

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
CAMPUS ARAGÓN**

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL INVERSOR
DE 1200W CON TECNOLOGÍA MOSFET.**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA
ÁREA: **ELÉCTRICA - ELECTRÓNICA**
P R E S E N T A :
ADRIÁN EUGENIO MARTÍNEZ FRANCO

ASESOR: ING. JOEL LÓPEZ CONTRERAS

MÉXICO

2005

m. 340193



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



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.

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en forma electrónica e impresa el contenido de mi trabajo recepcional.

NOMBRE: MARTINEZ FRANCO
ADRIAN EUGENIO.

FECHA: 3-DIC-2004

FIRMA: 

OPIONE .m

**DISEÑO Y
CONSTRUCCION DEL
INVERSOR DE 1200 W CON
TECNOLOGIA MOSFET.**

Dedicatoria

*A mi madre Tofila Franco V., por su comprensión
y paciencia durante mis años de estudiante.*

Muchas gracias

Agradecimientos

A mi esposa Marta Aurora Velez Torres, por su apoyo y comprensión durante el desarrollo de este trabajo.

A mi amigo Roberto Yañez C. Por valiosas aportaciones técnicas, para la elaboración de esta tesis.

Al Ing. Joel López Contreras. Por su apoyo incondicional como director de tesis.

A los Ingenieros

José Luis García Espinosa

Jesús Nuñez Valadéz

Adrian Paredes Romero

José Juan Ramón Mejía Rodán

Por su colaboración en la revisión de esta tesis

A todos muchas gracias.

OBJETIVO

Diseñar y construir un inversor de 1200 W, con PWM y dispositivos mosfet.

INTRODUCCIÓN

Los convertidores de corriente directa (c.d.) a corriente alterna (c.a.) se conocen como inversores. La función de un inversor es cambiar el voltaje de c.d. en un voltaje simétrico de salida c.a., con una magnitud y frecuencia deseadas. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada de c.d. y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida. Pero si se varía la ganancia de inversor; esto por lo general se hace controlando la modulación del ancho del pulso (PWM) dentro del inversor, se obtiene un voltaje de salida constante.

La ganancia de un inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida en C.A. y el voltaje de entrada de c.d.

En esta tesis se desarrollara el diseño de un inversor de 1200 W, utilizando en la etapa de potencia transistores tipo mosfet.

El capítulo 1, analizare el diagrama a bloques del inversor de 1200 W, y haremos una breve descripción del funcionamiento de cada uno de los bloques que forman al inversor.

El capítulo 2, se estudiará el circuito de control formando por los circuitos: oscilador, generador de PWM, inversor de pulsos y regulador.

En el circuito oscilador se darán las ecuaciones para su cálculo de frecuencia y calcularemos sus componentes externos. Así mismo analizaremos con el inversor de pulsos como realiza está función y por último se explicará como se realiza la regulación de voltaje de salida, variando la anchura de los pulsos (PWM).

El capítulo 3, en el hablaremos de la tecnología de los transistores tipo mosfet. De los tipos de inversores comerciales y realizaremos el calculo del transformador y disipador de calor utilizados en el inversor de 1200 W.

El capítulo 4, analizaremos el circuito de supresor de transitorios y frecuencias armónicas que se utilizará en el inversor y las protecciones para evitar que el inversor se dañe por el incorrecto manejo del usuario.

El capítulo 5, incluiremos pruebas que se realizarán al inversor, así como los resultados obtenidos, en estas pruebas de laboratorio.

CAPITULADO

CAPITULO 1

DIAGRAMA A BLOQUES DEL INVERSOR

- 1.1. Fuente de alimentación del inversor
- 1.2. Circuito de control
- 1.3. Etapa de potencia
- 1.4. Protecciones

CAPITULO 2

CIRCUITO DE CONTROL

- 2.1 Circuito oscilador
- 2.2 Generador de PWM
- 2.3 Circuito regulador
- 2.4 Circuito inversor de pulsos

CAPITULO 3

ETAPA DE POTENCIA

- 3.1 Teoría del mosfet
- 3.2 Tipos de inversores
- 3.3 Calculo del transformador
- 3.4 Calculo del disipador de calor

CAPITULO 4

PROTECCIONES

- 4.1 Circuito supresor de transitorios y armónicos
- 4.2 Fusibles
- 4.3 Protección de polaridad

CAPITULO 5

PRUEBAS Y RESULTADOS

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

ANEXOS (PLANOS, TABLAS Y GRÁFICAS)

BIBLIOGRAFIA

ALCANCE

El inversor de 1200 W, puede ser utilizado para alimentar cualquier electrodoméstico, como pueden ser un horno de microondas, un televisor, computadora, cafetera, herramientas como sierra eléctrica, caudín para soldar, etc.

Además puede ser utilizado para alimentar equipo medico como: ventilador, oxímetro, desfibrilador, incubadora, bomba de succión, rayos x, portátil etc. El único cuidado que debe tener es en no sobrepasar la potencia del inversor.

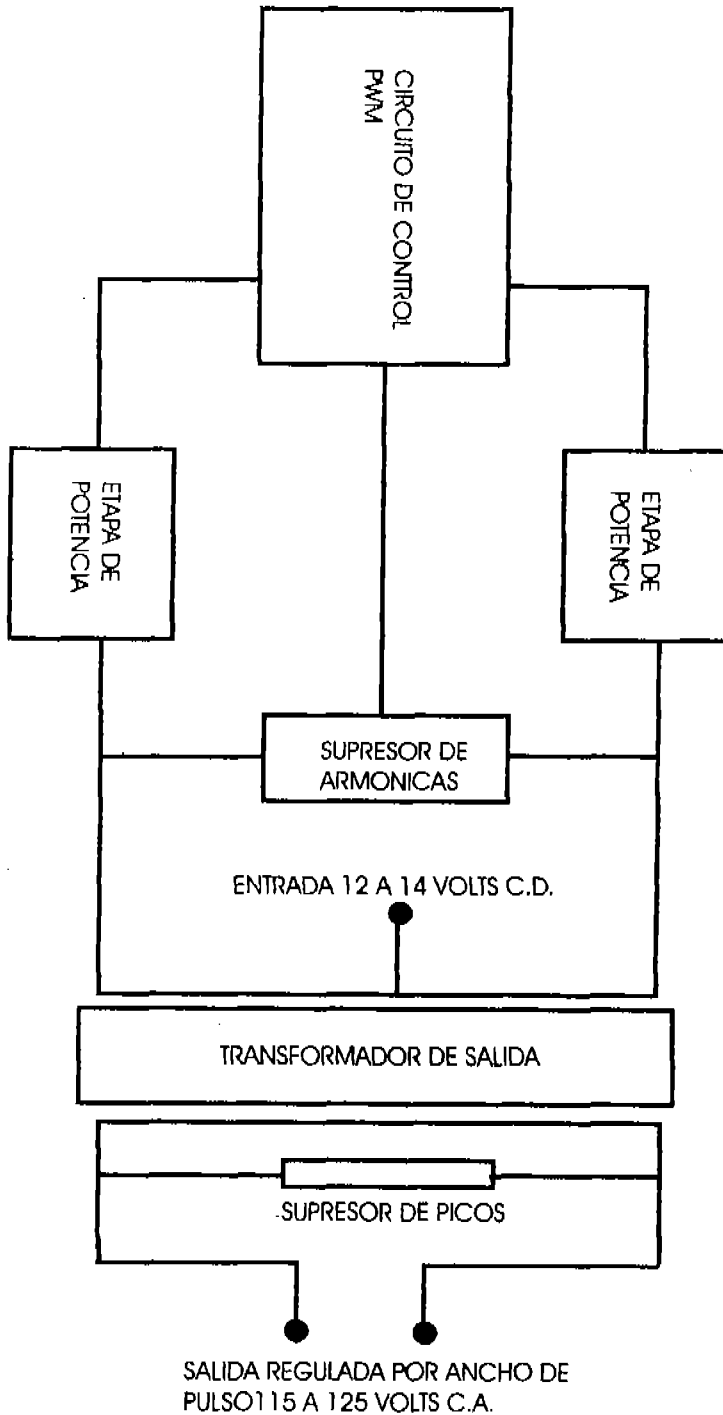
Todos los aparatos eléctricos y electrónicos tienen una indicación de la cantidad de corriente, indicada en amperes y el voltaje de consumo en volts.

Es importante tener como precaución que si conecta un motor eléctrico de inducción y este requiere aproximadamente de 2 a 3 veces la cantidad de watts indicados en la placa en el momento de arranque.

CAPITULO 1

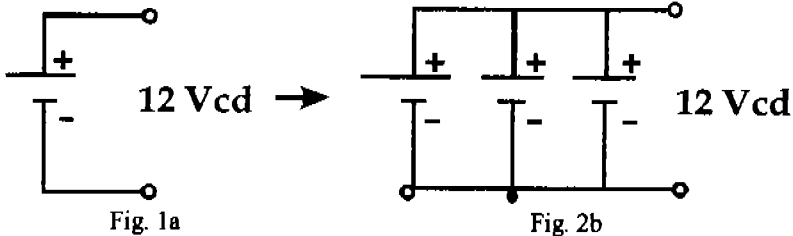
DIAGRAMA A BLOQUES DEL INVERSOR

DIAGRAMA A BLOQUES DE INVERSOR DE 1200 W



1.1 FUENTE DE ENERGIA

La energía para el funcionamiento del inversor es proporcionada por una batería de 12 Vcd o un banco de baterías (baterías conectadas en paralelo). Para aumentar el tiempo de funcionamiento del inversor. Tal como se muestra en las siguientes figuras (1a) y (1b).



1.2 CIRCUITO DE CONTROL

Es el cargador de generar una señal de PWM (modulación por ancho de pulso), con frecuencia de 60Hz.

Y a través de un circuito inversor la ramifica para posteriormente aplicarla a la etapa de potencia, como se muestra en la siguiente figura (1.2).

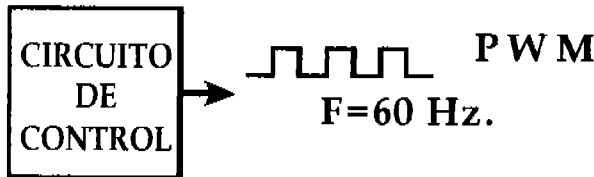


Fig. 1.2

1.3 ETAPA DE POTENCIA

Amplifica la corriente de la señal de PWM. Usando a los transistores mosfet, los cuales pueden amplificar la corriente hasta 100 amperes, dependiendo de la cantidad de ellos conectados en cascada y la fuente de energía. Además convierte de la señal PWM en una onda cuasisenoidal. Fig. (1.3)



Fig. 1.3

EL TRANSFORMADOR

Convierte la alta corriente del transformador del primario en un voltaje de 120 V.c.a., que entrega en el secundario, con una frecuencia de 60 Hz. Y una forma de onda cuasisenoidal.

Fig. 1.4

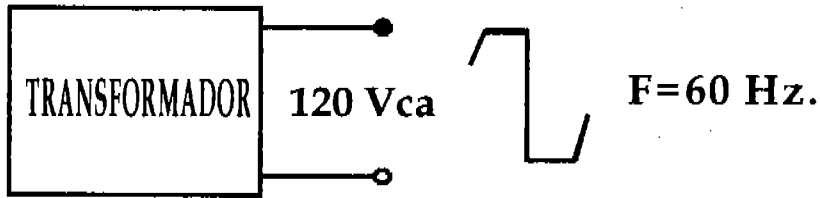


Fig. 1.4

CIRCUITO SUPRESOR DE ARMONICAS Y TRANSITORIOS

Elimina frecuencias armónicas que se genera por el funcionamiento del transformador. Poniendo en corto al primario, a través de un circuito conmutador y el cancelador de picos de voltaje esta formando por el circuito de filtro R-C, Fig. (1.5)

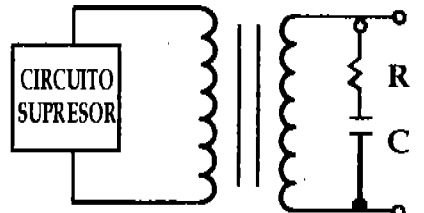


Fig. 1.5

1.4 PROTECCIONES

Básicamente esta formado de fusibles y diodos para evitar el daño por conectar la alimentación de la batería, con polaridad invertida.

CAPITULO 2

CIRCUITO DE CONTROL

2.1 CIRCUITO OSCILADOR

El circuito oscilador es parte del circuito integrado generador de PWM. El cual para realizar la función de oscilador, solo requiere de 2 componentes externos, un capacitor y una resistencia conectador a los pines del circuito oscilador del circuito integrado.

El oscilador interno provee un formador de onda triangular de flanco positivo.

La frecuencia del oscilador es determinada por la siguiente ecuación (2.1):

$$F_{osc} = \frac{1}{R_T C_T} \dots \dots \dots (2.1)$$

donde F_{OSC} = Frecuencia de oscilación
 R_T = Resistor total
 C_T = Capacitor total

La frecuencia del oscilador es igual a la frecuencia de salida de algunas aplicaciones. En caso que se requiera una frecuencia para excitar etapas de push-pull. La frecuencia del oscilador es calculada con la siguiente ecuación.

$$F_{osc} = \frac{1}{2R_T C_T} \dots \dots \dots (2.2)$$

La variación de frecuencia es de $\pm 5\%$, que depende de la tolerancia de componentes usados.

La carga del capacitor C_T , con una corriente constante es determinada por el resistor R_T . Este circuito produce una forma de onda de rampa de voltaje lineal. Cuando el voltaje de carga del capacitor rebasa los 3V, el circuito iniciara su descarga e inicia un nuevo ciclo. Fig. (2.1)

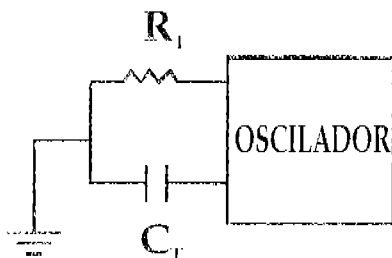


Fig. 2.1

Para calcular el valor de R_T y C_T nos basamos en las gráficas de características técnicas que nos proporcione el fabricante. Se indica en el anexo 1.

También se puede calcular matemáticamente con la siguiente ecuación.

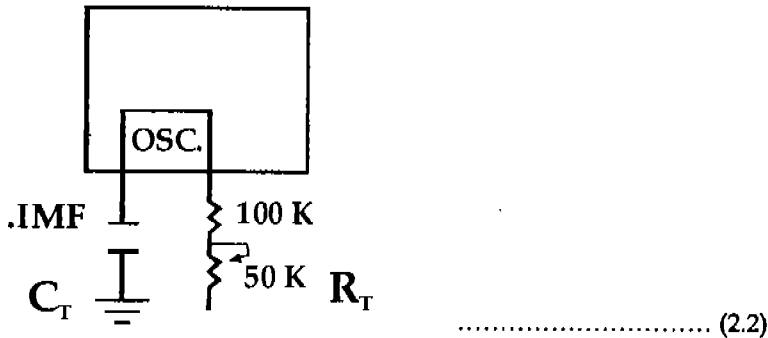
$$R_T = \frac{1}{FC} \dots \dots \dots (2.3)$$

Sustituyendo valores y haciendo $C = .1 \mu f$ se tiene:

$$R_T = \frac{1}{(60)(.1 \times 10^{-6})} = 166,600 \text{ K } \Omega$$

$$R_T = 166 \text{ K } \Omega$$

Tomando un valor medio, elegiremos un capacitor de $.1 \mu f$, usando las gráficas del anexo 1 y se intersecta con los ejes de la frecuencia y obtenemos el valor de R_T , que para nuestro caso nos indica un valor, $R_T = 200 \text{ K}$ pero al realizar las pruebas de laboratorio, debido a la tolerancia de los componentes en su fabricación, observamos que la frecuencia se corría, de su valor. Por lo que opto por colocar un resistor de 100 K y un reóstato de 50 K en serie y de esta forma se logro estabilización en la frecuencia tal como se muestra en la siguiente figura (2.2).



2.2 GENERADOR DE PWM

Control de voltaje de los inversores monofásicos.

En muchas aplicaciones, es necesario controlar el voltaje de salida de los inversores, para compensar las variaciones del voltaje de CD que entrega la batería.

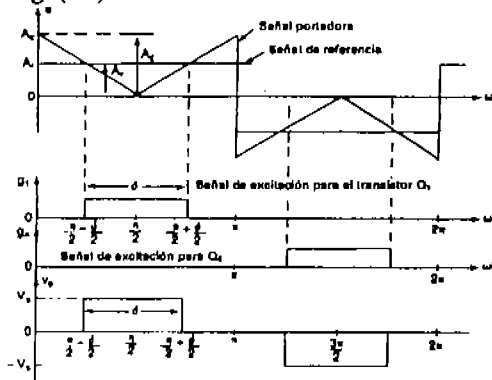
Existen varias técnicas para modificar la ganancia del inversor. El método más eficiente de controlar la ganancia (y el voltaje de salida) es incorporar en los inversores el control de modulación por ancho de pulso conocido como PWM. Las técnicas comúnmente utilizadas son:

1. Modulación de un solo ancho de pulso.
2. Modulación de varios ancho de pulso.
3. Modulación senoidal del ancho de pulso.
4. Modulación senoidal modificada del ancho del pulso.
5. Control por desplazamiento de fase.

Para el diseño del inversor de 1200 W se opto por la modulación de un solo ancho de pulso, por ser una modulación de fácil implementación en el circuito integrado que se utilizó como base para el diseño. De la cual hablaremos a continuación.

MODULACIÓN DE UN SOLO ANCHO DE PULSO

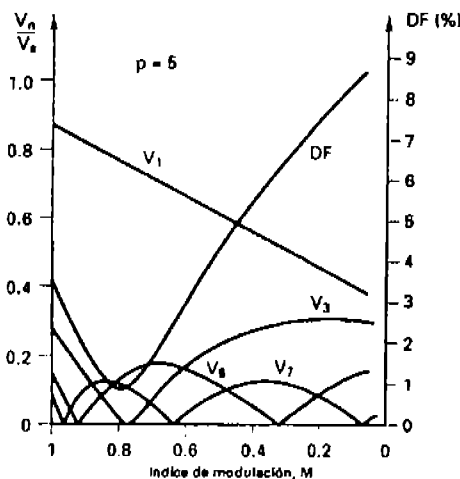
Consiste en un solo pulso por cada medio ciclo, el ancho del pulso se hace variar, a fin de controlar el voltaje de salida del inversor. En la siguiente figura (2.3) se muestra la generación de las señales de excitación y el voltaje de salida para los inversores monofásicos. Fig. (2.3).



.....Fig. 2.3

Las señales de excitación para la etapa de potencia, se genera comparando una señal rectangular de referencia de amplitud A_R , con una onda portadora triangular de Amplitud A_C . La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida. Si se varía A_r , desde 0 hasta A_c , el ancho del pulso, S , puede modificarse del 0 hasta 180° . La relación de A_r , con A_c es la variable de control y se define como el índice de modulación de amplitud o simplemente índice de modulación.

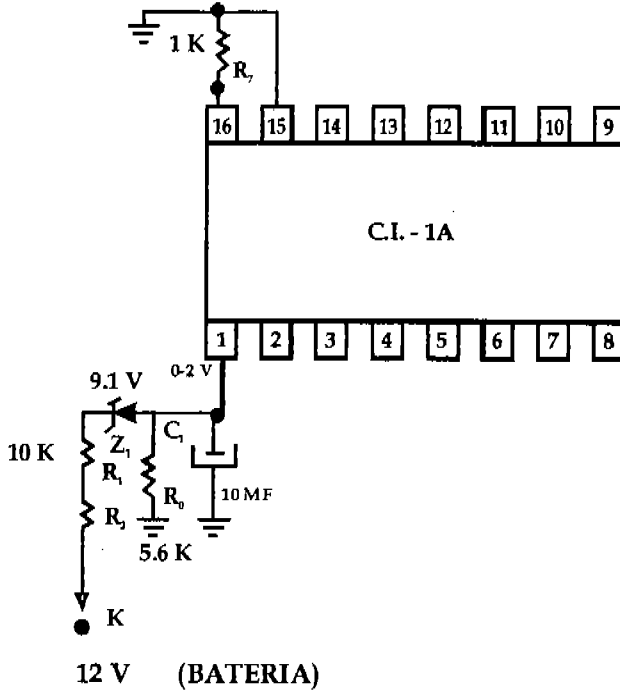
En la siguiente gráfica fig. 2.4 se muestra el perfil de armónicas con la variación del índice de modulación M . La armónica dominante es la tercera y el factor de distorsión aumenta en forma significativa a un bajo voltaje de salida.



.....Fig. 2.4

En nuestro caso todo este proceso se lleva a cabo en el interior del circuito integrado generador de PWM. Y solo requiere controlar el voltaje de entrada del generador de PWM, para hacer variar la anchura del pulso de excitación. Por lo que se implemento el circuito que se muestra en la siguiente figura (2.5).

CIRCUITO REGULADOR



.....Fig. 2.5

FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO REGULADOR

Los resistores R_1 , R_2 y R_0 forman un divisor de voltaje que se usa para polarizar el diodo Zener, Z_1 el cual absorbe la variación de voltaje de la batería, para mantener constante a la salida del C.I. el ancho del pulso (PWM) se encarga de absorber las variaciones del voltaje en la terminal 1 del CI permanezca lo más estable posible. Es decir si el voltaje de la batería se disminuye la detecta el Zener y conduce más para mantener constante el voltaje de la terminal 1 del CI y de esa forma mantener constante el ancho del pulso PWM.

En concreto si el voltaje baja en la terminal 1 por causa de la batería baja el circuito integrado lo detecta y entrega un ancho de pulso de PWM de mayor duración.

CALCULO DEL DIVISOR DE VOLTAJE

Como el voltaje en la terminal 1 es variable en un rango de 0.3 V a 2 V., se elige un diodo Zener de 9.1 V y considerado que la corriente que circula por el divisor es despreciable y por pruebas de laboratorio, asumimos un valor de 0.1 ma y entonces aplicando Ley Ohm, calculamos R.

Entonces

$$R = \frac{2.9 \text{ V}}{0.1 \text{ ma}} = 29 \text{ K } \Omega$$

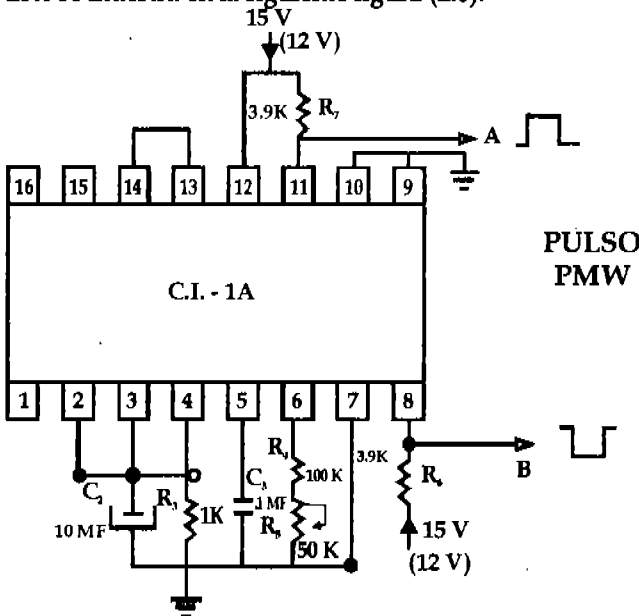
Pero en pruebas de laboratorio y debido a la tolerancia de los componentes utilizados en división se opta por conectar una resistencia en serie de $10 \text{ K } \Omega$ en serie con un reóstato de $20 \text{ K } \Omega$ y un resistor de $5.6 \text{ K } \Omega$ a tierra para poder variar el voltaje en el pin 1, en el rango de 0.3 V a 2 V . Necesario para mantener los pulsos de PWM en un nivel adecuado. Cuando la batería baja su voltaje de alimentación.

El resistor conectado a la terminal 16 es para estabilizar el funcionamiento de CI. El valor del componente se obtienen de las hojas de datos que proporciona el fabricante en sus secciones de aplicaciones típicas.

Las terminales 14 y 13 se puentean para que el circuito integrado entregue pulsos de polaridad opuesta en las terminales de salida 11 y 8. Es decir mientras en una terminal existe un pulso positivo en el otro un pulso negativo y después se invierte la polaridad en las terminales, en donde había positivo ahora hay negativo.

Las terminales 15, 10, 9 y 7 son los retornos a tierra que requiere el CI, para su funcionamiento.

Este se muestra en la siguiente figura (2.6).



..... Fig. 2.6

CIRCUITO INVERSOR DE PULSOS

El circuito inversor se configura en dos secciones, la primera es la formada por un CI Schmitt-trigger, el cual tiene la característica, de que si a su entrada se aplica una señal

deformada o con interferencia. Entrega a su salida una señal limpia y sin interferencia. Los valores resultantes R7, R8, R1, R9 Y R10 y los capacitores C3 Y C4 se obtienen de las hojas de datos que proporciona el fabricante en su sección de aplicaciones y se usa para amortiguar las distorsiones de la señal de entrada. Y en el diseño se utilizó 4 Schmitt-trigger, para limpiar la señal y darle una pequeña ganancia de corriente a la señal de PWM tal como se muestra en la siguiente figura (2.7).

DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL CIRCUITO INVERSOR DE PULSOS

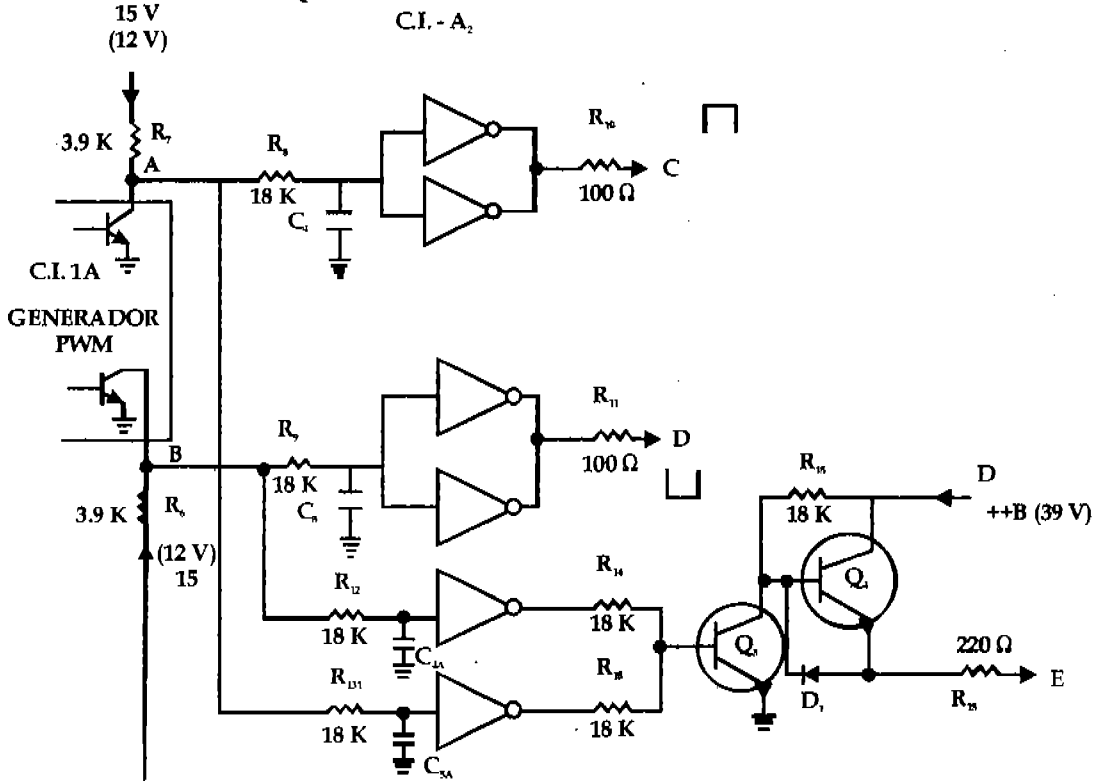


Fig. 2.7

NOTA: Los capacitores C4, C3, C4A, C3A, sus calores son iguales cada uno de 0.0039 µf.

Como se puede observar en la figura anterior los PWM se ramifican para la segunda sección con el fin de producir un voltaje de control para que habra y cierren al circuito supresor de armónicas, el cual se conecta a través del punto "E".

CAPITULO 3

ETAPA DE POTENCIA

3.1 TEORIA DEL MOSFET DE POTENCIA.

Un mosfet de potencia es un dispositivo controlado por voltaje que requiere solo de una pequeña corriente de entrada. La velocidad de conmutación es muy alta siendo los tiempos de conmutación del orden de los nanosegundos.

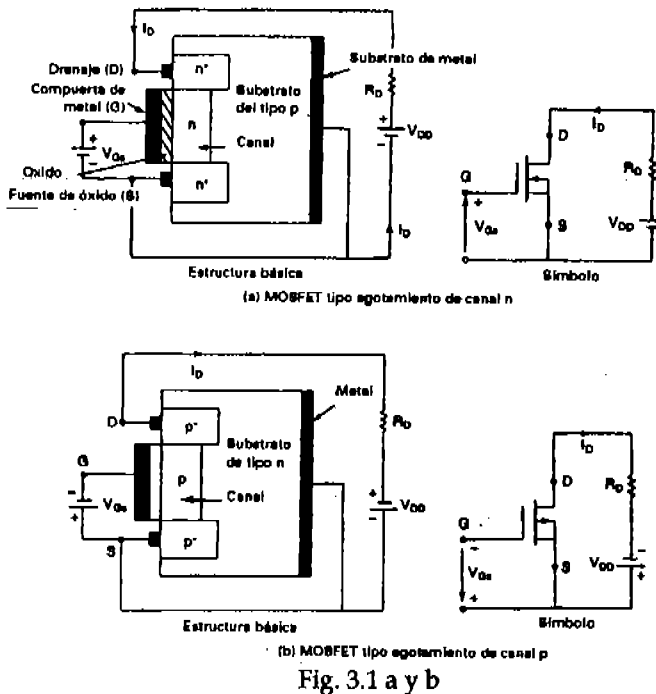
El mosfet, presenta problemas de descargas electrostáticas por lo que su manejo requiere de cuidados especiales.

Los mosfet son de dos tipos:

1. Mosfet de agotamiento
2. Mosfet de enriquecimiento

MOSFET DE AGOTAMIENTO

Un mosfet tipo agotamiento de canal n, se forma en un substrato de silicio de tipo P, tal como se muestra en las siguientes figuras (3.1a) y (3.1b).

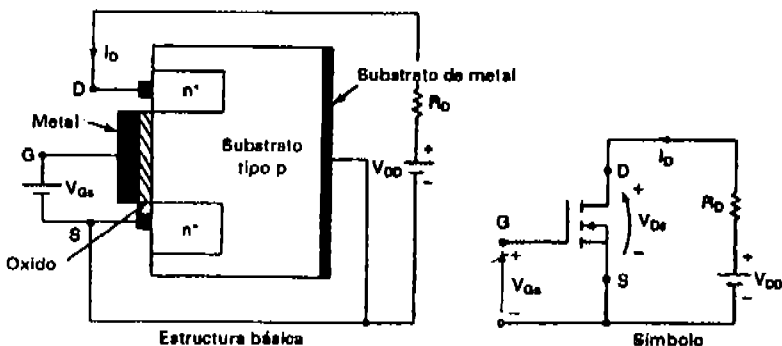


Como se puede observar en la figura anterior con dos silicios n+ fuertemente dopados para tener conexiones de baja resistencia. La compuerta está aislada del canal mediante una delgada capa de oxido. Las tres terminales se conocen como compuerta (G), drenaje (D) y fuente (S). Normalmente el sustrato se conecta a la fuente.

El voltaje de compuerta a fuente V_{GS} , puede ser positivo o negativo. Dependiendo del tipo de mosfet que se utilicen el diseño. Si V_{GS} es negativo algunos de los electrones del área del canal n serán repelidos y se creará una región de agotamiento por debajo de la capa de oxido, que resultará en un canal efectivo más angosto y en una alta resistencia de drenaje a Fuente, R_{DS} . Si V_{GS} se hace suficientemente negativo, el canal se agotará totalmente, ofreciendo un alto valor R_{DS} y no habrá flujo de corriente de drenaje a fuente $I_{DS} = 0$. Cuando esto ocurre, el valor de V_{GS} se conoce como voltaje de estrechamiento V_P . Por otra parte si V_{GS} se hace positivo, el canal se ensanchará I_{DS} aumenta debido a la reducción en R_{DS} . Con un mosfet tipo agotamiento de canal P, se invierte las polaridades de V_{FS} , I_{DS} y V_{GS} .

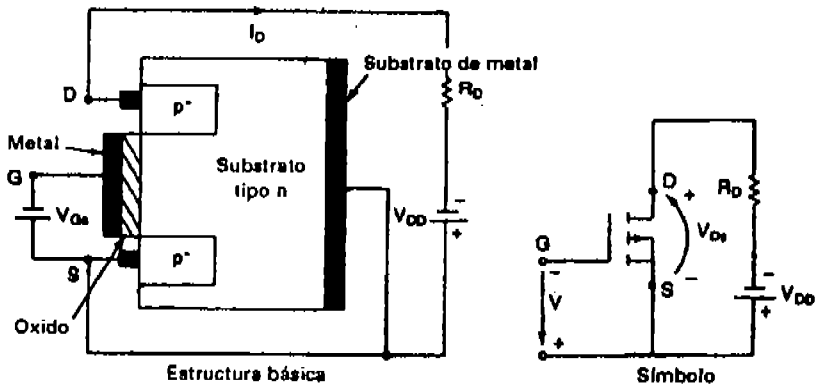
MOSFET DE TIPO ENRIQUECIMIENTO DE CANAL N

Este tipo de mosfet, no tiene un canal físico tal como se muestra en las siguientes figuras (3.2a) y (3.2b).



(a) MOSFET tipo enriquecimiento de canal n

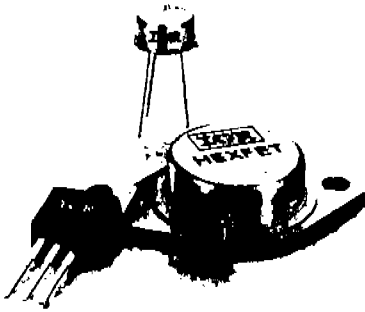
Fig. 3.2 a



(b) MOSFET tipo enriquecimiento de canal p

Fig. 3.2 b

Si V_{GS} es positivo, un voltaje inducido atraerá los electrones del sustrato P, y los acumulará en la superficie por debajo de la capa de óxido. Si V_{GS} es mayor que o igual a un valor conocido como voltaje de umbral V_T , se acumulará un número suficiente de electrones para formar un canal virtual n y la corriente fluirá del drenaje a la fuente. Si se trata de un mosfet tipo enriquecimiento de canal P, las polaridades de V_{FS} , I_{VS} y V_{GS} se invierten. En la siguiente figura (3.3) se muestra mosfet de potencia de varios tamaños.

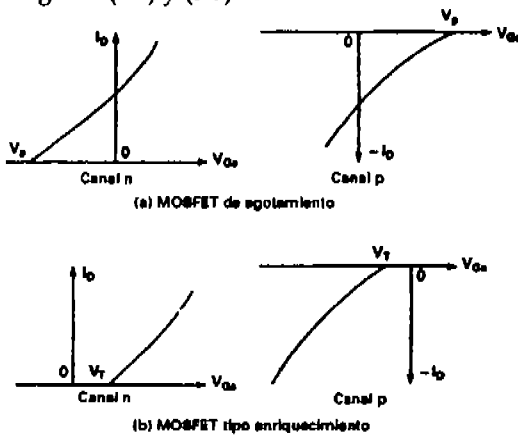


.....Fig. 3.3

CARACTERÍSTICAS EN RÉGIMEN PERMANENTE.

Los mosfet son dispositivos controlados por voltaje por lo que tienen una impedancia de entrada muy alta. La compuerta utiliza una corriente de fuga muy pequeña del orden de los nanoamperes. La ganancia de corriente, que se define como la relación entre la corriente de drenaje I_D y la corriente de entrada de la compuerta I_G , es típicamente del orden de 10^9 . Sin embargo, la ganancia de corriente no es un parámetro de importancia. La transconductancia, que se define como la relación de la corriente de drenaje al voltaje de la compuerta.

Las características de transferencia de los mosfet de canal n y de canal P aparecen en las siguientes figuras (3.4) y (3.5).



.....Fig. 3.5

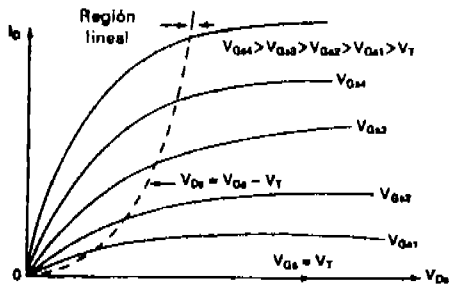


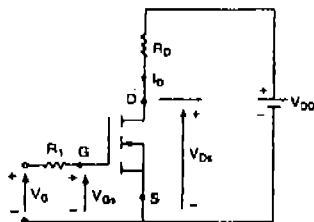
Fig. 3.6

En la figura se muestra las características de solidad de un mosfet tipo enriquecimiento de canal n. Existen tres regiones de operación:

1. Región de corte: donde $V_{GS} \leq V_T$
2. Región de estrechamiento o saturación ocurre cuando $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$
3. Región lineal: En donde $V_{DS} \approx V_{GS} - V_T$. El estrechamiento ocurre en $V_{DS} = V_{GS} - V_T$. En la región lineal la corriente de drenaje I_D varía en proporción al voltaje drenaje - fuente V_{DS} . Debido a la alta corriente de drenaje y bajo voltaje de drenaje, los mosfet de potencia se operan en la región lineal para acciones de conmutación.

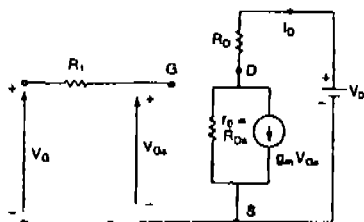
En la región de saturación la corriente de drenaje se conserva prácticamente constante para incrementos en el valor de V_{DS} y los transistores se utilizan en esta región para las ampliaciones de voltaje.

El modelo en régimen permanente es el mismo tanto para el mosfet de agotamiento como para el tipo enriquecimiento en la siguiente figura (3.7a y 3.7b).



(a) Diagrama de Circuito

Fig. 3.7a



(b) Circuito equivalente

Fig. 3.7b

La transconductancia, g_m , se define como

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \text{Constante}$$

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

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

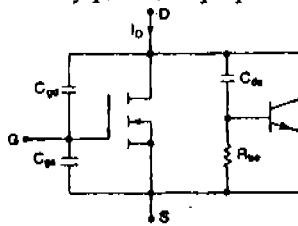
Es normalmente muy alta en la región de saturación, típicamente del orden de megaohms y muy pequeña en la región lineal, típicamente del orden de los miliohms.

Para los mosfet tipo agotamiento el voltaje de compuerta, puede ser positivo o negativo.

Los mosfet tipo enriquecimiento sólo responden a voltajes positivos de compuerta. Los mosfet de potencia son generalmente del tipo de enriquecimiento. Sin embargo los mosfet tipo agotamiento podrían ser ventajosos y simplificar el diseño lógico. En algunas aplicaciones que requieren algún tipo de interruptor de c.a. ó cd compatible con la lógica y que se mantenga activo, cuando el suministro lógico caiga y V_{GS} se haga cero.

CARACTERISTICAS DE CONMUTACIÓN

Sin señal de compuerta un mosfet tipo enriquecimiento puede considerarse como 2 diodos conectados espalda con espalda como un transistor NPN. La estructura de la compuerta tiene capacitancias, parásitas con la fuente, C_{GS} y con el drenaje C_{GD} . El transistor NPN tiene una unión de polarización inversa del drenaje a la fuente y ofrece una capacitancia C_{ds} . La figura 3.8a se muestra el circuito equivalente del transistor bipolar parásito. La región base - emisor de un transistor NPN se pone en corto circuito en el chip, metalizado, la terminal de la fuente y la resistencia de la base al emisor, debido a que la resistencia del material de las regiones n y p, R_{BE} , es pequeña.

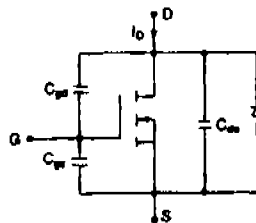


(a) Bipolar parásito

..... Fig. 3.8a

Por lo tanto un mosfet se puede considerar como si tuviera un diodo interno, tal como se muestra en la figura (3.7 b). Las capacitancias parásitas dependen de sus voltajes respectivos.

En el modelo de conmutación de los mosfet aparece en la siguiente figura.



(b) Diodo interno

..... Fig. 3.8b

Se muestran las formas de onda y los períodos de tiempos de conmutación típicos en figuras (3.8a) y (3.8b). El retraso de la activación $t_{d(on)}$ es el tiempo requerido para cargar la resistencia de entrada al nivel del umbral hasta el voltaje completo de la compuerta V_{GSP} , mismo que se requiere para excitar el transistor a la región lineal. El tiempo de retraso en la

desactivación $t_{d(off)}$ es el tiempo requerido para que la capacitancia de entrada se descargue desde el voltaje en sobreexcitación de la compuerta V , hasta la región de saturación. V_{GS} debe reducirse en forma significativa antes de que V_{DS} empiece a elevarse. Figuras (3.9a) y (3.9b).

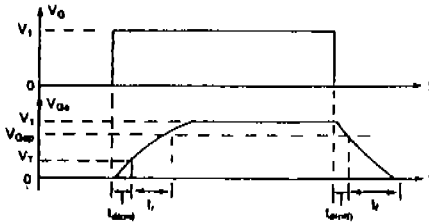
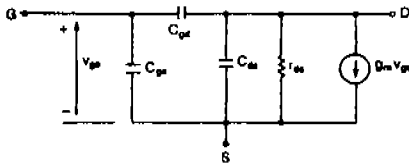


Fig. 3.9a y 3.9 b

El tiempo de abatimiento t_f es el tiempo que se requiere para descargarse la capacitancia de entrada desde la región de saturación hasta el voltaje del umbral. Si $V_{GS} \leq V_T$ el transistor se desactiva.

EXCITACIÓN DE COMPUERTA

El tiempo de activación de un mosfet depende del tiempo de carga de la capacitancia de entrada o compuerta. El tiempo de activación se puede reducir conectando un circuito RC tal y como se muestra en la siguiente figura (3.10).

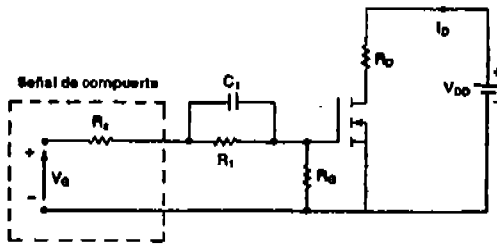


Fig. 3.10

Para cargar más aprisa la capacitancia de compuerta. Cuando se conecta el voltaje de compuerta, la corriente de carga inicial de la capacitancia es:

$$I_G = \frac{V_G}{R_s}$$

Y el valor en régimen permanente del voltaje de compuerta es

$$V_{GS} = \frac{R_G V_G}{R_s + R_1 + R_G}$$

Donde R_s , es la resistencia interna de la fuente de excitación de la compuerta.

A fin de obtener velocidades de conmutación del orden de 100 ns o menos el circuito de excitación de compuerta debe de tener una baja impedancia de salida y la capacidad de manejar corrientes relativamente grandes.

3.2 SELECCIÓN DE MOSFET

En el caso del diseño del inversor de 1200 W se selecciono un mosfet que la corriente de drenador sea de 49A máxima $V_{DS} = 55$ V. Realizando pruebas de laboratorio con el mosfet, se llegó a la conclusión de utilizar el mosfet en la corriente mínima que especifica el manual que en este caso es de 5A, para evitar el calentamiento excesivo del mosfet y que provocaría su destrucción y reducción de tiempo de vida útil. Sus características técnicas se tienen en el anexo 2.

Por lo que si queremos obtener una potencia de 1200 W se deben colocar 20 mosfet en paralelo. 10 mosfet para cada ciclo de la señal tal como se indica en la siguiente ecuación:

$$P = V \cdot I$$

Donde V = voltaje de la batería de 12 vcd

I es la corriente que debe de fluir en los mosfet.

Por lo tanto si en cada mosfet debe circular 5A, entonces 20 mosfet \times 5A = 100A. Sustituyendo estos valores en la ecuación.

$$P = (12V) (100A) = 1200 W$$

La corriente la debe proporcionar la batería.

Como la frecuencia de trabajo es baja de 60 Hz., cualquier mosfet comercial puede ser utilizado para esta aplicación.

En la siguiente figura (3.2.1) se muestra la etapa de potencia

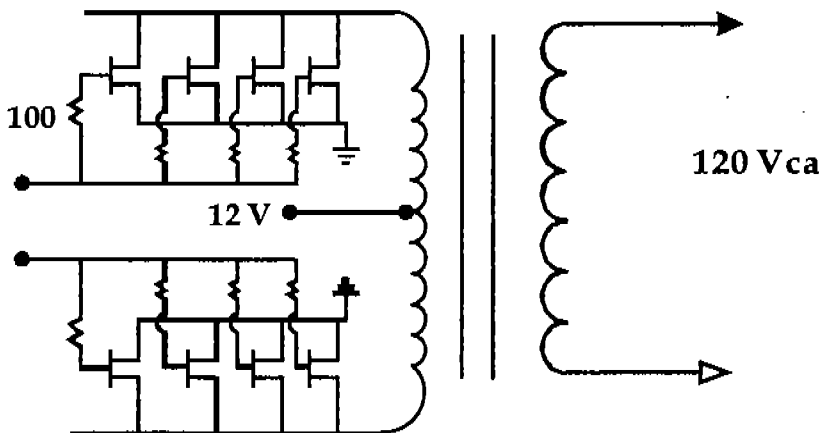


Fig 3.2.1

Para fines didácticos de explicación utilizamos el siguiente diagrama simplificado. Fig. 3.2.2

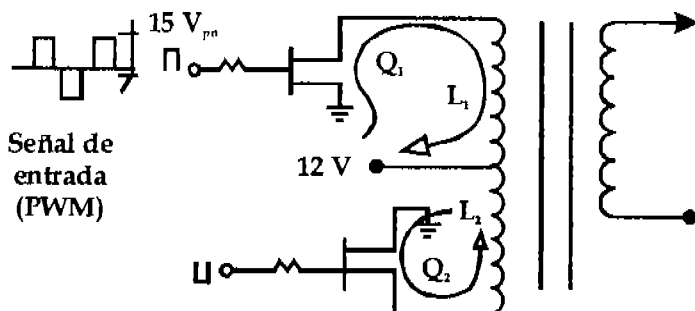


Fig. 3.2.2

La señal de entrada esta presente aproximadamente 6 milisegundos en el mosfet Q_1 . Provocando que este conduzca corriente a través de la bobina L_1 , e induciendo un voltaje en el secundario, de CA en los otros 6 milisegundos la señal se aplica al mosfet Q_2 , el cual conduce corriente a través de la bobina L_2 , e induciendo un voltaje de CA en secundario.

En conclusión se tiene que mientras un mosfet conduce el otro esta bloqueado por la fase negativa de la señal. Esto se debe a que los mosfet son del mismo tipo.

Como se puede observar la circulación de corriente en las bobinas L y L_2 están en sentidos contrarios, el voltaje inducido en el secundario tiene polaridades contrarias, obteniéndose una onda cuasisenoidal.

3.2 .1 TIPOS DE INVERSORES

Los convertidores de cd a ca se conocen como inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada en cd a un voltaje simétrico de salida en ca, con la magnitud y frecuencia deseadas. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada de cd y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor, esto por lo general se hace controlando la modulación del ancho de pulso (PWM) dentro del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida en ca y el voltaje de entrada en cd.

En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser senoidales. Sin embargo, en los inversores reales no son senoidales y contienen ciertas armónicas. Para aplicaciones de mediana y baja potencia, se pueden aceptar voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada; para aplicaciones de alta potencia, son necesarias las formas de onda senoidales de baja distorsión. Dada la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible minimizar o reducir significativamente el contenido armónico del voltaje de salida mediante las técnicas de conmutación.

El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales tales (como la propulsión de motores de ca de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y las de poder, alimentaciones ininterrumpibles de potencia). La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, una celda solar u otra fuente de cd. Las salidas monofásicas típicas son (1) 120 V a 60 Hz, (2) 220 V a 50 Hz y (3) 115/200 V a 400 Hz.

Los inversores se pueden clasificar básicamente en dos tipos:

1. Inversores monofásicos: MEDIO PUENTE, y EN PUENTE.
2. Inversores trifásicos.

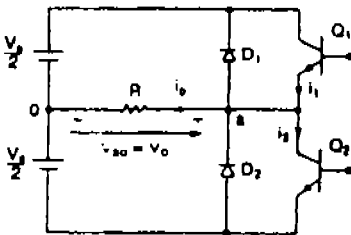
En cada tipo se pueden utilizar dispositivos con conducción y desactivación controlada es decir se pueden utilizar: En dispositivos como: BJT, Mosfet, IGBT, MCT, SIT, GTO, o transistores de conmutación forzada, según la aplicación: Estos inversores utilizan por lo general señales de control PWM, para producir un voltaje de salida en ca. Un inversor se denomina inversor alimentado por voltaje (VFI) si el voltaje de entrada se conserva constante, e inversor enlazado en cd variable si el voltaje de entrada es controlable.

PRINCIPIO DE OPERACION

Mediante la figura (3.2a) se puede explicar el principio de funcionamiento de los inversores monofásicos. El circuito inversor está formado por dos pulsadores. Cuando sólo el transistor Q_1 está activo durante un tiempo $T_0/2$, el voltaje instantáneo a través de la carga v_0 es $V_s/2$. Si sólo el transistor Q_2 está activo durante un tiempo $T_0/2$ aparece el voltaje $-V_s/2$ a través de la carga. El circuito lógico debe diseñarse de tal forma que Q_1 y Q_2 no estén activos simultáneamente. La figura (3.2.1b) y (3.2.1c) muestra las formas de onda para los voltajes de salida y las corrientes de los transistores en el caso de una carga resistiva. Este inversor requiere de una fuente de cd de tres conductores, cuando un transistor está activo, su voltaje inverso es V_s , en vez de $V_s/2$. Este inversor se conoce como *inversor de medio puente*.

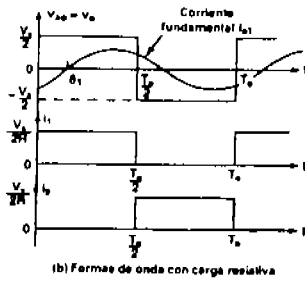
El voltaje rms de salida se puede encontrar a partir de la ecuación (3.2.1)

$$V_0 = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \dots\dots\dots 3.2.1$$

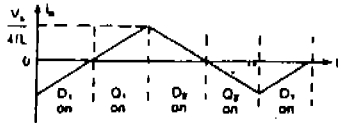


(a) Circuito

.....Fig. 3.2.1a



.....Fig. 3.2.1b



.....Fig. 3.2.1c

INVERSOR MONOFASICO DE MEDIO PUENTE

El voltaje instantáneo de salida se puede expresar en una serie de Fourier como:

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen } n \omega t$$

$$\approx 0 \quad \text{para } n = 2, 4, \dots \quad \text{.....(3.2.2)}$$

Donde $\omega = 2\pi f_0$ es la frecuencia del voltaje de salida en radianes/s. Para $n = 1$, la ecuación proporciona el valor rms de la componente fundamental como:

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.45 V_s \quad \text{..... (3.2.3)}$$

Para una carga inductiva, la corriente de la carga no puede cambiar inmediatamente con el voltaje de salida. Si Q_1 es desactivado en $t = T_0/2$, la corriente de la carga seguirá fluyendo a través de D_2 , la carga y la mitad inferior de la fuente de cd, hasta que la corriente llegue a cero. En forma similar, cuando Q_2 se desactiva en $t = T_0$, la corriente de la carga fluye a través de D_1 , la carga y la mitad superior de la fuente de cd. Cuando el diodo D_1 o D_2 conducen, la energía es retroalimentada a la fuente de cd por lo que estos se conocen como diodos de retroalimentación. La figura 3.2c muestra la corriente y los intervalos de conducción de los dispositivos para una carga puramente inductiva. Se puede notar que para una carga puramente inductiva, un transistor conduce únicamente durante $T_0/2$ (es decir 90°). Dependiendo del factor de potencia de la carga, el periodo de conducción de un transistor varía desde 90 hasta 180° .

Los transistores pueden substituirse por GTO o por transistores de conmutación forzada. Si t_q es el tiempo de desactivación de un tiristor debe existir un tiempo mínimo de retraso t_q entre el tiristor que se desactiva y el disparo del siguiente tiristor. De lo contrario, entre ambos tiristores tendría lugar una condición de corto circuito. Por lo tanto, el tiempo máximo de conducción de un tiristor sería de $T_0/2 - t_q$. En la práctica, incluso los

transistores requieren de un cierto tiempo de activación y desactivación. Para la operación exitosa de los inversores, el circuito lógico deberá tomar todo esto en consideración.

Para una carga RL, la corriente instantánea de la carga i_o se puede determinar a partir de:

$$P_{o1} = V_1 I_{o1} \cos \theta_1 = I_{o1}^2 R$$

$$= \left[\frac{2V_1}{\sqrt{2\pi \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}} \right]^2 \dots \dots \dots (3.2.4)$$

Donde $\theta_n = \tan^{-1} (\omega L/R)$. Si I_{o1} es la corriente rms de la componente fundamental de la carga, la potencia de la componente fundamental de salida (para $n = 1$) es

NOTA: En la mayor parte de las aplicaciones (por ejemplo los propulsores de motores eléctricos) la potencia de salida debida a la corriente de la componente fundamental en la potencia útil y la potencia debida a las corrientes armónicas es disipada en forma de calor aumentando la temperatura de la carga.

La salida de los inversores reales contienen armónicas. La calidad de un inversor por lo general se evalúa en términos de los siguientes parámetros de rendimiento.

Factor armónico de la enésima componente HF_n. El factor armónico (correspondiente a la enésima armónica), es una medida de la contribución armónica individual y se define como:

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \dots \dots \dots (3.2.5)$$

Donde V_1 es el valor rms de la componente fundamental y V_n es el valor rms de la enésima componente armónica.

Distorsión total armónica THD. La distorsión armónica total, es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental, se define como:

$$THD = \left(\frac{1}{V_1} \sum_{n=2,3,\dots} V_n^2 \right)^{1/2} \dots \dots \dots (3.2.6)$$

Factor de distorsión DF. El valor THD proporciona el contenido armónico total, pero no indica el nivel de cada uno de los componentes. Si en la salida de los inversores se utiliza un filtro, las armónicas de orden más alto se atenuarán con mayor eficacia. Por lo tanto, resulta importante conocer tanto la frecuencia como la magnitud de cada componente. El factor de distorsión indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda particular después de que las armónicas de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden (es decir divididas por n^2). Por lo tanto, el valor DF es una medida de la eficacia en la reducción de las componentes armónicas no deseadas, sin

la necesidad de especificar valores de un filtro de carga de segundo orden, y se define como

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \dots\dots\dots(3.2.7)$$

El factor de distorsión de una componente armónica individual (o de orden n) se define como

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \dots\dots\dots(3.2.8)$$

Armónica de menor orden LOH. La armónica de menor orden es aquella componente cuya frecuencia es más cercana a la fundamental, y cuya amplitud es mayor que o igual al 3% de la componente fundamental.

INVERSORES MONOFASICOS EN PUENTE.

Un inversor monofásico en puente aparece la figura 3.2.2. Esta formado por cuatro pulsadores. Cuando los transistores Q1 y Q2 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada Vs aparece a través de la carga. Si los transistores Q3 y Q4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, y adquiere el valor Vs. La forma de onda para el voltaje de salida se muestra en la figura (3.2.2b) y (3.2.2c).

El voltaje rms de salida se puede determinar a partir de

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \dots\dots\dots(3.2.1)$$

La ecuación 3.11 se puede extender para que exprese el voltaje instantáneo de salida en una serie de Fourier como

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} \text{sen } n \omega t \dots\dots\dots(3.2.2)$$

Y para n = 1, la ecuación (3.4.2) proporciona el valor rms de la componente fundamental como

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.90 V_s \dots\dots\dots(3.2.5)$$

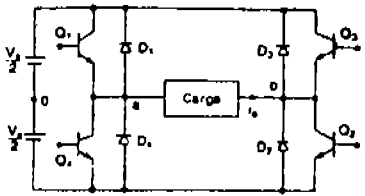
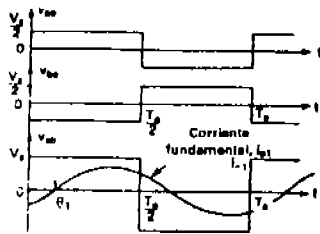
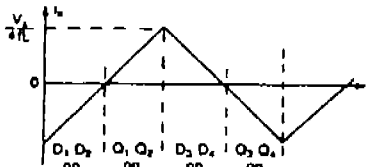


Fig. 3.2.1a



.....Fig. 3.2.1b



.....Fig. 3.2.1c

INVERSOR MONOFASICO EN PUENTE

Cuando los diodos D1 y D2 conducen, se retroalimentan la energía a la fuente de cd por lo que se dice que D1 y D2 son diodos de retroalimentación. La figura 3.4.1c muestra la forma de onda de la corriente para una carga inductiva.

Para nuestro diseño utilizamos la configuración de medio puente. Del cual se describió su funcionamiento anteriormente.

NOTA: los inversores trifásicos pueden considerarse como tres monofásico, con la salida de cada inverter monofásico desplazada 120°.

CONTROL DE VOLTAJE DE LOS INVERSORES MONOFASICOS

En muchas aplicaciones industriales, a menudo es necesario controlar el voltaje de salida de los inversores: (1) para hacer frente a las variaciones de entrada de cd., (2) para la regulación del voltaje de los inversores y (3) para los requisitos de control constante del voltaje y la frecuencia. Existen varias técnicas para modificar la ganancia del inverter. El método

Más eficiente de controlar la ganancia (y el voltaje de salida) es incorporar en los inversores el control de modulación del ancho de pulso (PWM). Las técnicas más comúnmente utilizadas son:

1. Modulación de un solo ancho de pulso.
2. Modulación de varios anchos de pulso.
3. Modulación senoidal del ancho del ancho de pulso.
4. Modulación senoidal modificada del ancho de pulso.
5. Control por desplazamiento.

MODULACION DE UN SOLO ANCHO DE PULSO

En el control por modulación de un solo ancho de pulso, existe un solo pulso por cada medio ciclo, el ancho del pulso se hace variar, a fin de controlar el voltaje de salida del inversor. La figura 3.2.3 muestra la generación de señales de excitación y el voltaje de salida para los inversores monofásicos en puente completo.

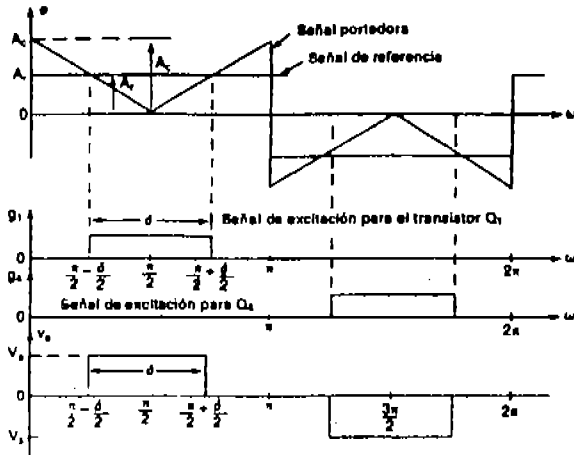


Fig. 3.2.3 MODULACION DE UN SOLO ANCHO DE PULSO

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

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad \dots \dots \dots (3.2.4)$$

El voltaje rms de salida se puede determinar a partir de:

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad \dots \dots \dots (3.2.5)$$

Aplicando la serie de Fourier al voltaje de salida nos da:

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen} \frac{n\delta}{2} \text{sen} n\omega t \quad \dots \dots \dots (3.2.6)$$

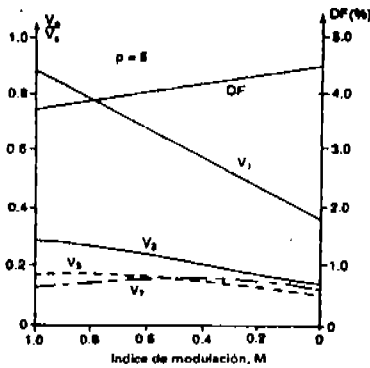


Fig. 3.24 PERFIL ARMONICO DE LA MODULACION DE UN SOLO ANCHO DE PULSO

MODULACIÓN DE VARIOS ANCHOS DE PULSO

Utilizando varios pulsos en cada medio ciclo de voltaje de salida puede reducirse el contenido armónico. La generación de señales de excitación para activar y desactivar los transistores aparece en la figura 3.25 mediante la comparación de una señal de referencia con una onda portadora triangular. La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida, f_0 y la frecuencia de la portadora, f_c , determina el número de pulsos por cada ciclo p . El índice de modulación controla el voltaje de salida. Este tipo de modulación también se conoce como modulación uniforme de ancho de pulso (UPWM). El número de pulso por medio ciclo se determina a partir de:

$$p = \frac{f_c}{2f_0} = \frac{m_f}{2} \dots\dots\dots(3.2.7)$$

Donde $m_f = f_c/f_0$ y se define como la relación de modulación de frecuencia.

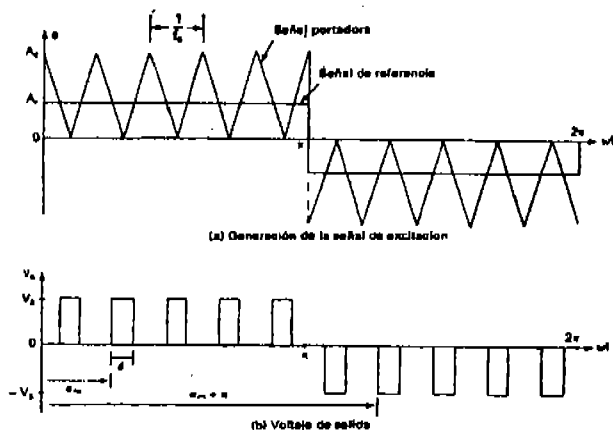
La variación del índice M desde 0 hasta 1 varía del ancho de pulso desde 0 hasta π/p y el ancho de voltaje de salida desde 0 hasta V_s . El voltaje de salida para los inversores monofásicos en puente aparece en la figura 3.35 para UPWM.

Si δ es el ancho de cada pulso, el voltaje rms de salida se puede determinar a partir de

$$V_0 = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \dots\dots\dots(3.2.8)$$

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

$$V_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} B_n \text{ sen } n\omega t \dots\dots\dots(3.2.9)$$



.....Fig. 3.2.5

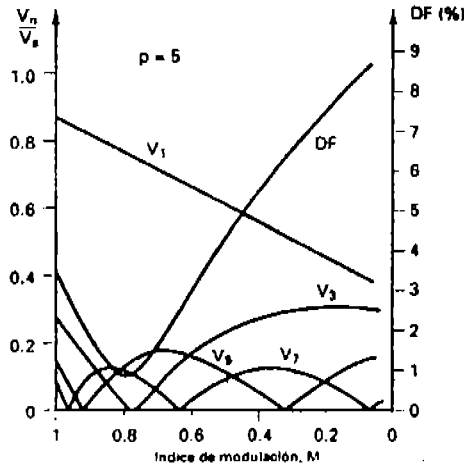
El coeficiente B_n de la ecuación (3.2.9) puede determinarse considerando un par de pulsos, de tal forma que el pulso positivo de duración δ se inicie en $wt = a$, y el negativo del mismo ancho se inicie en $wt = \pi + a$. Esto se muestra en la figura (3.2.6). Se puede combinar los efectos de todos los pulsos para obtener el voltaje efectivo de salida.

Si el pulso positivo del para de orden m se inicia en $wt = a_m$ y termina en $wt = a_m + \pi$ el coeficiente de Fourier para un par de pulsos es:

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{a_m}^{a_m + \delta} \cos nwt \, d(wt) - \int_{\pi + a_m}^{\pi + a_m + \delta} \cos nwt \, d(wt) \right] \\
 &= \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2} \left[\operatorname{sen} n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \operatorname{sen} n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \dots\dots\dots(3.2.10)
 \end{aligned}$$

El coeficiente B_n se puede encontrar a partir de ecuación (10-30) añadiendo los efectos de todos los pulsos.

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} \frac{n\delta}{2} \left[\operatorname{sen} n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \operatorname{sen} n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \dots\dots\dots(3.2.11)$$



3.2.6 PERFIL DE ARMONICAS DE LA MODULACION DE ANCHO MÚLTIPLE DE PULSO

Por ese concepto aumentan. Con los valores de p mayores, las amplitudes de las armónicas de menor orden, serán menores pero incrementará la amplitud de algunas armónicas de orden más alto. Sin embargo, estas armónicas de orden más alto producen componentes ondulatorias despreciables o pueden ser filtradas fácilmente.

3.3 CALCULO DEL TRANSFORMADOR DE POTENCIA

INTRODUCCION

Si a un núcleo se le añade un segundo bobinado, conocido como bobinado secundario, y se excita a partir de un voltaje senoidal, se inducirá un voltaje en el bobinado secundario. Esto aparece en la figura (3.31). Si N_P y N_S son las vueltas de los bobinados primario y secundario, respectivamente, el voltaje primario V_P y el voltaje secundario V_C están relacionados uno con otro en la forma.

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{I_S}{I_P} = \frac{P_P}{P_S} = a \quad \text{ecuación (3.3.1)}$$

Donde a es la relación de vueltas.

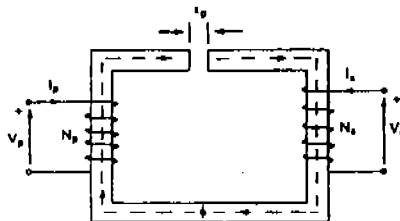
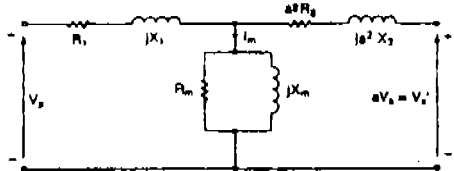


Fig. 3.3.1 NUCLEO DEL TRANSFORMADOR

El circuito equivalente de un transformador aparece en la figura (3.3.2) donde todos los parámetros han sido referidos al primario. Para referir un parámetro secundario al lado primario, el parámetro se multiplica por a^2 . El circuito equivalente se puede referir al lado secundario dividiendo todos los parámetros del circuito de la figura (3.3.2) entre a^2 , X_1 y X_2 son las reactivancias de fuga de los bobinados primario y secundario, respectivamente; R_1 y R_2 son las resistencias de los bobinados primario y secundario X_m es la reactivancia magnetizante, y R_m representa la pérdida en el núcleo.



3.3.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN TRANSFORMADOR

Las variaciones del flujo debidas a la excitación en la ca causan dos tipos de pérdidas en el núcleo: (1) pérdida por histéresis y (2) pérdidas por corrientes de eddy. Las pérdidas por histéresis se expresan en forma empírica como:

$$P_h = K_h f B_{max}^z \dots\dots\dots (3.3.2)$$

Donde K_h es una constante de histéresis que depende del tipo de material y B_{max} es la densidad de flujo pico. z es la constante de Steinmetz, que tiene el valor entre 1.6 y 2. Las pérdidas por corriente de eddy se expresan en la forma empírica como:

$$P_e = K_e f^2 B_{max}^2 \dots\dots\dots (3.3.3)$$

Donde K_e es la corriente de eddy y depende del material. Las pérdidas totales del núcleo son:

$$P_c = K_h f^2 B_{max}^z + K_e f^2 B_{max}^2 \dots\dots\dots (3.3.4)$$

Nota: Si un transformador se ha diseñado para operar a 60 Hz y se opera a una frecuencia mayor, las pérdidas en el núcleo se incrementarán en forma significativa.

De la teoría del transformador sabemos que:

$$A = \sqrt{P}$$

donde $A = \text{Área de núcleo}$ $P = \text{potencia RMS}$

Entonces procedemos a calcular el área del núcleo. Como el inversor debe de entregar una potencia de 1200 W.

$$A = \sqrt{1200} = 34.6 \text{ cm}^2$$

Redondeamos, $A = 35 \text{ cm}^2$

Para obtener un núcleo de dimensiones cuadradas realizaremos el siguiente cálculo

$$L = \sqrt{A}, \text{ donde } L = \text{lado} \quad A = \text{Área}$$

Realizando el cálculo obtenemos:

$$L = \sqrt{35} = 5.9 \text{ cm}$$

Por lo tanto se debe adquirir una lamina ferromagnética, que tenga aproximadamente la medida de 5.9 cm., por lado.

Consultando el catalogo del fabricante de laminas, encontramos que la lamina que cumple con las especificaciones, es marcada con el número 221.

Pero en el mercado se comercializan 3 tipos de láminas. Las cuales son las siguientes:

1. Lamina de bajo carbono
2. Lamina M-19
3. Lamina de grano orientado

Para nuestro diseño se opto por elegir una lámina de mediana calidad y no muy costosa. Por lo que se uso lamina M-19, que en el catalogo de fabricante viene indicada EI-225S/0221 (Anexo 3).

Para calcular el número de espiras de los devanados primario y secundario, nos apoyamos en la siguiente ecuación (3.3.5).

$$N = \frac{1}{\frac{F \cdot A \cdot 4.4 \cdot \mu \cdot 10^{-9}}{V}} \dots\dots\dots(3.3.5)$$

Donde: N = Numero de vueltas, F = Frecuencia de trabajo
 A = Área del núcleo
 μ = 10,000 gausas la constante de permeabilidad del hierro

Sustitución de valores en la ecuación obtenemos:

$$N = \frac{1}{\frac{(60 \cdot 35 \cdot 4.4) \times 10,000 \times 10^{-9}}{V}} = \frac{1}{0.924}$$

Realizando el inverso se tiene

$$N = \frac{V}{0.924} \dots\dots\dots(3.3.6)$$

Una vez obtenida las constantes, se procede a calcular las vueltas, en secundario utilizando la ecuación (3.3.6).

$$N = \frac{V_2}{0.924}$$

Donde: N₂ = Número de vueltas en el secundario V₂ = Voltaje en el secundario

Como el voltaje en el secundario debe ser de 120 Vca

$$N_2 = \frac{120}{0.924} = 129.8 \text{ redondeando } N_2 = 130 \text{ vueltas}$$

Sabemos que el voltaje que se aplica al primario es 12 V, entonces tenemos que:

$$N_1 = \frac{12 \text{ V}}{0.924} = 12.9, \text{ redondeando } N_1 = 13 \text{ vueltas}$$

Para saber el calibre del alambre, que se debe de utilizar. Primero calculamos las corrientes que circularán en el primario y el secundario del transformador, utilizando las siguientes ecuaciones:

$$I_1 = \frac{P}{V_1} \dots\dots\dots(3.3.7) \quad \text{donde } I_2 = \text{ corriente en primario}$$

$$I_2 = \frac{P}{V_2} \dots\dots\dots(3.3.8) \quad \begin{matrix} I_2 = \text{ corriente en el secundario} \\ P = \text{Potencia en RMS} \end{matrix}$$

Sustituyendo los valores obtenemos:

$$I_1 = \frac{1200 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 100 \text{ Amperes}$$

$$I_2 = \frac{1200 \text{ W}}{120 \text{ V}} = 10 \text{ A}$$

Consultando la tabla del fabricante de alambre, obtenemos que para una corriente de 100 A, nos indica un conductor AWG del No. 1 y para 10A, el conducto AWG No. 11 (Anexo 9).

Con todos los datos obtenidos, se construye el transformador, utilizando como carrete papel cartón para el núcleo.

3.4 CALCULO DEL DISIPADOR DE CALOR

INTRODUCCIÓN

Las potencias manejadas por los dispositivos semiconductores, transistores, TRIAC, MOSFET, Reguladores de tensión, etc., es en muchos casos de una magnitud considerable. Además el problema se agrava teniendo en cuenta que el tamaño de tales dispositivos es muy pequeño, lo que dificulta la evacuación del calor producido. Un cuerpo que conduce una corriente eléctrica pierde parte de energía en forma de calor por efecto Joule. En el caso de los semiconductores, se manifiesta principalmente en la unión PN, y si la temperatura aumenta lo suficiente, se produce la fusión térmica de la unión, inutilizando el dispositivo. Los dispositivos de potencia reducida, disipan el calor a través de su encapsulado hacia el ambiente, manteniendo un flujo térmico suficiente para evacuar todo el calor y evitar su destrucción. En los dispositivos de más potencia, la superficie del encapsulado no es suficiente para poder evacuar adecuadamente el calor disipado. Se recurre para ello a los radiadores (heatsinks), que provocan una superficie adicional para el flujo térmico.

PROPAGACIÓN DEL CALOR

El calor se transmite mediante tres formas conocidas: radiación, convección y conducción. Por radiación recibimos los rayos del sol. La radiación no necesita un medio material para propagarse, puede hacerlo a través del vacío. Todo cuerpo con una temperatura superior a los cero grados absolutos (kelvin) produce una emisión térmica por radiación, pero en el caso que nos ocupa es de una magnitud despreciable, y por tanto no se tiene en cuenta la emisión por radiación. La convección es un fenómeno que atañe a fluidos, tales como el aire y el agua. Favorece la propagación del calor en estos cuerpos, que son de por sí muy buenos aislantes térmicos. Un cuerpo caliente sumergido en aire, hace que las capas próximas al mismo se calienten, lo que a su vez ocasiona una disminución de su densidad, y por esto se desplazará esta masa de aire caliente hacia estratos más elevados dentro del recinto. Inmediatamente, el "hueco" que ha dejado este aire es ocupado por aire más frío, y así se repite el ciclo, generando corrientes convectivas que facilitan el flujo térmico. La transmisión por conducción se manifiesta más obviamente en cuerpos sólidos.

Curiosamente los cuerpos que son buenos conductores eléctricos, también lo son térmicos y se explica a nivel subatómico. El cobre, la plata, níquel, aluminio, oro, etc., son excelentes conductores. Si aplicamos una llama a una barra de cobre, enseguida notaremos el calor por el extremo que lo agarramos. Este calor se ha propagado por conducción.

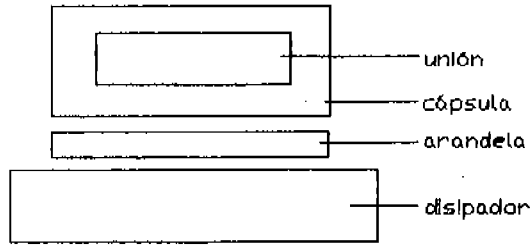
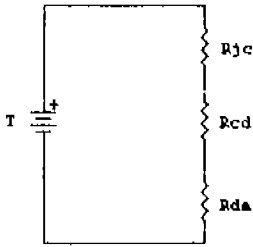
En la disipación de calor de semiconductores, solamente consideramos los dos últimos tipos de propagación: convección y conducción.

ANALOGIA ELECTRICA

Se puede establecer una correspondencia entre la Ley de Ohm y la propagación térmica mediante la siguiente tabla de equivalencias:

Analogía térmica - Ley de Ohm	
Intensidad (I)	Calor (W)
Tensión (V)	Temperatura (T)
Resistencia (R)	Resist. Térmica (R)
$V = IR$	$T = WR$

Las unidades son W (vatios), T(°C, grados centígrados) y R (°C/W).



$$T = T_j - T_a = W (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$$

T_j = Temperatura de la unión

T_a = Temperatura ambiente

R_{jc} = Resistencia térmica unión - cápsula

R_{cd} = Resistencia térmica cápsula - disipador

R_{da} = Resistencia térmica disipador - ambiente

La asociación de resistencias térmicas es igual que la asociación de resistencias. En serie, sumamos los valores de cada R, de manera que la resistencia térmica equivalente es mayor que cada una de las resistencias por separado. Lógicamente, cuando mayor es la resistencia térmica, mayor dificultad para el flujo de calor.

La mayoría de fabricantes de semiconductores proporcionan los datos suficientes para poder calcular el disipador que necesitamos. Necesitamos como punto de partida, la temperatura máxima que puede alcanzar la unión del transistor. Está temperatura no deberá alcanzar en ningún caso, para no destruir el componente. Normalmente el fabricante proporciona el "operating temperature range" por ejemplo, -65 to 200°C indica que la temperatura máxima es de 200°C. Nosotros podemos tomar unos coeficientes de seguridad k como sigue:

K = 0.5 para un diseño normal con temperatura moderada.

K = 0.6 para economizar en tamaño de disipador.

K = 0.7 cuando el disipador permanezca en posición vertical y en el exterior (mejora de convección).

Con el coeficiente K, y tomando la temperatura máxima de funcionamiento como T_j, tenemos la expresión:

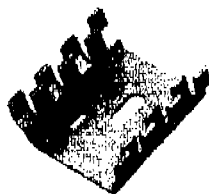
$$T = k T_j - T_a = w (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \dots\dots\dots 3.4.1$$

Donde w representa la potencia en watios (calor) que disipará el componente.

Si no disponemos de estos datos, podemos tomar como T_j = 135 °C para transistores de silicio, y T_j = 90 °C para transistores de germanio.

El flujo de calor, desde la unión PN hasta el ambiente tiene que atravesar varios medios, cada uno con diferente resistencia térmica.

- Resistencia unión - cápsula (R_{jc}). Viene dado en manuales y tablas, y depende de la construcción de la cápsula. El tipo TO-3 disipa gran cantidad de calor.
- Resistencia cápsula - disipador (R_{cd}). Depende del encapsulado y del aislamiento, si lo hay entre el componente y el disipador. El aislante puede ser mica, pasta de silicona y otros medios. Cada uno representa diferente resistencia térmica.
- Resistencia disipador - ambiente (R_{da}). Este es el que tratamos de calcular.



radiador para TO-220

Fig. 3.4.1a



radiador para TO-3

Fig. 3.4.1b

Para nuestro caso utilizaremos un transistor de potencia mosfet IRFZ44N, con encapsulador To-220AB (Anexo 4).

De la tabla de datos del fabricante obtenemos.

$$T_j = 175 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$$

Para calcular la potencia que disipa el transistor mosfet, la obtendremos de los datos del fabricante que en este caso es de 50 W.

Partimos de la expresión

$$T = T_j - T_a = W (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \dots\dots\dots (3.4.1)$$

Para calcular el valor del disipador que necesitamos, R_{da} . Despejamos y ponemos un $K = 0.7$ por que vamos a poner el disipador en el exterior y vertical.

$$R_{da} = [(KT_j - T_a) / W] - R_{jc} - R_{cd} \dots\dots\dots (3.4.2)$$

$$R_{da} = [(0.7 \cdot 175 - 25) / 50] - R_{jc} - R_{cd}$$

R_{jc} y R_{cd} se obtienen de la hoja de datos del fabricante.

De donde $R_{jc} = 1.5 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$, $R_{cd} = 0.5 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 4.2 tenemos

$$R_{da} = [(0.7 \cdot 175 - 25) / 50] - 1.5 - 0.5 = 1.95 - 1 = 0.95 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$$

Con este dato obtenido, buscamos en el catalogo y encontramos el siguiente disipador que tiene $m R = 0.95 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$, que es suficiente para nuestra aplicación fig. (3.4.2).

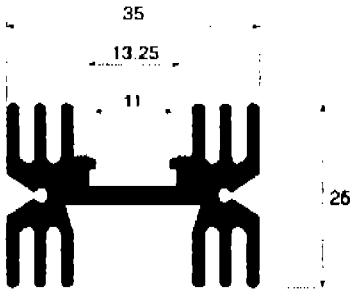


Fig. 3.4.2

Con este disipador podemos calcular la temperatura que alcanzará el transistor mosfet, cuando disipa 50 W, de una forma muy sencilla:

$$T_d - T_a = R_{da} \cdot W \dots\dots T_d = R_{da} \cdot W + T_a \dots\dots\dots(3.4.3)$$

Sustituyendo los valores en la ecuación (3.4.3)

$$T_d = (0.95 \times 50) + 25 = 72.5 \text{ }^\circ\text{C}$$

El valor obtenido es menor a 175 °C, por lo que el disipador es el adecuado.

Pero en nuestro caso el disipador, es parte de la caja del inversor (Tapas laterales), lo que ahorra la compra de disipadores, separados, lo que repercute en un costo bajo de fabricación del inversor.

CAPITULO 4

PROTECCIONES

4.1 CIRCUITO SUPRESOR DE TRANSITORIOS Y ARMONICOS

CIRCUITO SUPRESOR DE ARMONICOS

La idea básica para suprimir las frecuencias armónicas es poner en corto - circuito al primario del transformador. Cuando los mosfet, no conducen, y solamente desbloquearlo durante el tiempo de conducción de los mosfet.

Es importante cancelar las frecuencias armónicas producidas por el funcionamiento del transformador, ya que estas causarán que vibre el transformador y por lo tanto su calentamiento, que reduce su vida útil.

En nuestro caso, para realizar en una forma didáctica el funcionamiento del circuito supresor de armónicas, nos basamos en el siguiente circuito simplificado. Fig. (4.1).

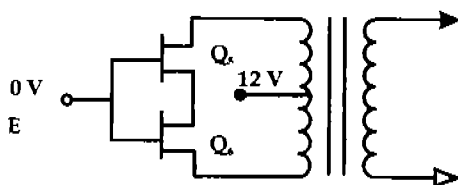


Fig. 4.1

El momento que está presente 0 voltios en la unión de los gatillos de los mosfet Q5 y Q6, estos no conducen y el transformador realiza su función. Cuando cambia el voltaje a 15 voltios, en este momento conducen Q5 y Q6 poniendo en corto el transformador para inhabilitarlo, como se muestra en la siguiente figura (4.2).

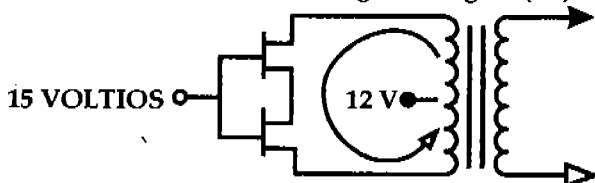
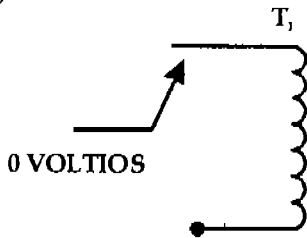
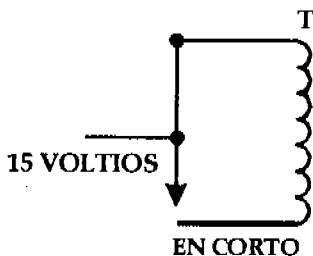


Fig. 4.2

En conclusión los mosfet se comportan como un interruptor que se abre y se cierra para habilitar y deshabilitar al transformador. Tal como se muestra en las siguientes figuras (4.3a) y (4.3b).



ABIERTO
Fig. 4.3 a



EN CORTO
Fig. 4.3b

En la siguiente figura se muestra la parte complementaria del circuito supresor de armónicas.

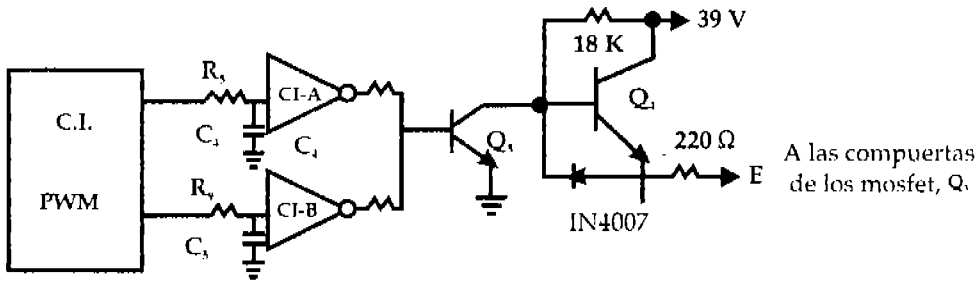


Fig. 4.4

FUNCIONAMIENTO

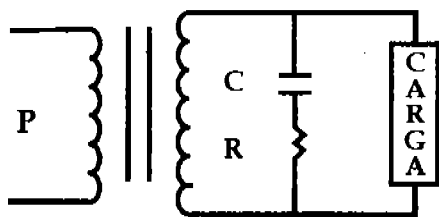
Cuando se presenta un voltaje en la base Q_3 , este conduce. Enviando a tierra el voltaje de base de Q_4 y tanto no conduce Q_4 evitando que aparezca, voltaje en punto E.

Cuando aparecen 0 voltios en la base de Q_3 , este no conduce: Pero Q_4 se polariza en directa y si conduce provocando que en el punto E, exista voltaje, el cual se aplica a los gatillos de Q_5 y Q_6 , para que estos conduzcan y bloqueen al transformador al ponerlo en corto circuito.

Para obtener el voltaje que se aplica a la base Q_3 . Este se obtiene de la señal de PWM, que entrega el CI. Los circuitos integrados CI-A y CI-B, se utilizan como buffer, para amplificar la corriente de la señal de PWM.

CIRCUITO SUPRESOR DE TRANSITORIOS

Este circuito tiene la función de cancelar los picos de voltaje que se generan en el secundario del transformador: Estos picos se pueden reducir a valor no peligroso, utilizando en la salida del transformador un circuito R-C, tal como se muestra en la siguiente figura (4.5).



..... Fig. 4.5

Para calcular los valores de R y C se procede de la siguiente forma, utilizando las ecuaciones (4.1) y (4.2).

$$C = -I_0 \frac{V_m}{V_p^2 \omega} \cos \theta$$

..... Fig. 4.1

Como $\cos 180^\circ = -1$

Sustituyendo en la ecuación se tiene:

$$C = I_0 \frac{V_m}{V_p^2 \omega} \dots \dots \dots \text{Fig. 4.2}$$

DATOS

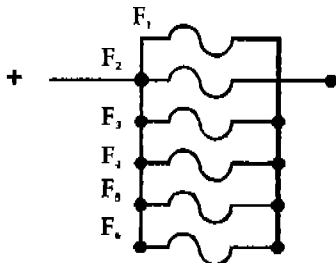
VS = 120 V, Vm = $\sqrt{2}$ x 120 = 169.7, $\theta = 180^\circ$
 F = 60 Hz., $\omega = 2 \pi \times 60 = 377 \text{ rad/seg.}$ Vp = 500 V
 I0 = 100 A considerando R = 0, se tiene, sustituyendo valores en la ecuación (4.2):

$$C = (100 \text{ A}) \left[\frac{169.7}{(500)^2 (377)} \right] = 0.000180 \text{ F} = 1.8 \mu\text{f}$$

En la práctica se acostumbra a poner un resistor en serie en el capacitor. Realizando pruebas de laboratorio, encontramos que si hacemos R = 180 ohms, entonces el capacitor se puede reducir a un valor comercial de 0.47 μf a 600 V. Ya que el pico de voltaje transitorio es de 500 V.

PROTECCION CONTRA CORTO CIRCUITO

Para proteger al inversor, se utilizará el siguiente circuito, formado por fusibles en conexión paralelo tal como se muestra en la siguiente figura (4.2.1).



.....Fig. 4.6

Donde F1 = F2 = F3 = F4 = F5 = F6 = Fusibles de protección
 Cuyo valor de cada uno es de 30 A.

Por lo tanto 6 fusibles x 30 A c/u = 180 A.

Que es el suficiente para protegerlo de un corto - circuito.

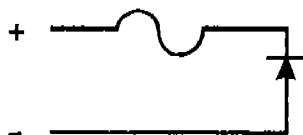
4.3 PROTECCION DE POLARIDAD

Este circuito se implemento para evitar dañar al inversor, cuando accidentalmente el usuario conecte en forma invertida la polaridad de la batería al inversor y lo dañe.

Simplemente se agrega al circuito de fusibles un conjunto de diodos en paralelo, polarizados en inversa.

Mientras este conectada la polaridad correcta de la batería, los diodos no conducen. Cuando la polaridad se invierte de la batería los diodos conducen, abriendo a los fusibles y de esta forma se protege al inversor.

El circuito simplificado se muestra en la siguiente figura (4.2.2).



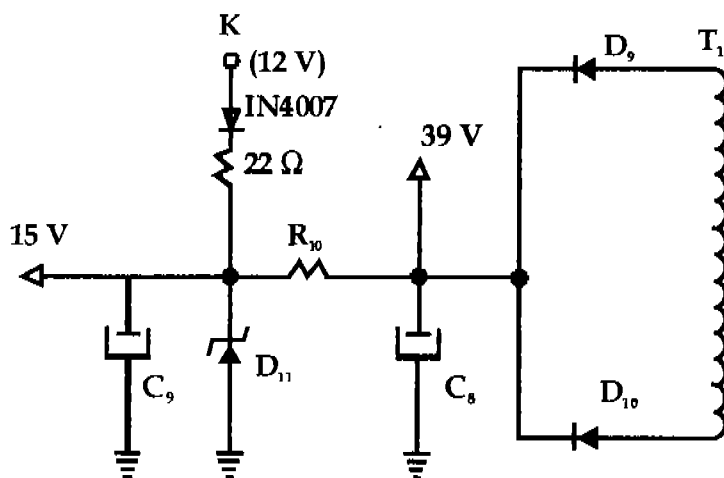
Se utilizan 6 diodos de 6A c/u, por lo que $6 \times 6A = 36A$, lo que es suficiente para abrir a los fusibles y proteger al inversor.

4.4 FUENTE DE RETROALIMENTACION

Cuando los mosfet de potencia, conducen se generan picos de voltaje en el devanado primario del transformador, estos son aprovechados para, hacer una fuente de alimentación, que suministre energía al circuito de PWM y al circuito formado por los transistores Q3 y Q4.

FUNCIONAMIENTO

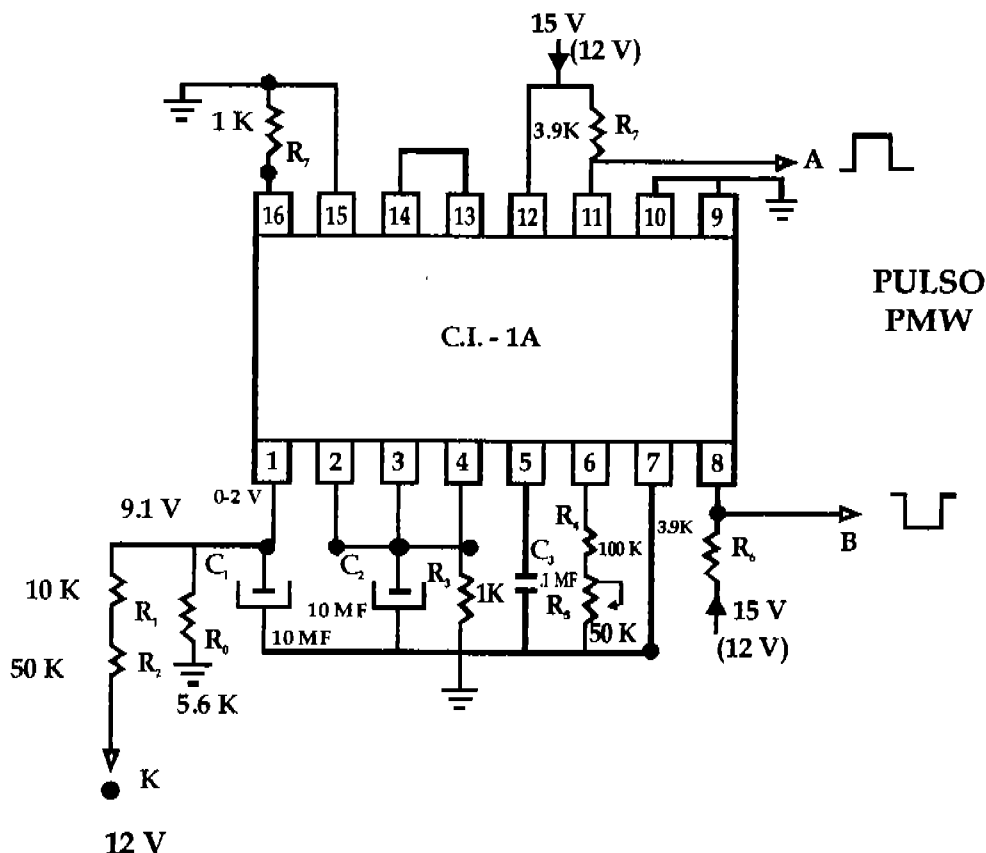
La corriente alterna es rectificada por los diodos D4 y D5 y filtrada por el capacitor C_8 obteniéndose un voltaje de corriente directa. (CD), de aproximadamente 39 V positivos. La R_{10} es la limitadora de voltaje, para el diodo Zener D11, el cual se encarga de estabilizar el voltaje a 15V. El capacitor C_9 , absorbe las variaciones del voltaje.



CAPITULO 5

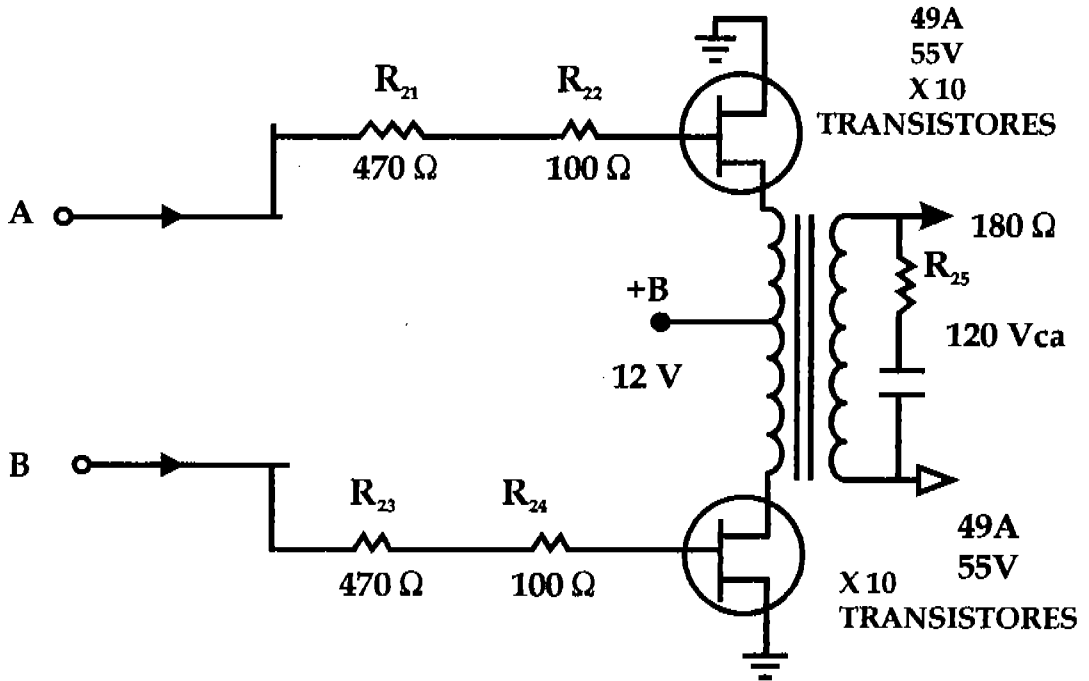
PRUEBAS Y RESULTADOS

DIAGRAMA ELECTRICO DEL GENERADOR DE PWM



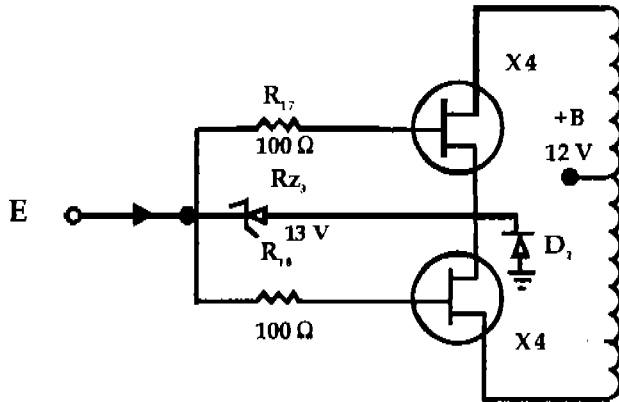
NOTA: El puente de pin 13 y 14, se usa para obtener pulsos alternados. Si se envían a tierra, se obtienen pulso de igual polaridad en las terminales 8 y 11.

DIAGRAMA ESQUEMATICO DE LA ETAPA DE POTENCIA



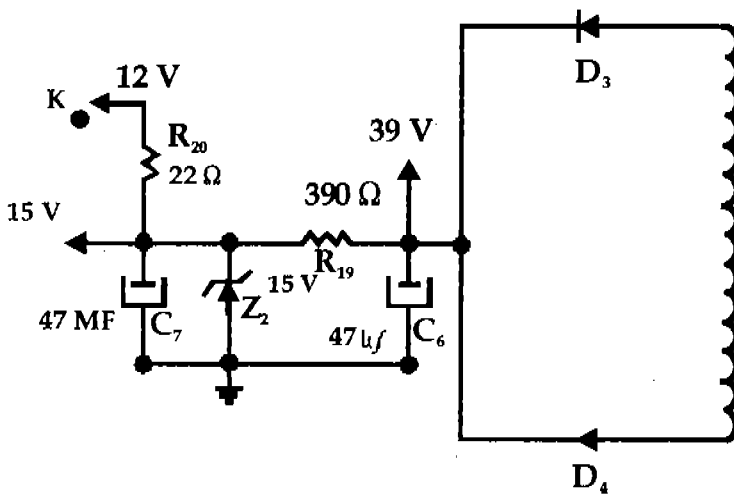
NOTA: Los transistores marcados x 10, nos indica que se debe conectar 10 mosfet, en conexión en paralelo.

DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL CIRCUITO SUPRESOR DE ARMONICAS



NOTA: R17 y R14 se usan para igualar las betas de los transistores mosfet.

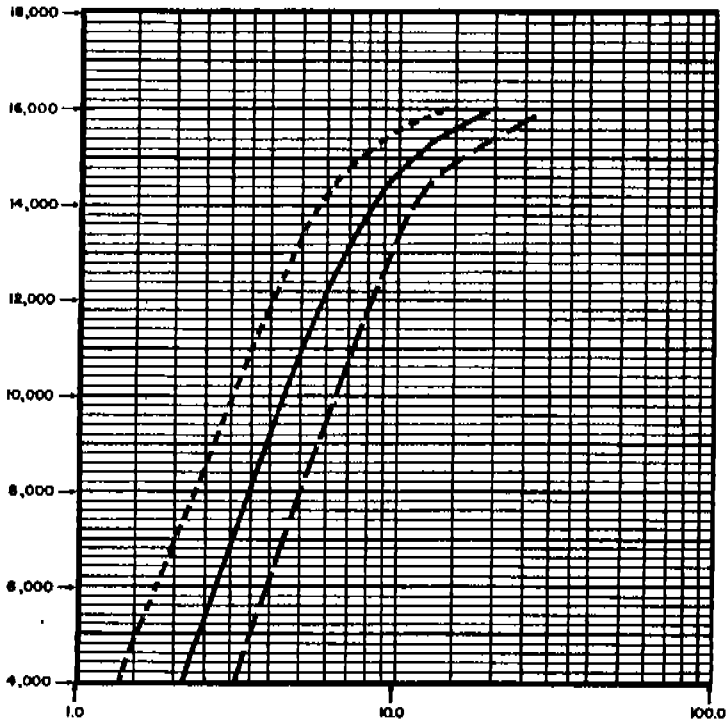
DIAGRAMA ESQUEMATICO DE LA FUENTE DE RETROALIMENTACION



ANEXO 1

Curva de Magnetización en CA
 Vueltas Ampere por Pulg. de Motor
 Laminaciones checadas en Anillo, Material de .63 mm de grueso a 60CPS

AC Magnetization Curve
 Ampere Turns per Inch of Motor
 Test Ring Laminations .025" Thick Material at 60 CPS



Fuerza Magnetizante en RMS Amperes-Vueltas por Pulg.
 Magnetizing Force In RMS Ampere-Turns per Inch

Max. Max. - - - - -
 Prom. Avg. ————
 Min. Min. - . - . -

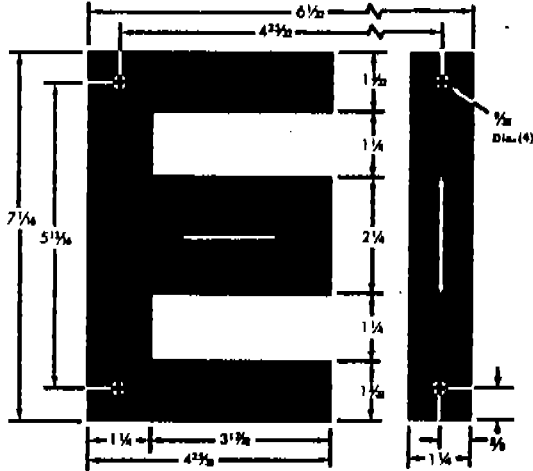
ANEXO 2

SPECIFICATIONS APPLYING TO CORE STACK WITH SQUARE CROSS SECTIONS			
Window Dimensions	3.531 in. x 1.250 in.	4.414 sq. in. -	28.478 sq. cm
Volume, solid		75.418 cu. in. -	1235.88 cu. cm
Cross Sectional Area, solid		5.063 sq. in. -	32.651 sq. cm
Length of Magnetic Path		14.344 in. -	35.432 cm



METRIC EQUIVALENTS

Inches	Millimeters
9/32	7.1430
5/8	15.8750
1-5/32	29.3688
1-1/4	31.7500
2-1/4	57.1500
3-17/32	89.6938
4-25/32	121.4438
5-13/16	147.6375
6-1/32	153.1938
7-1/16	178.3875



ELECTRICAL STEEL SPECIFICATIONS - Weight and Count

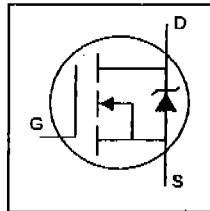
TEMPEL GAUGE			SQUARE STACK SPECIFICATIONS						WEIGHT PER 1000 SETS	
No.	Thickness		TEMPEL Grade No.	Sets of Pieces	Weight per Square Stack		Sets of Pieces		Pounds	Kilograms
	Inches	Millimeter			Pounds	Kilograms	Per lb	Per kg		
29	C 0.140	0.35	M-8	181	20.619	9.353	7.5	17.2	129.070	58.092
26	C 0.185	0.47	M-19-M-55	122	20.949	9.402	5.8	12.8	171.715	77.889
24	0.0250	0.64	M-19-M-55	90	20.958	9.506	4.3	9.5	232.365	105.627

TEMPEL Transformer Lamination ■ 2200 Tempel Drive Libertyville, Illinois 60048 ■ Phone (847) 362-9920 ■ Fax (847) 362-4746

IRFZ44N

HEXFET® Power MOSFET

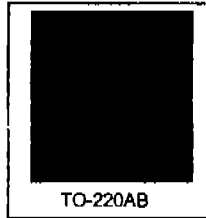
- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Raising
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



$V_{DS} = 55V$
$R_{DS(on)} = 17.5m\Omega$
$I_D = 49A$

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.



The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	49	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	35	
I_{DM}	Pulsed Drain Current Φ	180	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	94	W
	Linear Derating Factor	0.63	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current Φ	25	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy Φ	9.4	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt Φ	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.60	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

ANEXO 4

IRFZ44N

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.058	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	17.5	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 25A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	19	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 25A$ ②
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{GS} = 55V, V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	63	nC	$I_D = 25A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	14	nC	$V_{DS} = 44V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	23	nC	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	12	—	ns	$V_{DD} = 28V$
t_r	Rise Time	—	80	—	ns	$I_D = 25A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	44	—	ns	$R_{\theta} = 12\Omega$
t_f	Fall Time	—	45	—	ns	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 ③
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	1470	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	380	—	pF	$V_{GS} = 25V$
C_{rfs}	Reverse Transfer Capacitance	—	88	—	pF	$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ④	—	530⑤	150⑥	mJ	$I_{AS} = 25A, L = 0.47\text{mH}$

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	49	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode)①	—	—	160	A	
V_{FD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 25A, V_{GS} = 0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	63	95	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 25A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	170	260	nC	$dI/dt = 100A/\mu s$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	—	—	—	ns	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$)

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}, L = 0.48\text{mH}$
 $R_{\theta} = 25\Omega, I_{AS} = 25A$. (See Figure 12)

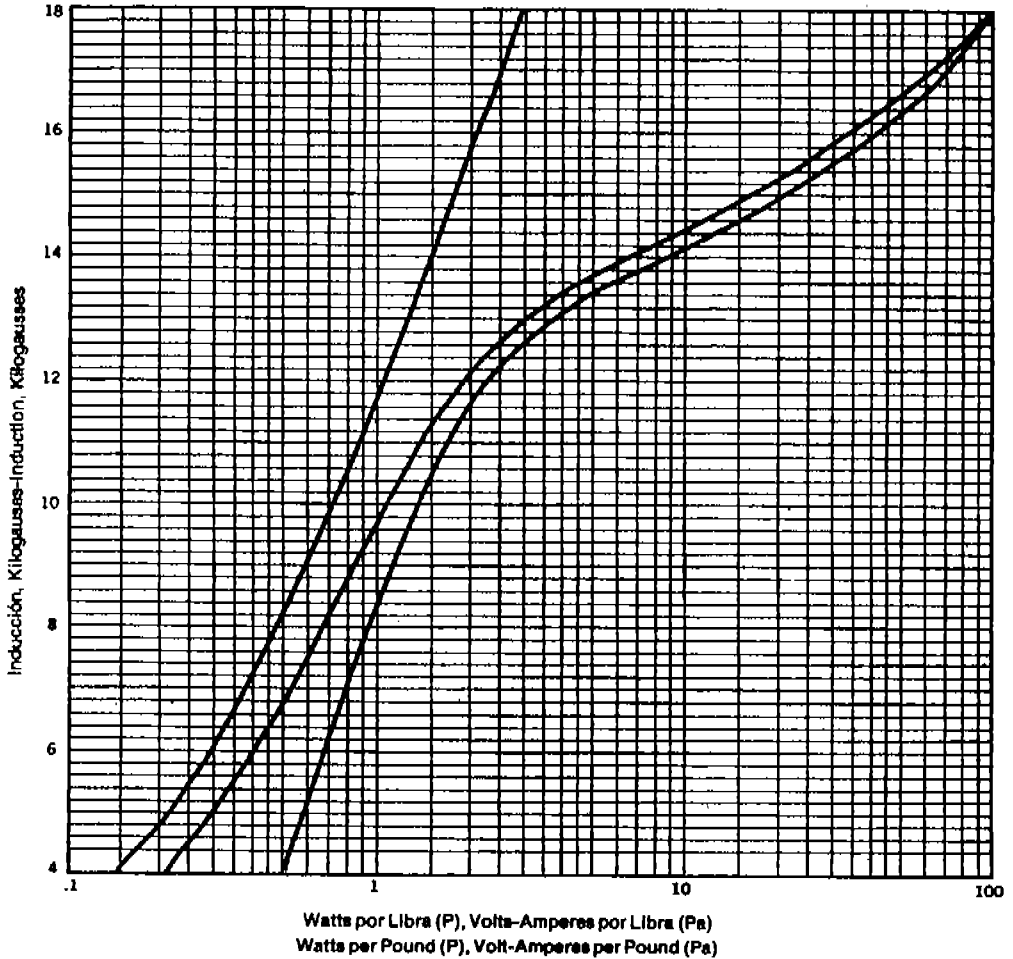
- ③ $I_{DD} \leq 25A, dI/dt \leq 230A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.
- ⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.
- ⑥ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.

ANEXO 5

Magnetic Curves

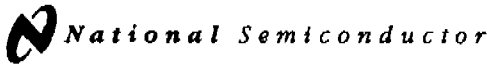
M-19 Semiprosesado-Calibre 26-M-19 Semiprocessed-26 Gauge

Pérdidas-Core Loss
Excitación RMS Volts-Amps.-Exciting RMS Volt-Amps.
Magnetización en CA-AC Magnetization



Condiciones de Checado: La mitad en dirección del rolado del rollo y la mitad en sentido contrario.
La muestra checada después de hornada a 1550°C.

Test Conditions: Half lengthwise and half crosswise sample tested after annealing at 1550°F.



February 1988

CD40106BM/CD40106BC Hex Schmitt Trigger

CD40106BM/CD40106BC Hex Schmitt Trigger

General Description

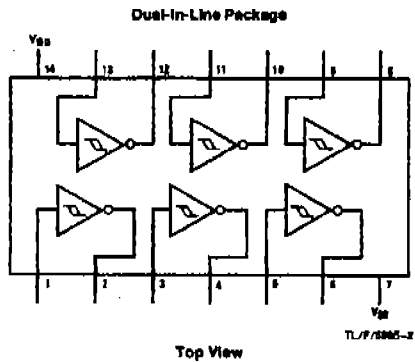
The CD40106B Hex Schmitt Trigger is a monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuit constructed with N and P-channel enhancement transistors. The positive and negative-going threshold voltages, V_{T+} and V_{T-} , show low variation with respect to temperature (typ 0.0008V/°C at $V_{DD} = 10V$), and hysteresis, $V_{T+} - V_{T-} \geq 0.2 V_{DD}$ is guaranteed.

All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to V_{DD} and V_{SS} .

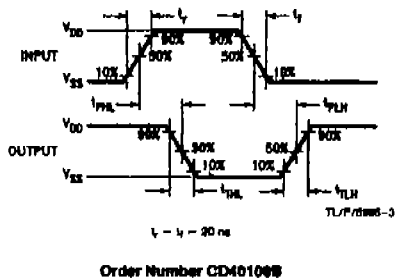
Features

- Wide supply voltage range 3V to 18V
- High noise immunity 0.7 V_{DD} (typ.)
- Low power Fan out of 2 driving 74L
- TTL compatibility or 1 driving 74LS
- Hysteresis 0.4 V_{DD} (typ.)
- 0.2 V_{DD} guaranteed
- Equivalent to MM54C14/MM74C14
- Equivalent to MC14594B

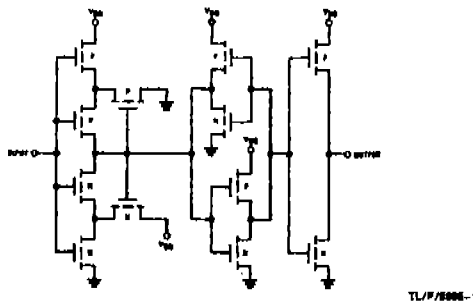
Connection Diagram



Switching Time Waveforms



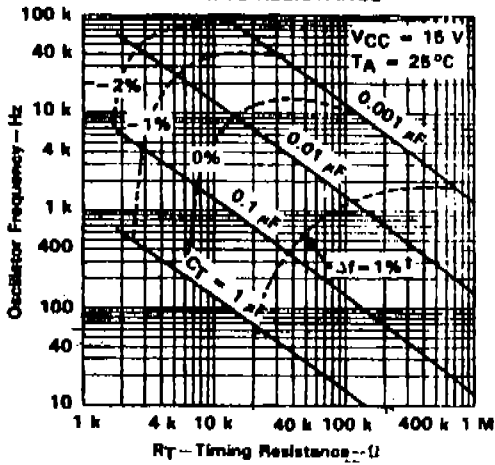
Schematic Diagram



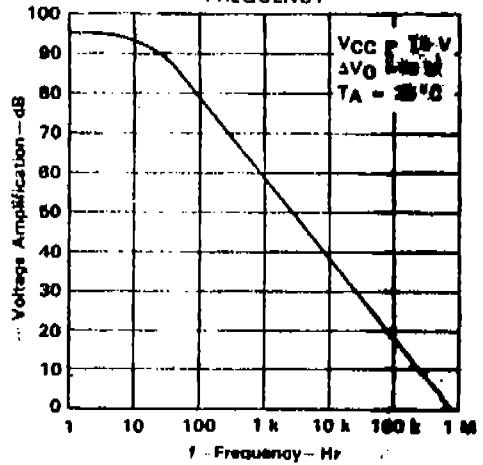
ANEXO 7

TYPICAL CHARACTERISTICS

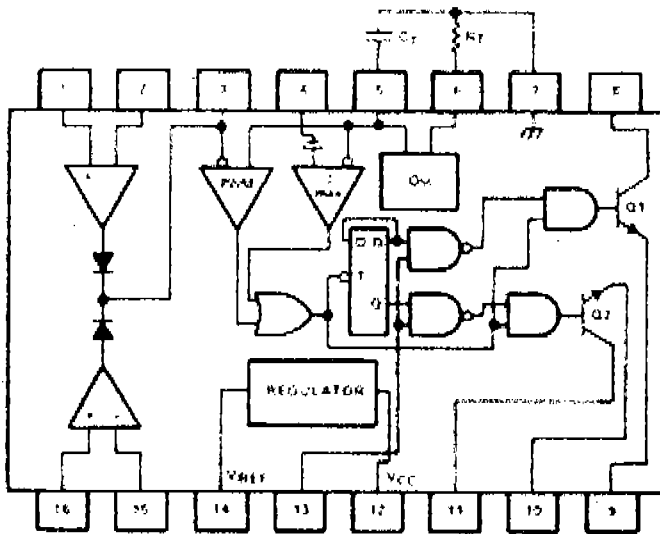
**OSCILLATOR FREQUENCY and
FREQUENCY VARIATION† vs
TIMING RESISTANCE**



**AMPLIFIER VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
FREQUENCY**



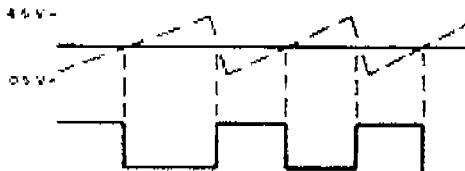
ANEXO 8



PIN ASSIGNMENT

PIN NO.	FUNCTION	PIN NO.	FUNCTION
1	ERROR AMP 1 INVERTING INPUT	9	DRIVE TRANSISTOR 1 EMITTER
2	ERROR AMP 1 INVERTING INPUT	10	DRIVE TRANSISTOR 2 EMITTER
3	COMPENSATION INPUT	11	DRIVE TRANSISTOR 2 COLLECTOR
4	DEAD TIME CONTROL INPUT	12	INPUT SUPPLY
5	OSCILLATOR TIMING CAPACITOR	13	OUTPUT MODE CONTROL
6	OSCILLATOR TIMING RESISTOR	14	STABILIZED REFERENCE VOLTAGE
7	BROWN	15	ERROR AMP 2 INVERTING INPUT
8	DRIVE TRANSISTOR 1 COLLECTOR	16	ERROR AMP 2 NONINVERTING INPUT

Block Diagram



PWM CONTROL RANGE PIN 3

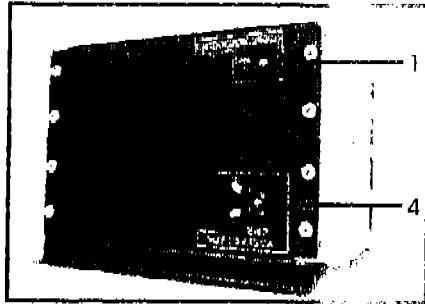
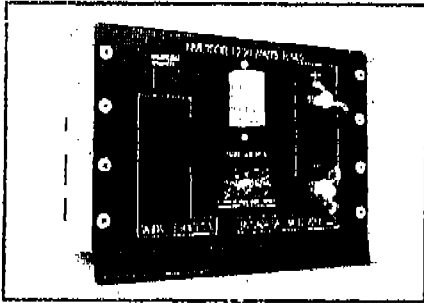
RESULTANT OUTPUT PULSES WITH
PIN 3 VOLTAGE AS ABOVE PIN 1 TERMINED FOR
SINGLE ENDED OPERATION

Output Pulses vs Sawtooth Control Voltage

ANEXO 9

INVERCOM

INVERSORES DE ALTO RENDIMIENTO Y POTENCIA



MOD. IC12120

- 3000 WATTS O.P.M. 1200 R.M.S. 120 v de C.A. Ideal para vehículos de servicio, recreativos y autobuses ejecutivos.
- Conector de salida por control remoto, conector para el circuito de apagado y encendido por control remoto, cuenta con una base especialmente diseñada para su instalación.

DATOS TECNICOS

DIMENSIONES: 140x100x120 WATTS R.M.S.

ALTO: 10 CENTIMETROS
ANCHO: 25 CENTIMETROS
LARGO: 20 CENTIMETROS

CONSUMO MAXIMO 100 AMPERES
SALIDA MAXIMA 10 AMPERES
SALIDA MAXIMA EN WATTS 1200 W
ALIMENTACION: 12 VOLTS
SALIDA REGULADA: \pm 0% 120 VOLTS 60 Hz.

ESTE INVERSOR CONTIENE REGULADORES INTEGRADOS, EN LA ENTRADA (12 VOLTS) Y EN LA SALIDA (120 VOLTS).

MANUAL DE OPERACION

CONTROLES DEL INVERSOR

- 1.- TERMINAL DE ENCENDIDO Y APAGADO (POR CONTROL REMOTO, PARA SER OPERADO DESDE UN PAINTEL DE CONDUCCION)
- 2.- TERMINALES PARA LA ENTRADA DE CORRIENTE CONTINUA 12 VOLTS POSITIVO (+) Y NEGATIVO (-)
- 3.- PORTA FUSIBLES: SE UTILIZAN FUSIBLES TIPO AMERICANO DE FUSION RAPIDA ESTANDAR DE 30 AMP.
- 4.- TOMA CORRIENTE 120 V.C. 15 C.A. (CON REGULAJE PLASTICA DE ALTA RESISTENCIA PARA QUE LA FUERZA PUEDA SER DIRIGIDA A DONDE EL USUARIO LO REQUIERA.

INSTALACION

PARA LA INSTALACION DEL INVERSOR SE RECOMIENDA UBICARLO EN UN LUGAR CERCANO A LAS BATERIAS FRESCO, SECO Y EN FORMA HORIZONTAL. EL INVERSOR DEBE SER ALIMENTADO CON 12 VOLTS. EN LA ENTRADA NEGATIVO Y POSITIVO CON CABLES DEL Nº 2.

EN LA SALIDA DE 120 VOLTS DEBE USARSE CABLE DEL Nº 12.

EL MOD. IC12120 CUENTA CON LAS SIGUIENTES CARACTERISTICAS

- FRECUENCIA CONTROLADA
- LIBRE DE ARMONICAS
- LIBRE DE PICOS TRANSITORIOS
- SALIDA 120 V. REGULADA

POR LO TANTO ES IDEAL PARA CONECTAR EQUIPO ELECTRONICO MEDICO COMO:

- MONITOR DE SIGNOS VITALES
- OXIMETRO
- VENTILADOR
- DESFIBRILADOR
- ENCLUBADORA
- BOMBA DE SUCCION
- RAYOS X PORTATIL
- ... etc.

NOTA:

RECUERDE QUE LA SUMA DE LOS WATTS DE LOS APARATOS QUE CONECTE AL INVERSOR NO DEBE EXCEDER LOS 1200 WATTS R.M.S.

ANEXO 10

(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)
0000	11,86	107,2	-	-	0,158	319
000	10,40	85,3	-	-	0,197	240
00	9,226	67,43	-	-	0,252	190
0	8,252	53,48	-	-	0,317	150
1	7,348	42,41	-	376	0,40	120
2	6,544	33,63	-	295	0,50	96
3	5,827	26,87	-	237	0,63	78
4	5,189	21,15	-	188	0,80	60
5	4,621	17,77	-	149	1,01	48
6	4,115	13,30	-	118	1,27	38
7	3,665	10,55	-	94	1,70	30
8	3,264	8,36	-	74	2,03	24
9	2,906	6,63	-	58,9	2,66	19
10	2,588	5,26	-	46,8	3,23	15
11	2,306	4,17	-	32,1	4,07	12
12	2,053	3,31	-	29,4	5,13	9,5
13	1,828	2,63	-	23,3	6,49	7,5
14	1,628	2,08	5,6	18,5	8,17	6,0
15	1,450	1,65	5,4	14,7	10,3	4,8
16	1,291	1,31	7,2	11,6	12,9	3,7
17	1,150	1,04	6,4	9,26	16,34	3,2
18	1,024	0,82	9,2	7,3	20,73	2,5
19	0,9116	0,65	10,2	5,79	26,16	2,0
20	0,8118	0,52	11,6	4,61	32,69	1,6
21	0,7230	0,41	12,8	3,64	41,46	1,2
22	0,6438	0,33	14,4	2,89	51,5	0,92
23	0,5733	0,26	16,0	2,29	66,4	0,73
24	0,5108	0,20	18,0	1,82	85,0	0,58
25	0,4547	0,16	20,0	1,44	106,2	0,46
26	0,4049	0,13	22,8	1,14	130,7	0,37
27	0,3606	0,10	25,6	0,91	170,0	0,29
28	0,3211	0,08	28,4	0,72	212,5	0,23
29	0,2859	0,064	32,4	0,57	265,6	0,18
30	0,2548	0,051	35,6	0,46	333,3	0,15
31	0,2268	0,040	39,8	0,36	425,0	0,11
32	0,2019	0,032	44,5	0,28	531,2	0,09
33	0,1798	0,0254	50,0	0,23	669,3	0,072
34	0,1601	0,0201	56,0	0,18	845,8	0,057
35	0,1426	0,0159	62,3	0,14	1069,0	0,046
36	0,1270	0,0127	69,0	0,10	1338,0	0,036
37	0,1131	0,0100	78,0	0,089	1700,0	0,028
38	0,1007	0,0079	82,3	0,070	2152,0	0,022
39	0,0897	0,0063	97,5	0,056	2696,0	0,017
40	0,0799	0,0050	111,0	0,044	3400,0	0,014
41	0,0711	0,0040	126,8	0,035	4250,0	0,011
42	0,0633	0,0032	138,9	0,028	5312,0	0,009
43	0,0564	0,0025	166,4	0,022	6800,0	0,007
44	0,0503	0,0020	169,7	0,018	8500,0	0,005

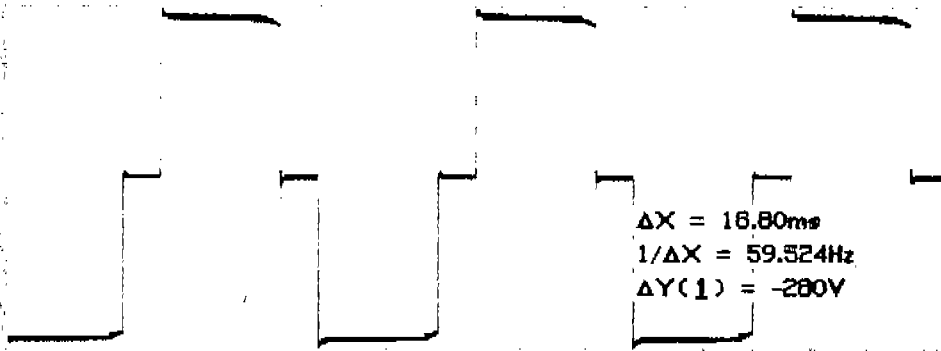
(1) Número AWG (American Wire Gauge). (5) Kg por kilómetro.
 (2) Diámetro en milímetros. (6) Resistencia en ohm por kilómetro.
 (3) Sección en milímetros. (7) Capacidad de corriente en amperes.
 (4) Número de espiras por centímetros.

OSCILOGRAMAS

RESULTADO 1 USANDO CARGA RESISTIVA (FOCO)

1.49.0V/

0.00s 5.00μ/ Auto F1 1.57V



Print to disk file: PRINT_00

▲ Print to: ▲ Format Factors
Disk BMP Image

RESULTADO 2 USANDO CARGA INDUCTIVA (VENTILADOR)

1.49.0V/

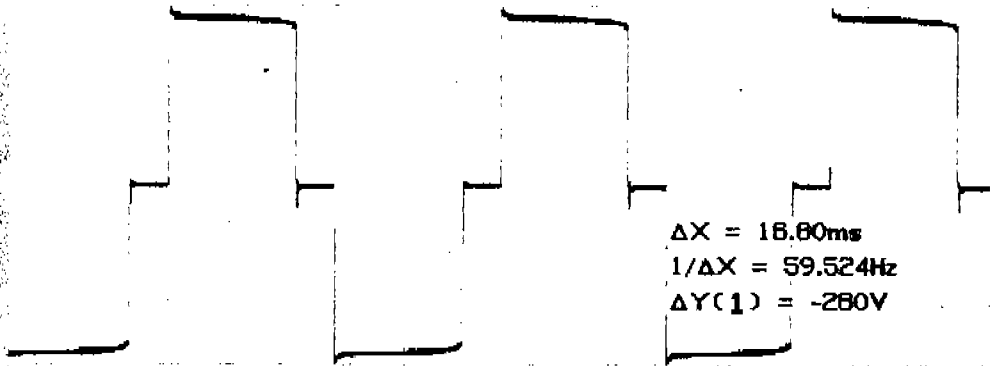
0.00s 5.00μ/ Auto F1 1.57V



Print to disk file: PRINT_00

RESULTADO 3 USANDO CARGA INDUCTIVA - RESISTIVA (CAUTIN)

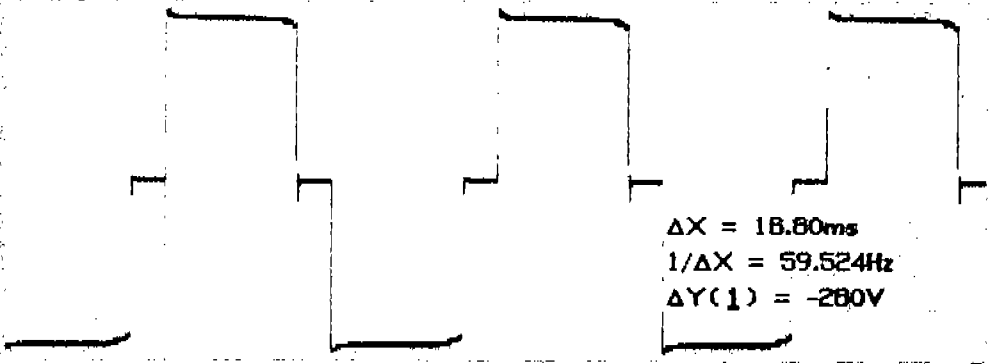
149.0V/ 0.00s 5.00% Auto F1 1.57V



Print to disk file: PRINT_02

RESULTADO 4 EN VACIO (SIN CARGA)

149.0V/ 0.00s 5.00% Auto F1 1.57V



Print to disk file: PRINT_03

PRUEBAS DE LA LABORATORIO



LABOTEC[®]
M E X I C O, S. C.

INFORME: LT132804
EMISIÓN: 04-MAY-04
HOJA: 2/15

A.- PRUEBAS A EFECTUAR

- A.1 **MARCADO**
 - A.1.1 GENERALIDADES
 - A.1.2 IDENTIFICACIÓN
 - A.1.3 MARCADO DE ALIMENTACIÓN
 - A.1.4 MARCADO DE TERMINALES
 - A.1.5 ADVERTENCIA PARA APARATOS DE OPERACIÓN MIXTA
- A.2 **CALENTAMIENTO BAJO CONDICIONES NORMALES DE OPERACIÓN**
- A.3 **CALENTAMIENTO A TEMPERATURAS AMBIENTE ELEVADAS**
 - A.3.1 RESISTENCIA AL CALOR SIN FUERZAS EXTERNAS
 - A.3.2 RESISTENCIA AL CALOR BAJO FUERZAS EXTERNAS
- A.4 **PELIGRO DE CHOQUE ELÉCTRICO BAJO CONDICIONES NORMALES DE OPERACIÓN**
 - A.4.1 EN FI EXTERIOR DEL APARATO
 - A.4.2 FLECHAS, EJES Y VASTAGOS DE OPERACIÓN
 - A.4.3 PERFORACIÓN PARA VENTILACIÓN
 - A.4.1 CONTROLES DE PRECAUSIE
 - A.4.3 REQUISITOS DE CONSTRUCCIÓN
- A.5 **REQUISITOS DE AISLAMIENTO**
 - A.5.1 TRATAMIENTO DE HUMEDAD
 - A.5.2 RESISTENCIA DE AISLAMIENTO
 - A.5.3 RIGIDEZ DIELECTRICA
- A.6 **ROBUSTEZ MECÁNICA**
 - A.6.1 PRUEBA DE GOLPEO
 - A.6.2 FIJACIÓN DE DISPOSITIVOS DE CONTROL
 - A.6.3 FIJACIÓN DE DISPOSITIVOS DE CONTROL (T&CLAS DE PRESIÓN)
 - A.6.4 CAJONES
- A.7 **COMPONENTES INVOLUCRADOS EN LA SEGURIDAD**
 - A.7.1 PLAS, BATERIAS Y SUS COMPARTIMENTOS
- A.8 **DISPOSITIVOS TERMINALES**
 - A.8.1 CLAVIJAS, TOMACORRIENTES Y CONTACTOS
- A.9 **CABLES Y GORDONES FLEXIBLES EXTERIORES**
 - A.9.1 DETERMINACIÓN DE LA SECCIÓN DE AREA TRANSVERSAL DE CONDUCTORES
 - A.9.2 DETERMINACIÓN DE TEMPERATURA DE CONDUCTORES FLEXIBLES UTILIZADOS EN CONEXION ENTRE EL APARATO Y OTROS APARATOS USADOS EN COMBINACION CON EL
- A.10 **CONEXIONES ELECTRICAS Y FIJACIONES MECANICAS**
 - A.10.1 CONEXIONES POR MEDIO DE TORNILLOS Y TERMINALES DE FIJACIÓN
 - A.10.2 VERIFICACIÓN DE INTRODUCCIÓN DE TORNILLOS
 - A.10.3 VERIFICACIÓN DE PARTES CONECTADAS DIRECTAMENTE A LA RED DE ALIMENTACIÓN
 - A.10.4 VERIFICACIÓN DE DISPOSITIVOS FUNDADORES DE CUBIERTAS EN LA POSICION DE TRABAR Y DESTABAR
 - A.10.5 VERIFICACIÓN DE PATAS DESMONTABLES O PEDESTALES
- A.11 **ESTABILIDAD MECÁNICA**
 - A.11.1 SIN APLICACIÓN DE FUERZAS EXTERNAS
 - A.11.2 CON APLICACIÓN DE FUERZAS EXTERNAS
- A.12 **RADIACIÓN IONIZANTE**

SIGNATURA AUTOMÁTICA

www.labotec.com.mx labotec@labotec.com.mx

UNIDAD DE PRUEBAS ELECTRONICAS Y DE METROLOGIA: Vialardo M. Alamin No. 81 Cal. Alamos 03400 México, D.F. Tel. 5530-8803 con 4 líneas Fax: 5538-1762
UNIDAD DE PRUEBAS ELECTRICAS Y METAL MECANICAS: 6 de Febrero No. 704-B Cal. Alamos 03400 México D.F. Tel/Fax: 5530-8940 con 4 líneas



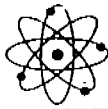
LABOTECSM
MEXICO, S. C.

INFORME LT132904
EMISIÓN: 04-MAY-04
HOJA: 3/15

B.- EQUIPO EMPLEADO

CLAVE	EQUIPO EMPLEADO	MARCA	MODELO	No. SERIE	VIGENCIA DE CALIBRACIÓN
06	MEGAHMETRO	BIDDLE	8140-1	04967	28/04/04
11	CAMARA CLIMATOLOGICA	LABOTEC	1645C-II	002	N.A
13	PROBADOR DE RIGIDEZ DIELECTRICA	HYPOTRONICS	710-1	006236-016221	06/11/04
30	TORQUEMETRO	STURTEVANT	M8-NM	8912548	04/11/04
36	MESA DE GOLPEO	SAM	SAM	S/No	N.A
46	CALIBRADOR VERNER	MAUSER	S/M	S/No	06/11/03
53	GANCHO DE PRUEBA	SAM	S/M	S/No	N.A
57	APREGLO DE RESISTENCIAS	S/M	S/M	S/No	N.A
69	DETECTOR DE PARTES VIVAS	SAM	SAM	S/No	N.A
108	REGISTRADOR DE TEMPERATURA Y HUMEDAD	DICKSON	THDX	7038818	18/11/04
121	TERMOPAR	FLUKE	80PK-1	S/No	19/11/03
125	TERMOPAR	FLUKE	80PK-1	S/No	19/11/03
126	CRONOMETRO DIGITAL	CITIZEN	LSW9105A	S/No	06/11/04
142	PUNTA SENSORA	DICKSON	DK-DKH105	S/No	18/11/04
144	CEBO DE PRUEBA NORMALIZADO	SAM	ARTICULADO	S/No	N.A
147	CEBO DE PRUEBA NORMALIZADO	S/M	RIGIDO	S/No	N.A
147	MULTIMETRO DIGITAL	FLUKE	179	80230097	27/11/04
147	MULTIMETRO DIGITAL	FLUKE	179	80570085	27/11/04
207	TERMOMETRO DIGITAL	FLUKE	52-II	70080110	13/11/04
209	DINAMOMETRO DIGITAL	LUTRON	FG-20KG	0111877	04/11/04
314					

SIGNATARIO AUTORIZADO



LABOTEC[®]
MEXICO, S. C.

INFORME: LT132904
EMISIÓN: 04-MAY-04
HOJA: 6/15

INCISO	PRUEBA	RESULTADO	C
C.3.2	Prueba de resistencia al calor bajo fuerzas externas.		
(In 9.2)	El gabinete debe ser suficientemente resistente a temperaturas elevadas bajo fuerzas externas, comprobándose durante la prueba del inciso C.3.1, sin conectar el aparato. Las partes vivas no deben llegar a ser accesibles y las cubiertas de tela no deben tocar partes vivas conforme a lo indicado a continuación:		
C.3.2.1	Por medio del dedo de prueba rígido, una fuerza de 50 N (5.01 kgf), dirigida hacia el centro, durante un periodo de 10 s.	EQ. EMPLEADO: 147,314,126 Dedo de prueba aplicado en CUBIERTAS Resistiendo la fuerza y temperatura descritas La muestra NO presenta accesibilidad a partes vivas.	
C.3.2.2	Por medio del gancho de prueba, una fuerza de 20 N (2.04 kgf), aplicada hacia afuera, durante un periodo de 10 s, en todos los puntos donde sea posible.	EQ. EMPLEADO: 75,314,126 Gancho de prueba aplicado en UNIONES Resistiendo la fuerza y temperatura descritas La muestra NO presenta accesibilidad a partes vivas.	
C.3.2.3	Por medio del dedo de prueba articulado, sin fuerza para determinar cuáles partes vivas han llegado a ser partes accesibles.	EQ. EMPLEADO: 144 Dedo de prueba aplicado en ABERTURAS Resistiendo la fuerza y temperatura descritas La muestra NO presenta accesibilidad a partes vivas.	
C.4	PRUEBA DE PELIGRO DE CHOQUE ELÉCTRICO BAJO CONDICIONES NORMALES DE OPERACIÓN. (In.10)		
C.4.1	En el exterior del aparato. Generalidades		
(In.10.1)	Las partes accesibles no deben ser partes vivas. Los siguientes dispositivos terminales (conectores) no deben ser partes vivas aun cuando sean inaccesibles: dispositivos terminales para antena y tierra, conexiones de carga y entrada de transformadores, terminales de amplificadores de antena y las de salida de eliminadores de baterías o en cualquier tipo de terminal no viva marcada con el símbolo (rayo) en cualquier posición posible; de acuerdo a lo indicado a continuación:		
C.4.1.1	Para determinar si una parte accesible es viva, mediante un indicador de contacto eléctrico sensible a 40 V o en su caso, con un medidor de tensión (donde la tensión medida no debe exceder de 34 V c.c.a.), se aplica en cada posición posible tanto el dedo de prueba articulado como el dedo de prueba rígido según lo indicado en (In 9.2) aplicando una fuerza de 50 N (5.01 kgf), dirigida hacia dentro, durante un periodo de 10 s.	EQ. EMPLEADO: 85,288,287,314,126,144,147 El indicador de contacto eléctrico sensible a 40 V colocado entre tierra física y partes accesibles NO enciende	
C.4.1.2	a) La corriente medida a través de un resistor no inductivo de 2 k Ω conectado entre uno u otro polo de la fuente de alimentación y los dispositivos terminales para toma de antena y tierra no debe exceder de 0.3 mA c.a. (crestas) ó 2 mA c.c.	EQ. EMPLEADO: 82,288,287,144,147 Medido en: PARTES METÁLICAS Corriente medida: 0.018 mA ---	
C.4.1.3	b) La corriente medida a través de un resistor no inductivo de 50 k Ω conectado entre uno u otro polo de la fuente de alimentación y cualquier otra parte accesible no debe exceder de 0.3 mA c.a. (crestas) ó 2 mA c.c.	EQ. EMPLEADO: 82,288,287,144,147 Medido en: PARTES METÁLICAS Corriente medida: 0.015 mA ---	

SIGNATARIO AUTORIZADO

www.labotec.com.mx labotec@labotec.com.mx

UNIDAD DE PRUEBAS ELECTRONICAS Y DE METROLOGIA: Vado de M. Alemán No. 81 Col. Alamos 03400 Mexico, D.F. Tel. 6530-8603 con 4 líneas Fax: 6538-1762



C.- RESULTADOS OBTENIDOS

Para la conclusión de los resultados obtenidos se usará la columna "C" de la manera siguiente:

NA = NO APLICABLE (Lo utilizará el organismo certificador)

NC = NO CUMPLE (Lo utilizará el organismo certificador)

C = CUMPLE (Lo utilizará el organismo certificador)

(In xx) = INCISO DE LA NORMA

(*) = VEASE OBSERVACIONES AL FINAL DEL INFORME (Lo utilizará el laboratorio en la columna de resultados)

NOTA: EN TODOS LOS CASOS DONDE SE APLIQUE UNA PRUEBA, SE DEBE INDICAR LA CLAVE DEL EQUIPO UTILIZADO PARA LA REALIZACIÓN DE LA PRUEBA EN LA COLUMNA DE RESULTADOS

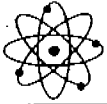
INCISO	PRUEBA	RESULTADO	C
C.1	PRUEBA DE MARCADO (In. 7)		
C.1.1 (In. 7.1)	Generalidades: Se somete la muestra a inspección visual del marcado y se procede a frotar ligeramente con una pieza de tela o algodón impregnada con gasolina blanca o agua para comprobar que el marcado no se borra.	El marcado prototipo (X) de origen (III) del producto permanece discernible, legible e indeleble	
C.1.1.1	Las unidades de medida en el marcado deben estar en base a la NOM-008-SCFI-12002.	Verificado en: Marcado de origen (III) Marcado prototipo (X) Asimismo están de acuerdo con la NOM-008	
C.1.1.2	Los símbolos gráficos en el marcado deben estar como se indican en la Norma	Verificado en: Marcado de origen (III) Marcado prototipo (X) Asimismo están de acuerdo a lo establecido.	
C.1.2	IDENTIFICACION (In. 7.2)		
C.1.2.1 (In. 7.2.1)	Nombre del fabricante y/o marca	INVERCOM	
C.1.2.2 (In. 7.2.2)	Modelo y/o nombre comercial	IC12120	
C.1.2.3 (In. 7.2.3)	Etiqueta o contraseña de aprobación de venta y uso:	La muestra <u>NQ</u> lo presenta	
C.1.2.3.1	Símbolo para aparatos Clase II	La muestra <u>NQ</u> presenta simbología clase II	
C.1.3	MARCADO DE ALIMENTACIÓN (In. 7.3)		
C.1.3.1	Naturaleza de alimentación.	---	
C.1.3.2 (In. 7.3.2)	Tensión nominal de alimentación.	12 V	
C.1.3.3 (In. 7.3.3)	Indicación de la tensión para aparatos que puedan adaptarse a diferentes tensiones de alimentación por medio de conmutadores que puedan operarse por el usuario.	La muestra <u>NQ</u> presenta selector de tensiones.	
C.1.3.4 (In. 7.3.4)	Si el usuario puede cambiar la tensión de alimentación, esta acción debe cambiar la indicación de la tensión.	La muestra <u>NQ</u> presenta selector de tensiones.	
C.1.3.5 (In. 7.3.5)	Si existe más de un conmutador de tensiones debe indicarse, que todos se ajustan a la misma tensión.	La muestra <u>NQ</u> presenta más de un selector de tensión	
C.1.3.6 (In. 7.3.6)	Frecuencia de alimentación nominal o intervalo de frecuencias	OPERA CON ---	
C.1.3.7 (In. 7.3.7)	Marcado de tensión y potencia o corriente en corrientes o dispositivos terminales utilizados para alimentar a otros equipos	La muestra presenta terminales con salida de tensión El marcado indica: 120 V- 1 200 W Verificado en: Marcado de origen (III) Marcado prototipo (X)	

SIGNADO AUTORIZADO

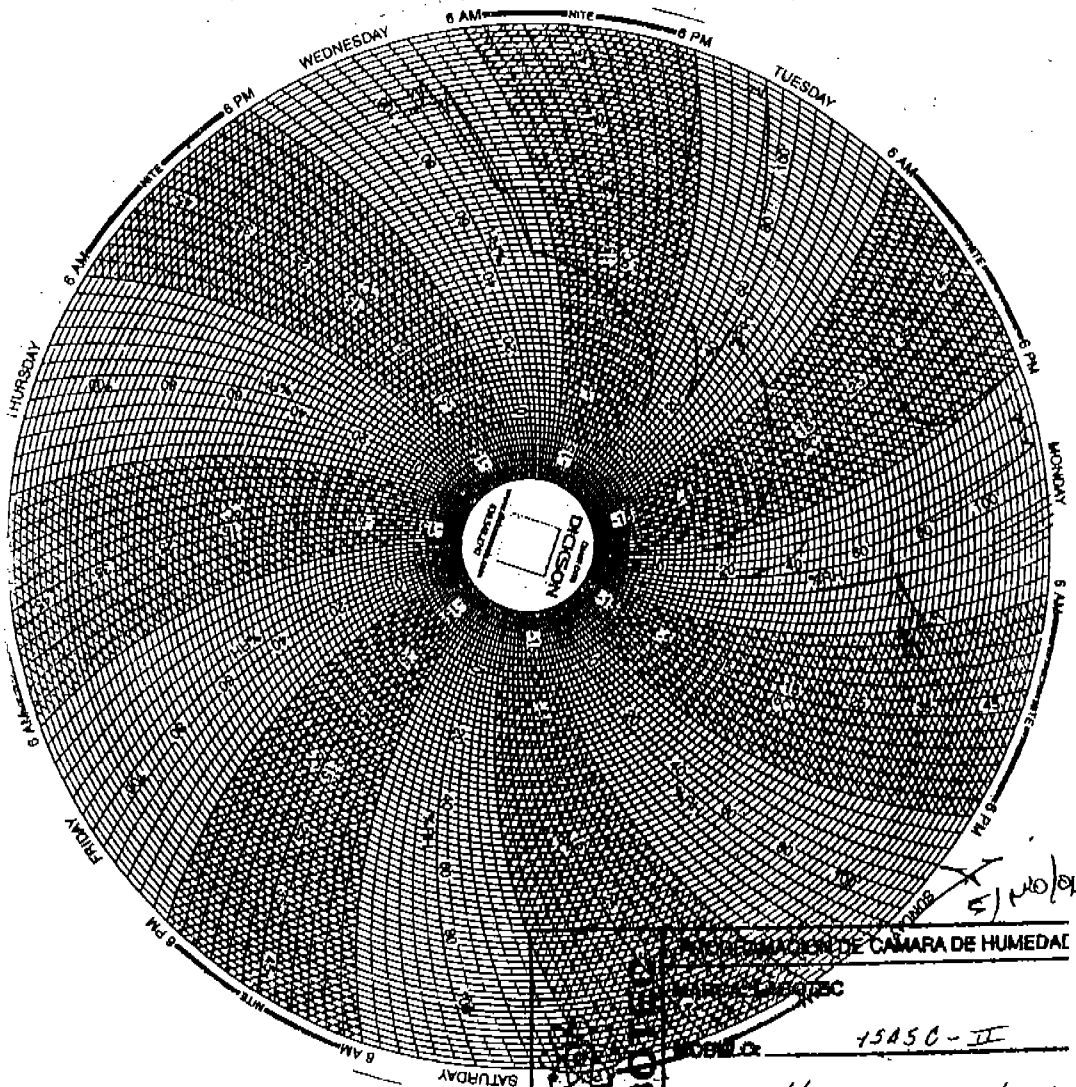


INCISO	PRUEBA	RESULTADO	C
C.5.2	Resistencia de aislamiento.	Nº. EMPLEADO: 04.126	
(n. 11.2ii)	Inmediatamente después del tratamiento de humedad se lleva a cabo la prueba de resistencia de aislamiento con una tensión de 500 V c.c. durante 1 min. conforme a la tabla 3 de la norma entre: Los polos del circuito conectados directamente a la red de alimentación. Los polos de la clavija cortocircuitadas y partes accesibles de la muestra para aislamiento básico o suplementario y/o Los polos de la clavija cortocircuitadas y partes accesibles de la muestra para aislamiento reforzado.	Aislamiento: BASICO (X) CLASE I (//) CLASE II (//) Antes de la prueba de cámara: <u>//////////</u> M1 Después de la prueba de cámara: <u>//////////</u> M12 MAYOR DE 200 MΩ MAYOR DE 200 MΩ <u>//////////</u> M1 <u>//////////</u> M12	
C.5.3	Rigidez dieléctrica	Nº. EMPLEADO: 34.126	
(n. 11.2ii)	Asimismo se llevan a cabo las pruebas de rigidez dieléctrica aplicando la tensión de prueba conforme a la tabla 3 de la norma durante 1 min. entre: Los polos del circuito conectados directamente a la red de alimentación. Los polos de la clavija cortocircuitadas y partes accesibles de la muestra para aislamiento básico o suplementario y/o Los polos de la clavija cortocircuitadas y partes accesibles de la muestra para aislamiento reforzado.	Aislamiento: BASICO (X) CLASE I (//) CLASE II (//) Tensión aplicada: <u>////////</u> V - <u>////////</u> presentó arcos o ruptura del dieléctrico Tensión aplicada: <u>1.091</u> V - <u>NO</u> presentó arcos o ruptura del dieléctrico Tensión aplicada: <u>////////</u> V - <u>////////</u> presentó arcos o ruptura del dieléctrico	
C.6	Pruebas de robustez mecánica. (n. 12)		
	Los aparatos deben tener robustez mecánica adecuada y deben diseñarse y construirse de tal manera que pueden soportar el manejo que se espera en su uso normal, sin que su seguridad quede comprometida, el cumplimiento se verifica llevando a cabo las pruebas indicadas a continuación:		
C.6.1	Prueba de golpeo.	Nº. EMPLEADO: 266.267.62.56	
(n. 12.1)	El aparato se coloca en un soporte horizontal de madera para prevenir impactos directos al gabinete y se deja caer 50 veces desde una altura de 5 cm sobre una masa de madera. Después de la prueba no deben presentarse alteraciones de las condiciones de seguridad.	Después de la prueba, la muestra NO presentó alteraciones que comprometan la seguridad. Tensión medida: <u>0.934</u> V ---	
C.6.2	Fijación de dispositivos de control. (n. 12.2) Perillas, nsas, teclas de presión y dispositivos de control similares deben construirse y fijarse de tal manera que su uso no perjudique la protección contra choque eléctrico. El cumplimiento se comprueba mediante las pruebas descritas a continuación:		

~~SIGNADO AUTORIZADO~~



LABOTECSM
MEXICO, S. C.



LABOTEC
CÁMARA DE HUMEDAD

LABOTEC

DEL: 261, Abt 104 N. 3, May 02

PUNTA SENSORA: 142

15850-II

108



INCISO	PRUEBA	RESULTADO	C
C.12.5 (a) 18.3.2)	Todos los controles accesibles desde el exterior a mano o por medio de un desarmador o de cualquier otra herramienta incluyendo los ajustes internos o potenciómetros de preajuste que no hayan sido asegurados de una forma definitiva por parte del fabricante son desajustados de forma tal que el aparato genere la máxima cantidad de radiación, pero manteniendo durante 1 h una imagen útil de acuerdo a las siguientes condiciones.		
C.12.6 (a) 18.3.2.1)	El barrido horizontal debe ocupar por lo menos el 70% del ancho utilizable de la pantalla.	EQ. EMPLEADO: La muestra <u>NO</u> presenta cinescopio	
C.12.7 (a) 18.3.2.2)	La pantalla debe mantener una luminancia de por lo menos 50 cd/m ² cuando al aparato se le aplica un generador de señal que permita la sincronía del barrido con enreolizado.	EQ. EMPLEADO: La muestra <u>NO</u> presenta cinescopio	
C.12.8 (a) 18.3.2.3)	La resolución tanto horizontal como vertical, obtenida con patrón de prueba en el centro de la pantalla debe ser por lo menos de 1.5 MHz.	EQ. EMPLEADO: La muestra <u>NO</u> presenta cinescopio.	
C.12.9 (a) 18.3.2.4)	No debe haber más que una descarga de arco de cada 5 min de funcionamiento.	EQ. EMPLEADO: La muestra <u>NO</u> presenta cinescopio.	
D.- OBSERVACIONES Y COMENTARIOS:			
NOTA 1	PARA LOS VALORES DE HUMEDAD REGISTRADOS EN LA GRAFICA, SE DEBEN CONSIDERAR DOS FACTORES: LA EXACTITUD DEL INSTRUMENTO ($\pm 3\%$ HR) Y LOS FENOMENOS DE SATURACION QUE LE OCURREN, DEBIDO A LOS PERIODOS PROLONGADOS DE PRUEBA BAJO LAS CONDICIONES DE TEMPERATURA Y HUMEDAD REQUERIDOS.		
OBS.	LA MUESTRA SE PROBO CON UNA BATERIA RECARGABLE DE 12 V		

LA INFORMACIÓN QUE SE INDICA EN ESTE INFORME DE RESULTADOS AVALA ÚNICAMENTE LA MUESTRA PROBADA POR ESTE LABORATORIO Y DESCRITA EN LA PORTADA DEL MISMO.

FECHA DE ENTRADA: 22 DE ABRIL DE 2004
FECHA DE TERMINACIÓN: 04 DE ABRIL DE 2004

ELABORO

SUPERVISO

TEC. ANTONIO SANCHEZ HERRANDEZ
LABORATORISTA

ING. JOSE ANTONIO VIDALES DAVILA
DIRECTOR TÉCNICO
SIGNATARIO AUTORIZADO

México, D.F., a 04 de Mayo de 2004.

LA VALIDEZ DE LAS PRUEBAS DE ESTE INFORME DE RESULTADOS ES DE UN AÑO
ORIGINAL: NYCE COPIA 1: INTERESADO COPIA 2: ARCHIVO DE LAB.



Certificado de Producto Nuevo de Conformidad con Norma Oficial Mexicana

FR4CER4B

Certificado No.: **0402CE05225**

Normalización y Certificación Electrónica A.C. (NYCE), otorga el presente Certificado de Conformidad con Norma Oficial Mexicana con base al informe de resultados de pruebas No. **LT132904**, emitido por el laboratorio **LABOTEC MÉXICO, S.C.**, con número de Acreditación y Aprobación **EE-062-046-01** en términos de la Ley Federal sobre Metrología y Normalización.

De acuerdo al procedimiento PCPCER3C de NYCE y a la solicitud con No. de Referencia **5362E0204**, se otorga el presente certificado con verificación mediante pruebas periódicas a la empresa:

con domicilio en: **CORPORACIÓN ITZEL, S.A. DE C.V.**
SINALOA 241 4-1 COL: CONDESA
C.P. - MÉXICO, DISTRITO FEDERAL, DELEG.: CUAUHTÉMOC
R.F.C. **CIT980924H23**

del siguiente producto:

Producto: **INVERSOR DE cc/ca**

Marca: **INVERCOM ---**

Modelo (s): **IC12120 ---**

País de Origen: **MEXICO ---**

País de Procedencia: **MEXICO ---**

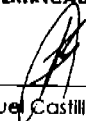
De conformidad con la Norma Oficial Mexicana **NOM-001-SCFI-1993** "Aparatos Electrónicos - Aparatos electrónicos de uso doméstico alimentados por diferentes fuentes de energía eléctrica. Requisitos de seguridad y métodos de prueba para la aprobación de tipo.", publicada en el Diario Oficial de la Federación del 13 de Octubre de 1993. El presente Certificado de conformidad se expide en México, D.F., el día **11-may-2004**, con vigencia de **1 (un) año**, para los efectos que convengan al interesado.

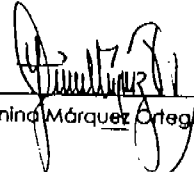


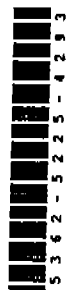
ATENTAMENTE

CASO DE EXISTIR UNA CONTROVERSIA
NYCE, A.C. ÚNICAMENTE RESPALDARA EL
ORIGINAL DEL CERTIFICADO


GERMÁN FLORES Y GÓMEZ
DIRECTOR GENERAL

Certificó: 
Miguel Castillo Castelán

Analizó: 
Yanina Márquez Ortega



BIBLIOGRAFIA

- **POWER ELECTRONIC** Ned Moham Ed. John Wiley
- **ELECTRONICA INDUSTRIAL** Juan Andrés Gualda Gil
Ed. Alfa-Marcombo
- **LINEAR AND CONVERSION PRODUCTS** Data Book
- **ELECTRONICA DE POTENCIA** Circuitos , dispositivos y aplicaciones
Muhammad H. Rashid Ed. Pearson Educación p.p. 702
- **LINEAR CIRCUITS** Voltage Regulators and Supervisors Volumen 3
Ed. Texas Instruments