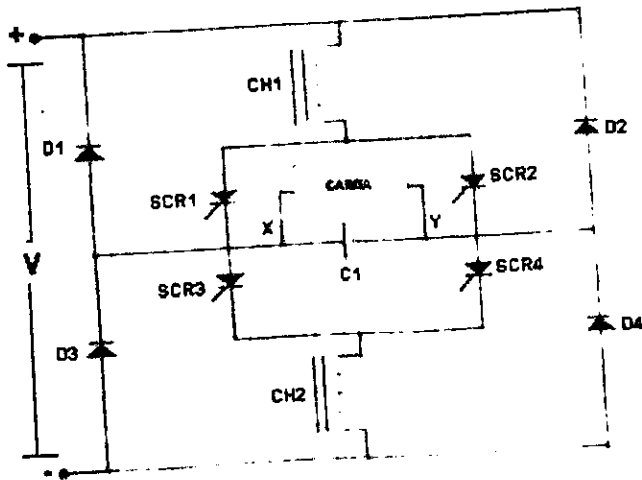


Figura 1.3 Inversor Ferrorresonante.

En los puntos X, Y aparece una señal de forma cuadrada y para que ésta señal sea sinusoidal se conecta al transformador ferroresonante con filtro. En la figura 1.4 se muestra este transformador que tiene una trampa de armónicos (filtro) resonante a 60 Hz, eliminando las frecuencias restantes.

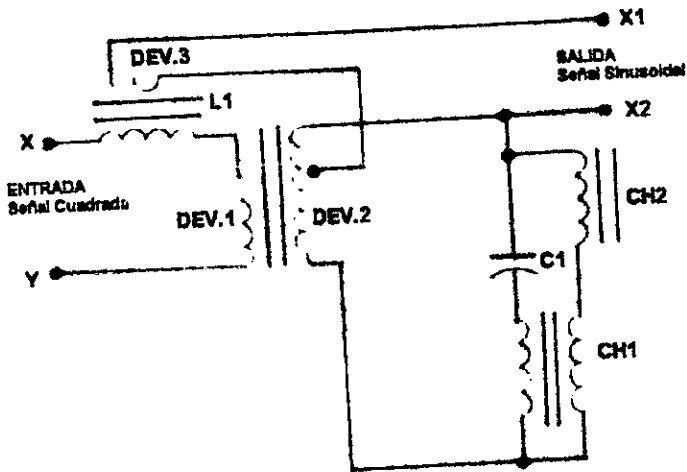


Figura 1.4 Transformador Ferroresonante Convencional de Onda Sinusoidal.

Este tipo de inversores es uno de los más utilizados en la industria mexicana y se diseña a base de transistores o tiristores.

3ª GENERACIÓN:

También conocido como "doble puente". El diseño involucra dos inversores operando con un corrimiento de fase controlado uno del otro, sus salidas son sumadas para producir una forma de onda de seis pulsos. En la figura 1.5 se presenta el inversor de Onda Escalonada conectado en puente trifásico de seis ramas y las ondas de salida.

a) Circuito.

b) Ondas de Salida.

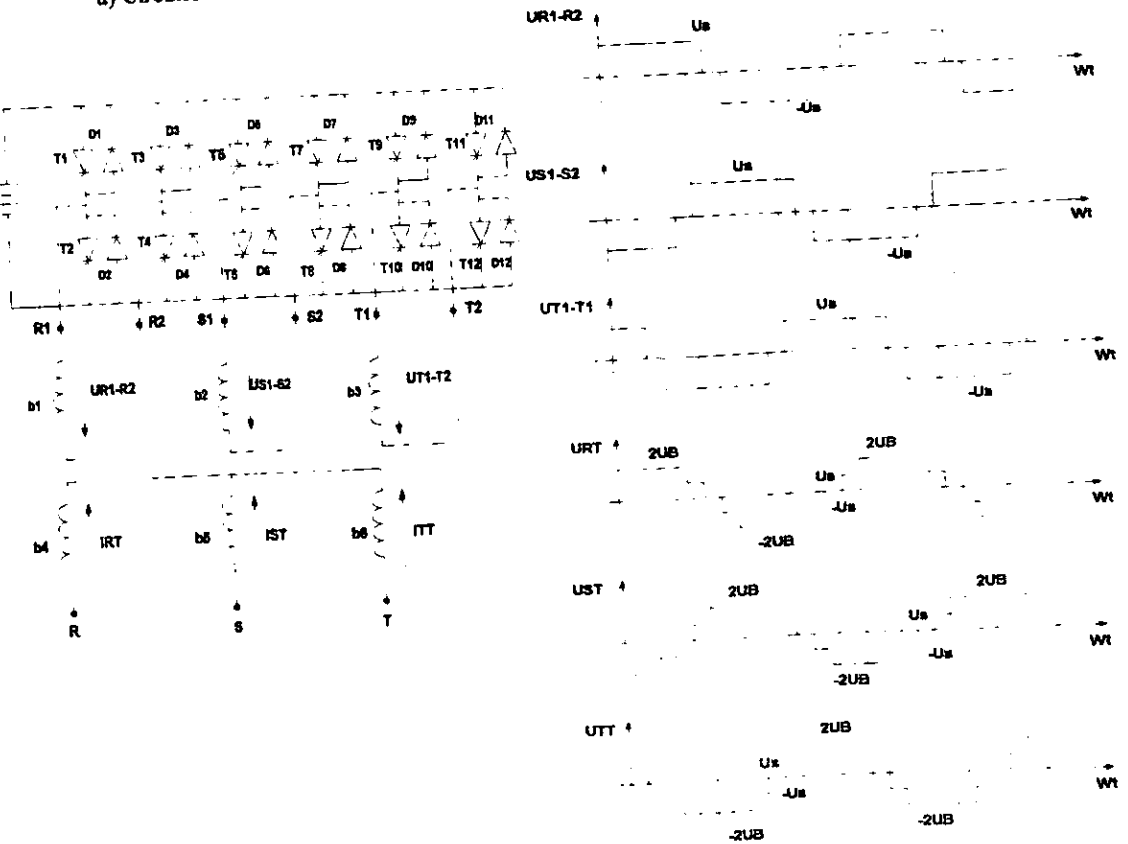


Figura 1.5 Inversor de Onda Escalonada.

Este tipo de inversor no tiene las desventajas de los inversores de onda cuadrada, ya que provee una regulación razonable, así como una respuesta a muchas cargas. Por la complejidad de las dos etapas inversoras de potencia, este no es considerado como económico para los equipos inferiores a 40 KVA y es relegado a aplicaciones trifásicas.

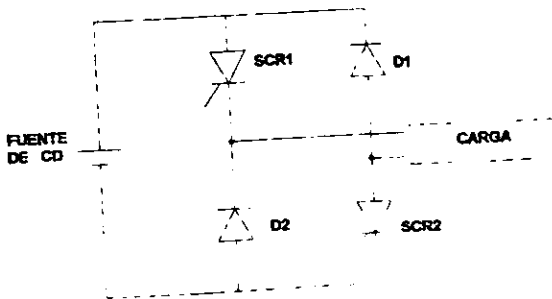
4ª GENERACION:

Los inversores que operan bajo este principio son mucho más complejos que los anteriores, pero proveen la mejor regulación de voltaje y respuesta a transitorios. La etapa inversora opera en una frecuencia portadora modulada de acuerdo a la fundamental. Este tipo de inversores es universalmente usado con cualquier tipo de carga.

Los primeros equipos se construyeron a base de un gran número de transistores en las etapas de potencia. En la actualidad con el advenimiento de transistores de grandes capacidades, el desarrollo de estos se ha optimizado, reduciendo el peso y el ruido audible de los equipos, aumentando su confiabilidad al ya no utilizarse muchos componentes.

En la figura 1.6 se muestra el inversor con tecnología de Modulación de Ancho de Pulso (PWM) y la señal de salida. El circuito está compuesto de 2 ramas, en cada una se encuentra colocado un SCR o un transistor con su respectivo diodo de protección contra corrientes inversas. Las dos ramas quedan conectadas a la fuente de alimentación de CD y en los puntos medios de las ramas está conectada la carga, la operación de esta configuración se describe durante el desarrollo de este capítulo.

a) Inversor con tecnología PWM.



b) Señal de Salida.

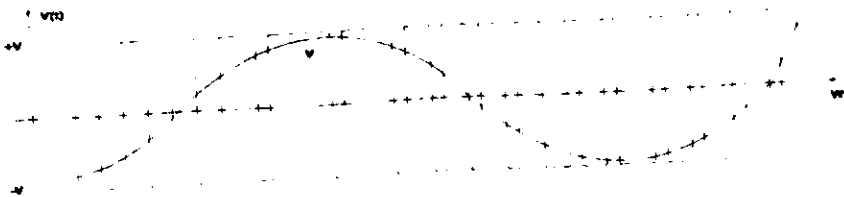


Figura 1.6 Inversor con Tecnología de Modulación Por Ancho de Pulso (PWM).

La tecnología PWM en inversores está teniendo gran aceptación por la gran eliminación de las armónicas e incluso pueden llegarse a eliminarse totalmente y la gran calidad de la energía a la salida, por lo que es el que se estudiara en este trabajo de tesis.

1.2.1.- USO DE LOS INVERSORES.

Los inversores transforman energía eléctrica de corriente continua en corriente alterna. Hasta la aparición de los transistores y tiristores en el campo de la electrónica, se construían mediante grupos rotativos contruidos por un motor de corriente continua acoplado a un alternador en el caso de potencias de algunos kilowatts o superiores. Para potencias menores de un kilowatt se utilizaban vibradores electromecánicos. Hoy en día se pueden realizar a base de semiconductores, son equipos muy compactos con buena fiabilidad, rendimiento del orden del 70% al 90% y excelentes características.

El campo de aplicaciones es muy variado y abarca entre otras la generación de corriente alterna de 400 Hz en aeronaves, alimentación de cargas que trabajan con un voltaje constante y fijo, alimentación de instrumentación a partir de baterías, alimentación ininterrumpida para centros de cómputo, alumbrado fluorescente y tensiones variables. Las potencias cubren la gama de miliwatts en inversores para instrumentación o más de 1 MVA en los sistemas de alimentación ininterrumpida. Las tensiones de alimentación de corriente continua varían desde algunos voltios a unos 500 voltios, empleándose normalmente tensiones un tanto más elevadas cuanto mayor sea la potencia a suministrar, con el objeto de mantener las corrientes manejadas dentro de los límites razonables.

Los semiconductores involucrados en los inversores trabajan en la región de corte y en la de saturación, pero no en la región activa, buscando la mayor reducción de pérdidas posibles. Esto implica que las ondas de tensión generadas están compuestas por un número mayor o menor de pulsos cuya amplitud depende de la tensión de corriente continua de entrada y la frecuencia está dada por la velocidad en la cual sean disparados y cortados los semiconductores. En aquellos casos en que la carga exija una tensión de alimentación sinusoidal, será necesario intercalar un filtro adecuado entre el inversor propiamente dicho y la carga.

Independientemente del empleo de transistores o tiristores como elementos de conmutación, los inversores adoptan en su circuito de potencia tres configuraciones básicas que se discutirán a continuación.

1.2.2.- CONFIGURACIONES BASICAS DE LOS INVERSORES.

Dentro de los inversores existen tres tipos de configuraciones, las cuales son: con transformador de toma media, con batería de toma media y configuración en puente monofásico, como se describe a continuación:

- PUENTE MONOFASICO.

Este circuito de potencia está compuesto de dos ramas de semiconductores conectadas a los extremos de la batería (UB) y entre los puntos medios de las ramas (X,Y) se conecta la carga, como se muestra en la figura 1.7 Se han representado los semiconductores mediante transistores (T1, T2, T3 y T4) conectados en antiparalelo con diodos (D1, D2, D3 y D4), estos tiene la finalidad de brindar protección a los transistores de las corrientes reactivas generadas por la carga. Los transistores deben tener ciertas características como la corriente, el voltaje que pueden soportar y la velocidad de respuesta. Estas características dependerán de la potencia que se quiera tener a la salida del inversor. El funcionamiento de ésta configuración es como sigue:

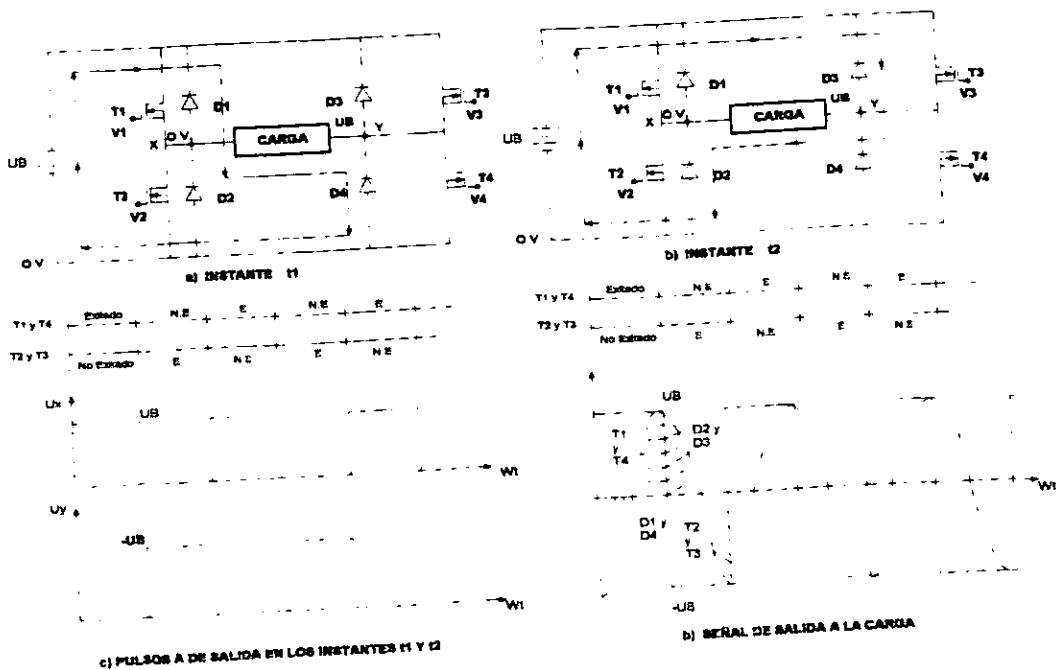


Figura. 1.7. Inversor. Configuración Puente Monofásico.

Para el instante t_1 se mantienen excitados T1 y T4, con los voltajes v_1 , v_4 respectivamente. El extremo X de la carga se queda conectado al polo positivo de la batería UB y el Y al polo negativo, porque se hacen 0 volts las tensiones drenaje-fuente en dichos transistores; la tensión de la carga se mantiene igual a UB. Para el instante t_2 se bloquea a T1 y T4 y excitando T2 y T3, la tensión de la carga se invierte en polaridad. Haciendo esto de forma alternativa, la carga queda sometida a una tensión alterna cuadrada de amplitud igual a la tensión de batería UB. La tensión que deben soportar los semiconductores es igual a la tensión de batería más sobreoscilaciones propias de cada circuito.

Esta configuración es por lo tanto, la más apropiada para la tensión de batería elevada y potencia de la carga alta.

Para representar la onda de intensidad de salida i_s se ha supuesto por sencillez que la carga consiste en un circuito a base de resistencias, bobinas y condensadores que tienen una impedancia infinita a los armónicos de la tensión de salida, de forma que absorbe una intensidad sinusoidal pura. El ángulo de retardo ϕ de la intensidad de carga respecto a la onda fundamental de la tensión de salida U_B , se ha tomado de 90°

Observando el comportamiento de la señal de salida se confirma la necesidad de disponer diodos conectados en antiparalelo con los transistores que permitan la circulación de la intensidad reactiva. Durante los intervalos de conducción de los diodos, la carga devuelve potencia a la batería.

El ángulo o intervalo de conducción de los diodos coincide con el argumento ϕ de la impedancia de carga. Siendo nulo para carga con $\cos \phi = 1$, en cuyo caso podría eliminarse los diodos. El mayor ángulo de conducción para los diodos y menor para los transistores se da con carga reactiva pura, tanto capacitiva como inductiva ($\cos \phi = 0$). Ambos ángulos son de 90° .

El valor medio de la intensidad conducida por cada transistor es:

$$I_{TRm} = \frac{I_P}{2\pi} [1 - \cos(90^\circ - \phi)] \quad (1.1)$$

y la de cada diodo.

$$I_{Dm} = \frac{I_P}{2\pi} (1 - \cos \phi) \quad (1.2)$$

Siendo I_P el valor de pico de la intensidad de salida.

La corriente media entregada al circuito por la batería en cada semiciclo es igual a la que circula por los transistores menos la que circulan por los diodos, es decir:

$$I_{b\text{med}} = \frac{I_P}{2\pi} [\cos\phi - \cos(90^\circ - \phi)] \quad (1.3)$$

Se observa que para el ángulo $\phi < 90^\circ$ la intensidad media conducida por los transistores es superior a la intensidad media conducida por los diodos y la intensidad entregada por la batería es positiva. Para el $\phi = 90^\circ$ (carga reactiva pura) la intensidad media por los transistores y por los diodos es la misma. Para el ángulo $\phi > 90^\circ$ la intensidad media de los transistores es inferior a la media de los diodos y la intensidad entregada por la batería es negativa.

Por consiguiente, los inversores teniendo un control adecuado pueden comportarse como rectificadores, transfiriendo la energía desde su salida en c.a. a su entrada en c.c.

- TRANSFORMADOR DE TOMA MEDIA.

La batería o fuente de alimentación, de tensión U_b se conecta por uno de sus polos (positivo) al punto medio del primario del transformador, como se observa en la figura 1.8. El otro polo (negativo) se conecta alternativamente a uno y otro extremo del primario mediante interruptores IN1 e IN2 que simbolizan los transistores o tiristores del circuito real.

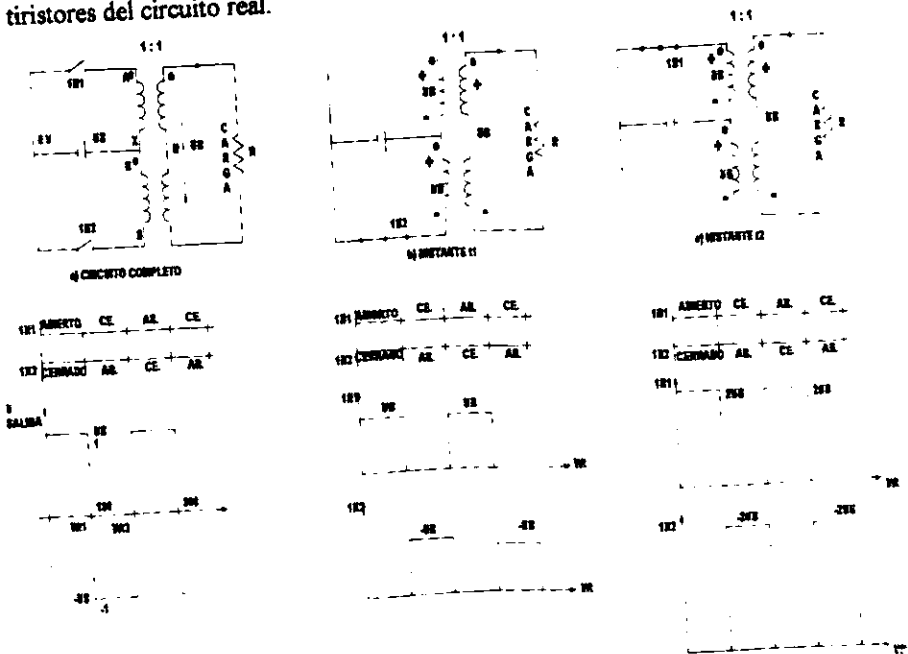


Figura 1.8. Inversor. Configuración con Transformador de Toma Media.

Para el primer instante t_1 con IN2 cerrado, y para una relación de transformación 1:1, la tensión del secundario resulta.

$$U_s = U_B \quad (1.4)$$

Se ha supuesto, para simplificar al máximo este esquema, que la carga es una resistencia pura de valor R . La intensidad de salida durante este semiperiodo es, por lo tanto

$$i_s = \frac{U_s}{R} = \frac{U_B}{R} = I \quad (1.5)$$

Suponiendo igual número de espiras en el secundario y cada uno de los primarios. La tensión U_B se mantiene mientras no se sature el transformador y antes de que esto suceda se abre IN2, cerrándose simultáneamente IN1. La tensión de salida cambia de sentido.

$$U_s = - U_B \quad (1.6)$$

Y mantiene el mismo valor absoluto. La intensidad de salida resulta.

$$i_s = - \frac{U_B}{R} = - I \quad (1.7)$$

Repetiendo estas operaciones a la velocidad requerida por la frecuencia a obtener, se consigue en el secundario del transformador una tensión alterna cuadrada de amplitud U_B . En la figura 1.8 se ha supuesto carga resistiva, con lo que la forma de onda de la corriente de salida es la misma que la de la entrada.

Esta configuración somete a los semiconductores en el estado de bloqueo a una tensión del doble al de la batería, no siendo adecuada a tensiones de entrada alta. El transformador tiene un bajo coeficiente de utilización del primario por lo que la configuración no es apropiada para potencias altas.

BATERÍA DE TOMA MEDIA.

Un extremo de la carga RLC se conecta a la mitad del banco de baterías UB (toma media); el otro extremo se conecta alternativamente a los polos positivo y negativo del banco de baterías mediante transistores o tiristores. (figura 1.9).

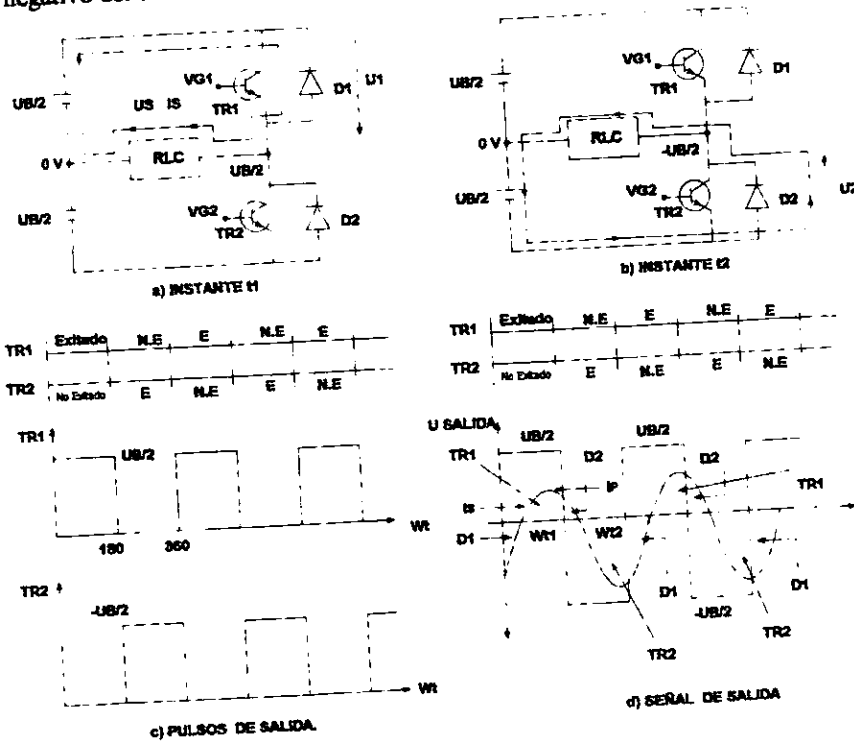


Figura 1.9. Inversor. Configuración con Batería de Toma Media.

El funcionamiento de esta configuración es la siguiente:

Durante el instante t1 en que TR1 está excitado y saturado, la tensión del extremo derecho de la carga es $+U_B/2$ respecto de la toma media de la batería, salvo caídas de tensión despreciables en el semiconductor. Durante el instante t2 en que se excita TR2, la tensión de dicho extremo de la carga es $-U_B/2$. La tensión de salida resultante es una onda cuadrada de amplitud $U_B/2$. La forma de onda de la intensidad de la carga depende de ésta. En la figura 1.9 se ha supuesto por sencillez que la carga está compuesta de una combinación de resistencias, condensadores y bobinas que presentan una impedancia infinita a las armónicas de tensión, por lo que la corriente de salida es una onda sinusoidal retrasada respecto a la onda fundamental de tensión en un ángulo ϕ igual al argumento de la impedancia de la carga a la frecuencia fundamental.

De la observación del comportamiento de las ondas de tensión y corriente de salida se deduce que ésta se ve obligada a circular en determinados intervalos en sentido contrario al de la conducción del semiconductor excitado. Para ello se dispone los diodos antiparalelo D1 y D2.

El ángulo o intervalo de conducción de los diodos coincide con el argumento φ de la impedancia de carga, siendo nulo para carga con $\cos \varphi = 1$, en cuyo caso podrían eliminarse los diodos. El mayor ángulo de conducción para los diodos y menor para los transistores se da con carga reactiva pura, tanto capacitiva como inductiva ($\cos \varphi = 0$). Ambos ángulos son de 90° .

El valor medio de la intensidad conducida por cada transistor es

$$I_{TRm} = \frac{I_p}{2\pi} [1 - \cos(90^\circ - \varphi)] \quad (1.8)$$

y la de cada diodo

$$I_{Dm} = \frac{I_p}{2\pi} (1 - \cos \varphi) \quad (1.9)$$

siendo I_p el valor pico de la intensidad de salida.

La corriente media entregada al circuito por cada mitad de batería es igual a la que circula por los transistores menos la que circula por los diodos, es decir.

$$I_{battm} = \frac{I_p}{2\pi} [\cos \varphi - \cos(90^\circ - \varphi)] \quad (1.10)$$

La tensión de los semiconductores en bloqueo es igual a la tensión de batería, por lo que ésta configuración se adapta a baterías de tensión media y elevada. Sin embargo es un inconveniente el hecho de necesitar una toma media en la fuente, sobre todo cuando ésta se halla alejada del equipo y cuando se manejan potencias elevadas.

1.2.3.- INVERSORES PWM.

Los inversores PWM efectúan el control de la frecuencia y del voltaje en la sección de control del inversor. En el rectificador el voltaje de salida siempre es de amplitud constante debido a que la sección del convertidor de CA-CD está formado únicamente por diodos. Para controlar el voltaje promedio de salida del inversor se emplea la técnica de modulación en ancho de pulso (PWM).

Por ejemplo en la figura 1.10 se presenta el diagrama a bloques de un convertidor estático de frecuencia, utilizando un Inversor con Modulación de Ancho de Pulso (PWM), donde el inversor se encarga de controlar la frecuencia y el voltaje en la sección de salida.

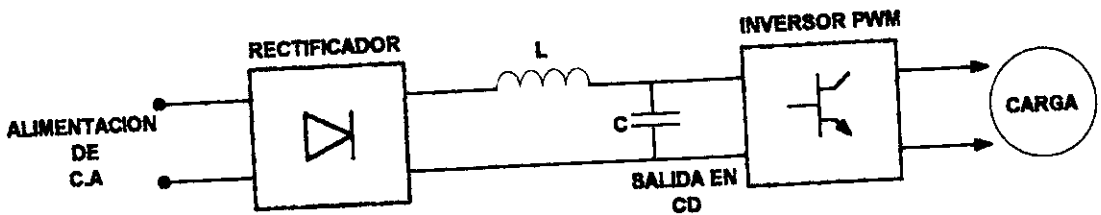


Figura 1.10 Diagrama a bloques de un Convertidor Estático de Frecuencia.

El circuito del convertidor de frecuencia es alimentado monofásicamente, el cual está formado en la parte de la entrada por el puente rectificador y en la parte de la salida se encuentra el inversor. Como se muestra en la figura 1.11.

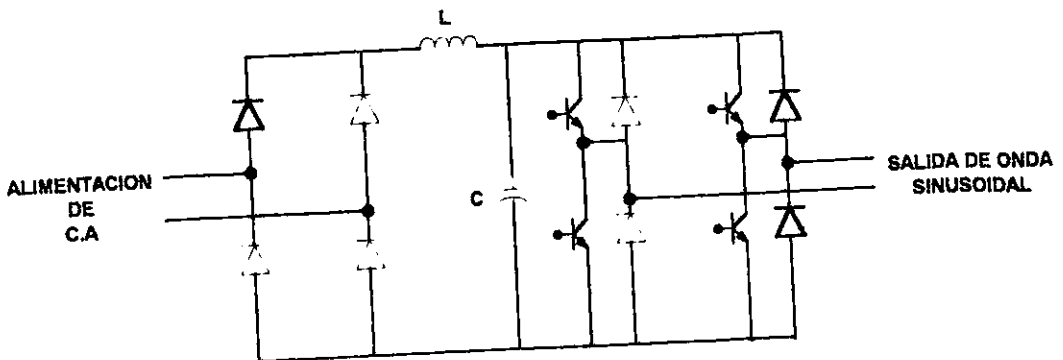


Figura 1.11. Circuito del Convertidor Estático.

1.3.- TIPOS DE MODULACION.

En muchas aplicaciones industriales se utiliza el control PWM (modulación de ancho del pulso), el cual será la base para el diseño del prototipo, pero existen diferentes tipos de modulaciones, éstas dependen de la forma y del número de pulsos que genera el inversor. Se pueden clasificar de la siguiente manera:

- 1.- Modulación de un solo ancho de pulso.
- 2.- Modulación de varios anchos de pulso (modulación múltiple).
- 3.- Modulación senoidal del ancho de pulso.

A continuación se describe cada una de las modulaciones mencionadas.

- MODULACION DE UN SOLO PULSO.

En este tipo de modulación existe un pulso por cada medio ciclo de onda alterna de salida del inversor, el ancho de dicho pulso se puede variar a fin de controlar el voltaje RMS. Las señales de excitación que disparan a los transistores son generadas comparando una señal rectangular de referencia de amplitud A_r , con una portadora triangular de amplitud A_c como se observa en la figura 1.12. la frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida, si se hace variar A_r desde 0 hasta A_c , el ancho del pulso (representado por δ) puede variar desde 0° hasta 180° . La relación A_r con A_c es la variable de control y se define como índice de modulación.

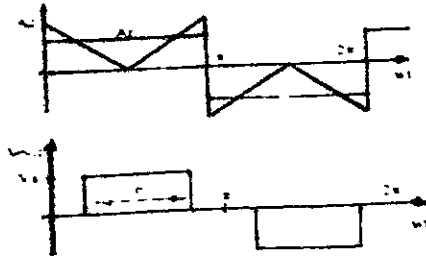


Figura 1.12. Modulación de un solo Ancho de Pulso

Este sistema de modulación es poco empleado ya que la forma de onda de salida tiene un alto contenido armónico, en la figura 1.13 se puede observar el perfil armónico de este tipo de modulación, donde V_n es el voltaje de la componente armónica "n" y V_s el voltaje de salida

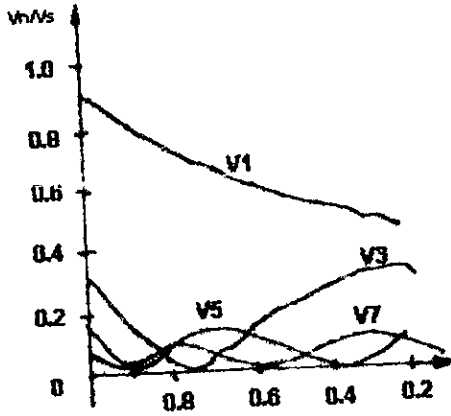


Figura 1.13. Perfil Armónico de la Modulación de un solo Pulso

En la figura 1.13 se observa que la armónica dominante es la tercera y la componente fundamental está muy próxima a ésta componente al disminuir el índice de modulación, por lo que este sistema no se utiliza en inversores que manejan bajos voltajes de salida.

- MODULACION DE VARIOS ANCHOS DE PULSOS:

Utilizando varios pulsos en cada medio ciclo de voltaje de salida puede reducirse al contenido de armónicos. La generación de señales de excitación para activar los transistores aparecen en la figura 1.14 mediante la comparación de una señal de referencia A_r con una onda portadora triangular A_c

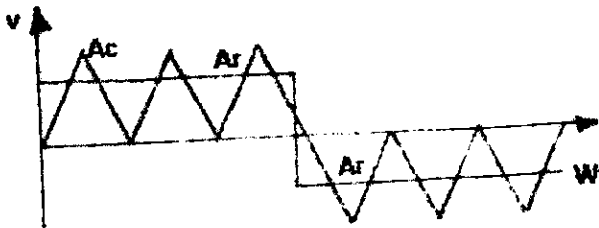


Figura 1.14. Generación de los Pulsos de Excitación

La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida, y la frecuencia de la portadora determina el número de pulsos por cada ciclo, también el índice de modulación controla el voltaje de salida. En este tipo de modulación, el ancho de los pulsos es del mismo valor para cada voltaje de salida RMS obtenido del inversor, como se observa en la figura 1.15.

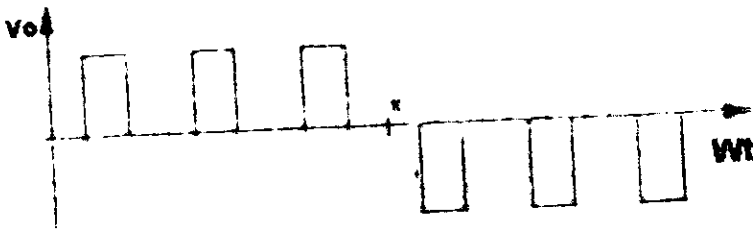


Figura 1.15. Forma de Onda de Salida para una Modulación Múltiple.

El perfil armónico de este tipo de modulación es muy parecido al de la modulación de un solo pulso, teniéndose la ventaja que si se tienen muchos pulsos de salida, el valor de las componentes armónicas bajas (tercera, quinta, séptima armónica) se puede reducir.

- MODULACION SENOIDAL DEL ANCHO DE PULSO.

En esta modulación en lugar de mantener igual el ancho de los pulsos, como en 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 como se aprecia en la figura 1.16.

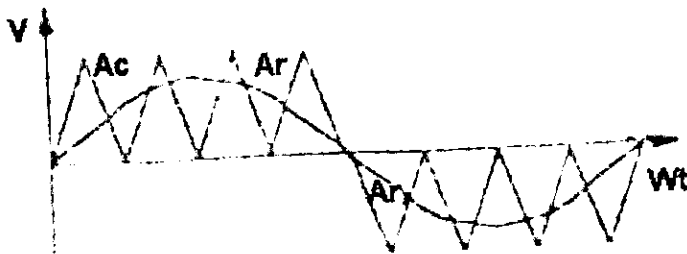


Figura 1.16. Generación de Pulsos de Excitación, Modulación Sinusoidal.

Las armónicas de menor orden se reducen en forma considerable, aunado a esto, la modulación PWM permite eliminar las armónicas que se consideren necesarias, esto se logra disparando los transistores del inversor en un tiempo calculado, en base a las características de la onda sinusoidal y triangular; por ello se le conoce más comúnmente como variación de los ángulos de disparo. La forma de onda de salida del inversor se puede ver en la figura 1.17.

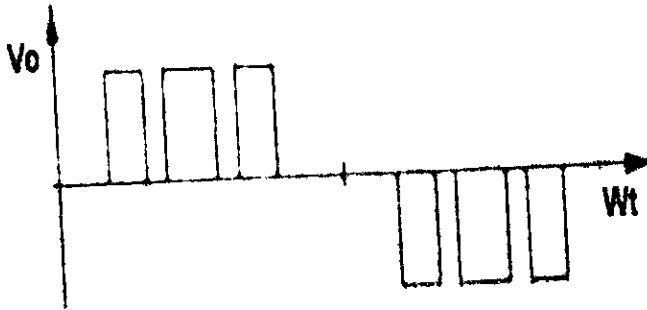


Figura 1.17. Forma de la Onda de Salida del Inversor con Modulación Sinusoidal.

El perfil armónico de este tipo de modulación se puede observar en la figura 1.18 para tres pulsos por semiciclo.

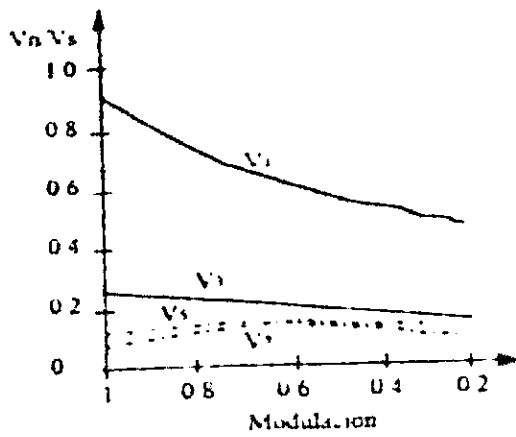


Figura 1.18. Perfil Armónico para la Modulación Sinusoidal del Ancho del Pulso.

1.4.- ARMONICOS EN LA RED DE ALIMENTACION.

El desarrollo y perfeccionamiento de los semiconductores de potencia ha incrementado el uso de los convertidores estáticos, dada su eficiencia y confiabilidad en el control de la energía eléctrica. El comportamiento no lineal de estos convertidores tiene como consecuencia la generación de corrientes armónicas que afectan negativamente a su propio funcionamiento, así como al de otros equipos conectados a la red.

Una armónica puede definirse como "una componente senoidal de una onda periódica o de una cantidad que tiene una frecuencia que es múltiplo entero de la frecuencia fundamental del sistema"

Las armónicas pueden entonces conceptualizarse como voltajes y/o corrientes que existen en un sistema eléctrico para algunos múltiplos de la frecuencia fundamental.

La figura 1.19 muestra la forma de onda resultante de la suma de la 5ª, 7ª y 11ª armónica a la fundamental.

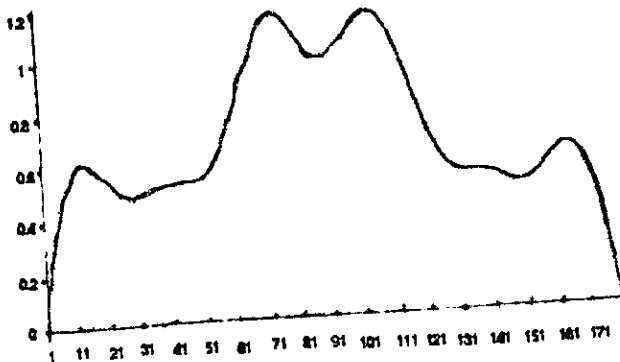


Figura 1.19. Forma de onda resultante de la suma de la 5ª, 7ª y 11ª armónica a la fundamental.

La aplicación del teorema de Fourier permite efectuar el análisis de la onda distorsionada determinando la amplitud y los desfases de cada una de las ondas senoidales que constituyen las armónicas, así como la amplitud de la onda senoidal fundamental y la posible presencia de una componente continua, determinada por una constante, como se muestra en la figura 1.20.

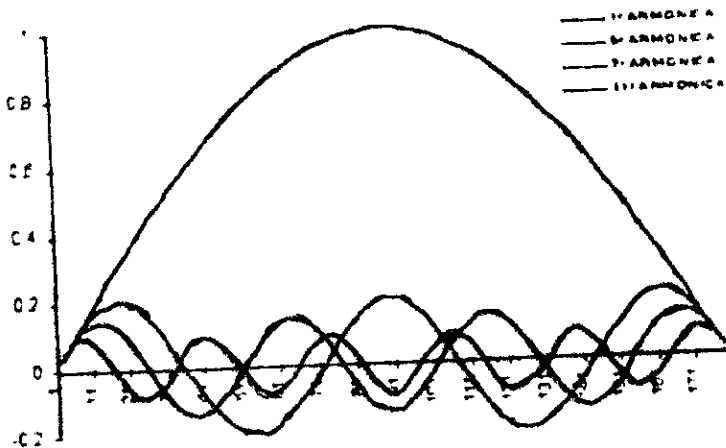


Figura 1.20. Descomposición de una onda periódica en componentes armónicas.

A la relación de ordenes de armónicas contenidas en la onda fundamental y su amplitud correspondiente se les denomina espectro de armónicos de la onda original distorsionada.

La distorsión de la señal de corriente en el lado de alterna del convertidor de CA-CD es debido a la conmutación realizada por los dispositivos de potencia es decir, la distorsión ocurre cuando se transfiere la corriente de un SCR a otro SCR de acuerdo a la secuencia de conducción.

Las armónicas presentes en el sistema inversor llevan a cierto número de desventajas. Algunas de ellas son las siguientes:

- 1) Las corrientes armónicas incrementan el calentamiento en los motores conectados con el sistema de tiristores. Esto reducirá la capacidad de transporte de cargas del motor.
- 2) Si los circuitos de regulación y de control no se protegen en forma apropiada, las armónicas pueden afectar su operación y puede resultar en un funcionamiento incorrecto.

- 3) Las corrientes de las armónicas causan pérdidas en el sistema de CA y algunas veces producen resonancia dentro del sistema. Bajo tales condiciones, se puede afectar tanto la medición, como la instrumentación debido a la distorsión.
- 4) La corriente de las armónicas puede originar reproducción distorsionada y poca calidad en los equipos de audio y video.
- 5) Las armónicas presentes en las líneas de transmisión son capaces de producir interferencia en circuitos de comunicación, como en el teléfono, que puede llegar a un nivel tan alto de ruido que sea imposible comprender el mensaje.
- 6) La corriente de las armónicas puede producir operación defectuosa de los dispositivos controlados a distancia, por la interferencia con el sistema portador.
- 7) En los equipos que trabajan con un voltaje fijo e ininterrumpible, las variaciones producidas por las corrientes armónicas pueden perjudicar el proceso.

1.4.1.- NIVELES PERMITIBLES DE ARMONICOS EN LA RED DE ALIMENTACION.

NORMA IEEE 519-1992.

La revisión de 1992 de la norma IEEE 519 " IEEE Recommended Practices and Requiriments for harmonic control in electrical power system " (Recomendaciones practicas y requerimientos del control de armónicas en sistemas eléctricos de potencia de la organización internacional de ingenieros eléctricos y electrónicos). Señala niveles de distorsión armónica tanto en la señal de voltaje como en la de corriente, como se muestra en las tablas 1.1 y 1.2 respectivamente.

Máxima distorsión armónica en corriente en % de IL						
ISC/IL	Orden individual de la armónica (Armónicos impares)					TH
	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Tabla 1.1.- Limites de distorsión armónica en la corriente para sistemas de distribución general.

1.- todo el equipo de generación está limitado a estos valores de distorsión de corriente independientemente del valor ISC/IL. (Corriente máxima de corto circuito en el punto de conexión común/ IL es la corriente máxima demandada por la carga en el punto de conexión común).

2.- ISC es la corriente máxima de corto circuito en el punto de conexión común (PCC).

3.- IL es la corriente máxima demandada por la carga en el punto de conexión común (PCC).

4.- h es el orden de la armónica impar.

Voltaje en PCC	Máxima distorsión para armónicos individuales (%)	Distorsión armónica total THD (%)
<69 Kv	3.0	5.0
69.001 Kv-161 Kv	1.5	2.5
>161.001 Kv	1.0	1.5

Tabla 1.2.- Límites de distorsión armónica en voltaje para sistemas de distribución general.

Donde:

THD es la distorsión Armónica Total en %.

PCC es el punto de conexión común.

1.4.2.- TÉCNICA DE ELIMINACION DE ARMONICOS.

Cuando se utilizan sistemas inversores existe el problema de los armónicos de corriente o voltaje a la salida del mismo, estos provocan diversos problemas como calentamiento de la línea de alimentación a la carga, disparo de los sistemas de seguridad como pueden ser los sensores de picos debido a los voltajes o corrientes instantáneos de los armónicos. Estos problemas causados por los armónicos pueden ser eliminados de diversas maneras como son:

- Colocación de filtros entonados a la 3a, 5a, 7a, etc. armónica a la salida del inversor.
- Para el caso del UPS (sistema de alimentación ininterrumpible) se puede utilizar filtros a base de transformadores ferresonantes, los cuales entregan una señal de salida sin distorsión armónica debido a la construcción propia del transformador.

- c) Disparo de los interruptores o dispositivos de potencia a tiempos específicos para reducir lo más posible los armónicos a la salida del inversor

En el prototipo que se desarrollara en este trabajo se utilizara la opción "c". En el inversor se tendrán que disparar los transistores de potencia con una secuencia específica, resultado de la modulación senoidal del ancho de pulso y de tal forma que el voltaje de salida del inversor tenga las características mostradas en la figura 1.21, ya que como se explico anteriormente con este tipo de modulación se podrán eliminar en forma efectiva las armónicas que se deseen (En el desarrollo del prototipo se eliminara la tercera y quinta armónica).

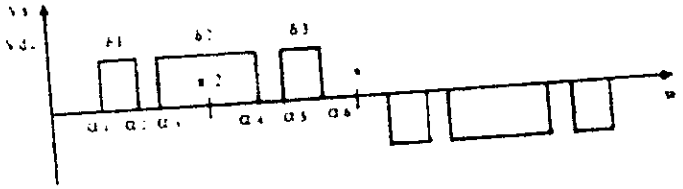


Figura 1.21 Forma de onda de salida de un inversor con tecnología PWM para 3 pulsos por semiciclo

La técnica de eliminación de armónicos consiste entonces en encontrar expresiones o ecuaciones en donde intervengan los ángulos de conmutación $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$, en función de la amplitud de la componente fundamental ($\alpha_4, \alpha_5, \alpha_6$, se obtienen por simetría de la forma de onda) En la figura 1.21 se observan tres pulsos por semiciclo, en los cuales el segundo pulso está dividido a la mitad por $\pi/2$ para facilitar el análisis y la obtención de los pulsos de disparo. La solución de estas ecuaciones nos permitirá conocer a que tiempo o en que grado se disparan los interruptores (transistores) de potencia. Esta técnica se explicara con más detalle en el capítulo II

1.5.- DESCRIPCION DE LA TARJETA CONTROLADORA MC68HC11.

Un microcontrolador es una computadora completa, ésta se encuentra contenida en el chip de un circuito integrado destinado a gobernar una sola tarea. El microcontrolador es una microcomputadora, donde en su memoria solo reside un programa destinado a gobernar una aplicación determinada.

La tarjeta controladora MC68HC11 contiene un microprocesador de 8 bits, puede direccionar hasta 65536 bytes, tiene algunas instrucciones para realizar operaciones de 16 bits, los sistemas periféricos que contiene varían según la versión y encapsulado, en la figura 1.22 se muestra el diagrama a bloques que contiene los sistemas periféricos (puertos A, B, C, D, E y terminales de entrada/salida) típicos de esta familia de microcontroladores.

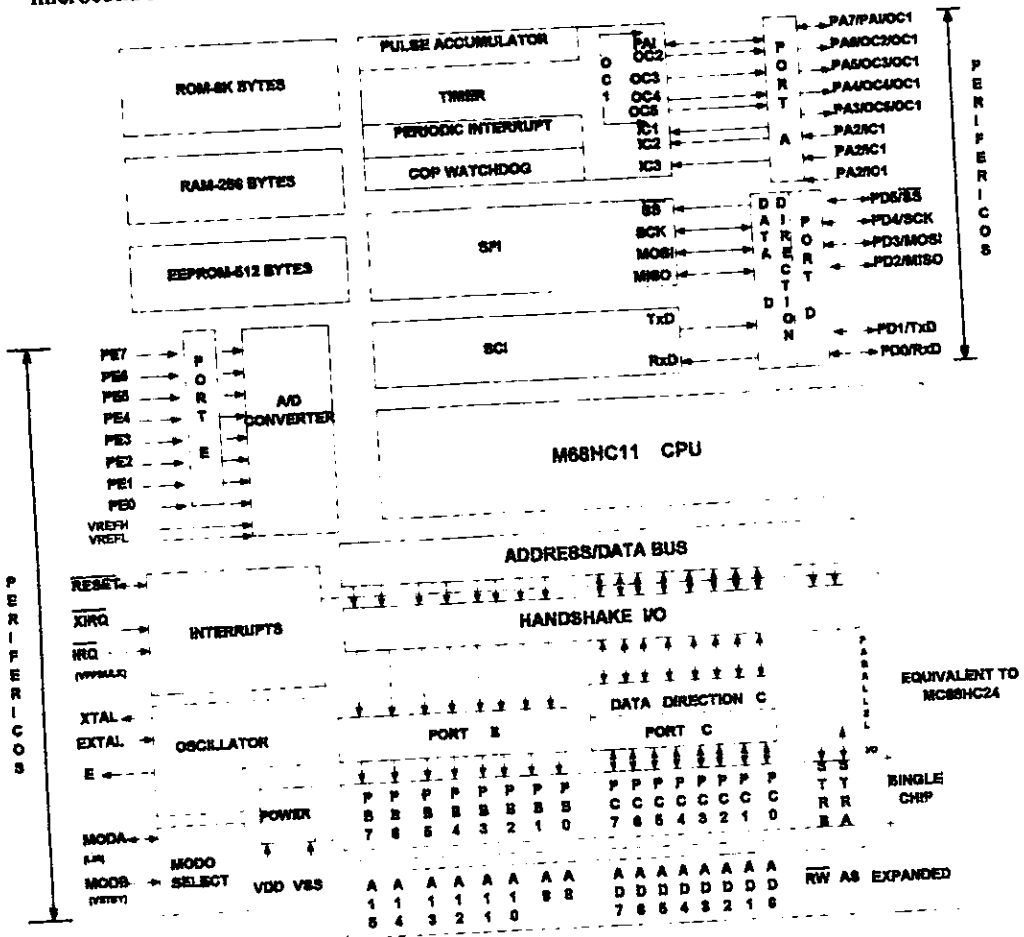


Figura 1.22. Diagrama a bloques del MC68HC11.

El microcontrolador MC68HC11E9BCFN2 es el que se utilizara y sus características son las siguientes:

- MC = (Nivel de calificación) MC = Completamente específico y capacitado.
 68 = (Designador Numérico) Opcional.
 HC = (Rango de voltaje de operación) HCMOS VDD= 5.0VCD +/- 10%
 11E9 = (Número de parte de la base).
 B = (Mascara monitora). B= Búfalo.
 C = (Rango de temperatura). 40 a 85 Grados C.
 FN = (tipo de encapsulado) FN = 44/52/68/84 PIN PLCC.
 2 = (Especificación de la velocidad máxima del reloj) 2 = 2 Mhz.

Existen diferentes tipos de terminales en el microcontrolador, las cuales se describen a continuación.

- Terminales de Alimentación.

La energía es suministrada al microcontrolador por las terminales VDD y VSS donde VDD es la entrada de voltaje positivo y VSS es tierra. El microcontrolador trabaja con 5 volts regulados.

- Terminales para el modo de operación MODA/LIR y MODB/VSTBY.

Los niveles de voltaje que existen durante el RESET en éstas terminales, determinan el modo de operación del microcontrolador.

La terminal MODA se activa con un cero lógico en el primer ciclo de reloj E, de cada interrupción y la terminal MODB/VSTBY sirve también como entrada de voltaje de sostenimiento de la RAM. Es decir, se puede alimentar únicamente la RAM y tener apagado al microcontrolador y no perder el contenido de la RAM.

A continuación se presenta la tabla 1.3 con los valores que toman las terminales y en que modo de direccionamiento se encuentra trabajando.

TERMINAL		MODO DE OPERACIÓN
MODA	MODB	
1	0	Circuito Unico
1	1	Expandido
0	0	Modo de Arranque Especial
0	1	Modo de Prueba

Tabla 1.3. Valores de las terminales del microcontrolador y los direccionamientos en que trabaja.

- Terminales de interrupción IRQ/VPP y XIRQ.

Mediante estas terminales es posible interrumpir por dispositivos externos al microcontrolador.

También la terminal IRQ es utilizada como entrada del voltaje de programación de la EPROM, esto en las versiones de los microcontroladores que la contengan

- Terminal de Restablecimiento RESET.

La terminal RESET es bidireccional, porque además de poder recibir un reset, el microcontrolador puede enviar una señal de restablecimiento a otros dispositivos, esto en caso de que el COP (computador Operando Adecuadamente) o el monitor del reloj detecte una falla.

- Sistema de Computador Operando Adecuadamente COP.

Este sistema determina errores del procesamiento de programación. Cuando el COP está habilitado, el programa que se este utilizando debe limpiar el reloj del COP, de lo contrario al alcanzar cierto valor de este, ocurre un restablecimiento.

- Puerto A.

El puerto A, tiene líneas de entrada y salida que son usadas como parte del sistema del timer o como líneas de propósito general. Tres terminales son de entrada de propósito general o entradas por captura y cuatro de salida de propósito general o salida por comparación y una más que puede ser programada como entrada o como salida PA7. La terminal PA7 es usada también como entrada al acumulador de pulsos.

- Puerto B y C.

El puerto B y C tienen diferentes funciones dependiendo del modo de operación. Cuando el microcontrolador trabaja en modo de circuito único, las terminales del puerto B son siempre de salida y las del puerto C bidireccionales y ambas de propósito general. Cuando el microcontrolador trabaja en modo expandido el puerto B y C sirven como bus de datos y de direcciones respectivamente, multiplexando en el puerto C, la parte baja de las direcciones con el bus de datos.

- Puerto D, STRA y STRB.

El puerto D está formado por 6 terminales, las cuales pueden ser utilizadas como comunicación serial o como líneas de entrada o salida de propósito general. Para la comunicación asincrónica la terminal PDO es usada para recibir datos seriales y la terminal PD1, es usada para transmitir datos seriales, estas dos terminales están asociadas con un bloque interno del microcontrolador llamado SCI (interface de Comunicación Serial), este bloque realiza las funciones de propósito general UART (universal Asíncrono Receptor/Transmisor).

Las otras cuatro líneas del puerto D, pueden ser también configuradas para comunicación serial, estas se encuentran asociadas con el bloque llamado SPI (interfase Periférico Serie del inglés "Serial Peripheral Interface"). Este bloque es usado comúnmente para comunicarse con otros dispositivos electrónicos, como por ejemplo: desplegados de cristal líquido, convertidores de D/A, etc.

La función de las terminales STRA y STRB, varía según el modo de operación del microcontrolador. En el modo de circuito único, son líneas de control de los puertos B y C. En el modo expandido STRA permite diferenciar entre un dato y una dirección y STRB es la línea de lectura y escritura (Read and Write) R/W que indica cuando el microcontrolador lee o escribe en algún dispositivo externo.

- Puerto E.

El puerto E está formado por 8 terminales, las cuales pueden ser utilizadas como 8 líneas de entrada de propósito general o como canales de entrada para el convertidor analógico digital.

1.6.- REGISTROS DE LA PROGRAMACIÓN DE LA TARJETA CONTROLADORA MC68HC11.

La programación es el acto de diseñar e implementar programas.

Un programa le indica al microcontrolador en detalle lo que tiene que realizar paso a paso para cumplir una tarea y el programador es aquella persona que diseña el programa a ejecutar en el microcontrolador.

En la figura 1.23 se muestran los 7 registros del CPU disponibles para el programador y su respectiva descripción de cada uno de ellos.

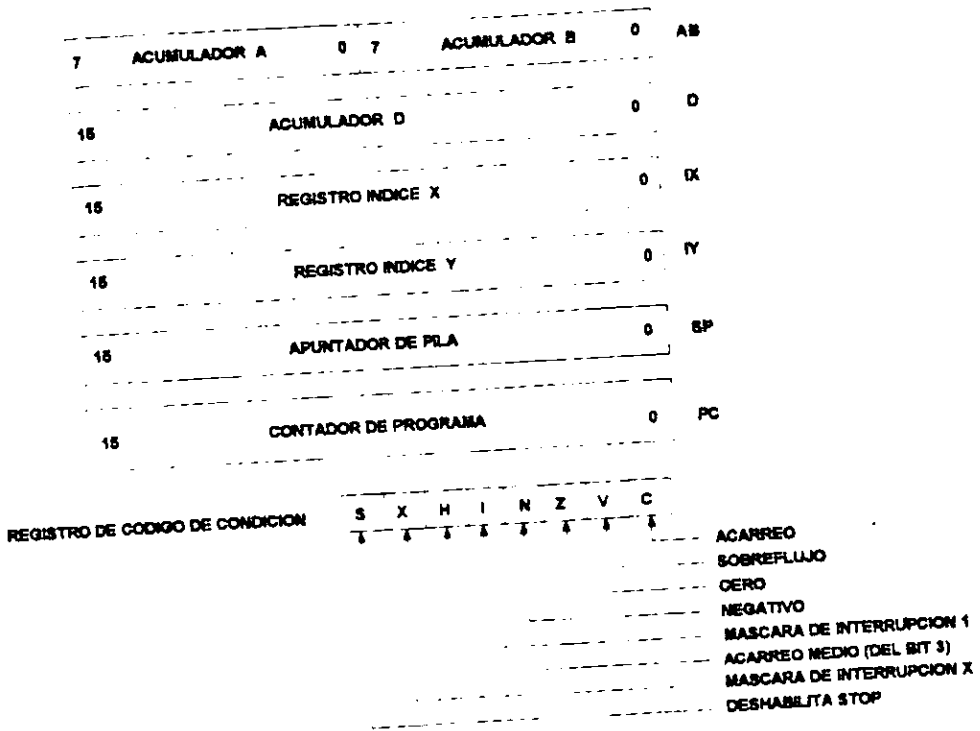


Figura. 1.23. Registros de código de condición

ACUMULADOR A Y B

Son registros de 8 bits (de 0 a 7) de propósito general, son usadas para almacenar y enviar datos de memoria o para realizar operaciones aritméticas. Los acumuladores A y B conforman de manera conjunta el acumulador D

CONTADOR DE PROGRAMA

El contador de programa es un registro de 16 bits (de 0 a 15), contiene la dirección de la siguiente instrucción ha ser ejecutada

REGISTROS INDICES X y Y

Son utilizados como apuntadores, se emplean en los modos de direccionamiento X y Y. El acumulador X se emplea junto con D en la instrucción de la división.

APUNTADOR DE PILA.

La pila es una área de la memoria RAM utilizada para almacenamiento temporal de datos o direcciones, se utiliza en el llamado de subrutinas y también en interrupciones.

REGISTRO DE CODIGO DE CONDICIONES.

C.- Este bit indica que hubo acarreo de una operación de suma o un préstamo en una operación de resta.

V.- Este bit indica que el número está fuera de rango.

Z.- Bandera de cero, este bit es colocado en uno cuando el resultado es cero.

N.- Bandera de negativo, si el bit más significativo de un resultado es 1 se indica con un uno.

H.- Bandera de acarreo medio, ésta bandera indica un acarreo del bit 3 al bit 4.

I.- Deshabilitación de interrupciones mascarables, este bit cuando está en uno deshabilita las interrupciones mascarables.

X.- Deshabilitación de interrupción de la terminal XIRQ, este bit cuando está en uno deshabilita la interrupción de la terminal XIRQ.

Si $X=0$ la interrupción XIRQ está habilitada y el recobramiento de la interrupción es dirigido hacia el programa de servicio de la interrupción XIRQ. Si este bit es 1 la interrupción XIRQ está inhibida pero la terminal XIRQ puede aun ser usada para salir del modo de STOP. En este caso el microcontrolador restaura su ejecución a partir de la siguiente instrucción después de la de STOP.

Después de RESET los bits $I=X=1$ para inhibir interrupciones.

S.- Deshabilita la instrucción STOP, si este bit está en 1 deshabilita la instrucción STOP. Si la instrucción de STOP es encontrada mientras el bit $S=1$, ésta será tratada como una instrucción NOP.

La tarjeta controladora MC68HC11 soporta un modo llamado de STOP donde todos los relojes son detenidos para reducir el consumo de energía hasta unos cuantos miliampers. Para recobrase de este modo es necesario dar un RESET o por medio de las terminales IRQ o XIRQ.

El formato general de una instrucción en lenguaje ensamblador es el siguiente:

Etiqueta Mnemónico operando operando Comentario.

Etiqueta.- Puede o no llevarla la línea del programa.

Mnemónico.- Es la instrucción en lenguaje ensamblador.

Operando operando.- Mediante los operandos es como se le indica al microcontrolador de donde tomar el dato para trabajar.

La tarjeta MC68HC11 está construido por los siguientes elementos de software y hardware:

- Sistema temporizador expandido de 16 Bits con previsor programable de 4 opciones.
- Interface de comunicación serie (SCI) mejorada, con formato registro sin retorno a cero (NRZ).
- Convertidor Analógico-Digital (A/D) de 8 bits y 8 canales.
- Bus expandido no multiplexado.
- Encapsulado de 68 terminales.
- Modos STOP y WAIT de ahorro de energía.
- Capacidad de direccionamiento de memoria de 64 K.
- Interface periférica serie (SPI).
- 512 bytes de RAM estática.
- Instrucciones de brinco y prueba de bits.
- Circuito de interrupción de tiempo real.
- Sistema vigilante de operación correcta del computador COP.
- 12 K bytes de memoria ROM.
- 512 bytes de memoria EEPROM.

CAPITULO II.

DISEÑO DEL INVERSOR

CAPITULO II.

DISEÑO DEL INVERSOR.

2.1.- INTRODUCCIÓN.

En el presente capítulo se mencionan las características que debe de tener el inversor que se diseñara, se hacen las consideraciones necesarias para poder diseñar los circuitos de potencia, y el circuito de control. Tambien se presentan los diagramas del diseño de los circuitos y de las conexiones generales. El diseño de la programación de la tarjeta microcontroladora MC68HC11 y el diseño del gabinete donde estará montado todo el inversor.

2.2.- ESPECIFICACIONES DEL INVERSOR A DESARROLLAR.

En el presente trabajo de investigación se describe un inversor estático; el cual puede expandirse a potencias más elevadas con facilidad, ya que los semiconductores de potencia adoptados son MOSFET, de fácil conexión en paralelo entre sí mismos. Sin embargo, el diseño se ha realizado para una potencia de 500 WATTS de salida por razones económicas.

Las especificaciones principales del inversor a diseñar son las que se presentan a continuación.

INVERSOR PWM.	
Tensión de Entrada	12 V.C.D.
Tensión de Salida.	120 V.C.A.
Potencia de Salida.	500 WATTS
Frecuencia.	60 Hz.
Tipo de Onda de Salida.	Sinusoidal.
Refrigeración.	Natural.

Tabla 2.1.- Especificaciones del Inversor a desarrollar.

2.3.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE POTENCIA.

El diseño de este circuito consiste en utilizar los dispositivos electrónicos adecuados para la realización del prototipo

Para realizar el diseño de este circuito nos basaremos en el diagrama a bloques que se presenta en la figura 2 1

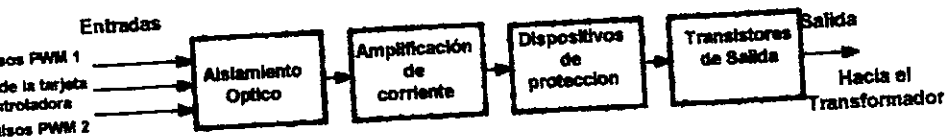


Figura 2.1.- Diagrama a bloques del Circuito de Potencia.

El bloque de aislamiento óptico es el que se encarga de aislar la salida de la señal de la tarjeta controladora de la entrada de los elementos de potencia del inversor por medio de un fototransistor, este se coloca para protección tanto de la tarjeta microcontroladora, como del inversor.

En este bloque se utilizan los circuitos integrados MCT2E, los cuales son optoacopladores y sus características técnicas se pueden observar en el apéndice B.

En el bloque de amplificación de corriente, se utiliza un arreglo compuesto por los transistores Q1 y Q2, los cuales aparecen con las nomenclaturas 123AP y 159 en el apéndice B de este trabajo.

En la base del transistor Q1 estará conectada la resistencia R1 que es donde estará entrando los pulsos PWM generados de la tarjeta microcontroladora. En la misma base estará conectada la resistencia R2 con respecto a tierra y la resistencia R2 del mismo valor con respecto a tierra en el emisor.

El colector estará conectado a la base del Q2 y estará conectada la resistencia de R4 entre la base y el emisor

El colector de este transistor esta conectado al bloque de dispositivos de protección, el cual contiene un arreglo contra corrientes mayores a 1 Ampere y esta formado por D2 y R6 conectados en paralelo.

En este mismo nodo esta conectado el arreglo de protección contra voltajes excesivos, éste será para voltajes mayores de 7.5 Volts, y estará formado por D1 el cual esta conectado en paralelo con R5 y los dos con respecto a tierra. Además este arreglo sirve para fijar el voltaje que entrara al bloque de los transistores de salida.

En el bloque de los transistores de salida se utilizan dos ramas de transistores, las cuales tendrán cuatro MOSFET's conectados en paralelo por cada rama para disminuir la cantidad de corriente que pasa a través de cada uno de los transistores. El objetivo de cada una de las ramas es generar un medio ciclo de la señal de salida, mientras una de las ramas se encuentre en conducción, la otra rama se encontrará en corte y posteriormente la rama que se encontraba en corte empezará a conducir y la que se encontraba conduciendo al principio se pondrá en corte.

En cada uno de los MOSFET'S tiene conectada en el Gate tienen una resistencia de 12 ohms, los Surce esta con respecto a tierra y los Drein estarán conectados entre si mismos, los cuales estarán conectados a uno de los devanados del transformador.

Las dos ramas constan de los mismos elementos y las mismas características. Para que el circuito funcione adecuadamente los pulsos PWM que provienen de la tarjeta microcontroladora ya están configurados para que cuando una de las ramas se encuentre conduciendo, la otra se encuentre en corte y viceversa, para que a la salida del transformador se pueda obtener una señal alternada.

Para poder calcular todas las características y obtener la relación de nuestro transformador nos basaremos en la figura 2.2.

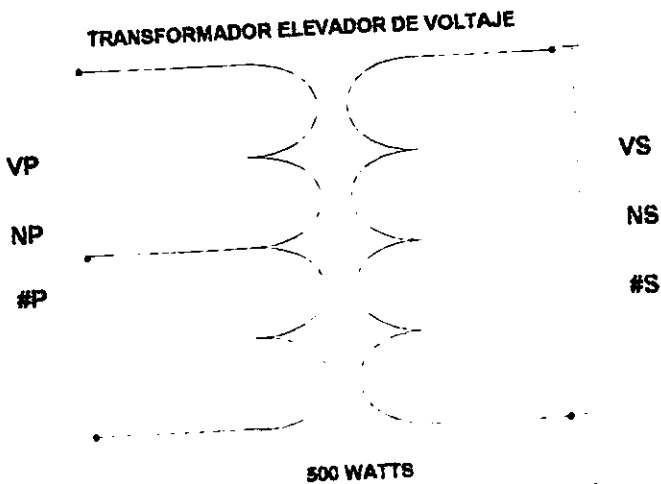


Figura 2.2.- Transformador elevador de voltaje

1)Potencia en el secundario.

$$P = \sum_i V_i I_i$$

2) Sección requerida en las laminaciones.

$$S_r = 1.2 \sqrt{P} \quad \dots\dots\dots \text{Sección real en cm}^2$$

$$S_a = 1.1 S_r \quad \dots\dots\dots \text{Sección aparente en cm}^2$$

3) Número de vueltas en el secundario.

$$N_s = V_s e (4.09434 - 1.08454 \ln S_r).$$

4) Número de vueltas en los primarios.

$$N_p = V_p e (3.8066 - \ln S_r).$$

5) Número del alambre del secundario.

$$\#_s = 18.204 - 8.62314 \ln \sqrt{(4I_s/3\pi)}.$$

Nota: Se toma la aproximación entera.

6) Número de alambre de los primarios.

$$\#_p = 18.204 - 8.62314 \ln \sqrt{(4I_p/3\pi)}.$$

donde:

$$I_p = I_s V_s / V_p.$$

Donde el núcleo del transformador se observa en la figura 2.3

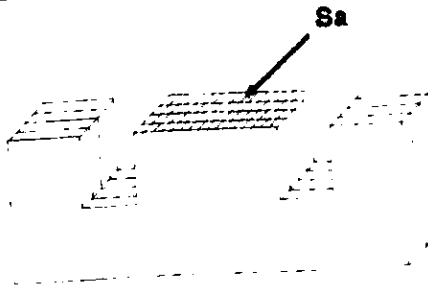


Figura 2.3.- Núcleo del transformador elevador de voltaje.

Donde:

I_s = Corriente en el secundario. (A).

V_s = Voltaje en el secundario (V).
 $\#_s$ = Número del alambre en el secundario.
 $\#_p$ = Número del alambre de los primarios.
 S_r = Sección real del núcleo (cm²).
 S_a = Sección aparente del núcleo (cm²).
 N_s = Número de vueltas en el secundario.
 N_p = Número de vueltas en los primarios.

Nota: Los cálculos hechos para una frecuencia de línea de 50 Hz. Para otra frecuencia solo se modifica S_a .

Ejemplo: Para 60 Hz.

$$S_{a'} = (50/60)S_a.$$

Con las formulas anteriores ya podemos obtener los valores de nuestro transformador a utilizar en el inversor y los cálculos son los siguientes.

Los datos que tenemos para el calculo del transformador es el voltaje de salida, el voltaje de entrada y la potencia de salida, ya que de estos datos tenemos que hacer el calculo de todos los elementos que se necesitan para determinar las características del transformador que sea más optimo y funcional para nuestro inversor.

$P_s = 500$ Watts.
 $V_s = 120$ Vca.
 $V_p = 12$ Vcd.

Con estos valores obtendremos la corriente de salida, la cual nos permitirá obtener los 500 Watts a la salida.

$$I_s = P_s/V_s.$$

$$I_s = 500\text{watts}/120 \text{ Vca. Obteniendo } I_s = 4.16 \text{ A.}$$

Sección requerida de las laminaciones.

Sección real.

$$S_r = 1.2\sqrt{p}$$

Sustituyendo los valores tenemos que:

$$S_r = 1.2\sqrt{500}$$

$$S_r = 27 \text{ Cm}^2.$$

Sección aparente.

$$S_a = 1.1 \text{ Sr.}$$

$$S_a = 1.1(27 \text{ Cm}^2)$$

$$S_a = 30 \text{ Cm}^2$$

Realizando el calculo para 60 Hz.

$$S_a' = 50/60 S_a$$

$$S_a' = 50/60 (30 \text{ Cm}^2)$$

$$S_a' = 25 \text{ Cm}^2.$$

Número de vueltas en el secundario.

$$N_s = V_s e (4.09434 - 1.08454 \text{ Ln Sr}).$$

Sustituyendo los valores.

$$N_s = 120 \text{ Vca} (1.6818).$$

$$N_s = 201 \text{ Vueltas.}$$

Número de vueltas en los primarios.

$$N_p = V_p e (3.8066 - \text{Ln Sr}).$$

Sustituyendo los valores.

$$N_p = 12 \text{ Vcd} (1.6666).$$

$$N_p = 20 \text{ Vueltas.}$$

Número del alambre del secundario.

$$\#s = 18.204 - 8.62314 \text{ Ln } \sqrt{(4I_s/3\pi)}$$

Sustituyendo los valores.

$$\#s = 18.204 - 2.4509$$

$$\#s = 15.$$

Donde sabemos que:

$$I_p = I_s V_s / V_p.$$

$$I_p = 41.6 \text{ A.}$$

Número del alambre de los primarios.

$$\#p = 18.204 - 8.62314 \text{ Ln } \sqrt{(4I_p/3\pi)}$$

Sustituyendo los valores.

$$\#p = 18.204 - 18.35.$$

$$\#p = 6.$$

De esta manera se obtienen los valores definitivos con los cuales se realizara la construcción del transformador las cuales se presentan en la tabla 2.2.

Transformador Elevador con Tap Central					
Tap Central	Corriente de entrada (Amp.)	Corriente de Salida (Amp.)	Voltaje de Entrada (Volts CD)	Voltaje de Salida (Volts AC)	Potencia Total (Watts)
SI	41.66	4.16	12	120	500

Tabla 2.2. - Características del transformador elevador de voltaje.

Finalmente el diagrama de las características del transformador se presenta en la figura 2.4, en la cual están colocadas tanto la corriente de entrada y de salida, con sus respectivos voltajes.

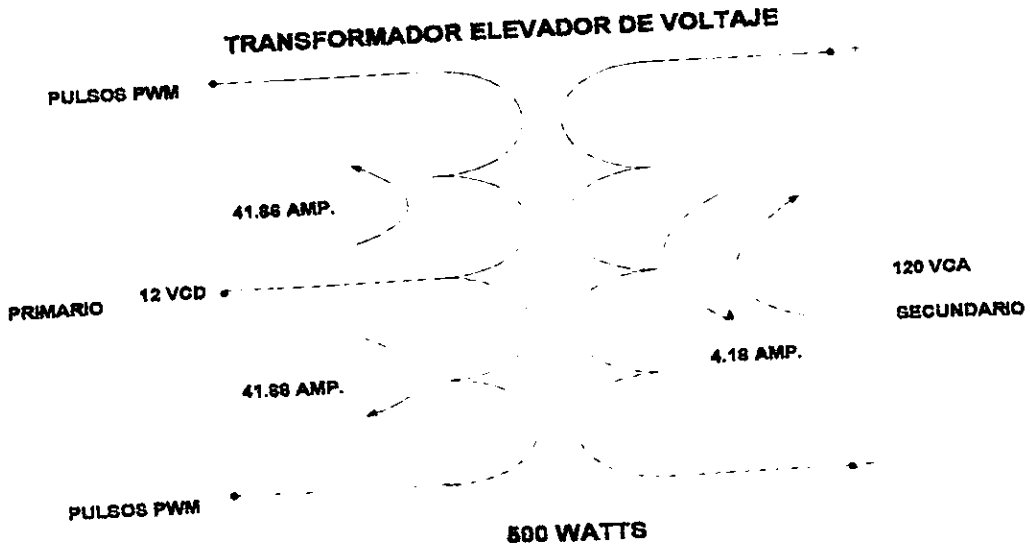


Figura 2.4. - Diagrama del transformador elevador de voltaje.

Las características técnicas de todos los elementos ocupados en este diseño se pueden consultar en el apéndice B de este trabajo y el diagrama de circuito de potencia se presenta en la figura 2.5.

2.3.1.- DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE POTENCIA.

A Continuación se presenta el diagrama del circuito de potencia (inversor-transformador), como se encuentra conectado cada uno de los elementos de potencia y el transformador de salida.

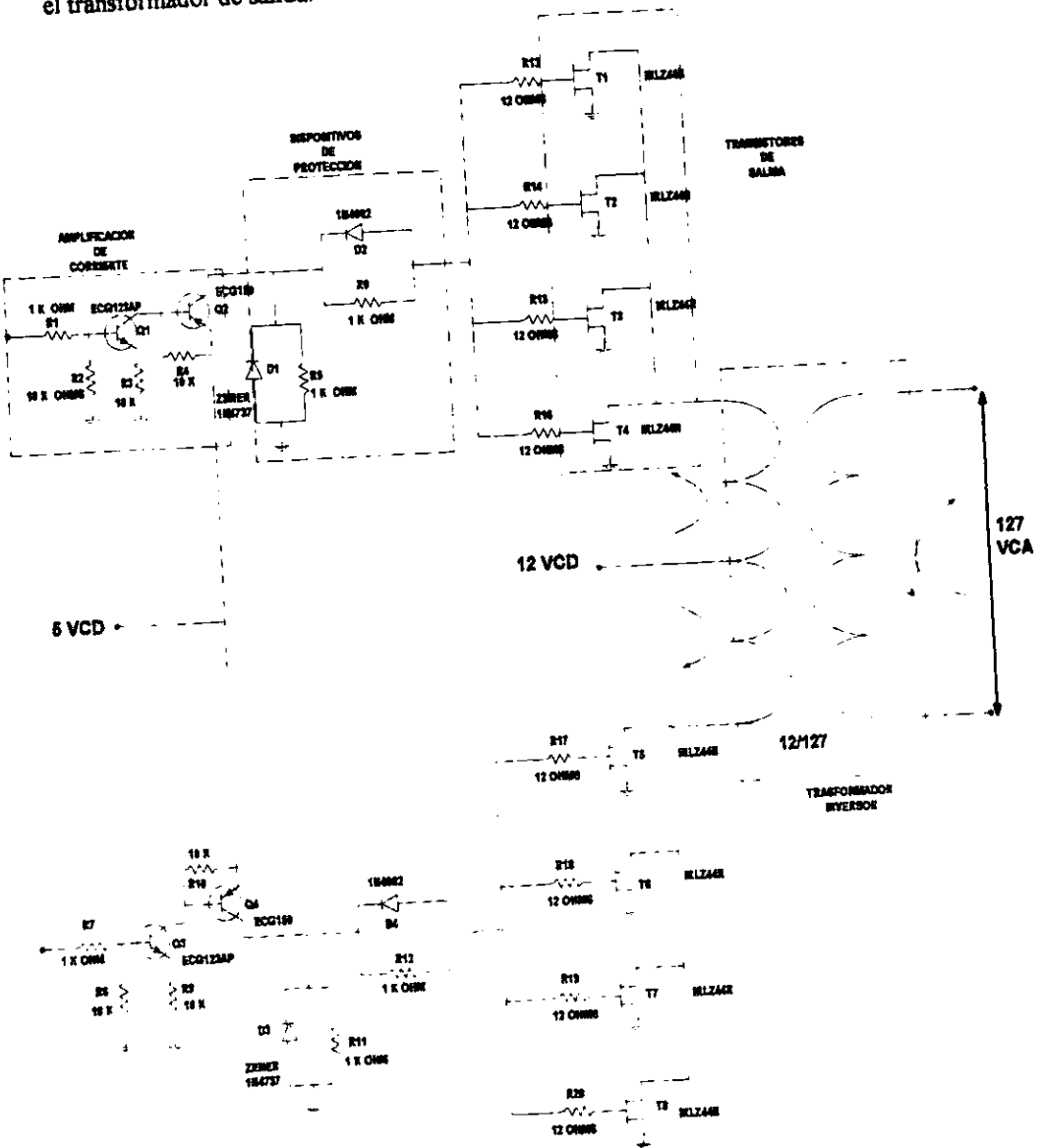


Figura 2.5. Diagrama del circuito de potencia (inversor).

2.4.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL.

En el presente trabajo se utilizara la tarjeta controladora MC68HC11, el cual es uno de los más poderosos microcontroladores de 8 bits, este integrado es fabricado por Motorola con tecnología de alta densidad Metal Oxido Semiconductor Complementaria, tiene como cerebro un μ P 6800 mejorado, cuyos códigos de operación son los mismos, por lo que el programa hecho para un 6800 corre sin ningun cambio en el HC11, sin embargo tiene más registros e instrucciones, puede operar a mayores frecuencias y su registro de código de condición se ha completado a 8 bits, puede estar en modo de espera (Standby) en que consume muy poca energia, y se muestra en la figura 2.6.

Este sistema de control cuenta con memorias RAM, ROM y EEPROM. En el desarrollo de este diseño se utilizara la memoria EEPROM para almacenar la programación que realizara la secuencia de los pulsos PWM.

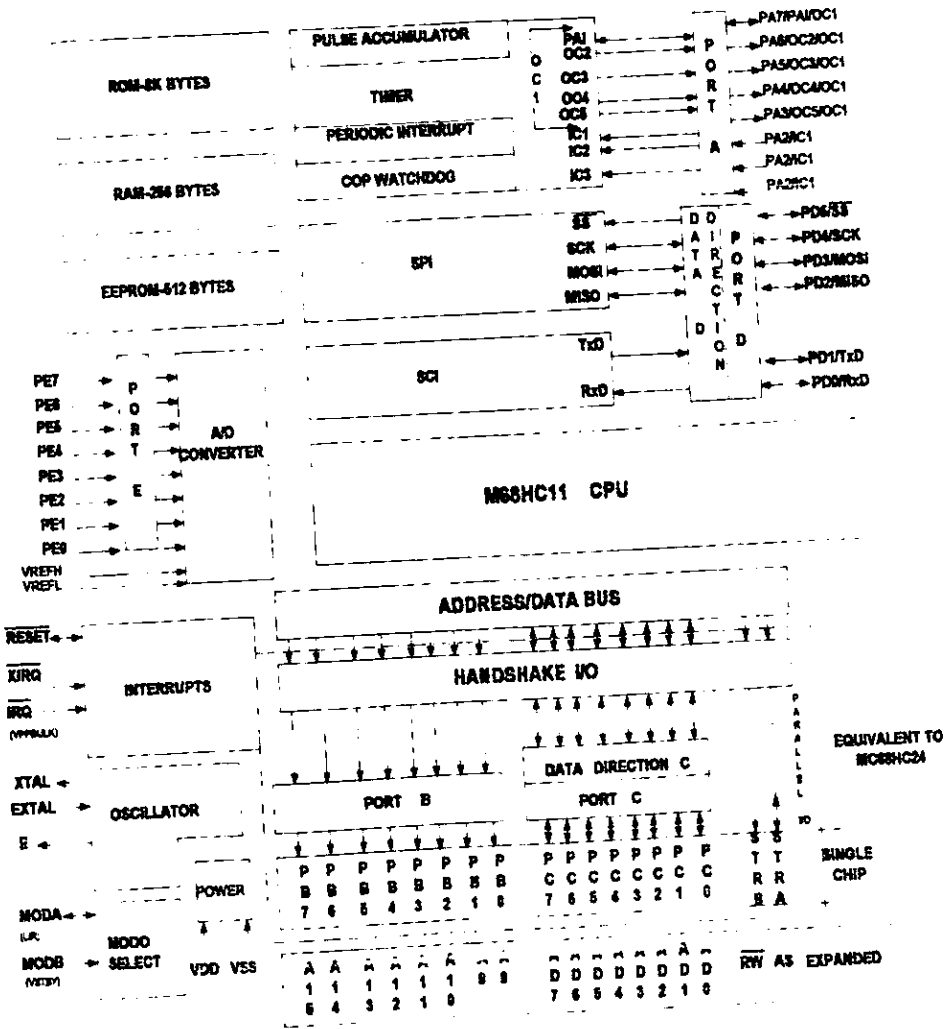
A continuación se describirá los componentes que contiene la tarjeta controladora, y cada uno con su respectiva configuración de los pines.

El 68HC11 tiene 2 puertos serie, uno de estos es sincrono y otro asincrono, este hecho para operar con la norma RS232.

Cuenta con un temporizador muy poderoso, que puede hacer operaciones de entrada y salida, acumular pulsos o tiempo, este solo bloque maneja 20 registros.

Tiene un convertidor analogico-digital, de 7 entradas que opera a buena velocidad y no requiere de ningun elemento de muestreo y retención.

Una característica importante es el gran número de interrupciones con que puede operar y que son 18 para tiempo real. Tiene 4 tipos de reset siendo uno de ellos generado por fallas de programación al no detectar códigos de operación legales, que viene a ser un automonitoreo.



En la fig. 2.6. Diagrama a bloques del 68HC11.

Cabe destacar que en el puerto C se pueden tener multiplexados los buses de datos y de direcciones.

Entre las varias versiones del 68HC11 se muestra la de 52 terminales. La asignación de estas se ve en la figura 2.7.

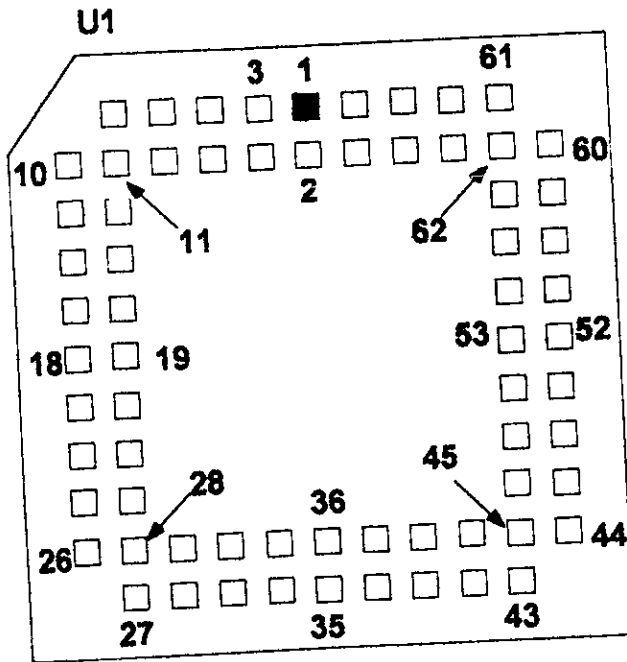


Fig. 2.7.- Asignación de las terminales del 68HC11.

El voltaje de alimentación se aplica en las terminales VDD y VSS, debe ser de 5 Volts.

Las terminales VREFH y VREFL llevan el voltaje de alimentación del subsistema convencional analógico a digital y el voltaje entre ellas debe ser entre 2.5 y 5 Volts.

2.4.1.- UBICACIÓN DE LOS COMPONENTES.

En la fig. 2.8. podemos observar el esquema de ubicación de los componentes en la tarjeta controladora.

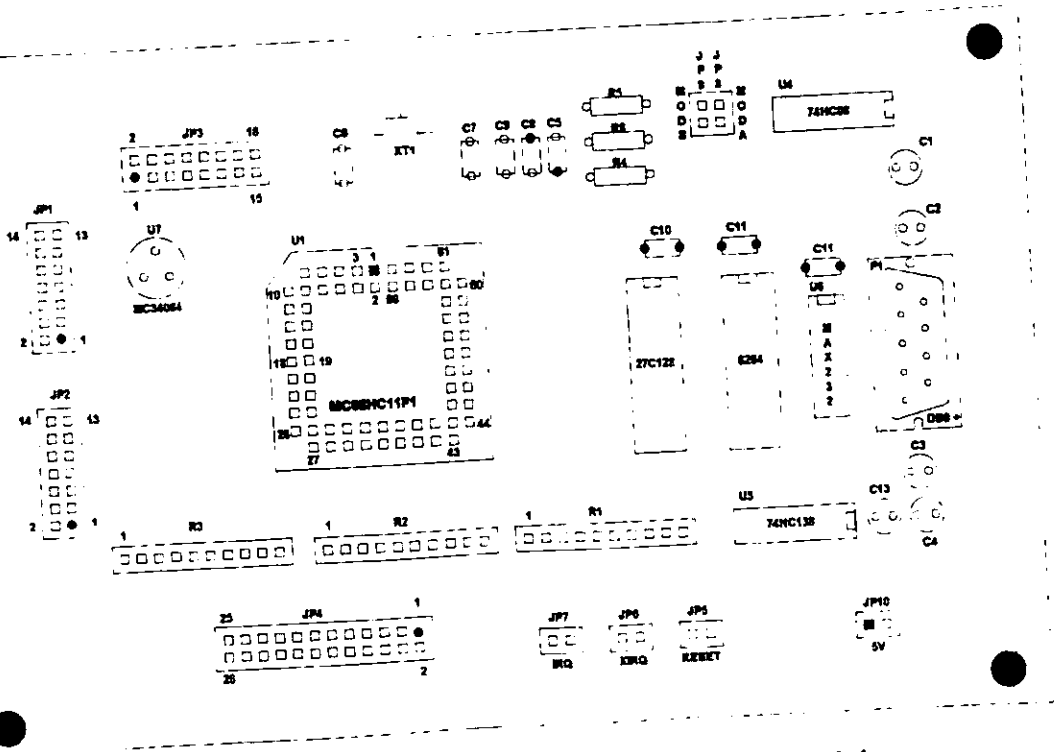


Fig. 2.8.- Ubicación de los componentes dentro de la tarjeta controladora.

En la figura anterior observamos como se encuentran ubicados los componentes que forman nuestra tarjeta de control, la cual contiene pines de conexión bidireccional (entrada/salida), también se observa la conexión de alimentación de toda la tarjeta.

También se observa la ubicación del microprocesador dentro de la tarjeta y del RESET que nos sirve para reiniciar todo nuestro sistema.

2.4.2.- TERMINALES DE CONEXIONES E/S.

En la fig. 2.9. se muestran las terminales de E/S correspondientes a los conectores JP1, JP2, JP3 y JP4 visualizándolos desde la parte superior de la tarjeta controladora.

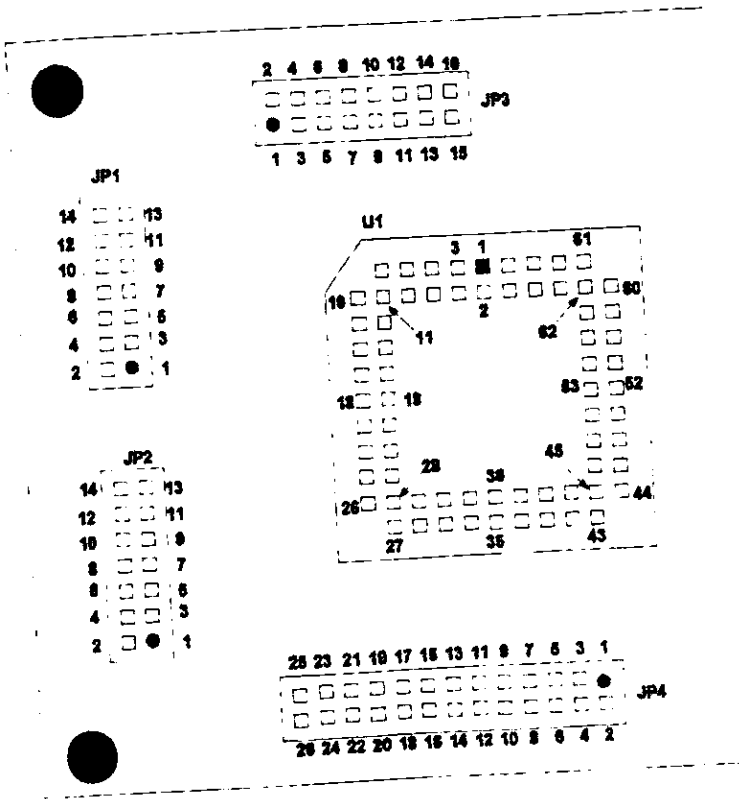


Fig. 2.9.- Ubicación de las terminales de entrada/salida de la tarjeta controladora.

En la figura anterior podemos observar los conectores JP1, JP2, JP3 y JP4 desde la parte superior de la tarjeta controladora, el número de pines que contiene cada uno de ellos, pero en la figura 2.10 se describirá el nombre de cada uno de estos pines de cada uno de los conectores.

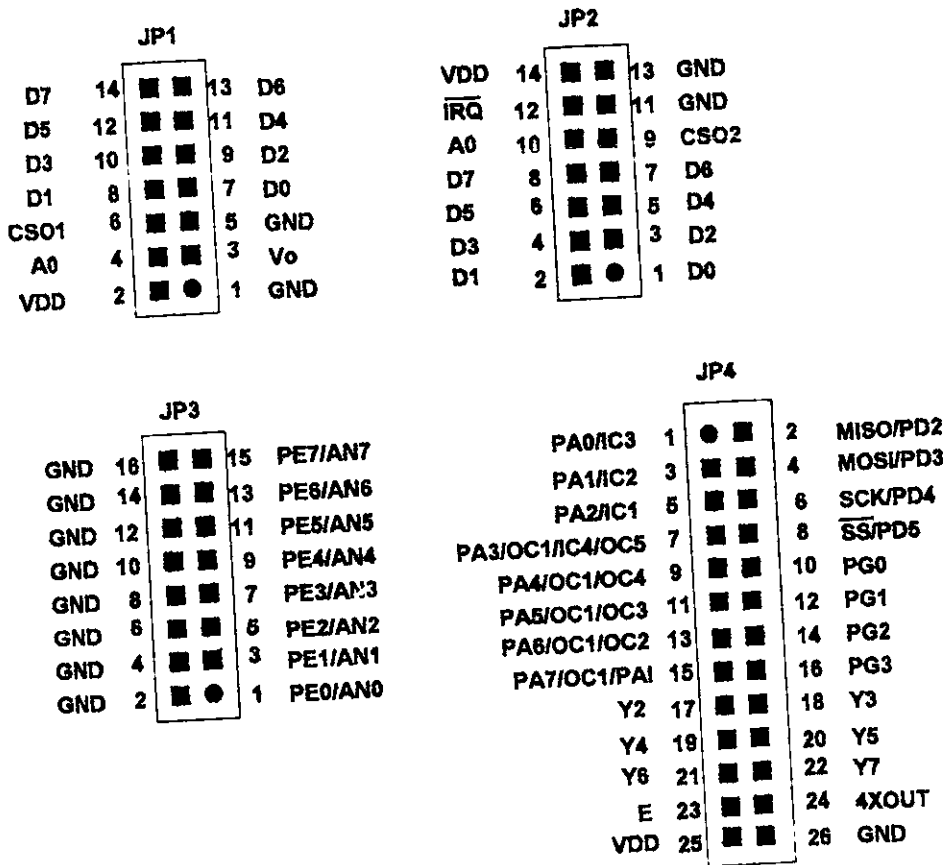


Fig. 2.10.- Número y función de los pines de los conectores de E/S.

En la figura anterior se mencionan las funciones de cada uno de los pines de su conector correspondiente dentro de la tarjeta controladora.

2.5.- IMPLEMENTACION DE LAS TECNICAS DE ELIMINACION DE ARMONICOS.

Este planteamiento tiene como objetivo obtener expresiones en donde intervengan las leyes de eliminación de armónicos, de las cuales obtendremos los valores de los ángulos de conducción de los semiconductores que estarán cargados en el programa de la tarjeta controladora. La implementación parte del análisis de fourier de la forma de onda de salida del inversor. El inversor PWM entrega una forma de onda como la mostrada en la figura 2.12 para el tipo de modulación senoidal del ancho del pulso, donde α_1 es el primer tiempo en donde ocurre la primera conmutación, α_2 es el tiempo de la segunda conmutación, etc., δ_1 es la duración del primer pulso, δ_2 es la duración del segundo pulso, δ_3 es la duración del tercer pulso, V_s es el voltaje de salida, V_{dc} es el voltaje máximo que entrega el banco de baterías. Se observa en la figura 2.12 que tiene simetría de media onda con respecto a π por lo que la serie de fourier se obtiene con la ecuación 2.1 y el factor b_n por la ecuación 2.2

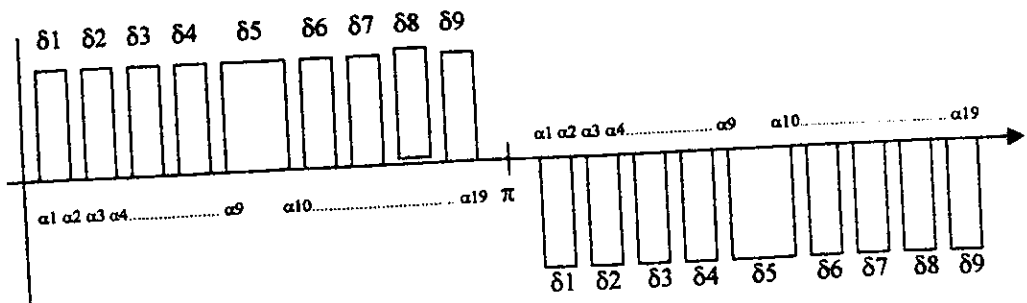


Fig. 2. 12.- Forma de onda de los pulsos PWM

$$V_s = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} V_{dc} \sin n\omega t dt \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

donde T es el periodo de la señal, $T=2\pi/\omega$

El valor RMS del voltaje de salida esta dado por la ecuación 2.3.

$$V_{rms} = V_{dc} / \sqrt{2} \left[\sum_{m=1}^P \delta m / \pi \right]^{1/2} \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

donde: P: es el número de pulsos por semiciclo, δm : es el ancho del pulso "m"

$$\delta_1 = \delta_2 - \delta_1, \quad \delta_2 = \delta_4 - \delta_3, \quad \delta_3 = \delta_6 - \delta_5, \quad \delta_4 = \delta_8 - \delta_7, \quad \delta_5 = \delta_{10} - \delta_9, \quad \delta_6 = \delta_{12} - \delta_{11}, \quad \delta_7 = \delta_{14} - \delta_{13}, \quad \delta_8 = \delta_{16} - \delta_{15}, \quad \delta_9 = \delta_{18} - \delta_{17}.$$

Se observa en la ecuación 2.3 que si el ancho de los pulsos aumenta también se produce el aumento en el voltaje RMS de salida. Para determinar el tiempo de disparo de los FETS para eliminar determinadas armónicas, nos valemos de la ecuación 2.2; ya que con esta, representa el comportamiento de las armónicas, ahora de la figura 2.12 se observa que la serie de pulsos tiene simetría con respecto a $\pi/2$, se dice que tiene simetría de un cuarto de onda impar por lo que la ecuación 2.2 se puede escribir de la siguiente manera:

$$b_n = \frac{8}{T} \int_0^{T/4} V_{dc} \sin n\omega t dt \dots\dots\dots (2.4)$$

0

El periodo es $T = 2/\pi$

Resolviendo la ecuación 2.4 para nueve pulsos por semiciclo se observa que el valor de "bn" es:

$$b_n = 4V_{dc}/\pi (\cos n\alpha_1 - \cos n\alpha_2 + \cos n\alpha_3 - \cos n\alpha_4 + \cos n\alpha_5 - \cos n\alpha_6 + \cos n\alpha_7 - \cos n\alpha_8 + \cos n\alpha_9) \dots (2.5)$$

$$n = 1, 3, 5, 7, \dots\dots\dots$$

la ecuación 2.5 representa el comportamiento de los armónicos, para $n=1$ se tiene la componente fundamental o primera armónica, para $n=3, 5, 7, \dots\dots\dots$ etc., se tiene la tercera, la quinta, séptima, etc., armónica respectivamente las cuales es necesario eliminar o hacer que sus efectos sean mínimos. El voltaje de salida del inversor está predominantemente relacionado con el valor de la componente fundamental (b_1) y los efectos causados por las demás componentes ($b_3, b_5, b_7, \dots\dots\dots$ etc.) son sumados a la fundamental como se observa en la ecuación 2.1, se puede hacer que los voltajes inducidos por las componentes armónicas se reduzcan al mínimo de la siguiente forma:

para la componente fundamental se tiene:

$$b_1 = 4V_{dc}/\pi (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 - \cos \alpha_4 + \cos \alpha_5 - \cos \alpha_6 + \cos \alpha_7 - \cos \alpha_8 + \cos \alpha_9) \dots (2.6)$$

De tal forma que si hacemos variar el ancho de los pulsos ($\delta_1, \delta_2, \delta_3, \dots, \delta_9$ de la figura 2.12) el tiempo de disparo de los FET's ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{18}$) tomaron diferentes valores así como el voltaje de salida. Haciendo que el ancho de los pulsos sean tan grande de manera que el voltaje de la componente fundamental se aproxime a V_{dc} como se observa en la figura 2.12 es decir:

$$b_1 = V_{dc}$$

$$b_1/V_{dc} = 1 \dots (2.7)$$

Esto implica necesariamente que el factor $\{4/\pi(\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 - \dots + \cos\alpha_9)\} = 1 \dots (2.8)$

Ahora si reducimos el ancho de los pulsos de tal forma que el voltaje de la componente fundamental (b_1) se reduzca a la mitad como se observa en la figura 2.13, es decir:

$$b_1 = V_{dc}/2$$

$$b_1/V_{dc} = 1/2 \dots (2.9)$$

Esto implica que el factor $\{4/\pi(\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 - \dots + \cos\alpha_9)\}$ de la ecuación 2.6 sea igual a:

$$(4/\pi)(\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 - \dots + \cos\alpha_9) = 1/2 \dots (2.10)$$

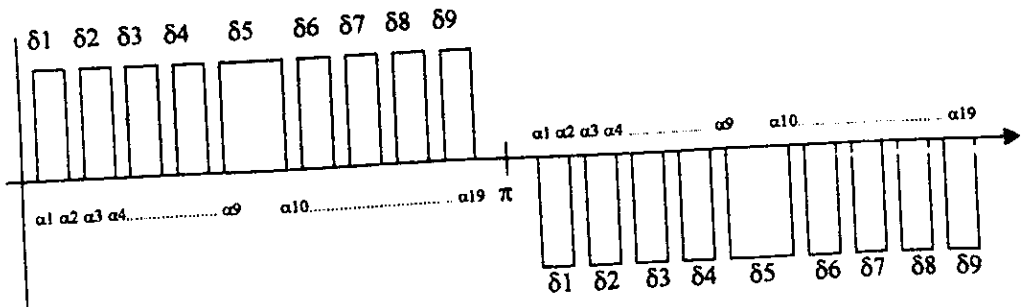


Fig. 2.13.- Forma de onda de los pulsos PWM para $M=1/2$.

Como se puede observar en las ecuaciones 2.7 y 2.9 se puede poner el valor del voltaje de la componente fundamental (b_1) en función del voltaje máximo del banco de baterías (V_{dc}), a esta relación le denominaremos índice de modulación de voltaje y esta definido por la letra "M", en base al índice de modulación se puede poner la ecuación en la que intervengan los tiempos de conmutación ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{18}$) de la siguiente manera:

$$4/\pi(\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 - \dots + \cos\alpha_9) = M \dots \dots \dots (a)$$

para la tercer armónica se tiene:

$$n=3$$

$$b_3 = 4V_{dc}/3\pi(\cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 - \cos 3\alpha_4 + \cos 3\alpha_5 - \cos 3\alpha_6 + \cos 3\alpha_7 - \cos 3\alpha_8 + \cos 3\alpha_9) \dots (2.11)$$

Como necesitamos que el voltaje proporcionado por esta tercer armónica sea lo más pequeño posible se puede aproximar a cero esto es:

$$b_3 = 0$$

Esto implica necesariamente que el factor $\{(\cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 - \cos 3\alpha_4 + \dots + \cos 3\alpha_9)\}$ de la ecuación 2.11 sea igual a cero ya que los demás términos son constantes, entonces:

$$(\cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 - \cos 3\alpha_4 + \dots + \cos 3\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (b)$$

Para la quinta armónica se tiene:

$$n=5$$

$$b_5 = 4V_{dc}/5\pi(\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 - \cos 5\alpha_4 + \cos 5\alpha_5 - \cos 5\alpha_6 + \cos 5\alpha_7 - \cos 5\alpha_8 + \cos 5\alpha_9) \dots (2.12)$$

Para reducir al máximo los efectos, la quinta armónica también se iguala a cero, por lo tanto se tiene:

$$(\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 - \cos 5\alpha_4 + \dots + \cos 5\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (c)$$

$$\text{entonces } b_5 = 0.$$

Para la séptima armónica se tiene:

$$n=7$$

$$b_7 = 4V_{dc}/7\pi(\cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 - \cos 7\alpha_4 + \cos 7\alpha_5 - \cos 7\alpha_6 + \cos 7\alpha_7 - \cos 7\alpha_8 + \cos 7\alpha_9) \dots (2.13)$$

Para reducir al máximo los efectos, la séptima armónica también se iguala a cero, por lo tanto se tiene:

$$(\cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 - \cos 7\alpha_4 \dots + \cos 7\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (c)$$

entonces $b_7 = 0$.

Para la novena armónica se tiene:

$$n=9$$

$$b_9 = 4V_{dc}/9\pi(\cos 9\alpha_1 - \cos 9\alpha_2 + \cos 9\alpha_3 - \cos 9\alpha_4 + \cos 9\alpha_5 - \cos 9\alpha_6 + \cos 9\alpha_7 - \cos 9\alpha_8 + \cos 9\alpha_9) \dots (2.14)$$

Para reducir al máximo los efectos, la novena armónica también se iguala a cero, por lo tanto se tiene:

$$(\cos 9\alpha_1 - \cos 9\alpha_2 + \cos 9\alpha_3 - \cos 9\alpha_4 \dots + \cos 9\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (c)$$

entonces $b_9 = 0$.

Para la onceava armónica se tiene:

$$n=11$$

$$b_{11} = 4V_{dc}/11\pi(\cos 11\alpha_1 - \cos 11\alpha_2 + \cos 11\alpha_3 - \cos 11\alpha_4 + \cos 11\alpha_5 - \cos 11\alpha_6 + \cos 11\alpha_7 - \cos 11\alpha_8 + \cos 11\alpha_9) \dots (2.15)$$

Para reducir al máximo los efectos, la onceava armónica también se iguala a cero, por lo tanto se tiene:

$$(\cos 11\alpha_1 - \cos 11\alpha_2 + \cos 11\alpha_3 - \cos 11\alpha_4 \dots + \cos 11\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (c)$$

entonces $b_{11} = 0$.

Para la treceava armónica se tiene:

$$n=13$$

$$b_{13} = 4V_{dc}/13\pi(\cos 13\alpha_1 - \cos 13\alpha_2 + \cos 13\alpha_3 - \cos 13\alpha_4 + \cos 13\alpha_5 - \cos 13\alpha_6 + \cos 13\alpha_7 - \cos 13\alpha_8 + \cos 13\alpha_9) \dots (2.16)$$

Para reducir al máximo los efectos, la treceava armónica también se iguala a cero, por lo tanto se tiene:

$$(\cos 13\alpha_1 - \cos 13\alpha_2 + \cos 13\alpha_3 - \cos 13\alpha_4 \dots + \cos 13\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (c)$$

entonces $b_{13} = 0$.

Para la quinceava armónica se tiene:

$$n = 15$$

$$b_{15} = 4V_{dc} / 15\pi (\cos 15\alpha_1 - \cos 15\alpha_2 + \cos 15\alpha_3 - \cos 15\alpha_4 + \cos 15\alpha_5 - \cos 15\alpha_6 + \cos 15\alpha_7 - \cos 15\alpha_8 + \cos 15\alpha_9) \dots (2.17)$$

Para reducir al máximo los efectos, la quinceava armónica también se iguala a cero, por lo tanto se tiene:

$$(\cos 15\alpha_1 - \cos 15\alpha_2 + \cos 15\alpha_3 - \cos 15\alpha_4 \dots + \cos 15\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (c)$$

entonces $b_{15} = 0$.

Para la diecisieteava armónica se tiene:

$$n = 17$$

$$b_{17} = 4V_{dc} / 17\pi (\cos 17\alpha_1 - \cos 17\alpha_2 + \cos 17\alpha_3 - \cos 17\alpha_4 + \cos 17\alpha_5 - \cos 17\alpha_6 + \cos 17\alpha_7 - \cos 17\alpha_8 + \cos 17\alpha_9) \dots (2.18)$$

Para reducir al máximo los efectos, la diecisieteava armónica también se iguala a cero, por lo tanto se tiene:

$$(\cos 17\alpha_1 - \cos 17\alpha_2 + \cos 17\alpha_3 - \cos 17\alpha_4 \dots + \cos 17\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (c)$$

entonces $b_{17} = 0$.

Por medio de este procedimiento se obtuvieron 9 ecuaciones con nueve incógnitas, la solución a dichas ecuaciones nos darán los grados en los que hay que disparar los MOSFET's para obtener un voltaje de salida específico y además eliminar la tercera, quinta, séptima, novena, onceava, treceava, quinceava, y diecisieteava armónica. Las ecuaciones son las siguientes:

$$4/\pi(\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 - \dots + \cos\alpha_9) = M \dots \dots \dots (2.19)$$

$$(\cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 - \dots + \cos 3\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (2.20)$$

$$(\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 - \dots + \cos 5\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (2.21)$$

$$(\cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 - \dots + \cos 7\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (2.22)$$

$$(\cos 9\alpha_1 - \cos 9\alpha_2 + \cos 9\alpha_3 - \dots + \cos 9\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (2.23)$$

$$(\cos 11\alpha_1 - \cos 11\alpha_2 + \cos 11\alpha_3 - \dots + \cos 11\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (2.24)$$

$$(\cos 13\alpha_1 - \cos 13\alpha_2 + \cos 13\alpha_3 - \dots + \cos 13\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (2.25)$$

$$(\cos 15\alpha_1 - \cos 15\alpha_2 + \cos 15\alpha_3 - \dots + \cos 15\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (2.26)$$

$$(\cos 17\alpha_1 - \cos 17\alpha_2 + \cos 17\alpha_3 - \dots + \cos 17\alpha_9) = 0 \dots \dots \dots (2.27)$$

Como se puede observar es un sistema de ecuaciones no lineales de nueve incógnitas ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_9$) y nueve ecuaciones, el método de solución para este tipo de sistemas es muy laborioso y se realiza por medio de iteraciones sucesivas. El método utilizado en el presente trabajo es el de Newton para sistemas de ecuaciones no lineales, el cual se basa en convertir el sistema no lineal a un sistema lineal y utilizando los métodos existentes para sistemas lineales. El método de Newton es muy complejo, en la práctica este método se realiza para nueve pulsos, el primero, se propone un punto "X" como solución inicial, el segundo se evalúa la función $F(X)=0$ y $j(X)$ para este punto, donde $F(X)$ es el sistema de ecuaciones igualado a cero y $j(X)$ es el jacobiano, el tercer punto se encuentra un vector "Y" que significa la ecuación siguiente:

$$J(x)Y = -F(x) \dots \dots \dots (2.28)$$

Como el método tiene la ventaja de converger rápidamente a la solución si el punto dado como solución inicial está lo bastante cerca del resultado, el valor obtenido para "Y" se puede sumar al valor conocido de "X" y repetir el proceso con este nuevo punto, para obtener el valor final solo basta comparar el resultado actual con el anterior y proponer una tolerancia. De la anterior forma podremos iniciar la solución del sistema de ecuaciones.

Se puede tomar cualquier valor que esté dentro del 0.60 al 1, pero nosotros partiremos del índice de modulación $M=0.90$

- a) Proponemos unos valores iniciales para $X = (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7, \alpha_8, \alpha_9 = (16, 19, 32, 38, 48, 57, 66, 76, 84)$ dado en radianes.

b) Evaluamos $F(x)=0$ donde:

$$F(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_9) = \begin{cases} \cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 - \cos\alpha_4 + \cos\alpha_5 - \cos\alpha_6 + \cos\alpha_7 - \cos\alpha_8 + \cos\alpha_9 \\ \cos3\alpha_1 - \cos3\alpha_2 + \cos3\alpha_3 - \cos3\alpha_4 + \cos3\alpha_5 - \cos3\alpha_6 + \cos3\alpha_7 - \cos3\alpha_8 + \cos3\alpha_9 \\ \cos5\alpha_1 - \cos5\alpha_2 + \cos5\alpha_3 - \cos5\alpha_4 + \cos5\alpha_5 - \cos5\alpha_6 + \cos5\alpha_7 - \cos5\alpha_8 + \cos5\alpha_9 \\ \cos7\alpha_1 - \cos7\alpha_2 + \cos7\alpha_3 - \cos7\alpha_4 + \cos7\alpha_5 - \cos7\alpha_6 + \cos7\alpha_7 - \cos7\alpha_8 + \cos7\alpha_9 \\ \cos9\alpha_1 - \cos9\alpha_2 + \cos9\alpha_3 - \cos9\alpha_4 + \cos9\alpha_5 - \cos9\alpha_6 + \cos9\alpha_7 - \cos9\alpha_8 + \cos9\alpha_9 \\ \cos11\alpha_1 - \cos11\alpha_2 + \cos11\alpha_3 - \cos11\alpha_4 + \cos11\alpha_5 - \cos11\alpha_6 + \cos11\alpha_7 - \cos11\alpha_8 + \cos11\alpha_9 \\ \cos13\alpha_1 - \cos13\alpha_2 + \cos13\alpha_3 - \cos13\alpha_4 + \cos13\alpha_5 - \cos13\alpha_6 + \cos13\alpha_7 - \cos13\alpha_8 + \cos13\alpha_9 \\ \cos15\alpha_1 - \cos15\alpha_2 + \cos15\alpha_3 - \cos15\alpha_4 + \cos15\alpha_5 - \cos15\alpha_6 + \cos15\alpha_7 - \cos15\alpha_8 + \cos15\alpha_9 \\ \cos17\alpha_1 - \cos17\alpha_2 + \cos17\alpha_3 - \cos17\alpha_4 + \cos17\alpha_5 - \cos17\alpha_6 + \cos17\alpha_7 - \cos17\alpha_8 + \cos17\alpha_9 \end{cases}$$

$$F(16,19,32,38,48,57,66,76,84) = \begin{cases} -6.5912 \\ -1.6661 \\ -0.3608 \\ -1.4718 \\ 0.6670 \\ 2.8153 \\ 0.1664 \\ -2.3292 \\ -0.5291 \end{cases}$$

Evaluando el Jacobiano:

$$F(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_9) = \begin{cases} -\text{sen}\alpha_1 - \text{sen}\alpha_2 - \text{sen}\alpha_3 - \text{sen}\alpha_4 - \text{sen}\alpha_5 - \text{sen}\alpha_6 - \text{sen}\alpha_7 - \text{sen}\alpha_8 - \text{sen}\alpha_9 \\ -3\text{sen}3\alpha_1 + 3\text{sen}3\alpha_2 - 3\text{sen}3\alpha_3 + 3\text{sen}3\alpha_4 - 3\text{sen}3\alpha_5 + 3\text{sen}3\alpha_6 - 3\text{sen}3\alpha_7 + 3\text{sen}3\alpha_8 - 3\text{sen}3\alpha_9 \\ -5\text{sen}5\alpha_1 + 5\text{sen}5\alpha_2 - 5\text{sen}5\alpha_3 + 5\text{sen}5\alpha_4 - 5\text{sen}5\alpha_5 + 5\text{sen}5\alpha_6 - 5\text{sen}5\alpha_7 + 5\text{sen}5\alpha_8 - 5\text{sen}5\alpha_9 \\ -7\text{sen}7\alpha_1 + 7\text{sen}7\alpha_2 - 7\text{sen}7\alpha_3 + 7\text{sen}7\alpha_4 - 7\text{sen}7\alpha_5 + 7\text{sen}7\alpha_6 - 7\text{sen}7\alpha_7 + 7\text{sen}7\alpha_8 - 7\text{sen}7\alpha_9 \\ -9\text{sen}9\alpha_1 + 9\text{sen}9\alpha_2 - 9\text{sen}9\alpha_3 + 9\text{sen}9\alpha_4 - 9\text{sen}9\alpha_5 + 9\text{sen}9\alpha_6 - 9\text{sen}9\alpha_7 + 9\text{sen}9\alpha_8 - 9\text{sen}9\alpha_9 \\ -11\text{sen}11\alpha_1 + 11\text{sen}11\alpha_2 - 11\text{sen}11\alpha_3 + 11\text{sen}11\alpha_4 - 11\text{sen}11\alpha_5 + 11\text{sen}11\alpha_6 - 11\text{sen}11\alpha_7 + 11\text{sen}11\alpha_8 - 11\text{sen}11\alpha_9 \\ -13\text{sen}13\alpha_1 + 13\text{sen}13\alpha_2 - 13\text{sen}13\alpha_3 + 13\text{sen}13\alpha_4 - 13\text{sen}13\alpha_5 + 13\text{sen}13\alpha_6 - 13\text{sen}13\alpha_7 + 13\text{sen}13\alpha_8 - 13\text{sen}13\alpha_9 \\ -15\text{sen}15\alpha_1 + 15\text{sen}15\alpha_2 - 15\text{sen}15\alpha_3 + 15\text{sen}15\alpha_4 - 15\text{sen}15\alpha_5 + 15\text{sen}15\alpha_6 - 15\text{sen}15\alpha_7 + 15\text{sen}15\alpha_8 - 15\text{sen}15\alpha_9 \\ -17\text{sen}17\alpha_1 + 17\text{sen}17\alpha_2 - 17\text{sen}17\alpha_3 + 17\text{sen}17\alpha_4 - 17\text{sen}17\alpha_5 + 17\text{sen}17\alpha_6 - 17\text{sen}17\alpha_7 + 17\text{sen}17\alpha_8 - 17\text{sen}17\alpha_9 \end{cases}$$

$$J(16,19,32,38,48,57,66,76,84) = \begin{cases} 0.2879 & 0.1498 & -0.5514 & 0.2963 & 0.7682 & 0.4363 & 0.0265 & 0.5661 & -0.7331 \\ -6.7637 & 8.0438 & -13.3475 & 16.0876 & -20.3212 & 24.1315 & -27.9417 & 32.1753 & -35.5622 \\ 76.7139 & -91.0978 & 153.4278 & -182.1956 & 230.1418 & -273.2934 & 316.4430 & -364.3912 & 402.7481 \\ -73.5824 & 87.3792 & -147.1649 & 174.7584 & -220.7474 & 262.1376 & -303.5278 & 349.5168 & -306.3081 \\ -59.3450 & 70.4722 & -118.6901 & 140.9445 & -178.0351 & 211.4167 & -244.7983 & 281.8890 & -311.5615 \\ 175.9982 & -208.9979 & 351.9965 & -417.9959 & 527.9948 & -626.9938 & 725.9928 & -835.9918 & 923.9909 \\ -87.3947 & 103.7812 & -174.7894 & 207.5625 & -262.1842 & 311.3437 & -360.5033 & 415.1250 & -458.8224 \\ 156.0690 & -185.3320 & 312.1381 & -370.6640 & 468.2072 & -555.9961 & -643.7849 & 741.3281 & -819.3626 \\ 261.5001 & -310.5313 & 523.0002 & -621.0627 & 784.5003 & -931.5941 & 1078.6879 & -1242.1255 & 1372.8756 \end{cases}$$

c) Encontrar el vector Y que satisfaga la ecuación $J(x)Y = -F(X)$.

Y1	-6.5912	(2.29)
Y2	-1.6661	
Y3	-0.3608	
Y4	-1.4718	
Y5	0.6670	
Y6	2.8153	
Y7	0.1664	
Y8	-2.3292	
Y9	-0.5291	

Se observa que en el sistema matricial representado por el número 2.29 es un sistema lineal y se puede aplicar los métodos conocidos para ecuaciones lineales, de donde se obtiene el valor de $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6, y_7, y_8$ e y_9 . Dichos valores son los siguientes:

$$y_1=14.74, y_2=19.12, y_3=29.74, y_4=38.33, y_5=45.30, y_6=57.82, y_7=61.92$$

$$y_8=78.23 \text{ e } y_9=80.61$$

Al sumar este resultado al valor inicial de X se puede continuar el cálculo. En el apéndice A se muestra un programa con el cual se pueden obtener estos valores para nueve pulsos por semiciclo para cualquier índice de modulación "M", el programa sigue los mismos pasos descritos, además de resolver el sistema lineal por el método de Gauss.

2.5.1.- CALCULO DE LOS ANGULOS DE CONMUTACION:

Para obtener los ángulos nos basamos en los resultados que se mostraron en el punto anterior que representan el comportamiento de las leyes de eliminación de armónicos.

Este cálculo se basa en convertir los valores de los ángulos, los cuales están dados en grados, en un periodo de tiempo para posteriormente pasarlo a un valor hexadecimal, los cuales serán medidos en el programa del microcontrolador.

Los valores de ángulos que tomaremos serán los del índice de modulación de 1.00, los cuales nos proporcionan una mejor eliminación de armónicas y por consecuencia una mejor onda de salida.

Primero tomaremos los valores de los ángulos en grados los cuales son los siguientes.

$$\begin{aligned} A1 &= 14.74^\circ \\ A2 &= 19.12^\circ \\ A3 &= 29.74^\circ \\ A4 &= 38.33^\circ \\ A5 &= 45.30^\circ \\ A6 &= 57.82^\circ \\ A7 &= 61.92^\circ \\ A8 &= 78.23^\circ \\ A9 &= 80.61^\circ \end{aligned}$$

Recordemos que estos valores estan dados en grados y además solamente contemplan un cuarto de ciclo. Entonces para poder sacar el ciclo completo obtenemos los otros valores de los ángulos por simetria los cuales son los siguientes:

$$\begin{aligned} A10 &= 180^\circ - A9 = 99.39^\circ \\ A11 &= 180^\circ - A8 = 101.77^\circ \\ A12 &= 180^\circ - A7 = 118.08^\circ \\ A13 &= 180^\circ - A6 = 122.18^\circ \\ A14 &= 180^\circ - A5 = 134.7^\circ \\ A15 &= 180^\circ - A4 = 141.67^\circ \\ A16 &= 180^\circ - A3 = 150.26^\circ \\ A17 &= 180^\circ - A2 = 160.88^\circ \\ A18 &= 180^\circ - A1 = 165.26^\circ \end{aligned}$$

Aqui observamos todos los ángulos, pero tambien tenemos que considerar el punto inicial y el final, entonces todos los ángulos quedan de la siguiente manera.

$$\begin{aligned} A0 &= 0^\circ \\ A1 &= 14.74^\circ \\ A2 &= 19.12^\circ \\ A3 &= 29.74^\circ \\ A4 &= 38.33^\circ \end{aligned}$$

$$A5 = 45.30^\circ$$

$$A6 = 57.82^\circ$$

$$A7 = 61.92^\circ$$

$$A8 = 78.23^\circ$$

$$A9 = 80.61^\circ$$

$$A10 = 99.39^\circ$$

$$A11 = 101.77^\circ$$

$$A12 = 118.08^\circ$$

$$A13 = 122.18^\circ$$

$$A14 = 134.7^\circ$$

$$A15 = 141.67^\circ$$

$$A16 = 150.26^\circ$$

$$A17 = 160.88^\circ$$

$$A18 = 165.26^\circ$$

$$A19 = 180^\circ$$

De esta manera se está contemplado todo el medio ciclo que forma la señal. Ahora tenemos que sacar los grados que hay entre ángulo y ángulo para un análisis más preciso y determinar cuantos grados va a tener cada uno de los pulsos que nos debe entregar el microcontrolador.

$A_0 = 0^\circ$	}	}	14.74°
$A_1 = 14.74^\circ$			
$A_2 = 19.12^\circ$	}	}	4.38°
$A_3 = 29.74^\circ$			
$A_4 = 38.33^\circ$	}	}	10.62°
$A_5 = 45.30^\circ$			
$A_6 = 57.82^\circ$	}	}	8.59°
$A_7 = 61.92^\circ$			
$A_8 = 78.23^\circ$	}	}	6.97°
$A_9 = 80.61^\circ$			
$A_{10} = 99.39^\circ$	}	}	12.52°
$A_{11} = 101.77^\circ$			
$A_{12} = 118.08^\circ$	}	}	4.1°
$A_{13} = 122.18^\circ$			
$A_{14} = 134.7^\circ$	}	}	16.31°
$A_{15} = 141.67^\circ$			
$A_{16} = 150.26^\circ$	}	}	2.38°
$A_{17} = 160.88^\circ$			
$A_{18} = 165.26^\circ$	}	}	18.78°
$A_{19} = 180^\circ$			

Y de esta manera obtener el valor de los grados que existe entre cada uno de los ángulos, este valor nos sirve para saber el valor de grados que durara en tiempo cada uno de los pulsos y esos valores son los siguientes:

$A1 = 14.74^\circ$
 $A2 = 4.38^\circ$
 $A3 = 10.62^\circ$
 $A4 = 8.59^\circ$
 $A5 = 6.97^\circ$
 $A6 = 12.52^\circ$
 $A7 = 4.1^\circ$
 $A8 = 16.31^\circ$
 $A9 = 2.38^\circ$
 $A10 = 18.78^\circ$
 $A11 = 2.38^\circ$
 $A12 = 16.31^\circ$
 $A13 = 4.1^\circ$
 $A14 = 12.52^\circ$
 $A15 = 6.97^\circ$
 $A16 = 8.59^\circ$
 $A17 = 10.62^\circ$
 $A18 = 4.38^\circ$
 $A19 = 14.74^\circ$

Estos son todos los valores de los ángulos que hay entre cada uno de los pulsos, pero recordemos que estos están dados en grados y que hay la necesidad de pasarlos a tiempo.

Para esta conversión nos basaremos en la frecuencia de una onda senoidal que proporciona la Compañía de Luz y Fuerza, la cual es de 60 Hz, entonces por consecuencia nuestro periodo es el siguiente:

$$T = 1/f \quad \text{y} \quad f = 60 \text{ Hz.} \quad \text{Entonces} \quad T = 16.6 \text{ msg.}$$

Este periodo que obtuvimos es de los 2 semiciclos que conforma la señal, pero el que necesitamos es de un semiciclo, el cual es de:

$$T = 8.3 \text{ msg.}$$

Y para poder pasar todos los valores de ángulos en tiempo, los multiplicamos por la equivalencia de grados a tiempo, la cual es la siguiente:

$$1^\circ = 46.29629631 \mu\text{s.}$$

Y obteniéndose los siguientes resultados.

$$A1 = 14.74^\circ = 682.40 \mu\text{sg.}$$

$$A2 = 4.38^\circ = 202.77 \mu\text{sg.}$$

$$A3 = 10.62^\circ = 491.66 \mu\text{sg.}$$

$$A4 = 8.59^\circ = 397.68 \mu\text{sg.}$$

$$A5 = 6.97^\circ = 322.68 \mu\text{sg.}$$

$$A6 = 12.52^\circ = 579.62 \mu\text{sg.}$$

$$A7 = 4.1^\circ = 189.81 \mu\text{sg.}$$

$$A8 = 16.31^\circ = 755.09 \mu\text{sg.}$$

$$A9 = 2.38^\circ = 110.18 \mu\text{sg.}$$

$$A10 = 18.78^\circ = 869.44 \mu\text{sg.}$$

$$A11 = 2.38^\circ = 110.18 \mu\text{sg.}$$

$$A12 = 16.31^\circ = 755.09 \mu\text{sg.}$$

$$A13 = 4.1^\circ = 189.81 \mu\text{sg.}$$

$$A14 = 12.52^\circ = 579.62 \mu\text{sg.}$$

$$A15 = 6.97^\circ = 322.68 \mu\text{sg.}$$

$$A16 = 8.59^\circ = 397.68 \mu\text{sg.}$$

$$A17 = 10.62^\circ = 491.66 \mu\text{sg.}$$

$$A18 = 4.38^\circ = 202.77 \mu\text{sg.}$$

$$A19 = 14.74^\circ = 682.40 \mu\text{sg.}$$

Finalmente para obtener los valores que colocaremos dentro de la programación del microcontrolador, tenemos que sacar unos valores de tiempo, con respecto al reloj de trabajo del microcontrolador, con la siguiente fórmula.

$$\text{Reloj} = 2 \text{ MHz} \quad \text{Por consecuencia} \quad T = 500 \text{ nsg.}$$

Y substituyendo los valores obtenidos anteriormente en la siguiente formula obtenemos los valores en tiempo y coordinados con el reloj de trabajo del microcontrolador.

$$T_n = (500 \text{ nsg}) (X_n).$$

Despejando la incógnita.

$$X_n = T_n / 500 \text{ nsg}.$$

Y el ultimo paso que tenemos que realizar es substituir los valores anteriores y los nuevos valores convertirlos a hexadecimal y de esta manera obtenemos todos los valores de los ángulos de disparo que estarán dentro de la programación del microcontrolador.

Y los resultados son los siguientes:

	Valor en Tiempo real.	Valor en Hexadecimal.
--	--------------------------	--------------------------

$$A_1 = 682.40 \mu\text{sg.} = 554.$$

$$A_2 = 202.77 \mu\text{sg.} = 195.$$

$$A_3 = 491.66 \mu\text{sg.} = 3D7.$$

$$A_4 = 397.68 \mu\text{sg.} = 31B.$$

$$A_5 = 322.68 \mu\text{sg.} = 285.$$

$$A_6 = 579.62 \mu\text{sg.} = 487.$$

$$A_7 = 189.81 \mu\text{sg.} = 17B.$$

$$A_8 = 755.09 \mu\text{sg.} = 5E6.$$

$$A_9 = 110.18 \mu\text{sg.} = DC.$$

$$A_{10} = 869.44 \mu\text{sg.} = 6CA.$$

$$A_{11} = 110.18 \mu\text{sg.} = DC.$$

$$A_{12} = 755.09 \mu\text{sg.} = 5E6.$$

$$A_{13} = 189.81 \mu\text{sg.} = 17B.$$

$$A_{14} = 579.62 \mu\text{sg.} = 487.$$

$$A_{15} = 322.88 \mu\text{sg.} = 285.$$

$$A16 = 397.68 \mu\text{s} = 31B.$$

$$A17 = 491.66 \mu\text{s} = 3D7.$$

$$A18 = 202.77 \mu\text{s} = 195.$$

$$A19 = 682.40 \mu\text{s} = 554.$$

2.6.- DISEÑO DE LA PROGRAMACION DEL MICROCONTROLADOR 68HC11.

El diseño de la programación consiste en generar los pulsos PWM con ayuda de un programa en lenguaje ensamblador que está grabado internamente en el microcontrolador, este consiste en el manejo de subrutinas, obteniendo a la salida una serie de nueve pulsos por semiciclo, pudiéndose generar un número mayor o menor de estos dependiendo de la complejidad del programa.

Para obtener estos pulsos la subrutina toma los valores de una tabla de memoria en donde se encuentran los resultados de las leyes de eliminación de armónicos, que se obtuvieron anteriormente para cada uno de los armónicos que se desean eliminar, estos pulsos son formados por comparaciones en el subsistema temporizador y encaminados hacia los excitadores FET por la terminal OC2 y OC3 del puerto A del microcontrolador.

2.6.1.- DESCRIPCION DEL SUBSISTEMA CONTADOR-TEMPORIZADOR.

Todo el subsistema temporizador opera con el puerto A (ver figura 2.6), la base de este subsistema es un contador de carrera libre de 16 bits denominado contador temporizador (TCNT) que es manejado por el reloj E del MCU y que con respecto a él tiene un factor de preescala que puede ser de 1,4,8 o 16, es un registro que por reset inicia su conteo a partir de \$0000 HEX y después es de solo lectura, el TCNT se encuentra localizado en la dirección \$100E y \$100F cada vez que pasa de \$FFFF a \$0000 (da una vuelta) se puede programar para que demande una interrupción por medio del registro TFLG1 (bandera de interrupción del temporizador) y TMSK1 (máscara de interrupción 1 del temporizador) de la siguiente manera.

\$1023

OC1F	OC2F	OC3F	OC4F	I4O5F	IC1F	IC2F	IC3F
------	------	------	------	-------	------	------	------

TFLG1

El formato mostrado anteriormente indica la posición de los 8 bits que forman cada registro y la dirección en la que se localiza. El bit denominado OC3F representa una bandera que indica cuando ha ocurrido un sobreflujo en el TCNT.

Para borrar las banderas, se tiene que escribir un uno en el bit que ya tiene un uno indicando una bandera, un uno en IC1F, IC2F o IC3F indica que ocurrió una transición activa en la entrada IC1, IC2 o IC3; 14O5F indica que las banderas también pueden operar como interrupciones, y estas se programan en TMSK1 (máscara de interrupción uno del temporizador)

\$1022

OC1I	OC2I	OC3I	OC4I	14O5I	IC1I	IC2I	IC3I	TMSK1
------	------	------	------	-------	------	------	------	-------

Poniendo un uno en el bit OC3I se demanda una interrupción cada vez que hay un sobreflujo del TCNT.

Con un uno en ICxI cuando un bit ICxF es llevado a uno una interrupción de hardware es llamada, que podrá ser enviada si la bandera 1 de CCR (registro de código de condición) lo permite.

2.6.2.-COMPARACIONES POR SALIDA.

Las comparaciones de salidas se llaman comparaciones porque se realizan cuando se igualan el contador temporizador (TCNT) con alguno de los registros de 16 bits llamados comparación de salida del temporizador (TOC), pueden haber salida por cinco terminales del puerto A (PA7 a PA3) y que se llaman comparación de salida 1, 2, 3, 4 y 5 (OC1, OC2, OC3, OC4 y OC5) realizadas con los cinco registros TOC correspondientes (TOC1, TOC2, TOC3, TOC4 y TOC5), la terminal PA3 puede ser programada con el registro de control uno del temporizador (TCTL1) que se muestra a continuación.

\$1020

OM2	OL2	OM3	OL3	OM4	OL4	OM5	OL5	TCTL1
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-------

Como se puede observar a cada línea corresponde a dos bits, cada salida puede programarse de cuatro modos diferentes como se muestra en la tabla número 2.3

OMx	Olx	SALIDA
0	0	Línea deshabilitada
0	1	Tren de pulsos
1	0	Salida en 0 lógico
1	1	Salida en 1 lógico

Tabla 2.3.- Configuración de los bits de salida del microcontrolador.

En el caso de nuestro programa generador de pulsos PWM se uso el TOC2, TOC3, TCTL1, TMSK1 y TFLG1, como se muestra en la figura 2.3.

2.6.3.- DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA PARA RESOLVER ECUACIONES NO LINEALES.

En la figura 2.14 se presenta el diagrama de flujo de la secuencia que sigue el programa que resuelve las ecuaciones no lineales del sistema realizado anteriormente, y en la figura 2.15 se presenta el diagrama de flujo del programa generador de pulsos PWM y el lenguaje de programación de ambos programas se encuentra en el apéndice A.

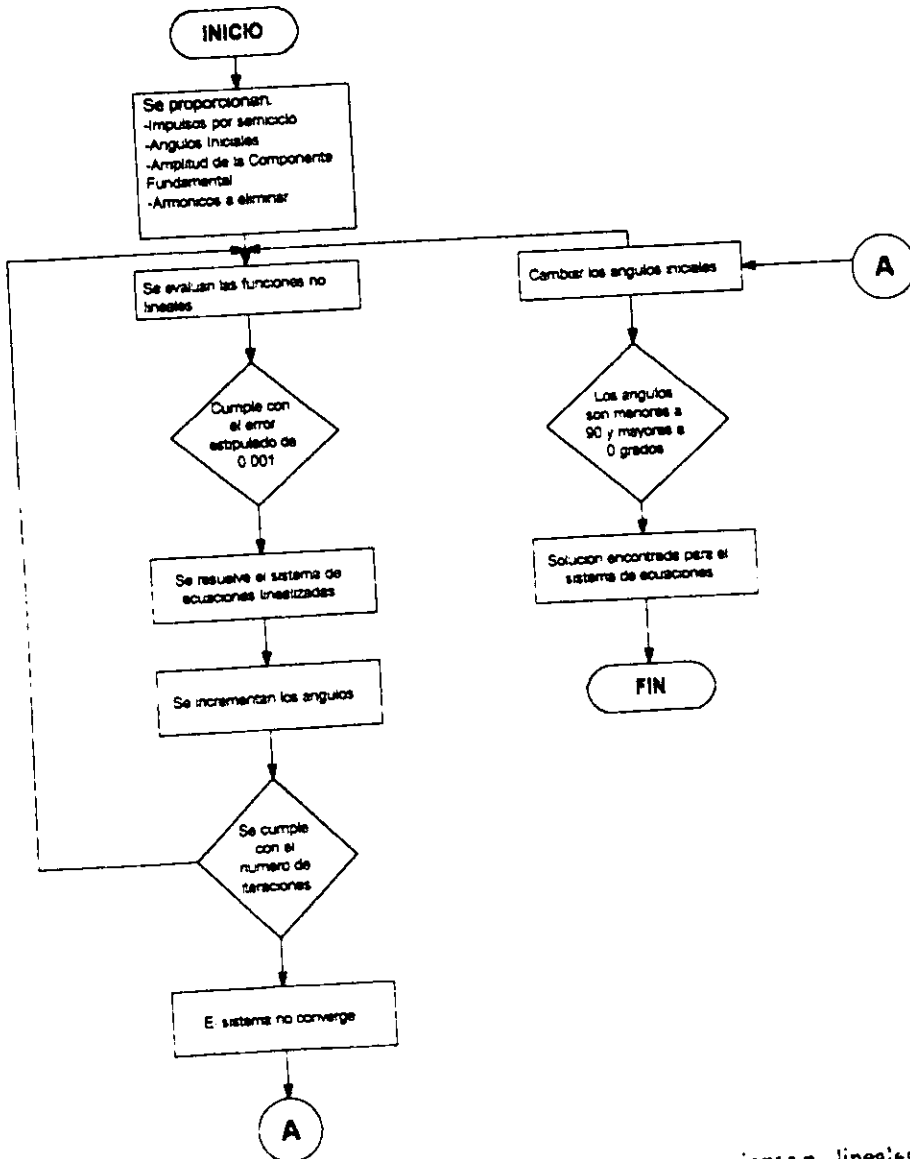


Figura. 2.14 Diagrama de flujo del programa que resuelve las ecuaciones n. lineales

2.6.4.-DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA GENERADOR DE LOS PULSOS PWM.

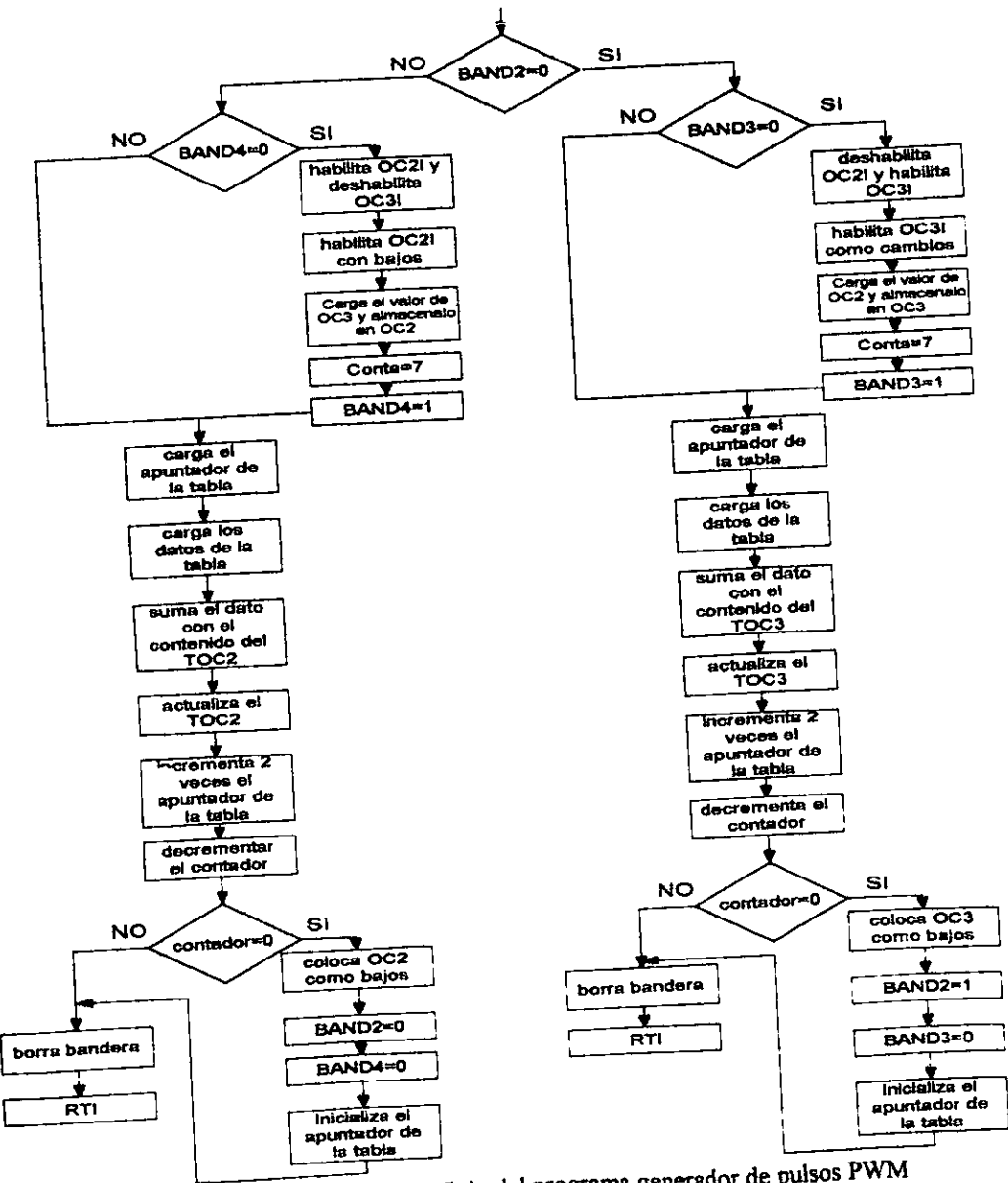


Figura. 2.15. Diagrama de flujo del programa generador de pulsos PWM

2.7.- DISEÑO DEL GABINETE.

El diseño del gabinete se realiza basándose en las dimensiones de los elementos que forman parte del inversor, éste se realizó en lamina antioxidante y posteriormente se pinto con esmalte automotivo de color hueso para que tenga una buena presentación.

El diseño se realizó en diferentes vistas del gabinete, el cual tiene de altura 36.5 Cm y de largo 34.5 Cm como se observa en la figura 2.16.

En la parte interior del gabinete contiene 2 placas que están realizadas con el mismo material y son para que se coloquen tanto el inversor (circuitaria) y en la otra se colocara el microcontrolador. En la parte inferior estarán colocadas las baterías y el transformador.

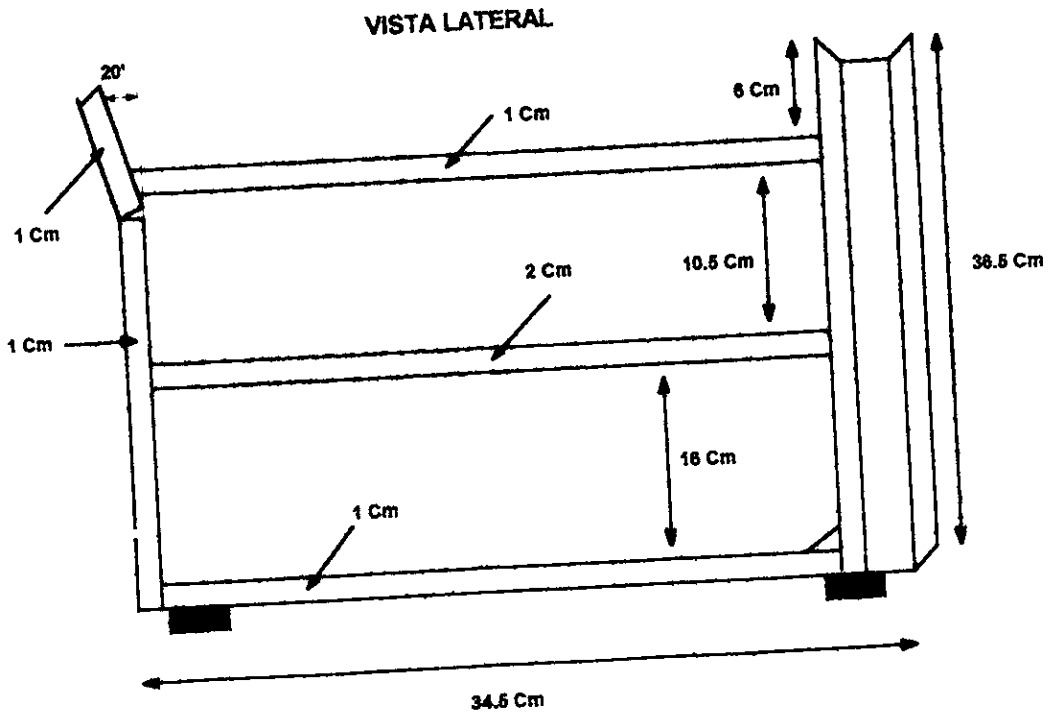


Figura 2.16.- Vista lateral del gabinete del inversor.

En las dos placas que están colocadas en la parte interior del inversor tienen unos cortes en los extremos, estos se realizaron para que se pudieran pasar todos los cables de interconexión entre todos los elementos, circuitos y componentes que conforman el inversor en general, como se observa en la figura 2.17.

Dichos cortes tienen de dimensiones 8 Cm de ancho por 3 Cm de largo, cada uno realizado en los extremos de cada placa.

VISTA SUPERIOR

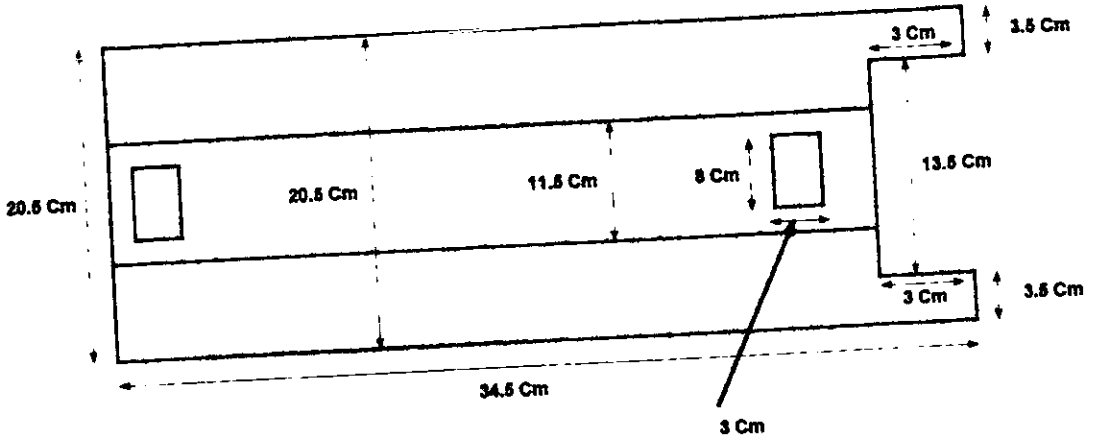


Figura 2.17.- Vista superior del gabinete del inversor.

Estas placas están sujetas a unas pestañas que están soldadas en los extremos del gabinete y atornilladas para que no tengan movimiento alguno, en la placa superior estará colocado el microcontrolador, el cual es el que realiza el control de los pulsos de excitación a los MOSFET que están colocados en el circuito impreso del inversor.

En la placa inferior estará colocado el inversor, el cual se encarga de realizar la transformación de el voltaje de CD a un voltaje de CA.

Los dos circuitos impresos tanto el del microcontrolador como el del inversor están aislados de las placas por medio de unos aisladores cerámicos, los cuales elevan los circuitos impresos de las placas para que no tengan contacto directo sobre ellas para evitar un corto circuito en la circuitería.

Dichos aisladores se colocaron de cerámica por comodidad del diseño, pero estos también pueden ser de acrílico o de plástico blando, los cuales dan la misma función que los cerámicos.

En la parte trasera del gabinete es donde están colocados los portafusibles, los cuales uno es de la alimentación de entrada que está conectado directamente de las baterías hacia el transformador y el otro es el fusible de salida el cual está conectado de una de los cables del devanado de salida del transformador hacia los enchufes de salida. Como se observa en la figura 2.18

Los enchufes de salida son donde estará conectada la carga a alimentar, estos son enchufes polarizador con tierra fisica, porque la mayoría de las clavijas de los equipos contienen este tipo de clavijas polarizadas.

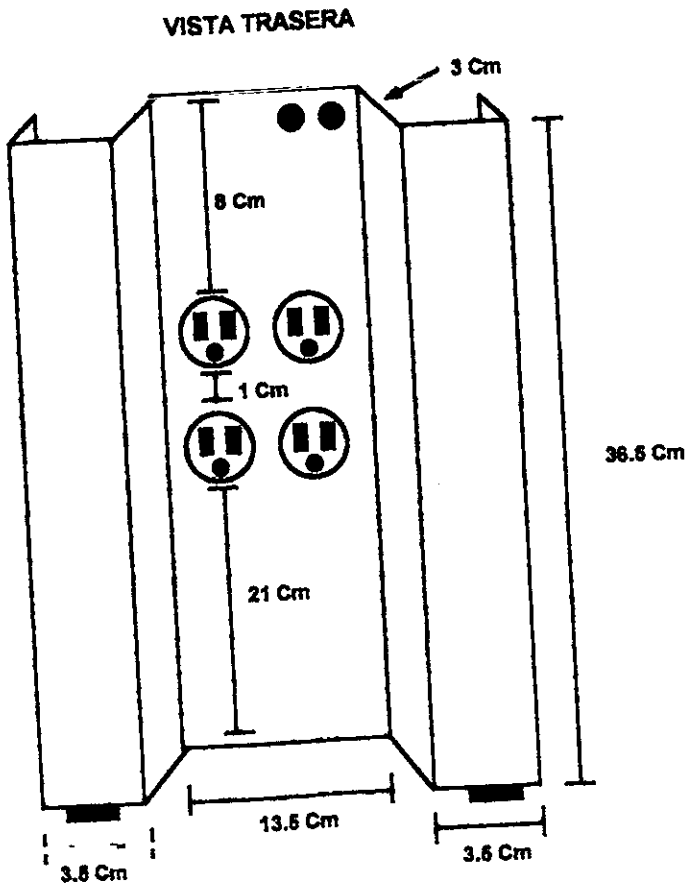


Figura 2.18.- Vista trasera del gabinete del inversor.

Finalmente las dimensiones del gabinete visto desde la parte trasera son como se observaron en la figura anterior.

En la vista frontal del gabinete solamente se colocó el interruptor de encendido/apagado del equipo y un led indicador de que se encuentra en funcionamiento el equipo y las dimensiones de la parte frontal se muestran en la figura 2.19.

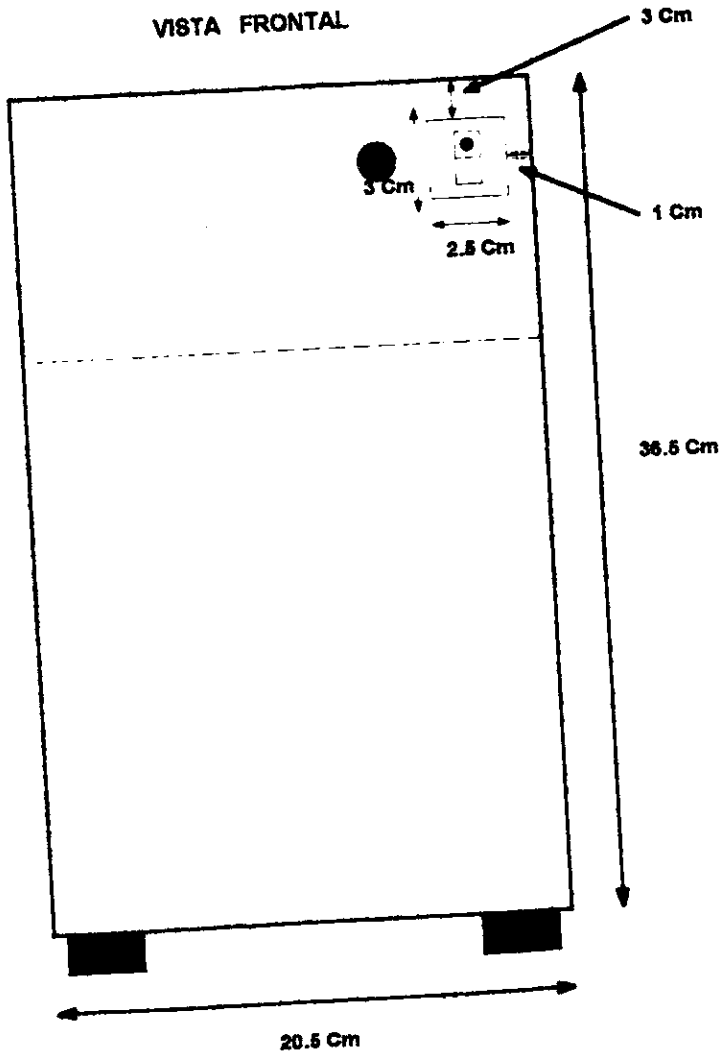


Figura 2.19.- Vista frontal del gabinete del inversor.

Finalmente la tapa que cubrirá todo el equipo es del mismo material que se realizaron las piezas anteriores y en cada uno de los extremos se le colocaron dos series de ranuras para que pueda circular libremente la ventilación la cual es natural, para que el inversor se encuentre ventilado y no sufra algún daño por sobrecalentamiento como se muestra en la figura 2.20.

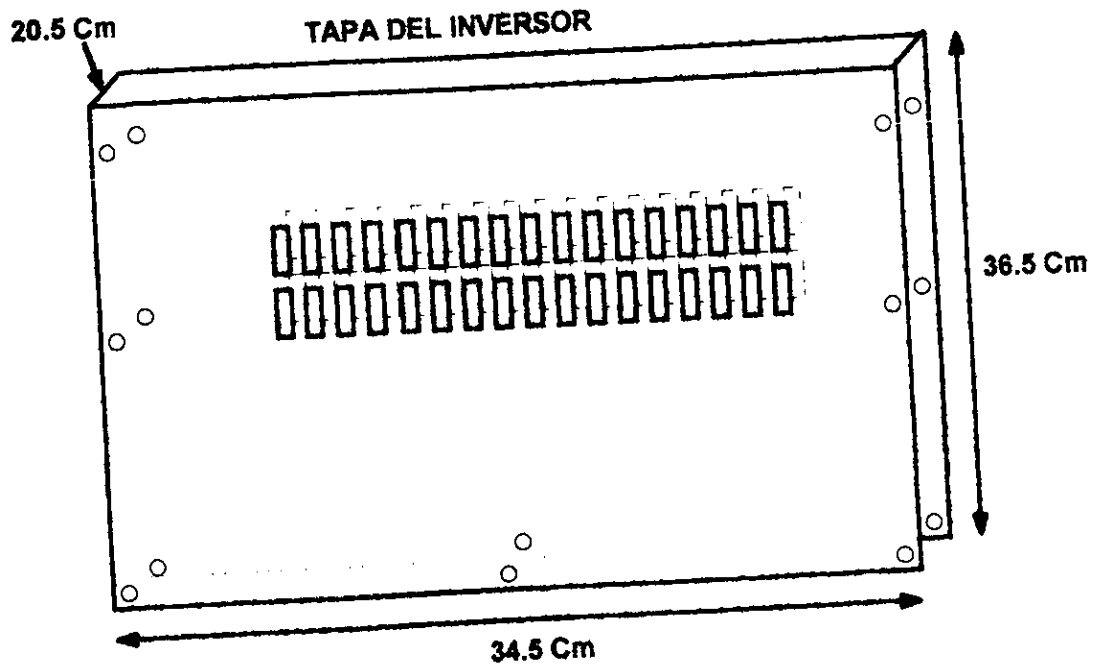


Figura 2.20.- Tapa del gabinete del inversor.

2.8.- DESCRIPCION Y CARACTERISTICAS DE LAS BATERIAS

Dentro del mercado existen diferentes tipos de baterías que se utilizan para alimentar a los inversores, las cuales están delimitadas por su capacidad y tamaño, las cuales pueden ser proporcionadas un mantenimiento o pueden ser libres de este, las cuales mencionaremos a continuación.

BATERIA DE PLOMO/CALCIO LIBRE DE MANTENIMIENTO CON ELECTROLITO LIQUIDO.

Esta batería está diseñada para una vida útil probada de 5 años, esta libre del mantenimiento, esta cuando es cargada desprende gas, por lo tanto necesita estar en una área ventilada. Cuesta de 35 a 50% más comparada con la batería de ácido-calcio (20 años). Esta batería es fabricada en un limitado número de capacidades y es necesario arreglos en paralelo para tiempos de autonomía mayores. Su tamaño es reducido en comparación con otros tipos de baterías.

BATERIA DE PLOMO/ACIDO CON ELECTROLITO EN FORMA DE GEL.

Esta batería es totalmente sellada y no requiere de ventilación, es libre de mantenimiento, no emite ningún gas y por lo tanto no requiere de áreas especiales, el hidrógeno y el oxígeno generados durante la carga se recombina dentro de la celda, puede ser colocada en cualquier posición pues no tiene líquidos que se derramen, su costo es de 60 a 70% del de una de plomo ácido-calcio, su fabricación es en un limitado número de capacidades por lo que para autonomías mayores se necesitan conectar con arreglos paralelos, lo que también aumenta el costo, debido a que tiene una gran densidad de energía, esta batería resulta pequeña.

BATERIA PLOMO/ACIDA (ALEACION ESPECIAL) CON ELECTROLITO SUSPENDIDO.

Esta batería es totalmente sellada y no requiere de ventilación, el electrolito está suspendido en un material poroso, tiene una vida útil de 10 a 14 años, como tiene alta densidad de energía es físicamente pequeña, su costo es aproximadamente de 1 a 1.2 veces el de una batería de plomo ácido/calcio.

BATERIA NIQUEL CADMIO.

Estas son las baterías más caras de los varios tipos de baterías que existen para alimentar los inversores, cuentan aproximadamente tres veces más que las de plomo ácido/calcio. Como el voltaje de flotación en estas baterías es de 1.72 volts/celda se requieren un número mayor de estas para tener una autonomía suficiente.

Sin embargo tienen la ventaja de que son más pequeñas en tamaño para una misma capacidad comparadas con las de plomo-ácido. Estas baterías no reducen su vida útil con la temperatura como en el caso de las de plomo-ácido. Estas baterías no emiten gases corrosivos como las de plomo ácido y pueden ser instaladas junto a delicados instrumentos. No requieren de periódicas recargas en igualdad. Consumen agua en pequeñas cantidades y por ello es reducido su mantenimiento, su vida útil es aproximadamente de 20 años.

BATERIAS DE PLOMO ACIDO.

Este tipo de baterías es de 2 a 2.5 veces más cara que una de plomo-ácido/calcio, es mecánicamente y eléctricamente durable, es capaz de soportar de 1000 a 1200 descargas totales durante toda su capacidad operativa, su expectativa de vida es de 25 años, manteniendo toda su capacidad operativa, su mantenimiento es muy bajo y solo requiere ocasionalmente de agua bidestilada, puede soportar mayores temperaturas que otros tipos de aleaciones de plomo ácido. Este tipo de baterías genera hidrógeno cuando se cargan y también vapores de ácido sulfúrico por lo que requieren de cuartos ventilados y lejos de equipo electrónico delicado.

BATERIAS DE PLOMO ACIDO/ANTIMONIO.

Se utiliza en su construcción una aleación de plomo/antimonio que simplifica la construcción de esta batería por lo que no es muy cara. Cuesta lo mismo que una de plomo ácido/calcio. Es capaz de soportar de 1000 a 1200 descargas totales durante su vida útil. Su expectativa de vida es de 15 años. Desprende hidrogeno y por lo tanto consume agua en una proporción mayor de por lo menos 10 veces más que la batería de plomo/acido. En esta batería una adecuada ventilación es muy importante, aumenta la frecuencia del mantenimiento, necesita periódicas recargas de igualación, hacia el final de su vida útil esta batería pierde 20% de sus cualidades y además de capacidad original, esta batería es muy útil en procesos donde exista mucha frecuencia de descarga.

BATERIA PLOMO ACIDO/CALCIO.

Esta batería es construida utilizando una aleación de plomo calcio. Esta batería tambien genera hidrogeno y consume agua en proporciones reducidas como la batería de plomo ácido. El voltaje de flotación de esta batería es de 2.25 volts/celda y no requiere de cargas de igualación. Soporta solamente 100 descargas totales durante su vida útil que es aproximadamente de 20 años. Si esta batería no es descargada totalmente ofrece ventajas en costo Vs. Beneficios, por esta razón es la más popular de las baterías para inversores. Al final de su vida util esta batería pierde un promedio de 20% de su capacidad original.

El tipo de batería que se utilizara en este inversor es una de Plomo/ácido (12 VCD), sellada, libre de mantenimiento y con el electrolito en forma de gel, la cual es adecuada para este diseño por su pequeño tamaño y su accesible costo, la cual tiene las siguientes características:

Voltaje nominal en circuito abierto..... 6.38 volts
 Capacidad nominal para 5.25 volts a 25° C.

Velocidad de carga.

20 horas (635 mA)	12.7 A/H (Amperes/Hora)
8 horas (1.45 A).....	11.6 A/H
5 horas(2.3 A)	11.5 A/H
1.5 hora (6.0 A)	9.0 A/H
30 minutos (13 A)	6.5 A/H
20 minutos (18 A)	6.0 A/H
10 minutos (28 A)	4.7 A/H
5 minutos (38 A)	3.2 A/H

tamaño físico +/- (0.005 pulgadas) (0.2 mm)

Largo.....5.95 pulgadas (151 mm)
 Ancho.....1.97 pulgadas (50 mm)
 Alto.....3.96 pulgadas (94 mm)

La configuración de estas baterías se observa en la figura 2.21.

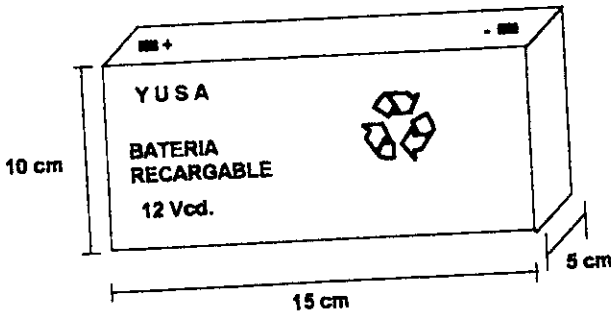


Fig. 2.21.- medidas de la batería a utilizar.

Altura (incluyendo terminales)..... 3.88 pulgadas (99 mm)
 Volumen (excluyendo terminales)..... 43.25 pulgadas cuadradas.
 Peso..... 4.85 libras (2.20 Kg.)
 Densidad de energía (20 horas) 1.76 Wathhora.

Como se puede observar en la figura 2.22.

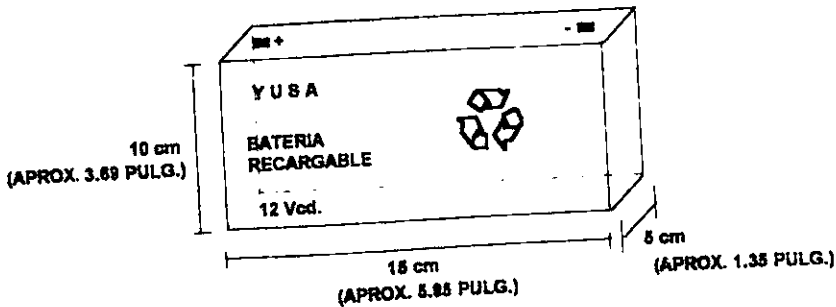


Figura 2.22. Dimensiones de la batería.

ESTAS TESIS NO DEBE
 SER EN LA BIBLIOTECA
 OTROS

Métodos de recarga.

Carga en flotación: se debe tener un flujo constante de potencial de 6.8 a 6.9 volts
Carga rutinaria: se debe de tener un flujo constante de potencial de 7.3 a 7.5 volts con una corriente inicial de carga menor a 40 amperes.

Terminales.

Las terminales estas fabricadas con una placa de cobre y estaño (0.32 cm de largo X 1.87 cm de ancho).

Material de la cubierta:

El material de la cubierta tiene un grado de inflamación retardado, con un cubrimiento de aditivos de clorinato y brominato, las cuales tambien se encuentran disponibles en material de inflamación no retardado.

Como lo podemos observar en la figura 2.23. Que se presenta a continuación.

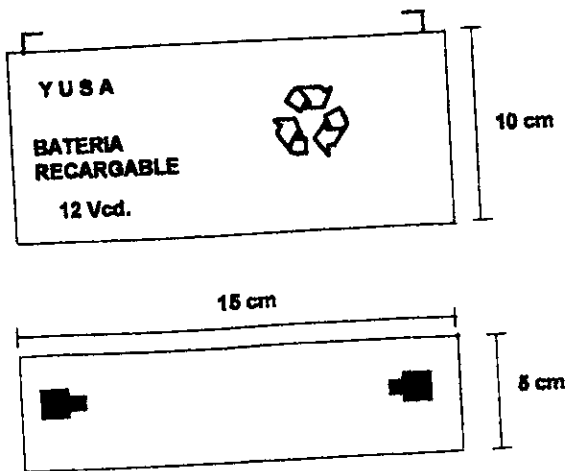


Figura 2.23. - Dimensiones de las diferentes vistas de la batería.

Capacidad Vs. Temperatura.

La eficiencia de dirigir el sistema ácido disminuye conforme la temperatura disminuye e incrementa, como la temperatura aumenta, desde la temperatura que tiene el cuarto donde se encuentra alojada esta (70° F) como se muestra en la figura 2.24.

CAPACITY AS AFFECTED BY TEMPERATURE @ VARIOUS RATES OF DISCHARGE

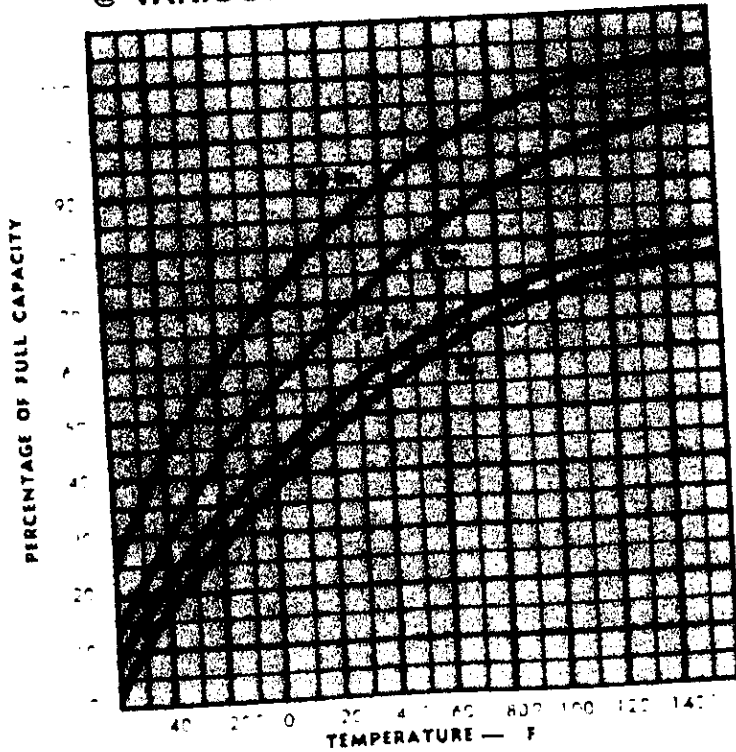


Figura 2.24.- Curva de capacidad Vs Temperatura de las batería.

Estas cuatro curvas estan mostrando y basadas en las descargas de 20 horas, 5 horas, 1.5 hora y 1 hora respectivamente.

Características de las descargas:

La alta temperatura aumenta el tiempo de la misma descarga de todos los sistemas de baterías, pero uniforme a este respecto las baterías de calcio son quizá mínimamente afectadas. Como podemos observar en la figura 2.25.

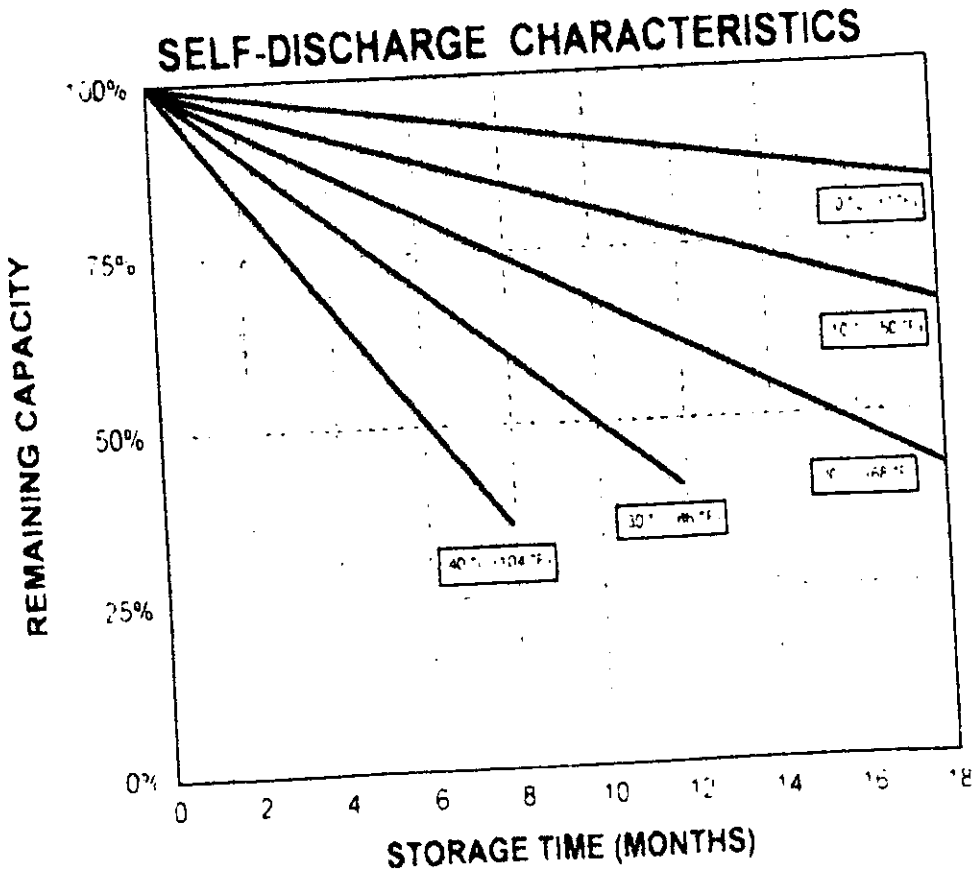


Figura. 2.25 gráfica de la descarga Vs tiempo de las baterías

Carga Vs. Temperatura.

El cargado de las baterías de alta eficiencia es lo mejor realizado en el rango de temperatura de 60° F a 80° F, cargando con este rango de temperatura no se requiere compensación de la misma, para aplicaciones por encima del rango de temperatura antes mencionado debe combinarlo el voltaje con una función de temperatura como se observa en la figura 2.26. Esta compensación del voltaje de carga para temperatura es de 0.004 volts, los cuales están medidos en grados Celcius por celda.

Relationship Between Charging Voltage and Temperature

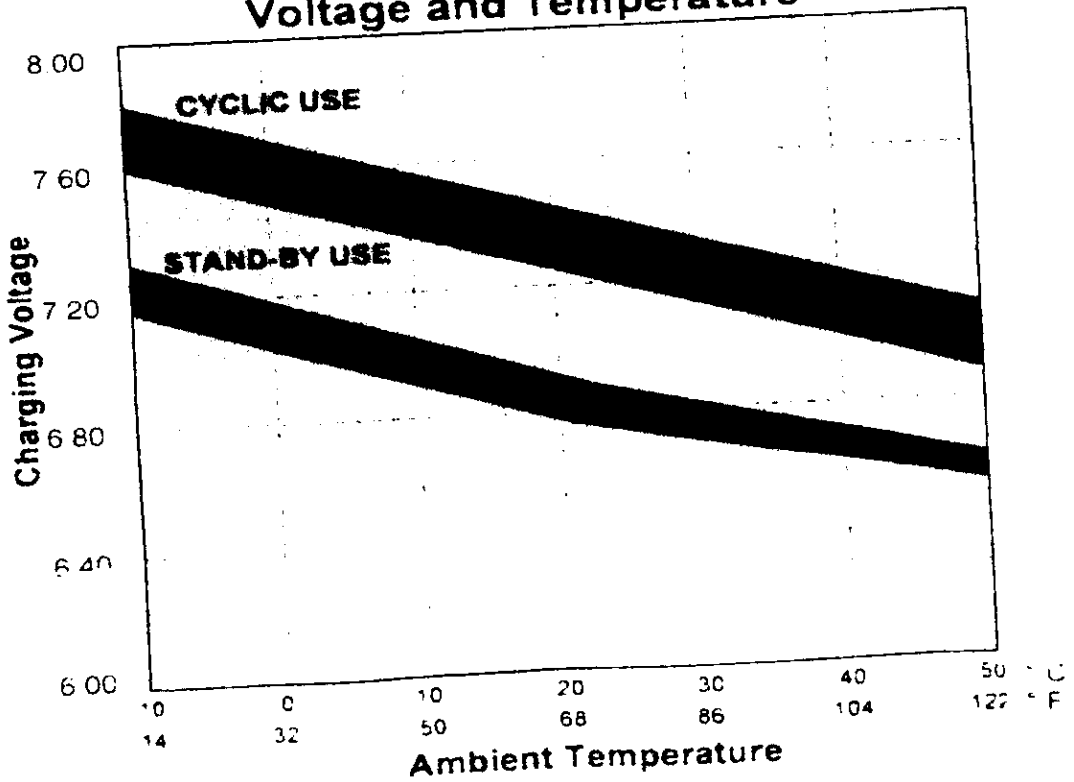


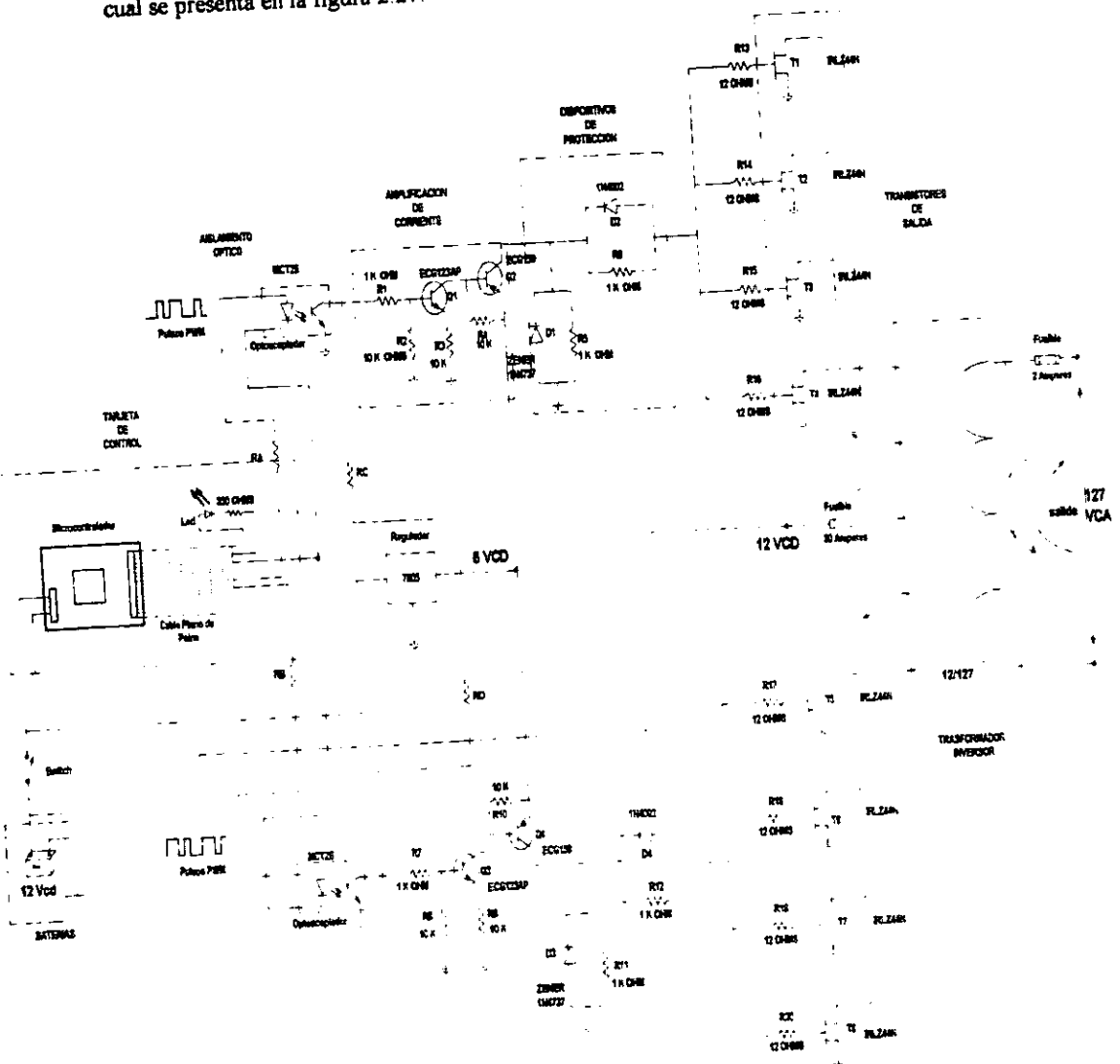
Figura 2.26. - Gráfica de carga Vs temperatura de las baterías.

Condiciones y precauciones de la operación de la batería:

- la batería contiene materiales tóxicos y fluidos corrosivos (Acido Sulfúrico)
- Cargando esta puede producir gases corrosivos.
- No cargue la batería en un lugar encerrado
- Cargar la batería en una buena área ventilada, alejada de flamas, chispas y cigarrillos.
- Use un voltaje apropiado controlado de carga.
- No ponga las terminales en corto circuito porque esta puede causar una explosión o fuego.
- Conserve las baterías y cargadores fuera del alcance de los niños.
- Cargue la batería tan pronto le sea posible después de usarla.
- No guarde la batería si se encuentra descargada totalmente.
- No pique, desarme, mutile o queme la batería.
- Deposite la batería en un lugar de desechos apropiado (tóxico)

2.9.- DIAGRAMA GENERAL DE CONEXIONES.

A continuación se presenta el diagrama general de conexiones el cual contiene todas las uniones o interconexiones de todo nuestro proyecto, el cual abarca al circuito microcontrolador, el circuito de potencia (inversor), el transformador y las baterías, el cual se presenta en la figura 2.27.



Figur 2.27 Diagrama General de conexiones del Inversor

CAPITULO III

CONSTRUCCION DE LOS CIRCUITOS.

3.1.- INTRODUCCION.

En el siguiente capítulo se muestra la secuencia de construcción y componentes empleados para armar el circuito de potencia y el de control, así como los detalles que se deben de considerar para construcción de los mismos.

3.2.- CONSTRUCCION DEL CIRCUITO DE POTENCIA.

En base a los resultados obtenidos en el diseño del circuito de potencia, el cual esta comprendido por el inversor y el transformador, se realizo la construcción del mismo de la siguiente manera:

Construcción del inversor:

El circuito impreso del inversor es de una cara y esta montado en una placa de baquelita de dimensiones 20 cm de largo x 10 cm de ancho, en la cual estarán montados todos los dispositivos que se diseñaron en el capítulo II.

Los dispositivos están distribuidos y numerados como se muestra en la figura 3.1.

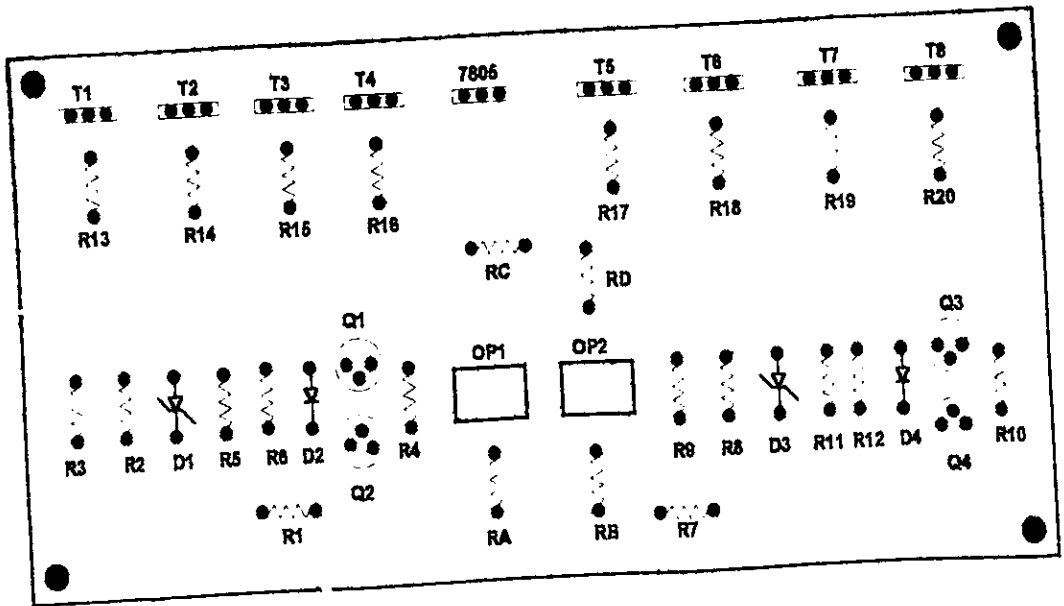


Figura 3.1.- Cara superior del circuito impreso del inversor.

Posteriormente se realizan las pistas y los nodos de interconexión con una tinta permanente, marcando todas las líneas de conexión entre los dispositivos y los nodos, para que después se coloque en ácido (cloruro férrico) para que se quitara el excedente de cobre y queden solamente las pistas marcadas con la tinta permanente como se muestra en la figura 3.2.

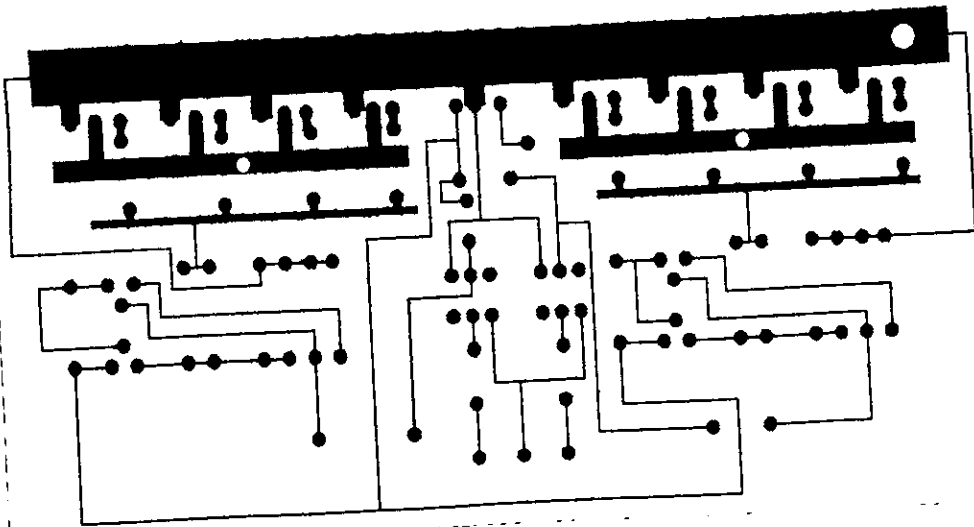


Figura 3.2 - Pistas del circuito impreso del inversor.

Posteriormente se perfora con mucho cuidado con unas brocas de 1/32 de pulgada para los nodos de las resistencias y transistores, con una broca de 3/64 de pulgada para los nodos de los diodos y los fet's, y una broca de 1/16 de pulgada para los nodos mayores que son donde entran los cables de alimentación de las baterías y de la salida del inversor al transformador.

Ya que se tiene toda la tarjeta con las pistas y sus perforaciones, se montan todos los dispositivos fijándonos muy bien en la polaridad de los dispositivos, para que se solden al circuito impreso.

El siguiente paso es revisar todas las soldaduras frías del circuito impreso y quitando las impurezas o rebabas que puedan existir en el circuito, las cuales nos pudieran causar un corto circuito.

Cuando el circuito este trabajando con carga la disipación del calor será grande, por lo cual se coloca un disipador de aluminio el cual debe de estar completamente aislado de los Mosfet's para que no surja ningún corto circuito.

El aislamiento del cuerpo de los fet's se realiza por medio de unas micas aisladoras que van colocadas en la parte de atrás del cuerpo del transistor y el disipador, se le coloca silicona en la parte trasera del transistor para que el contacto del mismo con el disipador fuera total, para aislar el tornillo del cuerpo del transistor se colocaron unos bujes de plástico los cuales están colocados por enfrente del transistor.

Con estos detalles se asegura que los transistores están aislados completamente de un posible corto circuito y que su funcionamiento será óptimo.

Se colocan cables de calibre número 14 mcm para la tierra física y la salida del inversor hacia el transformador, los cuales son los que transportan la mayor corriente dentro del sistema, esto se realizó porque con cables más delgados se dañan (quemar) por la cantidad de corriente que circula por ellos.

Ya que se realizó el armado del inversor tenemos que colocar el transformador que se utilizará a la salida del inversor.

Se utilizó un transformador elevador con Tap central y las características se encuentran en el capítulo II.

NOTA: La colocación de los elementos dentro del circuito impreso es de forma independiente, siempre y cuando se respete la configuración y posición de cada uno de ellos.

Para obtener más datos de las características técnicas de los elementos utilizados en la construcción de este circuito, consultar el apéndice B

3.3.- CONSTRUCCION DEL CIRCUITO DE CONTROL.

Para realizar el circuito de control nos basamos en las cualidades del microcontrolador (MC) y las bondades de comunicación con este utilizando el programa monitor (búfalo), así como para facilitar el desarrollo de proyectos, Motorola ha desarrollado tarjetas de trabajo como una herramienta de desarrollo de trabajos de control.

Los microcontroladores de la familia HC11 poseen un programa grabado en memoria Rom interna llamado programa monitor o búfalo (bit user fast friendly aid to logical operation) que permite interactuar al usuario con el microcontrolador a través de dispositivos de comunicación serial.

La tarjeta de trabajo es una herramienta de bajo costo que nos permite la evaluación y depuración de programas hechos para el microcontrolador.

Esta depuración del programa la realiza bajo el control del programa monitor. Para ensamblar el programa fuente del usuario existen 2 métodos, el primero es utilizando el ensamblador en línea del programa monitor búfalo.

Estableciendo comunicación entre el microcontrolador y una computadora, el usuario puede estar escribiendo en lenguaje fuente en su computadora mientras que el microcontrolador se esta ensamblando y depositando en la dirección señalada por el programa de usuario (ensamblador en línea)

El segundo método es ensamblar el programa fuente en la computadora y posteriormente cargarlo al microcontrolador mediante un código ensamblador "Motorola S-Records". Un puerto RS-232 permite la comunicación y transferencia de datos entre la tablilla de trabajo y la computadora.

Los requerimientos externos para la operación de la tablilla de trabajo son las siguientes:

- Fuente de poder de 7.5- 15 VCD, 300 Ma.
- Terminal RS-232 compatible.
- Computadora con puerto serial RS-232 compatible.
- Interface RS-232.

La explicación sobre la configuración de los "Jumpers" o conectores se explica a continuación y como se puede observar en la figura 3.5.

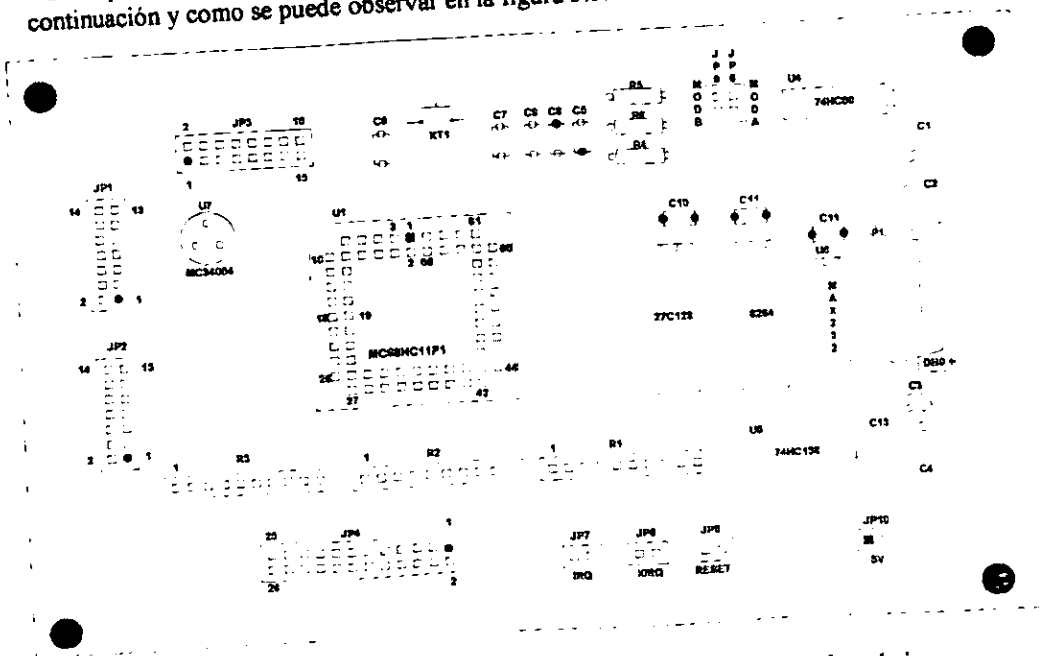


Figura 3.5. Configuración de los Jumpers o Conectores de la tarjeta de trabajo.

El conector J3 es usado para determinar si el control en el arranque se coloque en la ejecución del programa monitor o se coloque en el inicio de la memoria EEPROM del MC. Este conector esta puesto en la terminal PE0 de tal manera que si el Reset del programa monitor detecta un estado lógico cero en el PE0, ejecuta el programa y el prom es desplegado.

Pero si detecta un estado alto en PE0, el control brinca hasta el inicio de la memoria EEPROM y el código del usuario es ejecutado sin la intervención del programa monitor.

Existen 4 modos de operación del MC, los cuales se realizan con los conectores J1 y J2, pudiendose configurar el modo de operación (configuración por hardware). Esta configuración se realiza como se observa en la tabla 3.8.

modo a	modo b	modo seleccionado (MCU)
J1	J2	
instalado	removido	modo sencillo
removido	removido	modo expandido o multiplexado
instalado	instalado	modo de arranque especial "PCBUG"
removido	instalado	modo de prueba en fabrica
notas:		
1) jumpers instalados denota lógica cero (tierra)		
2) jumpers removidos denota lógica uno (circuito abierto)		
3) el conector J3 no tiene efecto si se arranca en el modo de arranque especial.		

Tabla 3.8.- Modos de operación por Hardware.

El conector J4 es usado para conectar la terminal Xirq a la terminal PA3/OC5 lo cual es requerido por el programa búfalo. En aplicaciones especiales que utilicen la terminal PA3/OC5, el conector debe ser removido. En este caso algunos comandos del programa búfalo serán inservibles.

De esta manera se puede configurar la tarjeta de trabajo para poder realizar y ensamblar el programa de control que será grabado en la EEPROM interna del microcontrolador. Una vez realizado el programa y la compilación del mismo, el microcontrolador empieza a ejecutar el programa grabado en la EEPROM y se pueden deshabilitar todos los componentes externos (menos la alimentación) que se utilizaron para poder programarlo.

CAPITULO IV.

**PRUEBAS Y ACOPLAMIENTO DE LOS
CIRCUITOS.**

4.1.- INTRODUCCION.

En el presente capitulo se presentan las pruebas y acoplamientos que se realizaron al inversor para saber si su funcionamiento era el correcto y con sus respectivas formas de onda de cada sección o bloque.

4.2.- ACOPLAMIENTO Y PRUEBAS DEL CIRCUITO DE POTENCIA Y EL CIRCUITO DE CONTROL.

En esta parte primero lo que se realiza es la prueba de cada circuito por separado, después se realiza el acoplamiento y después una prueba general, para observar su funcionamiento. Recordemos que el circuito de control es la tarjeta que contiene el microcontrolador, en el cual esta grabado en la memoria EEPROM el programa generador de pulsos PWM y a la salida del microcontrolador obtendremos tres señales que son las que se necesitan para excitar al circuito de potencia, las cuales son las siguientes.

Los pulsos PWM y un voltaje de 5 Vcd que nos servirá de alimentación para nuestros circuitos de aislamiento (Optoacopladores).

Para poder obtener la medición de las señales necesitamos un instrumento que nos pueda visualizar nuestras formas de onda. En este caso se utilizo un osciloscopio marca FLUCK modelo 123 el cual tiene 2 canales de visualización y contiene un menú extenso que nos muestra todas las variables que puede medir.

Para empezar a obtener nuestras formas de onda tendremos que seleccionar en nuestro osciloscopio el canal a utilizar, en este caso utilizaremos el canal A.

Se coloco una de las puntas a la salida OC2 (Pin número 14 del puerto de salida) de la tarjeta controladora y la otra punta se coloco en una tierra común.

Con nuestra tarjeta controladora conectada y previamente cargado el programa PWM, a la salida se obtuvieron los pulsos PWM esperados como se observa en la figura 4.1, estos pulsos solamente son de la salida OC2

Colocando ahora nuestra punta en el pin número 15 del puerto de salida de la tarjeta controladora observamos nuestra segunda serie de pulsos PWM como se observa en la figura 4.2, estos pulsos solamente son de la salida OC3.

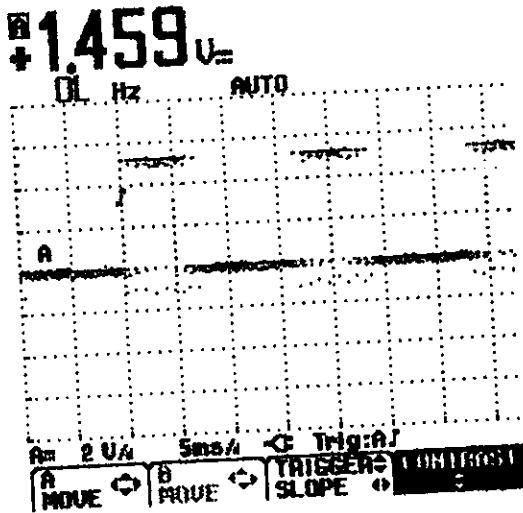


Figura 4.1.- pulsos PWM en la salida OC2 del puerto de salida de la tarjeta controladora.

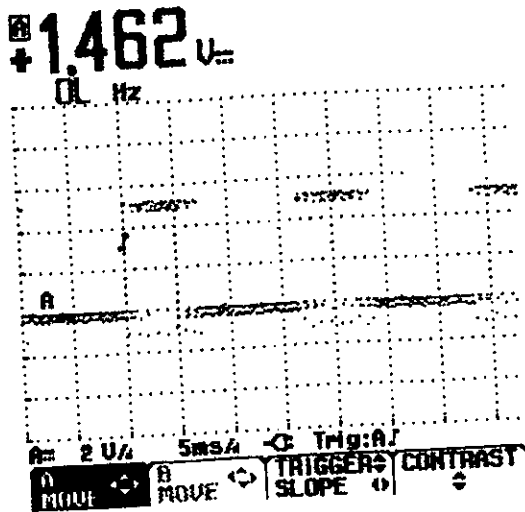


Figura 4.2.- pulsos PWM en la salida OC3 del puerto de salida de la tarjeta controladora.

Observando las figuras anteriores de los pulsos PWM de excitación al circuito de potencia, a simple vista pensamos que son iguales, pero no es así porque estos pulsos están desfasados, porque excitan a 2 ramas de transistores, mientras unos están en saturación (conduciendo) los otros se encuentran en corte.

Porque si las 2 series de pulsos se encontraran conduciendo existiría un conflicto en nuestro sistema (corto circuito) y se nos dañaría nuestro equipo. Para ver mejor lo indicado anteriormente observemos la figura 4.3 donde se ven las 2 serie de pulsos en la pantalla de osciloscopio, aquí se ocuparon los 2 canales uno en la salida OC2 y la otra en la salida OC3.

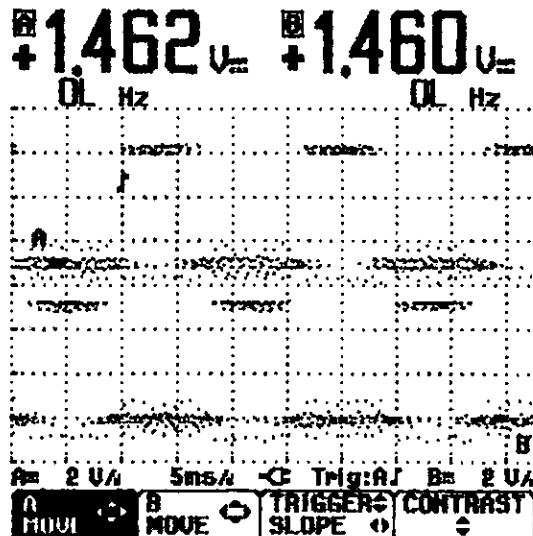


Figura 4.3.- pulsos PWM en la salida OC2 y OC3 del puerto de salida de la tarjeta controladora.

Ahora nuestro circuito de potencia a la entrada contiene un circuito de aislamiento óptico (optoacopladores) los cuales para su funcionamiento necesitan una alimentación la cual es de 5 Vcd y la obtendremos del pin número 57 del puerto de salida de la tarjeta controladora como se observa en la figura 4.4, de esta manera quedan listas todas las señales que utilizara nuestro circuito de potencia para ser probado y acoplado con el circuito de control.

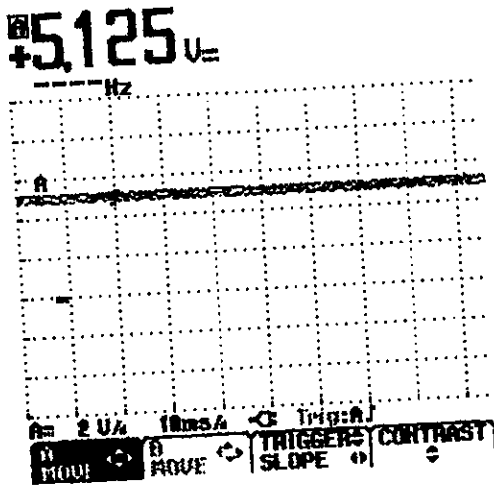


Figura 4.4.- Voltaje de alimentación al circuito de aislamiento óptico (optoacopladores)

Ya tenemos las señales necesarias para acoplar nuestro circuito de control con el circuito de potencia, de esta manera primero realizamos la conexión del circuito de control con el de potencia y nuestros pulsos de entrada al circuito de potencia se observan en la figura 4.5, que son monitoreados a la entrada de los optoacopladores.

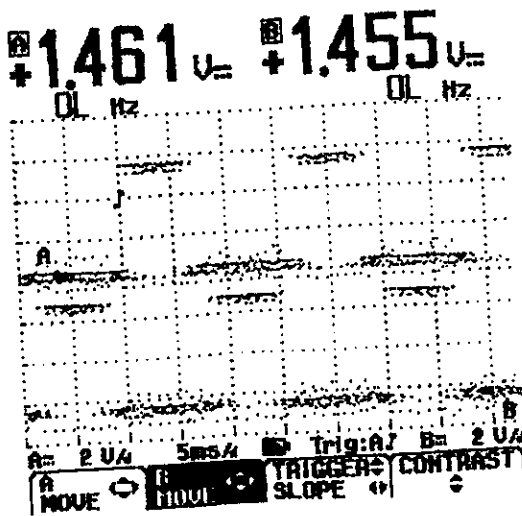


Figura 4.5.- Pulsos de entrada el circuito de potencia.

Posteriormente los pulsos de entrada pasan por los optoacopladores y la señal se salida viene siendo la misma y con las mismas características como se observa en la figura 4.6 y de esta manera se logra aislar físicamente el circuito de control del circuito de potencia. Esto se realizó por si sucedía algún imprevisto (falla) que pudiera repercutir en el circuito de control.

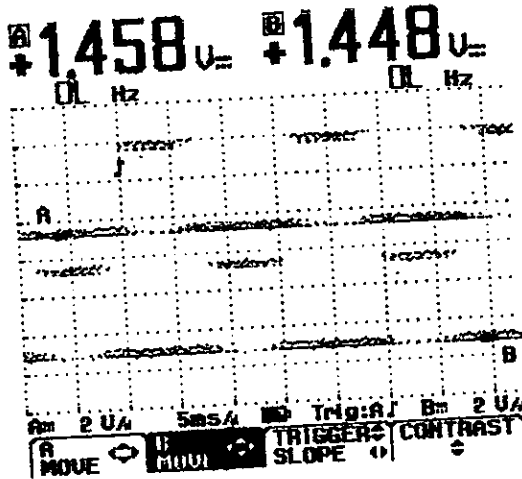


Figura 4.6.- pulsos de salida de los optoacopladores del circuito de potencia.

En la figura anterior observamos los pulsos PWM a la salida del optoacoplador, los cuales pasan por las resistencias R1 y R7 que están ubicadas en la base de los transistores Q1 y Q3 y llegan a la base de los transistores Q2 y Q4, como se observa en la figura 4.7.

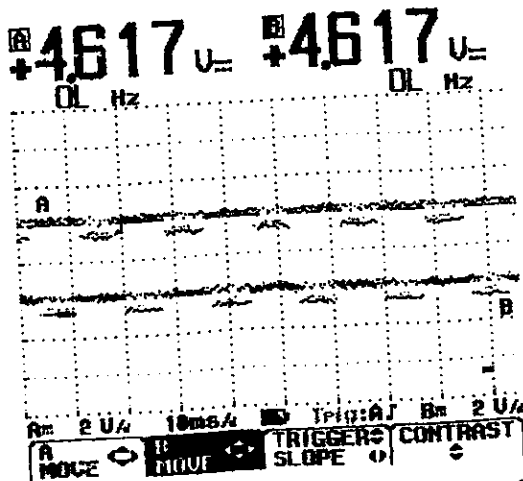


Fig. a 4.7.- Pulsos en el colector del Q1 y la base de Q2.

Este arreglo de transistores (Q1 y Q2), sirve para aumentar la corriente de base para excitar a los mosfet's de potencia.

Si observamos la gráfica de la figura 4.7 vemos que los pulsos están invertidos a comparación que los demás pulsos mostrados anteriormente. Esto se debe al arreglo de los transistores, porque cuando llega un estado alto (5 Vcd) a la base de Q1, este conduce y todo el voltaje que está en su colector se conduce a la tierra, y de forma inversa si en la base de Q1 existe un estado bajo (0 Vcd) todo el voltaje del colector entra a la base de Q2 y hace que conduzca este transistor y de esta manera los pulsos de salida en el colector de Q1 y la base de Q2 salen invertidas.

Enseguida estos pulsos salen del colector de Q2 y pasan por dos circuitos de protección uno es contra voltaje que está compuesto por un diodo zener 1N4737 de 7.5 Vcd y R5 y el otro circuito de protección es contra corriente que está formado por un diodo rectificador de propósito general 1N4002 a 1 Amp y R6 donde las formas de onda de esta sección se muestra en la figura 4.8.

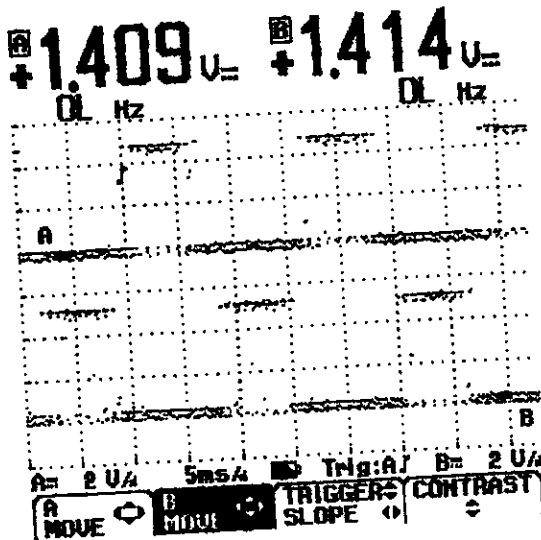


Figura 4.8.- Pulsos PWM en los circuitos de protección contra voltaje y corriente.

Posteriormente los pulsos observados en la figura 4.8 entran a la base de cada uno de los mosfet que tienen en su base una resistencia de 12 ohms para que puedan ser excitados. Recordemos que la excitación de estos transistores es desfasada o sea que mientras unos conducen los otros se encuentran en saturación como se muestran en la figura 4.9 para que no suceda un corto circuito y para que mientras unos conducen nos genera el semiciclo positivo y cuando conduce el otro bloque nos genere el semiciclo negativo de nuestra señal alterna.

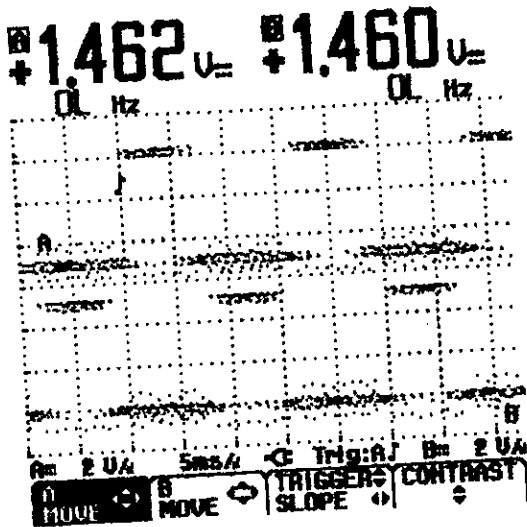


Figura 4.9.- Pulsos PWM a la entrada de la base de los Mosfet's de potencia.

Y por último obtendremos los pulsos de salida de nuestro sistema simulando nuestra carga con una resistencia de 1 K ohm que esta conectada al Drein (Drenador) de un mosfet con respecto al voltaje de alimentación que tendrá conectado el transformador en el tab central. En este caso para fines prácticos se conecto al voltaje de prueba de la tarjeta que es de 5 Vcd. Como se observa en la figura 4.10.

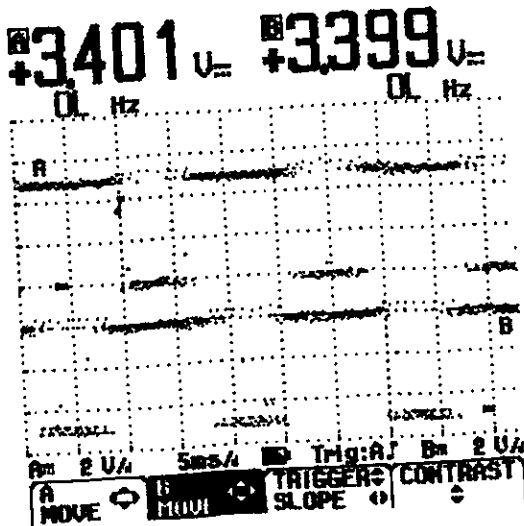


Figura 4.10.- Pulsos PWM con una resistencia de carga de 1 K ohm.

Observando la figura 4.10 vemos que el voltaje de los pulsos es de 5 Vcd porque ese es el que colocamos para hacer la prueba, pero cuando se coloque en forma definitiva el transformador con su voltaje de alimentación que será de 12 Vcd, el voltaje que tendrán estos pulsos será de 12 Vcd.

4.3.- ACOPLAMIENTO Y PRUEBAS DE LAS BATERIAS CON LOS CIRCUITOS ANTERIORES SIN CARGA.

En el punto anterior se obtuvieron todas las gráficas del acoplamiento del circuito de control con el circuito de potencia, ahora acoplaremos estos mismos circuitos pero con las baterías y sin conectarle ninguna carga a la salida (en vacío), y de esta forma alimentaremos al transformador y a los circuitos antes acoplados.

Todas estas pruebas se realizaron con la alimentación de 12 Vcd proporcionada por dos baterías que están conectadas en paralelo para que nos puedan entregar mayor corriente a la salida.

Se conecto todos los circuitos anteriores con las respectivas baterías y el polo positivo de estas está conectado al Tap central del transformador y el osciloscopio está conectado a la salida del mismo obteniéndose la siguiente señal como se observa en la figura 4.11.

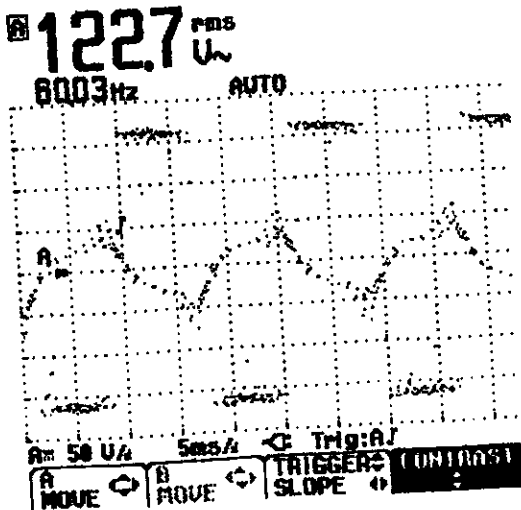


Figura 4.11.- Señal de salida sin carga

Basándonos en la gráfica anterior la forma de onda se observa de esta manera porque no existe ninguna carga conectada a la salida ósea que está trabajando el equipo en vacío y la función de la carga que se conecta a la salida del sistema es como de un filtro porque le da una mejor forma a la señal de salida como se observara más adelante c andr se realicen las pruebas con la carga ya conectada.

De esta manera se obtuvieron varias formas de onda que a continuación se presentan en las figuras 4.12, 4.13, 4.14 y 4.15

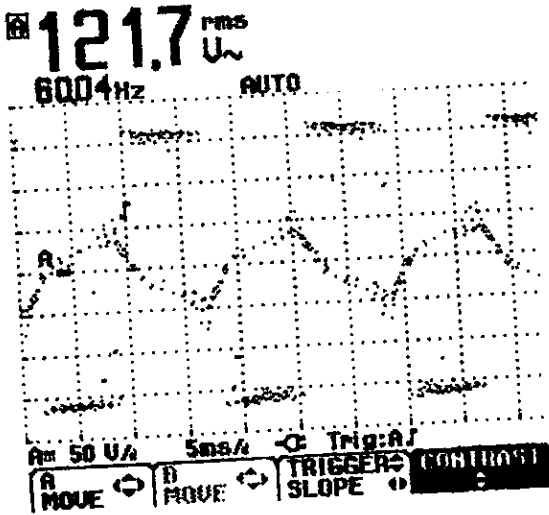


Figura 4.12.- Señal de salida sin carga.

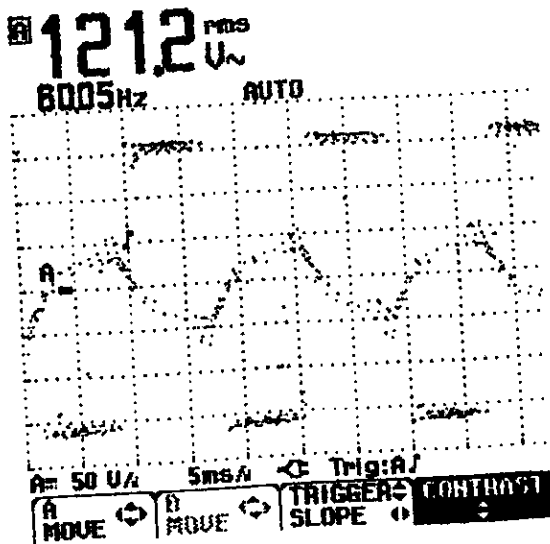


Figura 4.13.- Señal de salida sin carga.

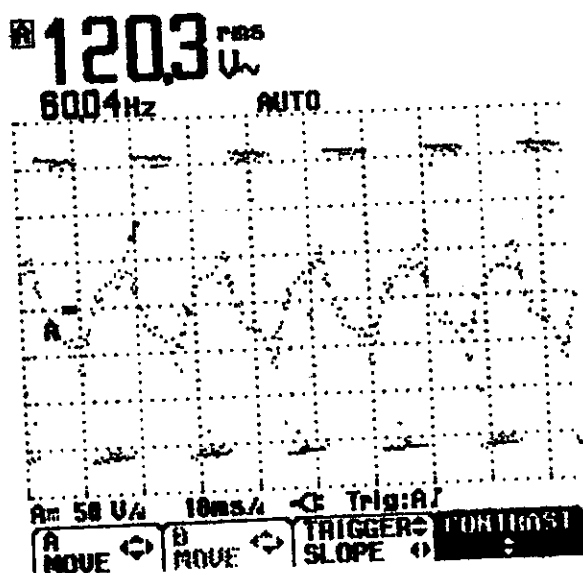


Figura 4.14.- Señal de salida sin carga.

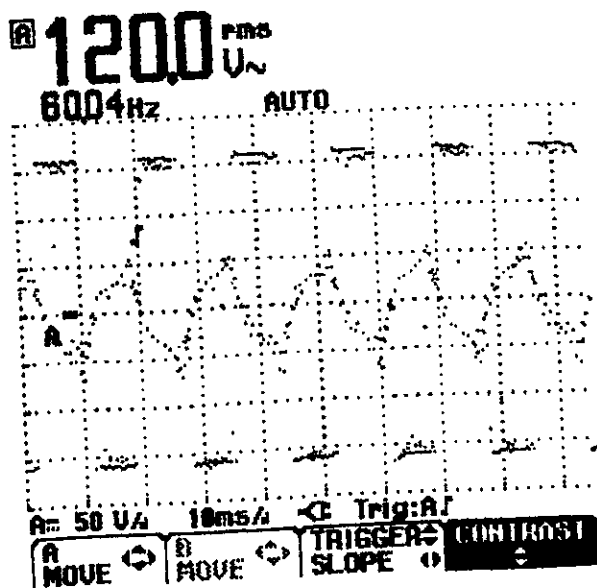


Figura 4.15.- Señal de salida sin carga.

4.4.- ACOPLAMIENTO Y PRUEBAS DE LAS BATERIAS CON LOS CIRCUITOS ANTERIORES CON CARGA.

Finalmente en este punto se acoplan y prueban todos los elementos anteriores, ósea el circuito de control, el circuito de potencia y las baterías, pero conectando una carga a la salida de todo el sistema.

El primer paso que realizamos es obtener la gráfica del voltaje de las baterías, como se observa en la figura 4.16. Las cuales son 2 baterías de 12 Vcd a 7 Amp/h cada una conectadas en paralelo, para que exista más corriente hacia la carga

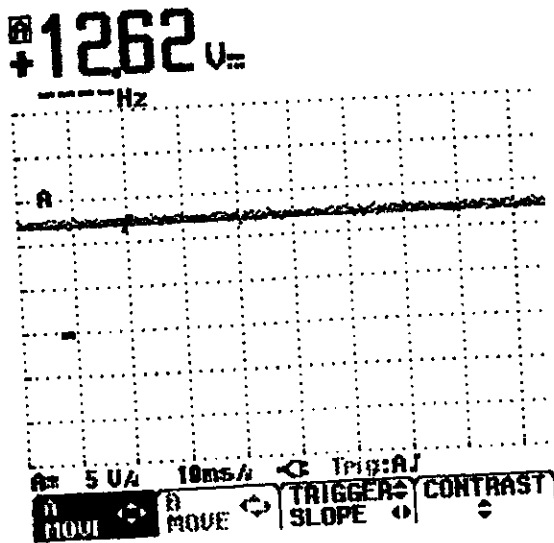


Figura 4.16 - Voltaje de baterías utilizadas en el inversor.

Después ya que se instalaron las baterías nos dispusimos acoplar los circuitos anteriores, para obtener la forma de onda de la figura 4.17.

En la figura 4.17 observamos que el voltaje de salida es de 40.8 Vca porque esta gráfica se obtuvo con las baterías recién recargadas y además la carga que se le colocó era aproximadamente de 50 Watts.

Posteriormente se colocó una carga aproximada de 400 watts para obtener la forma de onda de la figura 4.18, en la cual se observa que el voltaje ya bajo y está dentro del rango de voltaje especificado en el diseño especificado.

La carga que se le colocó es una carga inductiva, capacitiva y resistiva.

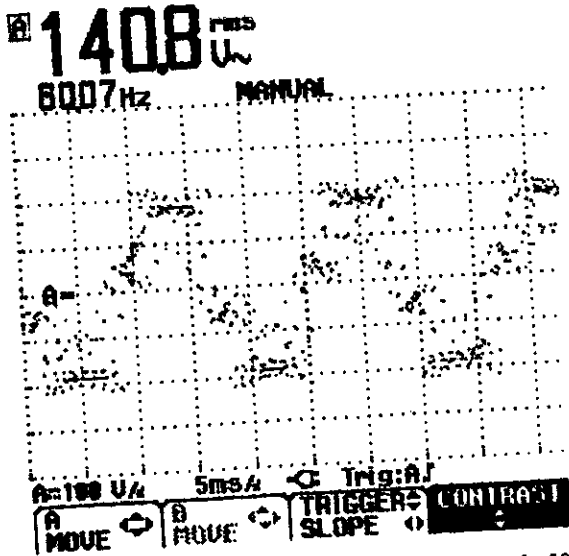
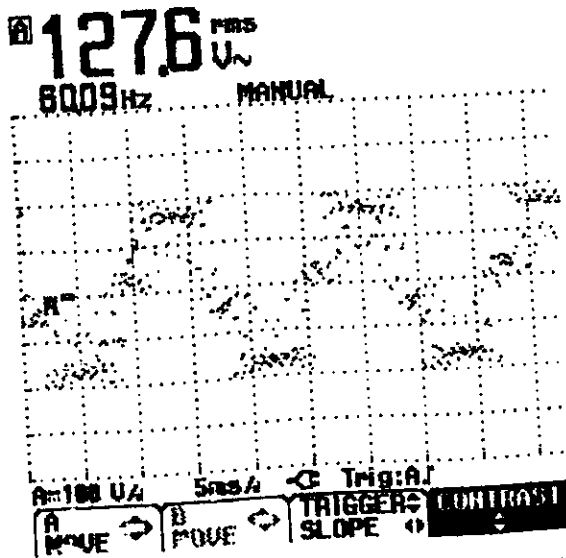


Figura 4.17.- Forma del voltaje de salida con una carga de 50 Watts



4 18 - Forma del voltaje de salida con carga de 400 watts

Como anteriormente se le coloco la carga al equipo, el voltaje de la bateria tambien bajo en un porcentaje muy pequeño, como se muestra en la figura 4.19.

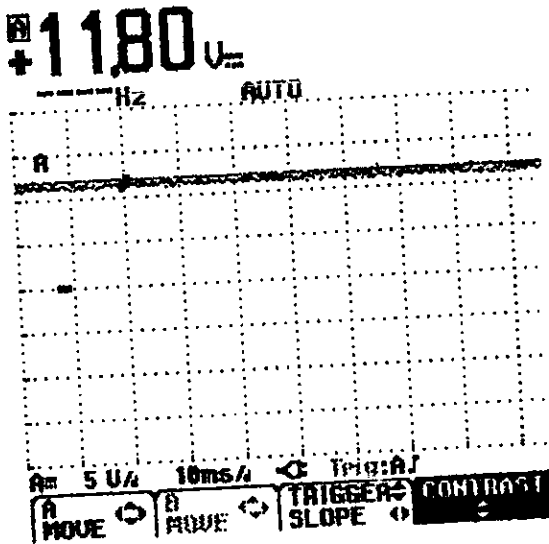


Figura 4.19.- Voltaje de baterías con la carga conectada al equipo inversor.

De esta manera se empezó a monitorear el voltaje de salida y la forma de onda de la señal de salida para saber si cumplía con las características especificadas en el diseño del inversor, las cuales si las cumplió.

Con respecto a la carga se le colocaron los 400 watts, por razones de operación optima. En todos los equipos de alimentación tienen unas especificaciones de diseño y una de esas es de sobrecarga, la cual dice que un equipo no se debe de sobrecargar (colocar más carga de la indicada) para que su funcionamiento sea optimo.

Si a un equipo se le coloca más carga que la especificada en la placa de diseño, este puede funcionar de manera irreonea o puede trabajar en forma ideal un cierto tiempo (según el equipo) y después puede empezar a fallar en su funcionamiento hasta que este se llegue a quemar o botarse los fusibles de protección que contiene el equipo

Por esta razón se le colocaron solamente los 400 watts para que el equipo trabajara eficientemente.

Posteriormente se obtuvieron otras gráficas del voltaje de salida las cuales se presentan el la figura 4.20 y 4.21.

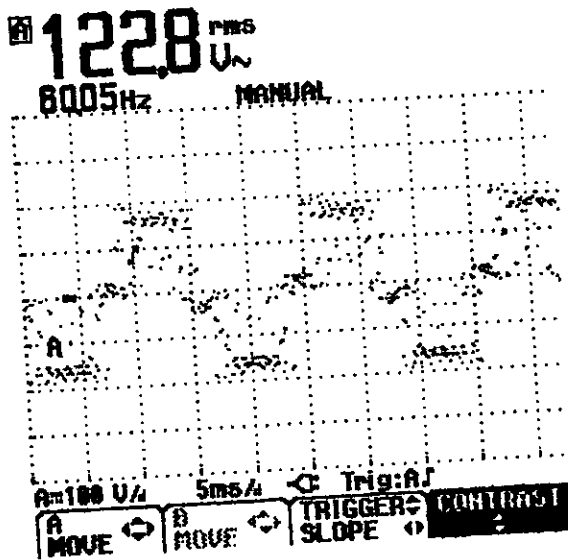


Figura 4.20.- Voltaje de baterías con la carga conectada al equipo inversor

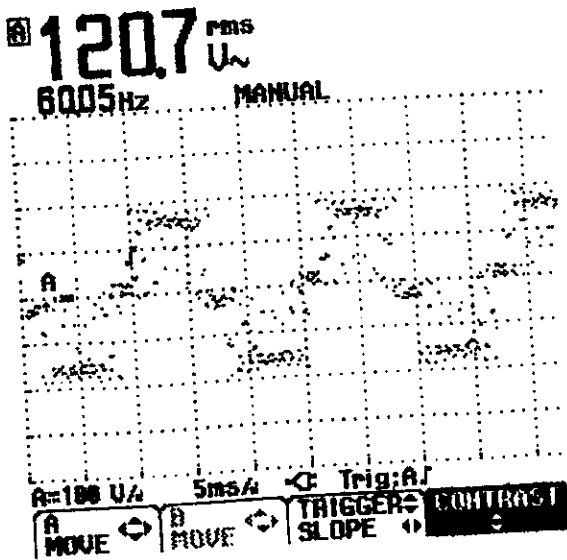


Figura 4.21.- Voltaje de baterías con la carga conectada al equipo inversor.

Si observamos el voltaje de las gráficas anteriores este continuamente esta disminuyendo por razones que la batería de alimentación tambien se descarga, pero el voltaje de salida esta dentro de un rango permitible de trabajo de una carga. El cual es de 127 Vca hasta 120 Vca y de esta manera tambien cumple con lo especificado anteriormente

4.4.1.- RESULTADOS GENERALES.

Finalmente evaluando nuestro diseño en conjunto si podemos decir que esta entregando a la salida lo que estabamos esperando y de esta manera cumplimos con el objetivo de este trabajo que es el diseño y construcción de un inversor de 500 watts con tecnologia de modulación por ancho de pulso (PWM)

4.5.- SUGERENCIAS PARA EL MEJORAMIENTO DEL EQUIPO.

Dentro del diseño de nuestro inversor existen dos limitaciones las cuales se deben de considerar mas adelante si alguna persona quiere retomar y mejorar este diseño u otro que tenga en mente.

- 1) El inversor no contiene un circuito de regulación, el cual realiza que el voltaje de salida este fijo en un voltaje determinado o en una serie de voltajes permitibles de trabajo, este circuito se puede realizar con una serie de circuitos integrados LM741 los cuales son Amplificadores Operacionales que deben de estar conectados en la configuracion de comparador de voltaje, para que estos estén comparando el voltaje de salida y de esta manera cuando el voltaje baje o suba de rango este mande su voltaje de salida a un transformador de varios tab's de salida y que entregue el voltaje de forma adecuada a la carga dependiendo del voltaje de entrada que contenga en ese momento
- 2) Un circuito de corte por voltaje bajo de baterias, este circuito lo que realiza es que esta monitoreando continuamente el voltaje de las baterias hasta que llega a un voltaje de referencia especifico este manda un pulso a la entrada de uno de los puertos del microcontrolador para que este a su vez cuando detecta un "uno lógico" (5 volts) en ese puerto el microcontrolador deje de trabajar y deje de mandar pulsos de excitacion a los MOSFET de potencia y de esta manera ya no existe voltaje de salida en el inversor. Este circuito se menciona porque por medio de este se puede indicar el tiempo de respaldo o tiempo que nos alimentara nuestra carga sin que tenga una alimentacion externa

Todos estos comentarios se realizan para poder mejorar este diseño mas adelante, pero en el desarrollo de este trabajo se pueden considerar como detalles para mejorar las caracteristicas del equipo

Sin considerar estas dos sugerencias antes hechas nuestro equipo inversor funciona eficientemente y cumpliendo el objetivo planteado al inicio de este trabajo

CAPITULO V.
EVALUACION.

5.1.- INTRODUCCION.

En el presente capítulo se realiza un análisis económico del costo del sistema en general para saber si éste es más viable que los que existen en el mercado.

Este sistema está diseñado con una tecnología (PWM) que es muy eficiente, porque con esta se eliminarán las armónicas de la señal de salida sin necesidad de colocar un banco de capacitores o un capacitor muy grande para su eliminación.

Se utilizó una tarjeta controladora que en su memoria EEPROM contiene grabado el programa generador de los pulsos excitadores del circuito de potencia, eliminando de esta manera el gran espacio de los capacitores, el gran costo de los mismos y efectuando el control del sistema.

Y por consecuencia el uso del microcontrolador es más útil, porque ocupa menos espacio y el sistema queda más reducido en tamaño, y se puede modificar el número de armónicas que se desean eliminar con sólo realizar unas pequeñas modificaciones al programa del microcontrolador.

La evaluación del inversor de 500 watts con tecnología de modulación de ancho de pulso se puede observar en las gráficas 4.17, 4.18, 4.20 y 4.21. En base a éstas, se puede observar que cumplieron con los siguientes objetivos:

- Obtener nueve pulsos por semiciclo.
- Tener un voltaje de 127 VCA con una frecuencia de 60 Hz.
- La forma de onda de salida presenta una distribución armónica, en la cual se reduce los efectos desde la tercera hasta la 17ava armónica.

5.2.- ANALISIS ECONOMICO.

En el presente desarrollo se está considerando el costo de los dispositivos que conforman el inversor de 500 watts con tecnología de modulación de ancho de pulso, así como el costo total del diseño, exentos de IVA. Es conveniente aclarar que los precios que se enlistan, no son del todo estables, ya que se debe de tomar en cuenta la constante fluctuación de nuestra moneda en el medio internacional (P.U: Precio Unitario)

CIRCUITO DE CONTROL (BLOQUE A)

DISPOSITIVO	DESCRIPCION	CANTIDAD	P.U (\$)	TOTAL (\$).
Tarjeta Controladora	Modelo 68HC11 (MOTOROLA)	1	300.00	300.00
				Total A= 300.00

CIRCUITO DE POTENCIA (BLOQUE B).

DISPOSITIVO	DESCRIPCION	CANTIDAD	P.U. (\$)	TOTAL (\$)
MOSFETS	IRLZ44N	8	8.00	64.00
Resistencias	Varios valores a 1/2 W.	24	0.20	4.8
Diodo Rectificador	1N4002	2	0.50	1.00
Diodo Zener	1N4737	2	1.00	2.00
Transistores	BC547	2	1.00	2.00
Transistores	BC557	2	1.00	2.00
Optoacopladores	MCT2E	2	5.00	10.00
Regulador	LM7805	1	4.00	4.00
Baquelita	Tablilla	1	7.00	7.00
Lamina	Antioxidante	1	100.00	100.00
Acido	Cloruro Férrico	1	10.00	10.00
Transformador	12 Vca - 127Vca	1	250.00	250.00
Portafisible	Tipo Americano	2	2.00	4.00
Switch	On/off	1	4.00	4.00
Enchufe	Polarizado	2	4.00	8.00
Baterias	12 Vcd 7 Amp/h	2	150.00	300.00
				Total B=772.8

El precio total del inversor de 500 watts con tecnología de modulación por ancho de pulso sin considerar la mano de obra es:

$$\text{TOTAL} = \text{Total A} + \text{Total B}$$

$$\text{TOTAL} = \$1,072.8$$

$$+10\% \text{ DE IMPREVISTOS} = \$107.28$$

$$\text{Costo del Sistema} = \$1180.08$$

Los costos por mano de obra estan divididos en dos:

- a) Costos por ingeniería (C.I), b) Costos por ensamblado del equipo (C.E).

El costo por ingeniería es considerablemente mayor ya que se diseño tanto el Hardware como el Software en un tiempo estimado de 1 meses de trabajo con una jornada de 40 horas semanales, correspondiendo un monto al mes de \$2,500.00 (\$125.00 diarios).

$$\text{Costo del equipo} = \$1180.08$$

$$+ \text{C.I} = \$2,500.00$$

$$+ \text{C.E (50\% del costo del equipo)} = \$590.04$$

$$\text{Costo Total} = 4,270.12$$

Por lo que tenemos que el inversor de 500 watts con tecnología de modulación de ancho de pulso tiene un precio ajustando la cantidad de 4,300.00. en la figura 5.1 se puede observar un cuadro comparativo de costos por bloque del diseño del inversor con respecto a los existentes en el mercado con características similares.

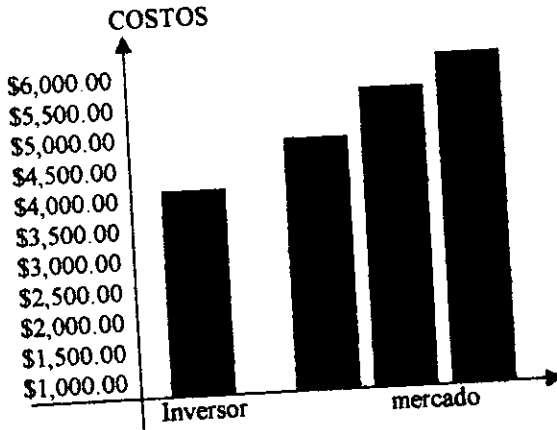


Figura 5.1.- Gráfica comparativa de costos.

En la figura anterior podemos observar que el diseño de nuestro sistema es un poco más económico que los que hay hasta el momento en el mercado.

Pero debemos de considerar que el precio de nuestro sistema es unitario y los elementos fueron comprados al menudeo, ósea que es nada más por el diseño de ese equipo en específico.

Si nosotros lo queremos reproducir en serie y comprando los elementos al mayoreo, es lógico que los precios de nuestro equipo se reducirían mucho más y de esta manera tendríamos un equipo mucho más económico y con las mismas o mejores características que los existentes dentro del mercado en estos momentos.

CONCLUSIONES

CONCLUSIONES.

Con el desarrollo del inversor de 500 watts con modulación de ancho de pulso (PWM), se tiene un equipo con muy poca circuitería y la utilización de la tarjeta controladora 68HC11 hace que el sistema sea versátil, ya que si se necesita una mayor potencia de salida solo hay que colocar unos MOSFET'S de la corriente adecuada y adecuar un transformador de la potencia deseada.

También se tiene que el equipo proporciona una onda de salida con las características de la eliminación de las armónicas de un sistema PWM (modulación por ancho de pulso) eliminándose la tercera, quinta, hasta la 17 ava armónica y el voltaje entregado es de 127 VCA.

El equipo carece de circuitos en los que se tengan que hacer ajustes o calibraciones, ya que el microcontrolador proporciona los ángulos de disparo en que deben de ser excitador los MOSFET'S y el tiempo de duración de cada uno de los pulsos de excitación.

Y si se necesita variar el funcionamiento, por ejemplo; que trabaje el inversor a una frecuencia diferente a 60 hz, con un voltaje constante o variable, es necesario modificar el programa general.

Se obtuvo un prototipo en el cual el calentamiento es muy reducido, ya que los únicos elementos que disipan potencia son los MOSFET.

Basándonos en la forma de trabajo del inversor y la forma de la señal de salida, se tiene un equipo de buena calidad y de un precio accesible con respecto a los existentes dentro del mercado, como se pudo observar en el capítulo V.

Durante la realización del diseño y de la construcción del inversor se obtuvieron afirmaciones en los conocimientos adquiridos en las aulas y así mismo, de las consideraciones prácticas que deben de tomarse al realizar un diseño y la construcción de un prototipo de este tipo.

Considero que el equipo realizado no es lo más óptimo en el uso de dispositivos de tal tipo, ya que existen otros componentes que pueden realizar las mismas funciones, además de contar con mayores facilidades tanto técnicas como económicas. Y esto podría servir para otro tema de tesis.

También debe de considerarse que el diseño de este inversor tiene muchas aplicaciones dentro del ramo de la ingeniería en general, una de las más comunes es en equipos de alimentación ininterrumpida (U.P.S) o en equipos NO-BREAK, claro se tiene que colocar una serie de circuitos extra para mejorar este prototipo y poder lograr eficientemente la función que realiza un U.P..S o un NO-BREAK.

APÉNDICES

APÉNDICE A

A continuación se presenta el programa de control de los ángulos de disparo que excitan a los MOSFET'S del inversor de 500 watts que se encuentra grabado dentro del microcontrolador.

PROGRAMA GENERADOR DE PULSOS PWM

```

REGBAS EQU $1000; inicio del bloque de registros
CERO EQU $00
CONTA EQU $0182
DAT TIM EQU $0186
BAND2 EQU $0180
BAND3 EQU $0190
BAND4 EQU $0191
DAT TAB EQU $0187
TOC2 EQU $18; REGISTRO OC2 (16 BITS)
TOC3 EQU $1A; REGISTRO OC3 (16 BITS)
TCTL1 EQU $20; OM2,OL2,OM3,OL3,OM4,OL4,OM5,OL5
TMSK1 EQU $22; OC1I,OC2I,OC3I,OC4I;OC5I,IC1I,IC2I,IC3I
TFLG1 EQU $23; OC1F,OC2F,OC3F,OC4F;OC5F,IC1F,IC2F,IC3F
PVOC2 EQU $00DC; SMHC11 PSEUDO VECTOR PARA OC2
PVOC3 EQU $00D9; SMHC11 PSEUDO VECTOR PARA OC3

```

ORG \$B750

```

TABLA DB $05,$54,$01,$95,$03,$D7,$03,$1B,$02,$85,$04,$87
DB $01,$7B,$05,$E6,$00,$DC,$06,$CA,$00,$DC,$05,$E6
DB $01,$7B,$04,$87,$02,$85,$03,$1B,$03,$D7,$01,$95
DB $05,$54

```

```

TOP5  ORG $B600; ORIGEN DEL PROGRAMA EN LA RAM DE LA TARJETA SMHC11
      LDS #$0119; inicializa el stack
      LDAA #$7E; CODIGO DE OPERACION "JMP" EXTENDIDO
      STAA PVOC2; PSEUDO VECTOR OC2
      STAA PVOC3; PSEUDO VECTOR OC3
      LDX #SV5OC3; DIRECCION DE LA RUTINA DE SERVICIO OC3
      STX PVOC2+1; ALMACENA LA DIRECCION DEL SALTO PARA INTERRUPCION

OC2   STX PVOC3+1; ALMACENA LA DIRECCION DEL SALTO PARA INTERRUPCION

OC3   LDX #REGBAS; INICIO DEL BLOQUE DE REGISTROS
      LDAA #*00100000; OM3:OL3 = 1:0
      STAA TCTL1,X; INICIALIZA OC3
      LDAA #*01100000; OCF3 = 1
      STAA TFLG1,X; BORRA BANDERA OC3 REMANENTE (ANTERIOR)
      STAA TMSK1,X; HABILITA INTERRUPCION OC3
      BCLR $00,X,$4C; INICIALIZA b6 PA
      BCLR $00,X,$10; INICIALIZA B5 PA
      LDAB #!19
      STAB CONTA
      LDY #TABLA
      STY DAT_TIM
      LDAB #$00

```

STAB BAND2
 STAB BAND3
 STAB BAND4
 CLI ;HABILITA INTERRUPCIONES
 BRA *; PASA CONTROL A LA INTERRUPCION

SV5OC3 LDAB BAND2

CMPR #S00
 BNE SV5OC2
 LDAB BAND3
 CMPB #S00
 BNE FUNCIO
 LDAA #*00100000; OC2I:OC3I =0:1
 STAA TMSK1,X; DESHABILITA OC2I Y HABILITA OC3I
 LDAA #*00010000 ; OM3:OL3 =0:1
 STAA TCTL1,X ; HABILITA OM3 COMO CAMBIOS
 LDD TOC2,X
 STD TOC3,X
 LDAB #!19
 STAB CONTA
 LDAB #S01
 STAB BAND3

FUNCIO LDY DAT_TIM ;CARGA EL REGISTRO Y CON EL APUNTAOR DE LA

TABLA
 LDD CERO,Y ;CARGA EL ACUMULADOR CON LOS DATOS DE LA TABLA
 ADDD TOC3,X ;SUMA EL DATO DE LA TABLA CON EL CONTENIDO DEL TOC3
 STD TOC3,X ;ACTUALIZA EL VALOR DEL TOC3 CON LA SUMA REALIZADA
 INC DAT_TAB ;POSICIONA EL APUNTAOR DE LA TABLA EN EL SIGUIENTE

VALOR
 INC DAT_TAB ;POSICIONA EL APUNTAOR DE LA TABLA EN EL SIGUIENTE

VALOR
 DEC CONTA ;DECREMENTA EL NÚMERO DE DATOS DE LA TABLA
 LDAB CONTA ;CARGA EL VALOR DEL CONTADOR

CMPB #S00
 BNE TERM

LDAA #*00100000 ;OM3:OL3 = 1:0
 STAA TCTL1,X

LDAB #S01

STAB BAND2

LDAB #S00

STAB BAND3

LDY #TABLA

STY DAT_TIM

TERM BCLR TFLG1,X,\$DF
 RTI

SV5OC2 LDAB BAND4

CMPB #S01

BNE FUNCIO2

LDAA #*01000000 ;OC2I:OC3I = 1:0

STAA TMSK1,X ;HABILITA OC2I Y DESHABILITA OC3I

LDAA #-01000000 ; OM2:OL2 =0:1

STAA TCTL1,X ;HABILITA OM2 COMO CAMBIOS

LDD TOC3,X

STD TOC2,X

LDAB #!19

STAB CONTA

LDAB #S01

```

STAB BAND4
FUNCIO2 LDY DAT_TIM ;CARGA EL REGISTRO Y CON EL APUNTADOR DE LA TABLA
LDD CERO,Y ;CARGA EL ACUMULADOR CON LOS DATOS DE LA TABLA
ADD TOC2,X ;SUMA EL DATO DE LA TABLA CON EL CONTENIDO DEL TOC2
STD TOC2,X ;ACTUALIZA EL VALOR DEL TOC2 CON LA SUMA REALIZADA
INC DAT_TAB ;POSICIONA EL APUNTADOR DE LA TABLA EN EL SIGUIENTE
VALOR INC DAT_TAB ;POSICIONA EL APUNTADOR DE LA TABLA EN EL SIGUIENTE
VALOR DEC CONTA ;DECREMENTA EL NÚMERO DE DATOS DE LA TABLA
LDAB CONTA ;CARGA EL VALOR DEL CONTADOR
CMPB #$01
BNE TERM2
LDAA #*10000000 ;OM2:OL2 =1:0
STAA TCTL1,X
LDAB #$00
STAB BAND2
LDAB #$00
STAB BAND4
LDY #TABLA
STY DAT_TIM
TERM2 BCLR TFLG1,X,$BF
RTI
END

```

APÉNDICE A

Este es el programa en lenguaje Fortran empleado para la solución de las ecuaciones no lineales para obtener los ángulos de disparo que posteriormente se programaron en lenguaje ensamblador dentro del microcontrolador.

PROGRAMA PARA LA SOLUCION DE ECUACIONES NO LINEALES.

```

C*****
C*   PROGRAMA EMPLEADO EN LA SOLUCION DE LAS ECUACIONES
C*   SIMULTANEAS NO LINEALES PARA LA OBTENCION DE
C*   LOS ANGULOS DE DISPARO DEL INVERSOR
C*****

      DIMENSION AG(11),R(11),A(11),F(11),AD(11),AF(11),FF(11,11)
      DIMENSION HAR(31),PHAR(31),AA(11)

C*****
C*   ENTRADA DE LA DIMENSION DEL PROBLEMA           ****
C*****

      READ(5,10)N
10   FORMAT(I2)
      READ(5,20)(AG(I),I=1,N)
20   FORMAT(F10.2)
      READ(5,30)AMPFUN
30   FORMAT(F10.2)
      READ(5,40)(R(I),I=1,N)
40   FORMAT(F3.0)

C*****
C*   SE REPRESENTAN LOS ANGULOS EN RADIANES
C*****

      DO 50 I=1,N
100  A(I)=AG(I)*3.141592654/180.
50   CONTINUE
      DO 52 L=1,500

      DO 90 J=1,N
      T=1.0
      F(J)=0.0
      DO 80 K=1,N
      F(J)=F(J)+T*COS(R(J)*A(K))
      T=-T
80   CONTINUE
90   CONTINUE

```


C*****
 C* SE COMPARAN LAS ECUACIONES EVALUADAS
 C*****

F(1)=F(1)-((3.141592654*AMPFUN)/4.)
 DO 110 I=1,N
 IF (ABS(F(I)).GT.0.001)GO TO 590
 110 CONTINUE
 GO TO 520

C*****
 C* SE LINEALIZA EL SISTEMA
 C*****

590 DO 120 I=1,N
 V=-1.
 DO 130 J=1,N
 FF(I,J)=V*R(I)*SIN(R(I))*A(J)
 V=-V
 130 CONTINUE
 120 CONTINUE

 M=N+1
 DO 140 I=1,N
 FF(I,M)=-F(I)
 140 CONTINUE

C*****
 C* SE RESUELVE EL SISTEMA DE ECUACIONES LINEALES
 C*****

DO 150 I=1,N
 PIVOTE=FF(I,I)
 DO 160 J=1,M
 160 FF(I,J)=FF(I,J)/PIVOTE
 DO 170 K=1,N
 IF(K.EQ.I)GO TO 170
 CERO = FF(K,I)
 DO 180 J=1,M
 180 FF(K,J)=FF(K,J)-CERO*FF(I,J)
 170 CONTINUE
 150 CONTINUE

C*****
 C* CALCULO DE LOS NUEVOS VALORES DE LOS ANGULOS
 C*****

DO 190 I=1,N
 AG(I)= (A(I)*180/3.141592654)+FF(I,M)
 A(I) = AG(I)*3.141592654/180.
 190 CONTINUE
 52 CONTINUE
 GO TO 600

```

C*****
C* LA SOLUCION ES ENCONTRADA
C*****

```

```

WRITE(6,310)N
310 FORMAT(////////,10X,'IMPULSO POR SEMICICLO = ',I2)
WRITE(6,320)AMPFUN
320 FORMAT(10X,'AMPLITUD DE LA FUNDAMENTAL :',F5.2)
WRITE(6,330)(R(I),I=2,N)
330 FORMAT(10X,'ARMONICOS A ELIMINAR :',9F3.0)
WRITE(6,340)
340 FORMAT(10X,'LA SOLUCION EN GRADOS :',/)
WRITE(6,350)(I,AG(I), I=1,N)
350 FORMAT(30X,'AO(',I1,')=',F5.2)
WRITE(6,200)
200 FORMAT(/,10X,'CONTENIDO DE ARMONICAS DE LA SEVAL',/)
DO 820 J=1,31,2
RR=J
TT=1.
HAR(J)=0
DO 220 K=1,N
HAR(J)=HAR(J)+TT*COS(RR*A(K))
220 TT=-TT
HAR(J)=4.*HAR(J)/(RR*3.141592654)
PHAR(J)=HAR(J)/HAR(1)*100.
WRITE(6,230)J,HAR(J),PHAR(J)
230 FORMAT(11X,'HAR(',I2,')=',E15.6,5X,'* DE LA AMPLITUD =',F8.3)
820 CONTINUE
GO TO 600
500 WRITE(6,380)
380 FORMAT(/,10X,'SE GENERO UN ERROR')
600 STOP
END

```

Apéndice B

A continuación se presentan las características técnicas de cada uno de los elementos que se ocuparon en la construcción del inversor.

Estas son las características técnicas de los transistores BC547 y BC557, donde en la hoja de especificaciones el BC547 aparece con la nomenclatura NTE123AP y el BC557 con la nomenclatura NTE159 y la configuración de las patas de los transistores aparece en el diagrama 9a. Las características técnicas aparecen en la hoja 1 y el diagrama aparece en la hoja 2.

También se utilizaron dos optoacopladores los cuales se colocaron para realizar un aislamiento óptico entre la tarjeta controladora y el circuito inversor, las características técnicas de los optoacopladores (MCT2E) aparecen con la nomenclatura NTE3042 y su diagrama con el número 152a. Las características técnicas aparecen en la hoja 3 y el diagrama aparece en la hoja 4.

Se utilizaron dos tipos de diodos, dos fueron diodos Rectificadores de Propósito General (R.P.G) a 1 Ampere (1N4002) el cual aparece con la nomenclatura NTE116 y su diagrama es el número 92. Los otros diodos fueron unos zener de 7.5 volts a 1/2 watt (1N4737), el cual aparece con la nomenclatura NTE138A y su diagrama es el número 92. Las características técnicas del diodo rectificador de propósito general aparecen en la hoja 5 y las características técnicas del diodo zener aparecen en la hoja 6 y el diagrama de ambos diodos aparece en la hoja 6.

Dentro del inversor también se utilizó un regulador de voltaje positivo a 5 volts (MC7805CT), el cual aparece con la nomenclatura NTE960 y su diagrama es el número 11f. Donde las características técnicas aparecen en la hoja 7 y el diagrama en la hoja 8.

Y por último mostraremos las características técnicas de los MOSFET (IRLZ44N), las cuales aparecen con la nomenclatura ECG2986 en la hoja 9 y el diagrama en la hoja 10.

Apéndice B

BI-POLAR TRANSISTORS

NTE Type Number	Polarity and Material	Description and Application	Case Style	Orig No.	Maximum Collector Current (Amps)	Collector to Base (Volts)	Collector to Emitter (Volts)	Emitter to Base (Volts)	Typical Forward Current Gain	Maximum Collector Power Dissipation (Watts)	Typical Freq. (MHz)
					I _c	V _{CB0}	V _{CE0}	V _{EB0}			
123A	NPN-Si	Amp Audio to VHF Freq Switch (Compl to NTE159M)	TO18	28a	0.6	75	40	6	200	0.4	300 Min
123AP	NPN-Si	Amp Audio to VHF Freq. Driver (Compl to NTE159)	TO92	9a	0.6	75	40	6	200	0.625	300 Min
124	NPN-Si	High Voltage Power Output Linc Operated Equipment	TO66	6a	0.15	300	300	5	100	20	10
126	PNP-Ge	RF-IF Amp. TV. Radio. High Speed Switch	TO18	28a	0.2	25	18 (CES)	1	60	0.2	250
126A	PNP-Ge	RF-IF Amp Mixer High Speed Switch	TO18	28a	0.05	15	15	3	40	0.3	250
127	PNP-Ge	Amp Power Output Horizontal and Vertical Deflection	TO3	1a	10	320	320 (CES)	2	15	56	-
128	NPN-Si	Audio Output Video Driver (Compl to NTE129)	TO39	21a	1	120	80	7	90 Min	1	100 Min
128P	NPN-Si	Gen Purpose Amp (Compl to NTE128P)	TO237	413a	1	100	80	5	100 Min	1	150 Min
128	PNP-Si	Audio Output Video Driver (Compl to NTE128)	TO39	21a	1	90	80	7	90 Min	1	150 Min
129MCP	NPN PNP S	Matched Compl Pair Contains 1 Ea. NTE128 & NTE129	TO39	21a	1	90	80	7	90 Min	1	150 Min
128P	PNP-S	Gen Purpose Amp. (Compl to NTE128P)	TO237	413a	1	100	80	5	100 Min	2	125
130	NPN-Si	Audio Power Amp. Medium Speed Switch (Compl to NTE219)	TO3	1a	15	100	60	7	45	115	3
130MP	NPN-S	Matched Pair of NTE130									
131	PNP-Ge	Audio Power Amp (Compl to NTE155)	Japanese TO66	30	-	32	32 (CES)	10	110	6	1
131MP	PNP-Ge	Matched Pair of NTE131									
152	NPN-Si	Audio Power Amp Medium Speed Switch (Compl to NTE153)	TO220	11a	7	60	60	5	60	50	10
152MP	NPN-Si	Matched Pair NTE152									
153	PNP-Si	Audio Power Amp (Compl to NTE152)									
153MCP	NPN PNP S	Matched Compl Pair Contains 1 Ea. NTE152 & NTE153									
154	NPN-Si	High Voltage Video Output C _{ce} 2.5 pF @ 2.0V	TO39	21a	0.2	300	300	7	100	1	80
155	NPN-Ge	Audio Power Amp (Compl to NTE131)	Japanese TO66	30	3 Peak	32	20	10	110	5	1
157	NPN-Si	Audio Power Amp High Voltage Converter (Compl to NTE39)	TO126	7a	0.5	125	300	6	90	20	10 Min
158	PNP-Ge	Audio Power Amp	TO	26	1	32	32	10	90	4	15
159	PNP-S	Low Noise Audio Amp Switch NF = 3dB @ 1kHz (Compl to NTE123AP)	TO92	9a	1	80	80	5	180	0.625	200
159MCP	PNP NPN S	Matched Compl Pair Contains 1 Ea. NTE159 & NTE123AP									
159M	PNP-S	Low Noise Audio Amp (Compl to NTE123A)	TO18	28a	0.6	60	60	5	100 Min	0.4	200 Min
160	PNP-Ge	RF-IF Amp. FM Mixer OSC	TO72	31a	0.01	30	20 (CES)	0.3	50	0.1	550
161	NPN-Si	VHF UHF Amp. Mixer OSC	TO72	31a	0.05	45	45 (CES)	3	60	0.2	800
162	NPN-S	TV Vertical Deflection	TO3	1a	10 Peak	500	300	5	20 Min	100	-
163A	NPN-Si	Color TV Horizontal Deflection	TO3	1a	6	70*	700 (1.2V)	5	10 Min	100	-

Apéndice B

SILICON TRANSISTOR SELECTOR GUIDE

(LISTED IN ORDER OF PACKAGE AND BV_{CEO} RATING)

NTE Type Number NPN PNP	Application	Maximum Breakdown Voltage (Volts)		Maximum Collector Current (Amps)	Maximum Collector Dissipation (Watts)	Typical Forward Current Gain	Typical Freq (MHz)	Package Style/Drawn Min
		V _{CE0}	V _{CE(s)}					
123AP 159	Amp Gen Purp	75 80	40 80	0.6	0.625	200	180	TO9C Dwg 34 Dwg 35 Dwg 36
48	High Imp Gen Purp Amp Pre Amp Driver	100	100	0.5	0.625	10000 Min	200	
289A 290A	Audio Power Amp	100	80	0.5	0.6	100	Min	120
194	Audio Pwr Amp	180	160	0.5	0.31	100	100	Min
287 288	High Vltg Gen Purp Amp	300	300	0.5	0.625	40	Min	50
192 193	Audio Pwr Amp Gen Purp	70	70 (CES)	1	1*	150	120	Min
192A 193A	Audio Pwr Output	70	70 (CES)	0.5	0.1	125	Min	12
48	Darlington High Current Gen Purp Amp	60	50 (CES)	1	2.5*	25000 Min	100	Min
293 294	Audio Amp & Driver	60	50	1	1	120	Min	20*
297 298	Audio Amp Driver	80	80	0.5	0.75	100	Min	120
90 91	Amp High Vltg High Gain	120	120	0.05	0.75 150	400	Min	350/20
31 32	Sound Volt Output	160	160	1	0.5	100	Min	20
399	High Vltg Vltg Amp	300	300	0.1	0.9	100	Min	20
108-1	Amp RF F Video	30	15	0.05	0.625	20	Min	60
75	High Pwr Amp Switch	100	60	1	50	40	Min	50
95	High Vltg Switch Rectified Stud	250	250	1	4	90	Min	40
76	Amp Broad Band CATV	50	50	0.3	1.5	50	Min	100
2308	High Imp Gen Purp Amp with High Output	60 (CE)	40 (CE)	1.5	1.5	2000	Min	100
184 185	Amp High Speed Switch	80	80	2	2	24	Min	50
253 254	50 Amp Pwr Amp	80	80	4	4	2500	Min	150
285	High Power Output Driver	80	40	1.5	1	100	Min	150
373 374	Audio Amp Gen Purp	160	160	1	1	100	Min	10
157 39	High Vltg Amp Gen Purp	100 300	30	0.5	2	40	Min	10
2327	High Imp High Speed	100 (CE S)	40	0.5	2	100	Min	70
2501 2502	High Vltg Output	400	300	0.1	1.5	100	Min	70

Apéndice B

OPTOISOLATORS

PHOTOTHYRISTOR OUTPUTS

NTE Type No	Output Configuration	Diag. No.	Total Device Ratings		Maximum LED Ratings				Maximum Photthyristor Ratings				
			Isolation Voltage Surge (Volts)	Total Power (mW)	Forward Current (mA)	Forward Voltage (Volts)	Reverse Voltage (Volts)	Blocking Voltage (Volts)	Gate Trigger Voltage (Volts)	On Voltage @ I _T (Volts)	Gate Trigger Current (µA)	Turn-On Current (Threshold) (mA)	Holding Current (mA)
			V _{ISO}	P _T	I _F	V _F	V _R	V _{BR}	V _{GT}	V _{ON}	I _{GT}	I _T	I _H
3046	SCR	152b	3550	290	60	1.5	3	400	1	1.3 @ 100mA	100	15	100µA Typ
3047	TRIAC	152e	7500	330	50	1.5	3	250	-	3 @ 100mA	-	15	100µA Typ
3048	TRIAC	152e	7500	330	50	1.5	3	400	-	3 @ 100mA	-	15	100µA Typ
3049	Zero Crossing TRIAC Driver	152d	7500	330	50	1.5	3	250	-	3 @ 100mA	-	15	100µA Typ
3091	SCR	152b	3535	400	60	1.5	6	400	-	1.3 @ 300mA	-	15	-
3097	Zero Crossing TRIAC Driver	152d	7500	330	50	1.5	6	400	-	3 @ 100mA	-	15	0.2

PHOTOTRANSISTOR OUTPUTS

NTE Type No	Output Configuration	Diag. No.	Total Device Ratings			Maximum LED Ratings			Maximum Transistor Ratings		
			Isolation Voltage Surge (Volts)	Total Power (mW)	DC Current Transfer Ratio (%)	Forward Current (mA)	Forward Voltage (Volts)	Reverse Voltage (Volts)	Collector to Base Voltage (Volts)	Collector to Emitter Voltage (Volts)	Collector Dark Current (mA)
			V _{ISO}	P _T	C _{TR}	I _F	V _F	V _R	V _{CE}	V _{CE}	I _C
3040	NPN Transistor	152a	7500	250	20	60	1.5	3	70	30	100
3041	NPN Transistor	152a	7500	300	100	60	1.5	6	70	30	50
3042	NPN Transistor	152a	7500	250	20	60	1.5	3	70	30	50
3043	NPN Transistor	152a	3550	260	70	60	1.5	3	70	30	1000
3044	NPN Darlington	152c	7500	250	300	60	2.0	3	-	80	1000
3045	NPN Darlington	152c	7500	250	500	60	2.0	3	-	80	1000
3081	NPN Transistor	179a	6000	250	20	60	1.5	4	-	30	100
3082	NPN Darlington	179b	6000	250	400	60	1.5	4	-	30	100
3083	NPN Darlington	152f	7500	250	200	60	1.5	3	-	30	100
3084	NPN Darlington	152f	7500	250	100	60	1.5	3	-	30	100
3086	NPN Dual Transistor	401a	7500	400	50	60	1.5	6	300	300	100
3086	HV NPN Transistor	152a	7500	300	20	60	1.5	6	70	30	100
3089	AC Input NPN Transistor	152	7500	250	20	60	1.5	6	70	30	25
3096	Low LED Drive NPN Transistor	152a	7500	300	50 @ I _F = 1mA	60	1.4	6	70	30	100
3098	NPN Transistor	483a	5000	200	10	50	1.3	5	-	55	100

Apéndice B

DIMENSIONAL OUTLINE DRAWINGS

<p>Diagram 144</p>	<p>Diagram 145</p>	<p>Diagram 148</p>
<p>Diagram 149</p>	<p>Diagram 151</p>	<p>Diagram 152</p>
<p>Diagram 152a</p>	<p>Diagram 152b</p>	<p>Diagram 152c</p>
<p>Diagram 152d</p>	<p>Diagram 152e</p>	<p>Diagram 152f</p>

Apendice B

DIODES & RECTIFIERS GENERAL PURPOSE

NTE Type No	Material	Description and Application	Case Style	Dia No	Maximum Peak Reverse Voltage (Volts)	Maximum Average Forward Current (Amperes)	Max Peak Surge Forward Current (Amperes)	Maximum Forward Voltage Drop (Volts)	Reverse Recovery Time (ns)
					V _{RM}	I _F	I _{SM}	V _F	t _r
109	Ge	Gen Purp Fast Switch	DO7	9'	100	0.2	0.5	-	-
110MP	Ge	Gen Purp APC Matched Diode Pair	DO7	9'	40	0.05	0.5	1.0 @ 9mA	-
112	S	TV UHF Mixer	DO7	9'	5	0.015	-	0.5 @ 15mA	-
115	Se	Common Anode Dual Diode for TV Application	-	01b	20	0.15mA	-	-	-
116	S	General Purpose Rectifier	DO4*	92	600	1	3	1.0 @ 1A Typ	-
117	S	Gen Purp Match Color Rectifier	DO2L	99	600	-	-	1.2 @ 0.5A	-
120	Se	Gen Purp Color TV Conun Rectifier	-	00a	18	0.065	-	-	-
125	S	General Purpose Rectifier	DO4*	92	1000	2.5	30	0.8 @ 1A Typ	-
156	S	General Purpose Rectifier	DO7*	105	1000	1	60	1.0 @ 3.5A	-
156A	S	General Purpose Rectifier	DO27A	98	1000	3.5	25	1.0 @ 3.5A	-
173BP	S	Damper Diode for TV App Bridged Pair	-	130	5000	0.6	8	4.4 @ 0.5A	4µs
174	Ge	Damper Diode for TV App	YO6F	173	270	6	25	0.6 @ 5A	-
177	S	Fast Sw. Det etc	DO35	93	200	0.16	0.25	1.0 @ 5mA	50
178MP	S	Matched Diode Pair APC AHT etc	DO7	9'	50	0.01	0.1	1.0 @ 1A	500
508	S	Sw Fast Recovery Bar Damper Blanking	-	535	1400	2	35	1.0 @ 1A	200
507	S	Fast Recovery	DO4*	92	50	0.1	30	1.0 @ 1A	4
518	S	Fast Sw. Diode	DO2F	93	75	0.3	31	2.0 @ 1A	500
525	S	High Volt Fast Recovery Sw	DO4*	92	2000	1	60	1.5 @ 2A	100
551	S	Fast Recovery Rect Metal Case	-	185	1500	1	60	1.5 @ 1A	200
552	S	Gen Purp Rect. Fast Rec. Fast Sw	DO4*	92	600	1	30	1.0 @ 3A	250
558	S	High Voltage Fast Recovery Rectifier	DO4*	92	1500	1	100	1.25 @ 3A	200
569	S	Fast Switching Soft Recovery	DO4*	92	600	5	140	1.25 @ 5A	35
576	S	Gen Purp Sw. Super Fast Rec	DO2*	54*	400	5	200	1.0 @ 5A	10
577	S	Gen Purp Sw. Fast Recovery	DO2*	54*	1000	5	25	1.0 @ 1A	-
578	S	Schottky Barrier	DO4*	92	80	1	9	1.4 @ 3A	-
579	S	Schottky Barrier	DO4*	92	60	3	100	1.0 @ 3A	200
580	S	Fast Rec. Gen Purp Rectifier	-	30*	600	1	140	1.0 @ 3A	10
581	S	Fast Rec. Gen Purp Rectifier	YO22F	93	70	0.015	0.05	0.4 @ 1mA	-
583	S	Schottky Switching for High Level UHF VHF Det & Pulse Application	DO35	93	70	0.005	0.1	0.4 @ 1mA	-
584	S	Schottky Switching for High Level UHF VHF Det & Pulse Application	DO35	93	70	0.005	0.1	0.4 @ 1mA	-
585	S	Fast Switching Schottky Barrier	DO4*	92	40	1	80	0.5 @ 1A	-
586	S	Fast Switching Schottky Barrier	DO4*	92	40	1	80	0.5 @ 1A	35
587	S	Switch Ultra Fast	DO4*	92	200	1	120	0.9 @ 1A	30
588	S	Switch Ultra Fast	DO4*	92	25	1	120	0.9 @ 1A	30
589	S	Dual Common Anode Sw	DO4*	92	100	1	120	0.9 @ 1A	30
590	S	Dual Common Anode Sw	DO4*	92	100	1	120	0.9 @ 1A	30
591	S	Dual Common Anode Sw	DO4*	92	100	1	120	0.9 @ 1A	30
592**	S	High Volt Gen Purpose	SO7-2*	547c	100	0.25	2 @ 10A	1.0 @ 0.5A	6
593**	S	High Speed Sw	SO7-2*	547c	100	0.25	2 @ 10A	1.0 @ 0.5A	6
594**	S	Bandwidth to 100MHz	SO7-2*	547c	100	0.6 Per Device 0.25 Per Diode	2 @ 10A	1.0 @ 0.5A	6
595**	S	Dual Common Anode High Speed	SO7-2*	547c	100	0.6 Per Device 0.25 Per Diode	2 @ 10A	1.0 @ 0.5A	6
596**	S	Dual Common Anode High Speed	SO7-2*	547c	100	0.6 Per Device 0.25 Per Diode	2 @ 10A	1.0 @ 0.5A	6
597**	S	Ultra Fast Sw	YO22C	46*	500	1	120	0.9 @ 1A	35
598**	S	Ultra Fast Sw	YO22C	46*	600	1	120	0.9 @ 1A	60
599**	S	Ultra Fast Sw	YO22C	46*	200	1	25	0.9 @ 1A	35

Apéndice B

ZENER DIODES

Rated Voltage 15%	P _D	NTE Number Axial Leads				Rated Voltage 15%	P _D	NTE Number Axial Leads			NTE Number Stud Mount	
		12 Watt	1 Watt	5 Watt	10 Watt			60 Watt	12 Watt	1 Watt	5 Watt	10 Watt
2.4	5000A	5061A	-	-	-	28.0	5034A	5083A	5140A	5207A	5268A	
2.5	5001A	5062A	-	-	-	30.0	5035A	5084A	5141A	5208A	5269A	
2.7	5002A	5063A	-	-	-	33.0	5036A	147A	5142A	5209A	5270A	
2.8	5003A	5064A	-	-	-	36.0	5037A	5085A	5143A	5204A	5271A	
3.0	5004A	5065A	-	-	-	39.0	5038A	5086A	5144A	5205A	5272A	
3.3	5005A	5066A	5111A	-	-	43.0	5039A	5087A	5145A	5206A	5273A	
3.6	5006A	134A	5112A	-	-	45.0	-	-	-	5207A	5273A	
3.9	5007A	5067A	5113A	5174A	5240A	47.0	5040A	5088A	5146A	5208A	5274A	
4.3	5008A	5068A	5114A	5175A	5241A	50.0	-	-	-	5209A	5275A	
4.7	5009A	5069A	5115A	5176A	5242A	51.0	5041A	5089A	5147A	5210A	5276A	
5.1	5010A	135A	5116A	5177A	5243A	52.0	-	-	-	5211A	5277A	
5.6	5011A	136A	5117A	5178A	5244A	55.0	-	148A	-	-	-	
6.0	5012A	5070A	5118A	5179A	5245A	56.0	5042A	5090A	5148A	5212A	5278A	
6.2	5013A	137A	5119A	5180A	5246A	60.0	5043A	5091A	5149A	5213A	5279A	
6.8	5014A	5071A	5120A	5181A	5247A	62.0	5044A	149A	5150A	5214A	5280A	
7.5	5015A	138A	5121A	5182A	5248A	68.0	5045A	5092A	5151A	5215A	5281A	
8.2	5016A	5072A	5122A	5183A	5249A	75.0	5046A	5093A	5152A	5216A	5282A	
8.7	5017A	5073A	5123A	5184A	5250A	82.0	5047A	150A	5153A	5217A	5283A	
9.1	5018A	139A	5124A	5185A	5251A	87.0	5048A	5094A	5154A	5218A	-	
10.0	5019A	140A	5125A	5186A	5252A	91.0	5049A	5095A	5155A	5219A	5284A	
11.0	5020A	5074A	5126A	5187A	5253A	100.0	5050A	5096A	5156A	5220A	5285A	
11.5	-	141A	-	-	-	105.0	-	-	-	5221A	5286A	
12.0	5021A	142A	5127A	5188A	5254A	110.0	5051A	151A	5157A	5222A	5287A	
12.0	5022A	143A	5128A	5189A	5255A	120.0	5052A	5097A	5158A	5223A	5288A	
12.0	5023A	144A	5129A	5190A	5256A	130.0	5053A	5098A	5159A	5224A	5289A	
14.0	5024A	145A	5130A	5191A	5257A	140.0	5054A	5099A	5160A	5225A	5290A	
15.0	5025A	5075A	5131A	5192A	5258A	150.0	5055A	5100A	5161A	5226A	5291A	
16.0	5026A	5076A	5132A	5193A	5259A	160.0	5056A	5101A	5162A	5227A	5292A	
17.0	5027A	5077A	5133A	5194A	5260A	170.0	5057A	5102A	5163A	5228A	-	
18.0	5028A	5078A	5134A	5195A	5261A	175.0	-	-	-	5229A	5293A	
18.0	5029A	5079A	5135A	5196A	5262A	180.0	5058A	5103A	5164A	5230A	5294A	
20.0	5030A	5080A	5136A	5197A	5263A	190.0	5059A	5104A	5165A	5231A	5295A	
22.0	5031A	5081A	5137A	5198A	5264A	200.0	5060A	5105A	5166A	5232A	5296A	
24.0	5032A	5082A	5138A	5199A	5265A	-	-	-	-	-	-	
25.0	5033A	146A	5139A	5200A	5266A	-	-	-	-	-	-	
27.0	5034A	147A	5140A	5201A	5267A	-	-	-	-	-	-	
Plg Type						Plg Type						
Diag No	93	32	6F	65	64	Diag No	93	92	66	65	64	
Plg Style	DO35	DO41 DO18		DO4	DO5	Plg Style	DO35	DO41 DO18		DO4	DO5	

Apêndice B

VOLTAGE REGULATORS

POSITIVE, 3 TERMINAL, ARRANGED BY OUTPUT VOLTAGE



Regulated Voltage Out: ±5% (Volts)	NTE Type Number	Case Style	Diagram Number	Voltage In (Volts)		Output Current (Amps)	Power Dissipation Watts
				V _{in}			
V _{out}				Min	Max	I _c	P _d
5V	309K	TO3	1c	7	30	·	50
5V	1934	TO3P	59b	8	45	2	50
5V	1934X	TC3P	59c	6	15	3	30
5V	931	TO3	1c	7.5	20	5	50
5V	932	TO3	1c	7.6	30	·	15
5V	960	TO220	111	7	35	·	15
5V	1960	TO220 (isol.)	560c	·	15	·	·
5V	977	TO92	91	7	30	0.1	·
5V	977	TO92	91	8	35	·	15
6V	962	TO220	111	8	35	·	15
6V	1962	TO220 (isol.)	560c	8	35	·	·
6.2V	968	TO92	91	8.5	35	·	15
8V	964	TO220	111	10.5	35	·	15
8V	1964	TO220 (isol.)	560c	10.5	35	·	·
8V	961	TO92	91	10.5	30	0.1	·
8V	1902	TO92	91	11	30	0.1	0.8
9V	1810	TO220	111	11.5	35	·	15
9V	1810	TO220	111	11.5	35	·	15
9V	1966	TO220 (isol.)	560c	12.5	35	·	15
10V	1932	TO220	111	12.5	35	·	15
10V	1968	TO220 (isol.)	560c	12.5	35	·	·
10V	933	TO3	1c	14.6	30	5	·
10V	1012	TO3	1c	14.5	30	·	·
12V	1914	TO3	1c	14	35	1.5	15
12V	1914	TO3	1c	14	35	·	5
12V	1936	TO3P	59b	15	45	2	·
12V	950	TO92	91	14.5	35	·	15
12V	966	TO220	111	14.8	35	·	·
12V	1970	TO220 (isol.)	560c	14.8	35	·	·
13.8V	934	TO3	1c	16.4	30	·	·
15V	951	TO92	91	17.5	35	0.1	·
15V	969	TO220	111	17.5	35	·	·
15V	1972	TO220 (isol.)	560c	17.5	35	·	·
15V	1916	TO3	1c	17.4	40	1.2	20
15V	1918	TO3	1c	17.5	40	·	30
15V	1938	TO3P	59c	17.5	45	2	50
15V	1938	TO3P	59c	22.4	35	1.5	15
18V	1920	TO3	1c	22.4	35	·	·
18V	958	TO220	111	21	40	·	15
18V	1974	TO220 (isol.)	560c	21	40	·	·
18V	1906	TO92	91	20	35	·	0.8
24V	1924	TO3	1c	26.4	35	·	15
24V	972	TO220	111	27	40	·	15
24V	1978	TO220 (isol.)	560c	27	40	·	·
24V	1906	TO92	91	27	40	·	·
24V	1940	TO3P	59b	27	45	2	50

Apéndice B

DIMENSIONAL OUTLINE DRAWINGS

<p>Diagram 11</p> <table border="1"> <tr> <td></td> <td></td> <td></td> <td></td> <td></td> <td></td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>2</td> <td>3</td> <td>4</td> <td>5</td> <td>6</td> </tr> <tr> <td>AE</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> </tr> <tr> <td>AE</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> </tr> <tr> <td>AE</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> </tr> </table> <p>TO220</p>							1	2	3	4	5	6	AE	VF	VF	VF	VF	VF	AE	VF	VF	VF	VF	VF	AE	VF	VF	VF	VF	VF	<p>Diagram 38</p>	<p>Diagram 59</p> <table border="1"> <tr> <td></td> <td></td> <td></td> <td></td> <td></td> <td></td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>2</td> <td>3</td> <td>4</td> <td>5</td> <td>6</td> </tr> <tr> <td>AE</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> </tr> <tr> <td>AE</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> </tr> <tr> <td>AE</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> <td>VF</td> </tr> </table> <p>TO3P</p>							1	2	3	4	5	6	AE	VF	VF	VF	VF	VF	AE	VF	VF	VF	VF	VF	AE	VF	VF	VF	VF	VF
1	2	3	4	5	6																																																									
AE	VF	VF	VF	VF	VF																																																									
AE	VF	VF	VF	VF	VF																																																									
AE	VF	VF	VF	VF	VF																																																									
1	2	3	4	5	6																																																									
AE	VF	VF	VF	VF	VF																																																									
AE	VF	VF	VF	VF	VF																																																									
AE	VF	VF	VF	VF	VF																																																									
<p>Diagram 91</p> <p>DO</p>	<p>Diagram 200</p>	<p>Diagram 201</p>																																																												
<p>Diagram 205</p>	<p>Diagram 245</p>	<p>Diagram 247</p>																																																												

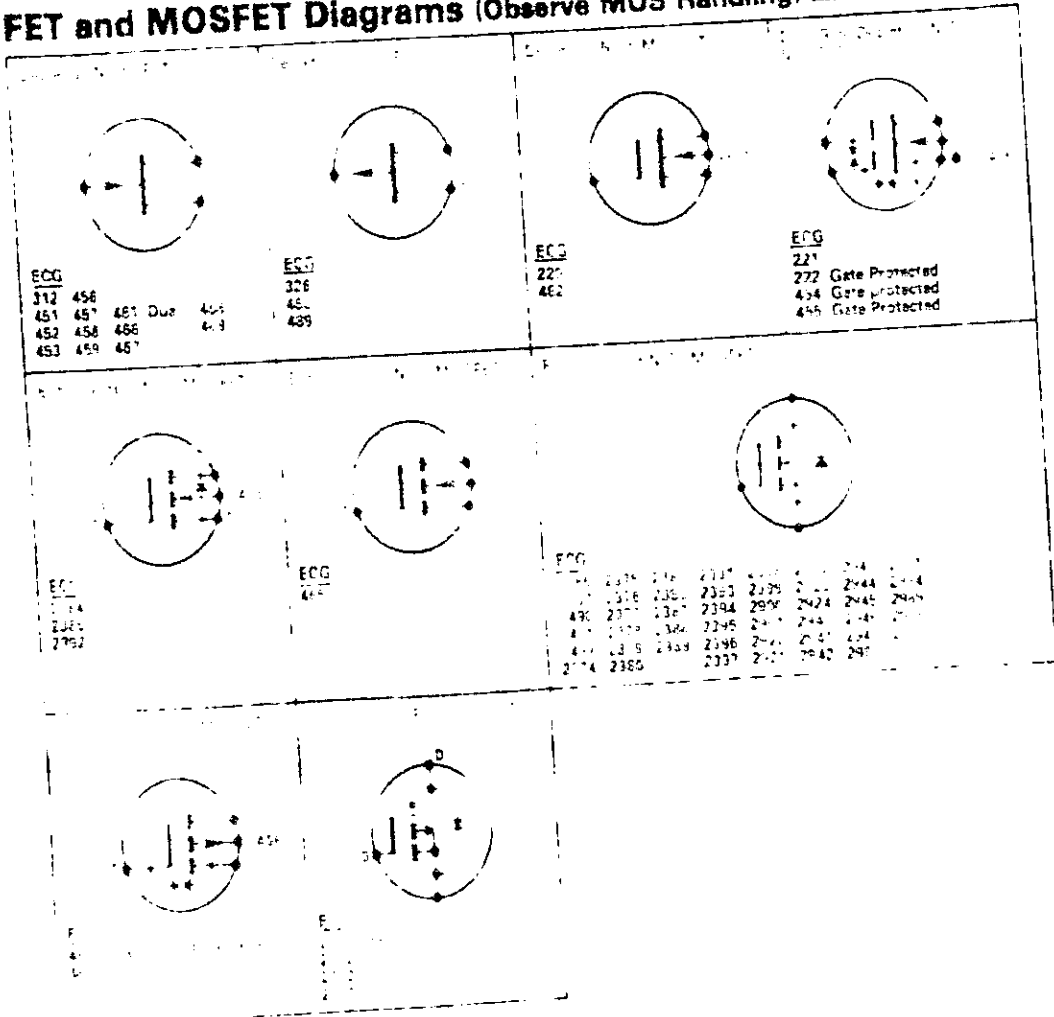
Apéndice B Logic Level MOSFETs†

ECG Type	Description and Application	Transconductance (μmhos)	Drain to Source Breakdown Voltage BV _{DS}	Gate to Source Breakdown Voltage BV _{GS}	Continuous Drain Current I _D (Amps)	Gate to Source Threshold Voltage V _{GS(th)}	Output to Source Resistance (on Ohms)	Input Cap C _{iss} (pF)	Device Dissipation (T _{case} 25°C) P _D (Watts)	Package
										Case/Fig./Basing
ECG2984 ▲	MOSFET N-CH Enhancement H-Speed Switch	5 Max	60 Max	±15 Max	15	2.0 Max	15 Max	500 Max	70 Max	TO-220 Fig. 741  D-15
ECG2985 ▲	MOSFET N-CH Enhancement H-Speed Switch	10 Max	60 Max	±15 Max	20	2.5 Max	150 Max	1500 Max	100 Max	
ECG2986 ▲	MOSFET N-CH Enhancement H-Speed Switch	20 Max	60 Max	±15 Max	30	2.0 Max	220 Max	2000 Max	150 Max	
ECG2987 ▲	MOSFET N-CH Enhancement H-Speed Switch	30 Max	60 Max	±15 Max	40	2.0 Max	120 Max	1500 Max	100 Max	
ECG2988 ▲	MOSFET N-CH Enhancement H-Speed Switch	40 Max	60 Max	±15 Max	50	2.0 Max	120 Max	1500 Max	100 Max	
ECG2989 ▲	MOSFET N-CH Enhancement H-Speed Switch	5 Max	60 Max	±15 Max	15	2.0 Max	15 Max	500 Max	70 Max	TO-126A Fig. 742  GJ D-15
ECG2991 ▲	MOSFET N-CH Enhancement H-Speed Switch	4 Max	60 Max	±15 Max	15	2.0 Max	15 Max	500 Max	70 Max	

Hoja 9 - Especificaciones técnicas

Apéndice B

FET and MOSFET Diagrams (Observe MOS Handling) ▲



Hoja 10 - Especificaciones técnicas.

GLOSARIO

GLOSARIO.

Acoplamiento. Transferencia de una señal de un circuito a otro a través de algún elemento electrónico.

Armónica. Oscilación secundaria que se suma, alterándola a una oscilación principal y cuya frecuencia es múltiplo de la oscilación principal.

Carga. Es el circuito o componente que recibe potencia.

Circuito. Es el conjunto de componentes que configuran una determinada aplicación.

Circuito de Control. Es aquel que se encarga de generar señales de excitación para la adecuada conducción de los semiconductores.

Circuito Impreso. Baño metálico conductor depositado en una placa aislante para realizar elementos planos de conexión sustituyendo los conductores de sección circular utilizados generalmente o para crear elementos planos de circuito en un esquema general de conexión cableado.

Circuito Integrado. Circuito en que todos los elementos (diodos, transistores, etc.) se reduce a capas superpuestas de silicio más o menos impurezas.

Corrientes Parásitas. Son las corrientes indeseables adicionales a las características deseadas.

Circuito de Potencia. Se compone de los semiconductores de potencia y los elementos pasivos (transformador, capacitor, bobina, etc.) quienes forman un enlace entre la fuente de alimentación y la carga.

Diagrama. Es el esquema donde se muestran todas las interconexiones de un sistema.

Diseño. Serie de pasos o procedimiento a seguir para poder desarrollar y construir un sistema.

Diodo. Semiconductor de dos capas que solo permite el paso de la corriente en un solo sentido.

Diodo Zener. Diodo que se utiliza para regular una tensión o que funciona como fijador o recortador.

Disipador. Placa de aluminio que se encarga de absorber el calor que desprende los circuitos que conforman un sistema.

Distorsión Total. Es aquella mal formación de una señal con respecto a la fundamental y esta se mide en %.

Etapas de Filtraje. Sección dentro del sistema donde la señal se alisa o mejora para su uso dentro o fuera de dicho sistema.

Evaluación Económica. Análisis desarrollado a un sistema para obtener datos de cada uno de sus elementos (costos) y poder determinar un costo total del sistema.

Filtro. Dispositivo que deja pasar sin atenuar las señales de las frecuencias deseadas, mientras que las no deseadas no las deja pasar, es decir, las atenúa de forma infinita.

Frecuencia. Es el número de ciclos por segundo y su unidad de medición es el Hertzio.

Frecuencia fundamental. Es la frecuencia que contiene a la onda fundamental.

IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos.

Inversor. Conjunto de circuitos que se encargan de transformar una voltaje de corriente directa (CD) a un voltaje alterno. (AC).

Microcontrolador. Circuito integrado que contiene la Unidad Central de Proceso (UCP), el cual es un sistema que explora secuencialmente una información almacenada llamada programa, la interpreta y la ejecuta, en su memoria solo reside un programa destinado a gobernar una aplicación determinada.

Modulación. Es el corrimiento de frecuencias de menor intensidad a frecuencias mucho más elevadas o viceversa.

Monofasico. Alimentación o salida de voltaje la cual consta de una fase y un neutro.

Mosfet (Metal Oxido Semiconductor FET). Es un transistor de efecto de campo con la terminal de la compuerta aislada desde el canal.

Programación. Conjunto de métodos para diseñar y escribir una serie de pasos y secuencias empleando el método científico con la finalidad de solucionar un problema

PWM (Pulse Wide Modulation) Modulación por Ancho de Pulso.

Red de Alimentación. Grupo de componentes conectados entre si para formar un circuito que conducirá potencia.

Regulador de Voltaje. Elemento electrónico el cual se encarga de entregar un voltaje fijo a la salida con presencia de un voltaje no estable en su entrada.

Resistencia Dispositivo electrónico que disipa energía en forma de calor y obstruye el paso de la corriente.

SCR (Rectificador Controlado de Silicio). Es aquel dispositivo electrónico que tiene la particularidad de comportarse como un diodo, pero tiene una terminal de control que regula la cantidad de potencia que se va a manejar.

Señal de Corriente Alterna (CA). Es aquel voltaje el cual esta conformado por una frecuencia, periodo y una amplitud.

Señal de Corriente Directa (CD). Es aquel voltaje el cual no tiene frecuencia y periodo.

Señal Electrónica. Es aquel voltaje o corriente que transmite alguna información.

Sistema. Serie de bloques o conjuntos que estan interconectados entre si para formar uno solo.

Tecnología. Es la aplicación de conocimiento a la creación y utilización de objetos con finalidades practicas.

Transformador. Es aquel elemento que cambia los valores de voltaje y corriente manteniendo fija la potencia.

Transistor. Semiconductor de tres capas que proporciona una amplificación de voltaje y corriente.

U.P.S (Uninterruptible Power System). Es aquel sistema que es capaz de suministrar energía por si mismo, durante un tiempo de respaldo determinado de acuerdo con las necesidades del usuario.

Voltaje Ininterrumpible. Es aquel voltaje es cual es fijo, constante y que nunca se interrumpe.

BIBLIOGRAFÍA

BIBLIOGRAFIA.

- * F. Coughlin R/F. Driscoll F.
CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES Y AMPLIFICADORES OPERACIONALES
Prentice Hall.
- * Gamboa Cabrera José S.
APUNTES DE ELECTRONICA VI " MICROCONTROLADOR M68HC11 "
IPN-ESIME-ICE.
1995.
- * Robert Boylestad/Louis Nashelsky.
ELECTRONICA TEORIA DE CIRCUITOS.
Prentice Hall.
- * Harry Mileaf.
ELECTRONICA SERIE 1-7.
Limusa. Noriega Editores.
- * Departamento de Sistemas de Control de Potencia.
MANUAL DE APOYO PARA LA ASESORIA EN VARIADORES DE VELOCIDAD
Instituto Mexicano del Petróleo.
1994.
- * Howard H. Gerrish.
EXPERIMENTOS CON TRANSISTORES Y SEMICONDUCTORES.
Editorial Limusa.
- * Gerencia de Tecnología en Comunicaciones y Electrónica.
MANUAL DE SERVICIO TECNICO SOLID STATE "U. P. S."
Instituto Mexicano del Petróleo.
1991.
- * Gerencia de Exploración de Ductos y Terminales.
MANUAL DE SOPORTE PARA LA ASESORIA TECNICA SOBRE U.P.S
Instituto Mexicano del Petróleo.
1995.
- * Albert Paul Malvino.
PRINCIPIOS DE ELECTRONICA.
Mc Graw Hill.

* TECHNICAL DATA MC68HC11.

Motorola INC.
1996.

* MC68HC11.

UNIVERSAL EVALUATION BOARD.

User's Manual.
Motorola

* Innovaciones Electrónicas VICA S.A de C.V.
CURSO DE CAPACITACION PARA EQUIPOS " VICA "
Vica.

* George McPherson.

INTRODUCCION A MAQUINAS ELECTRICAS Y TRANSFORMADORES.

Editorial Limusa.

* John P. Hayes.

DISEÑO DE SISTEMAS DIGITALES Y MICROPROCESADORES.

Mc Graw Hill.

* D. D. McCracken/W. S. Dorn.

METODOS NUMERICOS Y PROGRAMACION FORTRAN.

Editorial Limusa.

* Daniel D. McCracken.

PROGRAMACION FORTRAN.

Editorial Limusa.

* ECG SEMICONDUCTORS " MASTER REPLACEMENT GUIDE "

1996.

* LINEAR/SWITCHMODE VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK

Motorola INC.

1982.

* SEMICONDUCTORS " NTE "

Technical Guide and Cross Reference.

1992.

* YUASA

Valve Regulated Recombinant Lead-Acid Batteries

* Curso Tutorial

ARMONICOS EN SISTEMAS ELECTRICOS INDUSTRIALES.

Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey.

Octubre 1996.

* Ing. Benito Zúñiga Villegas. Cuadernos de la ENEP DE ARAGON.
MODELOS DEL DIODO TRANSISTOR Y OPAMP.
Universidad Nacional Autónoma de Mexico.
1991.

* IEEE RECOMMENDED PRACTICES AND REQUIREMENTS FOR HARMONIC CONTROL IN ELECTRICAL POWER SYSTEMS.
April 1993.

* IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS.
January 1992. Volume 7 Number 1.

* IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS.
April 1992. Volume 7 Number 2.

* IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS.
October 1992. Volume 7 Number 4.

* IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS.
June 1993. Volume 40 Number 3.

* IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS.
July 1992. Volume 7 Number 3.

* IEEE TRANSACTION ON INDUSTRY APPLICATIONS.
July/August 1992. Volume 28 Number 4.

* IEEE TRANSACTION ON INDUSTRY APPLICATIONS.
January/February 1993. Volume 29 Number 1.

* IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS.
October 1991. Volume 6 Number 4.