

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

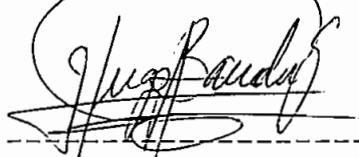
DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA ININTERRUMPIBLE
DE ENERGIA ALTERNA PARA EQUIPOS ELECTRONICOS

RENE RODRIGUEZ BUITRON

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO
EN LA ESPECIALIZACION ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

QUITO, MARZO DE 1993

Certifico que el presente
trabajo ha sido realizado en
su totalidad por el Sr. René
Rodríguez Buitrón

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Hugo Banda Gamboa", written over a horizontal dashed line.

Dr. Hugo Banda Gamboa
DIRECTOR DE TESIS

*A Mi Amada
Esposa*

AGRADECIMIENTO

A la Escuela Politécnica Nacional, sus Profesores y Autoridades, por la formación científica y tecnológica que me brindaron.

INDICE

INTRODUCCIÓN

CAPITULO 1. GENERALIDADES Y ANTECEDENTES.....	1
1.1 Tipos de acondicionadores de energía.....	3
- Filtros de ruido eléctrico.....	3
- Supresores de picos.....	5
- Instalaciones blindadas.....	6
- Líneas dedicadas.....	6
- Transformadores de aislamiento.....	6
- Reguladores de voltaje.....	7
- Regulador de transformador de relación variable operado por motor.....	7
- Regulador de cambio de tomas.....	8
- Regulador de voltaje ferrosresonante.....	9
- Regulador conmutado a alta frecuencia.....	10
- Sistemas ininterrumpibles de energía (UPS).....	10
1.2 Técnicas de sistemas ininterrumpibles existentes.....	11
- Evolución tecnológica del UPS.....	13
1.2.1 Tipos de UPS por su topología.....	16
- UPS fuera de línea con rectificador.....	17
- UPS fuera de línea con regulador.....	18
- UPS en línea de doble conversión.....	20
- UPS en línea de triple conversión a alta frecuencia.....	21
1.3 Tipo y configuración del sistema a desarrollarse.....	23
1.4 Análisis teórico del inversor a utilizarse.....	27

CAPITULO 2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA.....	35
2.1 Especificaciones técnicas planteada.....	35
2.2 Diagrama de bloques.....	36
2.3 Modos de funcionamiento del sistema.....	39
3.3.1 Operación en modo normal (ACO).....	39
3.3.2 Operación en modo de baterías (DCO).....	41
3.3.3 Operación en modo de enclavamiento(OFF).....	42
2.4 Descripción operativa de bloques.....	42
2.4.1 Conmutador estático de AC.....	43
2.4.2 Inversor de potencia.....	43
2.4.2.1 Circuito de potencia del inversor.....	43
- Amplificador de señales PWM.....	43
- Transistores de potencia.....	43
- Transformador de potencia.....	44
- Snubber de protección.....	44
- Filtro A.C. PWM.....	44
2.4.2.2 Circuito de control del inversor.....	44
- Generador de señal moduladora senoidal de referencia sincronizada a la red.....	45
- Generador de señal portadora triangular....	45
- Control de voltaje P.I.	46
- Modulador.....	46
- Habilidad de señales P.W.M.....	46
- Pulsos de protección.....	46
2.4.3 Banco de baterías.....	46
2.4.4 Cargador de baterías.....	47
2.4.5 Fuente de poder de control.....	47
2.4.6 Circuitos auxiliares.....	48
- Sistema de transferencia.....	48
- Sistema de monitoreo y alarma.....	48
- Protecciones.....	49
2.4.4 Filtro de ruido eléctrico.....	50

CAPITULO 3. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA.....	51
3.1 CARGADOR DE BATERÍAS.....	52
3.1.1 Selección del Banco de Baterías.....	52
3.1.2 Circuito de control y potencia.....	55
3.2 INVERSOR P.W.M.	63
3.2.1 Circuito de control.....	63
3.2.1.1 Generador de señal de referencia senoidal sincronizada a al red.....	63
3.2.1.2 Generador de portadora triangular.....	72
3.2.1.3 Control de voltaje.....	76
3.2.1.4 Modulador.....	80
3.2.1.5 Habilidad de señales PWM.....	81
3.2.1.6 Circuito de pulsos de protección.....	82
3.2.2 Circuito de potencia.....	86
3.2.2.1 Amplificador de corriente de señales.....	86
- Encendido del transistor.....	87
- Apagado del transistor.....	88
3.2.2.2 Transistores de potencia.....	90
3.2.2.3 Snubber de protección.....	96
3.2.2.4 Transformador de potencia.....	99
- Datos del transformador.....	105
- Pruebas del transformador.....	106
3.2.2.5 Filtro de AC PWM.....	107
3.3 CIRCUITOS AUXILIARES.....	110
3.3.1 Monitoreo y alarmas.....	110
3.3.1.1 Monitoreo de rango de red.....	110
3.3.1.2 Detector de falla de red.....	113
- Circuito de sincronismo PLL.....	119
- Amplificador diferencial detector de falla de red.....	125
3.3.1.3 Alarma sonora.....	127

3.3.2	Sistema de transferencia.....	130
3.3.2.1	Circuito de modo de operación.....	131
3.3.2.2	Circuito de cambio de modo de operación...	133
3.3.2.3	Control de conmutador estático.....	136
3.3.2.4	Potencia de conmutador estático.....	138
3.3.3	Protecciones.....	140
3.3.3.1	Voltaje mínimo de baterías.....	140
3.3.3.2	Sobrecarga de salida.....	142
3.3.3.3	Interruptores termomagnéticos.....	144
3.3.3.4	Fusibles de cortocircuito.....	144
3.3.4	Indicadores del panel frontal.....	145
3.3.5	Fuente de poder del control.....	147
3.3.6	Filtro de ruido eléctrico.....	149
3.4	ASPECTOS TECNOLÓGICOS Y CONSTRUCTIVOS.....	150
3.4.1	Diseño de circuitos impresos.....	150
	- Circuito impreso de control.....	150
	- Circuito impreso de interfase.....	151
	- Circuito impreso del cargador.....	152
	- Circuito impreso del panel frontal.....	152
3.4.2	Construcción y ensamblaje del sistema.....	152
	- Mueble metálico.....	153
	- Panel frontal.....	154
	- Panel posterior.....	155
	- Módulo de potencia del inversor.....	155
	- Módulo de sensores.....	156
3.4.3	Pruebas de alambrado y ajustes.....	156
CAPITULO 4. PRUEBAS EXPERIMENTALES.....		158
4.1	Formas de onda del inversor.....	159
4.2	Regulación estática de voltaje de salida.....	159
4.3	Rendimiento del inversor.....	162
4.4	Distorsión armónica del inversor.....	162
4.5	Estabilidad de frecuencia de salida.....	163

4.6	Regulación dinámica de la tensión de salida.....	164
4.7	Tiempo de autonomía de la batería.....	164
4.8	Tiempo de recarga de la batería.....	166
4.9	Sobrecarga de salida.....	166
4.10	Margen de voltaje de entrada.....	166
4.11	Margen de frecuencia de entrada y de captura.....	167
4.12	Pruebas de transferencia y sincronismo.....	167

CAPITULO 5. ANÁLISIS DE RESULTADOS..... 180

5.1 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES..... 180

- Especificaciones definitivas.....184

5.2 ANÁLISIS TÉCNICO ECONÓMICO.....185

5.2.1 Evaluación de recursos empleados186

5.2.2 Análisis técnico económico comparativo.....188
con equipos similares

5.2.3 Mercado local de equipos de
alimentación ininterrumpida189

CAPITULO 6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....191

6.1 CONCLUSIONES.....191

6.2 RECOMENDACIONES.....194

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....196

APÉNDICE A

Diagramas de montaje

Circuitos impresos

Planos electrónicos

APÉNDICE B Esquemas de interconexiones

APÉNDICE C Listas de elementos de los circuitos impresos

APÉNDICE D Hojas de datos

APÉNDICE E Catálogos de equipos UPS

INTRODUCCIÓN

Ya casi no existe actividad del hombre que no esté relacionada con computadoras. A medida que éstas se apoderan de actividades cada día más delicadas e importantes, se crea la necesidad de que sean altamente confiables. Su mal funcionamiento ocasiona costosas pérdidas sociales de tiempo, de seguridad y otras. Se puede decir entonces que las computadoras no son más confiables de lo que es la energía que las alimenta.

Como en todo el mundo, en el Ecuador el uso de las computadoras va en crecimiento. Los ecuatorianos invertimos centenares de miles de millones de sucres cada año en equipos computacionales y de protección eléctrica.

Pero al igual que casi todos los servicios, en nuestro país la calidad y confiabilidad del suministro eléctrico es deficiente. Es por eso que un equipo de protección eléctrica simple, que puede ser idóneo en países industrializados sería insuficiente en un ambiente eléctrico de regular calidad como el nuestro.

Esto crea la necesidad de disponer de equipos de protección acordes a nuestras condiciones y necesidades.

Este trabajo como culminación de la carrera de Ingeniería, recoge también la experiencia adquirida en 5 años en el campo de equipos y sistemas de protección eléctrica.

En la primera parte se describen de manera simple las soluciones prácticas utilizadas en los problemas de la red eléctrica. Se detalla luego el diseño y construcción de un equipo de alimentación ininterrumpida completo, práctico, útil y capaz de trabajar realmente libre de problemas en un ambiente real.

Se espera que este trabajo sirva de experiencia en la realización de proyectos de Ingeniería en el futuro.

Generalidades y Antecedentes

La calidad y confiabilidad de la alimentación eléctrica es un aspecto muy importante en el funcionamiento de los sistemas informáticos y otras cargas críticas.

"De la gran variedad de cargas eléctricas, se denominan cargas críticas aquellas de cuyo funcionamiento incorrecto se pueden derivar grandes perjuicios económicos o de cualquier índole y/o necesitan ser alimentadas por fuentes de gran calidad." [2]

Existe una creciente tendencia a depender de las computadoras en las actividades cotidianas, es así como por ejemplo en los servicios públicos de control de tráfico aéreo, vehículos de ambulancia con despacho por computadores, administración de hospitales, control de comunicaciones importantes, seguridad pública, que pueden ser afectados por problemas relativos a la energía que alimenta los sistemas de procesamientos de datos.

En instituciones del Gobierno o en negocios importantes, la pérdida de datos y el atraso en el procesamiento pueden tener impactos adversos muy severos en la sociedad y la economía.

Algunos ejemplos en los que los sistemas de procesamiento automático de datos requieren o justifican un esfuerzo considerable para lograr un desempeño ininterrumpido y libres de errores son:[1]

HOSPITALES

Unidades de cuidados intensivos
 Archivos de Historial Clínico de Pacientes
 Calendario de Tratamientos
 Logística, equipamiento de materiales, medicinas, suministros.
 Administración del Hospital

SERVICIOS PÚBLICOS ESENCIALES:

Policía y Fuerzas Armadas
 Ambulancias,
 Cuerpos de bomberos, Defensa Civil
 Servicio eléctrico, agua, basura, tránsito
 Control de tráfico aéreo
 Control de tráfico urbano e iluminación
 Comunicaciones, teléfonos, radios, TV, telegrafía
 Seguro Social, Matriculación de vehículos
 Junta Monetaria, Banco Central.

NEGOCIOS IMPORTANTES; donde la interrupción de los sistemas informáticos es costosa:

Bancos, Instituciones Financieras, Bolsas de Valores, Supermercados.
 Transferencia electrónica de fondos
 Embarques, Aduanas
 Control de Inventarios
 Aprovisionamiento de mercadería en tiendas.

La energía eléctrica y los voltajes lógicos asociados con la nueva generación de circuitos electrónicos ha decrecido mientras el límite máximo de velocidades es cada vez mejorada. Esto tiene por resultado la disminución del consumo de energía. Los avances son muy bien venidos, pero estos menores niveles de energía en los circuitos son más fácilmente perturbados que muchos de los predecesores. Desafortunadamente, el ruido eléctrico y las perturbaciones asociadas con la energía eléctrica pública no acondicionada no se ha reducido. Mientras más rápidos son los nuevos circuitos lógicos estos se hacen más susceptibles a pulsos de ruido eléctrico de más alta frecuencia que siempre han existido, y que no perturbaban los viejos y lentos circuitos lógicos. Esto

implica que el ambiente eléctrico que era adecuado para las generaciones anteriores de sistemas de procesamiento electrónico y máquinas de oficina necesita ser mejorado al punto de que sea aceptable para la mayoría de los nuevos sistemas.

1.1 TIPOS ACONDICIONADORES DE ENERGÍA

La protección total contra todo tipo de problema eléctrico posible es muy caro o impráctico de lograrlo. Es recomendable evaluar el problema existente y potencial antes de seleccionar el acondicionador de energía más adecuado para el sitio específico y el hardware a proteger. Se debe comparar su costo con la probable consecuencia de seleccionar otras medidas e incluso no tomar ninguna acción correctiva.

Los equipos que mejoran la calidad de la red son muy variados y van desde los simples filtros de radiofrecuencia y supresores de sobretensiones hasta los complejos sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS).[1]

Desde el final de los años 80 se ha extendido el uso del término "acondicionador de línea" o simplemente "acondicionador" para denotar a la gama de equipos de complejidad intermedia a la de los supresores y UPS. Su empleo se inició para referirse a equipos constituidos por una combinación de transformador de aislamiento con línea y filtro de alta y baja frecuencia. El nombre asignado se ha ido generalizando, de forma que se lo utiliza para referirse a cualquier equipo que mejore la red.[2]

La **figura(1.1)**, tomada de [2], resume las perturbaciones de red, los problemas que ocasionan y las soluciones más frecuentes. A continuación se describen las soluciones a los problemas eléctricos.

FILTROS DE RUIDO ELÉCTRICO.

Son combinaciones de bobinas y condensadores que atenúan los ruidos de frecuencias, normalmente superiores a 1 MHz.

SOLUCIONES

TRANSFORMADOR DE ULTRA AISLAMIENTO	ESTABILIZADOR DE TOMAS		ESTABILIZADOR DE TOMAS CON TRAFIO DE ULTRA AISLAMIENTO	ESTABILIZADOR DE RESOLUCION CONTINUA		S.A.I. OFF-LINE DE CONEXION DIRECTA A RED	S.A.I. OFF-LINE CON FILTRO Y SIN CORTE BY-PASS FUNC. INTEGRADO	S.A.I. ON-LINE SIN O CON BY-PASS
	Con autotrafo	Con trafio		Rapido con autotrafo	Smiritripado con trafio U.A. y filtro			
●	▲		●		●	▲	●	▲
●			●		●			●
●			●		●			●
●			●		●			●

- SOLUCION MUY BUENA
- SOLUCION BUENA
- ▲ SOLUCION MODERADA

Figura (1.1)

PERTURBACIONES DE LA RED ELECTRICA	DESCRIPCION	PROBLEMAS QUE OCASIONAN
OMBRE	Desviaciones erráticas de la onda de tensión entre conductores activos. Frecuencia > 500 Hz. Impulsos = Ruidos altos y cortos.	Mal funcionamiento en cargas con circuitos electrónicos, especialmente equipos informáticos. Son aleatorios y pueden pasar inadvertidos, lo que es un agravante. Los impulsos elevados pueden destruir los equipos.
os e impulsos modo diferen-		
os e impulsos modo común.	Idem entre conductores activos y tierra. (Entre activos no hay perturbación.)	Idem. Con más posibilidad que los de modo diferencial, los impulsos elevados pueden ocasionar descargas a los usuarios si destruyen los aislamientos.
iones lentas.	Cambios de tensión producidos entre conductores activos poco a poco. (En más de 10 s.)	Mal funcionamiento de las cargas si se sobrepasan sus límites de tensión de alimentación.
aciones rápidas.	Idem producidos en muy poco tiempo. (Menos de 10 s.)	Idem. Algunas cargas (instrumentos químicos, fotomecánicos, etc.), no toleran variaciones rápidas aunque sean pequeñas y funcionan mal sin llegar a destruirse.
ocortes.	Anulación de la tensión entre conductores activos hasta cero voltios o casi. Durante < 20 ms.	Mal funcionamiento en cargas muy sensibles. Errores en equipos informáticos. Algunos grandes ordenadores se desconectan.
s largos.	Idem. Duración > 20 ms.	Algunos ordenadores pequeños no admiten cortes > 5 ms. La mayoría de los ordenadores pequeños no admiten cortes > 40 ms. Los ordenadores grandes no admiten cortes > 2 ms.
distorsión.	Desviaciones permanentes de la onda de tensión entre conductores activos. En áreas de baja calidad de red la distorsión llega al 5.7 %.	Casi todos los ordenadores pequeños especifican una distorsión de la tensión de alimentación 5 %, aunque de hecho la mayoría soporta más. Todos los ordenadores grandes especifican 5 %.
deo.	Variaciones rápidas de tensión repetitivas que ocasionan oscilaciones luminosas en lámparas.	Vibración de imagen en pantallas muy sensibles. Algunas cargas (instrumentos químicos, fotomecánicos, etc.), no toleran variaciones rápidas aunque sean pequeñas y funcionan mal sin llegar a destruirse.
iones de frecuencia.	Cambios en el ritmo de oscilación de la tensión.	Mal funcionamiento de algunas memorias de cina o disco. Algunos grandes ordenadores se desconectan.

Figura 3-15. Cuadro general de perturbaciones de red, problemas que ocasionan y soluciones. Ampliado de documentación CENER.

Dejan pasar la frecuencia fundamental y eliminan el ruido eléctrico y los armónicos indeseables que aparecen en forma de señales de voltaje línea-línea o línea-neutro (ruido de modo normal), y también como ruido de voltaje entre el punto de la referencia de tierra y cualquiera de los cables de potencia incluyendo el neutro (ruido de modo común).

El ruido indeseado incluye las señales de radiofrecuencia y los impulsos de rápido tiempo de crecimiento. Estos filtros tienen una inductancia individual en serie con cada cable de potencia y condensadores en paralelo entre los conductores desde cada conductor incluido el neutro y el mueble del equipo de procesamiento de datos.

Muchos equipos de computación tienen incluido un filtro de ruido en especial cuando tienen que ser conectadas señales digitales directas por cable con otras unidades.

Los filtros son necesarios para corregir la distorsión armónica de pequeñas fuentes como los inversores de los sistemas ininterrumpidos de energía. El filtro más usado y efectivo es el pasa-bajos que elimina frecuencias altas de ruido eléctrico en modo normal. [2]

SUPRESORES DE PICOS.

Estos aparatos de bajo costo proveen una protección limitada contra impulsos de alto voltaje. Son de diferentes tipos y características y hacen similar trabajo de maneras diferentes. Su trabajo consiste en absorber los sobrevoltajes destruyéndose a sí mismo con el fin de proteger los equipos conectados a ellos. No proveen regulación de voltaje.

Existen dos tipos de supresores que se vuelven conductivos cuando se excede su voltaje límite. El primer tipo se convierte y permanece conductivo hasta que la corriente que fluye se reduce a cero. El segundo tipo se vuelve conductivo a su voltaje límite, pero recupera su estado de circuito abierto cuando el voltaje disminuye de dicho límite.

Los del primer tipo son los de descarga de gas. Son usualmente capaces de manejar corrientes muy altas ya que el voltaje cae a valores bajos cuando están conduciendo. Pero un impulso de corta duración que logre disparar al supresor puede ocasionar que la acción de este sea un corto circuito en la línea de por lo menos medio ciclo de duración o mayor. El transitorio creado por el corto de la línea de potencia puede ser mayor que el impulso que disparó al supresor.

El segundo tipo, normalmente de un material de características aislantes no lineales, se vuelve conductivo cuando se supera el límite de voltaje. Algunos semiconductores en modo de avalancha tienen características similares a los diodos zener. General Electric por ejemplo comercializa los elementos llamados "Varistores de Oxido Metálico" o "MOVs" contruidos de un material oxido amorfo que tiene estas características. General Semiconductor Industries tiene un elemento de estado solido de silicio llamado "Transzorbs" que realiza función similar. Existen otros, unos de son polarizados; otros no polarizados que absorben sobre voltajes de cualquier polaridad.[1]

INSTALACIONES BLINDADAS.

Consiste en introducir los cables de la acometida eléctrica, en todo el trayecto, en un blindaje metálico que se conecta a tierra.

Es un método efectivo contra el ruido eléctrico pero no resuelve ningún otro problema causado en la red eléctrica. El costo de reemplazarla por la instalación normal puede ser muy alta.[3]

LÍNEAS DEDICADAS.

Una línea independiente y de alta confiabilidad que puede eliminar problemas introducidos por otros equipos conectados a una línea común. No protege al usuario de apagones o picos de voltaje.[3]

TRANSFORMADORES DE AISLAMIENTO.

Se fabrican separando las bobinas del primario y secundario de un transformador para reducir la capacidad entre ambos y elevar la inductancia de dispersión. Además se aíslan galvánicamente para reducir más la capacidad entre bobinados.

Tiene dos funciones básicas que son: transformación de voltaje al nivel de utilización deseado y la eliminación del ruido de modo común entre el primario y el secundario separados. También limita la corriente de falla del secundario a aproximadamente 20 veces la capacidad del transformador.

A pesar de que el transformador no provee ninguna regulación de voltaje, no crea una caída significativa de voltaje que justifique el uso de un regulador en muchos casos. No almacenan una cantidad significativa de energía para proveerla durante las interrupciones de la red.[2] [3]

REGULADORES DE VOLTAJE.

Son una solución a la regulación de la línea que excede la capacidad de los reguladores de voltaje contenidos en los equipos de computación. Se encuentran disponibles en unidades que utilizan varios principios de funcionamiento, cada uno con sus ventajas y desventajas. Si no están combinados con un transformador que separe los bobinados de entrada y salida, muchos reguladores no establecen un nuevo voltaje de salida con su propia referencia de tierra. Al contrario, la mayoría actúa como un autotransformador que aumenta o disminuye el voltaje de entrada de la red, pero la referencia de la tierra de la salida es la misma de la entrada.[2]

REGULADOR DE TRANSFORMADOR DE RELACIÓN VARIABLE OPERADO POR MOTOR.

Consiste en un autotransformador con una toma de salida deslizable sobre el devanado mediante una escobilla motorizada controlada por un circuito que tiende a mantener constante la tensión de salida.

Es un regulador lento pero generalmente confiable. Es bueno para mantener el nivel de voltaje de los equipos electrónicos dentro del margen deseado. Su estabilidad estática es del orden de $\pm 2\%$. Son adecuados para disminuir el aumento de voltaje y compensar la caída de nivel de la línea que varía por el incremento y disminución del consumo durante el día o períodos de diferente demanda.

Su eficiencia normalmente es buena al igual que un buen transformador. La impedancia interna suele ser baja.

Las principales desventajas son: la capacidad máxima de corriente se relaciona con el movimiento de las escobillas que se recalientan, su precio alto respecto a los de tomas y su respuesta lenta (del orden de 0.5s).[2][1]

REGULADOR DE CAMBIO DE TOMAS.

Estos aparatos proveen un voltaje constante a la salida dentro de un rango de variación en la entrada, por lo tanto, protegen contra sobrevoltajes, picos pequeños de manera discontinua. Si no se encuentran combinados con un transformador de aislamiento con entrada y salidas separadas, no se establece un voltaje de salida independiente a perturbaciones. Estos reguladores actúan como autotransformadores para aumentar o disminuir el voltaje de línea de entrada, pero la referencia de entrada y salida es la misma y por tanto constituye un camino para las perturbaciones eléctricas.

Los reguladores de cambio de toma, seleccionan el voltaje de salida cambiando una conexión del transformador en respuesta a los cambios de la salida o del voltaje de línea. Para darle mayor rapidez a la conexión los elementos electromecánicos (RELÉS) han sido reemplazados actualmente por elementos electrónicos como triacs. Los cuales deberían ser activados el momento en que el voltaje o la corriente alternos de la red cruzan por cero. Estos cambios en la conexión del transformador se lo realiza a pasos, es decir, cuando el voltaje de salida varía en un cierto porcentaje, entonces el regulador cambia su conexión interna para compensar el cambio de la salida. Por tal motivo no regula el voltaje dentro del margen que no produce un cambio de toma, lo que ocasiona que la regulación no sea continua y lineal.

Estos reguladores originan transitorios de conmutación en el momento de cambio de toma, los cuales son más grandes y peligrosos para cargas de bajo factor de potencia, estas transitorios pueden ser observadas en la salida el momento del cambio de toma.

La ventaja que ofrecen estos equipos es la de tener baja impedancia interna (comportamiento similar a un transformador) y alta eficiencia. La desventaja es un tiempo de respuesta lento (siempre mayor que un ciclo), debido a que, primero debe detectar un cambio

en el voltaje de salida para luego corregirlo, tiempo durante el cual la perturbación afecta al equipo al cual protege. Otra desventaja es que los cambios ocurren a pasos y no de manera continua. Además existe la posibilidad de la destrucción de los triacs por exposición de altos voltajes y corrientes.[2][1]

REGULADOR DE VOLTAJE FERRORESONANTE.

Tienen la característica de un transformador en el cual, el circuito de salida ha sido separado del de entrada para brindar un aislamiento al ruido eléctrico. El voltaje de salida es fijado por el tamaño del núcleo de hierro el cual, se satura, es decir, almacena energía de tal forma que los cambios en la entrada no afectan a la salida.

Si se opera un transformador normal con corriente de entrada suficientemente alta, el núcleo del transformador se satura de energía, de tal forma que las variaciones de corriente y voltaje en la entrada no pueden incrementar el voltaje de salida, y se requeriría una disminución de voltaje muy grande para sacar al núcleo de saturación antes de que el voltaje de salida disminuya. Consecuentemente la operación del transformador en saturación crea el regulador de voltaje ferroresonante. Por su propia estructura, las perturbaciones de entrada no son corregidas en la salida, sino que son eliminadas en el circuito magnético que se crea, entonces estas perturbaciones quedan completamente aisladas del equipo al que se protege.

Los reguladores ferroresonantes no poseen partes móviles, por lo cual, no se encuentran sujetos a desgaste físico ni requieren calibraciones lo cual les da una mayor confiabilidad.

La desventaja es que su funcionamiento requiere de alta corriente de entrada para mantener el núcleo del transformador saturado y disponer de la energía necesaria el momento de hacer la corrección en la salida, esto origina un calentamiento, obteniéndose una eficiencia relativamente baja, requiriéndose ventilación.

El regulador ferroresonante almacena la energía eléctrica en el núcleo del transformador al máximo de su capacidad, por lo tanto

el voltaje de salida no puede incrementarse con el aumento en la entrada, y al disminuir la entrada utiliza la energía que se encontraba almacenada, sin que en la salida exista variación, esto implica una regulación continua y lineal en todo el rango para el cual fue diseñado.[2][3][4][5][6]

REGULADOR CONMUTADO A ALTA FRECUENCIA.

Aprovecha la disponibilidad de transistores de potencia como conmutadores de alta frecuencia. Un conmutador introduce a un filtro LC tensión elevada o reducida durante períodos cortos de tiempo que cambian la proporción mediante el control. Se aprovecha la posibilidad del control de estabilizar la tensión de salida frente a variaciones de la tensión de red y de la carga.

El control de la tensión de salida puede hacerse supercíclico (estabilizando variaciones de más de un ciclo) o subcíclico (estabilizando variaciones inferiores a un ciclo de duración). El segundo procedimiento es más complejo pero permite reducir bastantes ruidos, impulsos, distorsión y variaciones de red de frecuencia asociada inferior a 1/3 de la de conmutación.[2]

SISTEMAS ININTERRUMPIBLES DE ENERGÍA (UPS).

Los sistemas de alimentación ininterrumpida, más conocidos por sus siglas en inglés UPS (Uninterruptible Power System), tienen como característica más específica su capacidad para mantener la alimentación de la carga en ausencia de red durante cierto tiempo llamado de autonomía que suele estar comprendido entre 10 minutos y varias horas.

Los sistemas UPS se han convertido en una necesidad para alimentar sistemas grandes y pequeños en los que la aplicación sirve a cargas críticas, donde la interrupción del funcionamiento pone en riesgo la seguridad de las personas o pérdidas monetarias.

La mayoría de equipos informáticos no pueden seguir operando luego de una interrupción de la energía mayor que 8 a 22 ms. Los que pueden seguir operando con interrupciones cortas pueden ser interrumpidas por el ruido eléctrico creado por la interrupción.[1][2]

1.2 TÉCNICAS EXISTENTES DE SISTEMAS ININTERRUMPIBLES DE ENERGÍA

Como se muestra en la figura (1.2), un UPS se compone básicamente de un rectificador que convierte en energía continua la energía alterna de la red. Este mantiene recargadas las baterías y alimenta al inversor. El inversor a su vez convierte la energía continua del rectificador o baterías (ante falla de la red) en corriente alterna para alimentar la carga crítica a través de un interruptor que suele ser estático. Durante el mantenimiento o cuando se produce sobre carga, la carga puede ser alimentada directamente desde la red mediante un circuito de bypass (interruptor estático). Esta configuración puede funcionar en dos modos básicos: en línea y fuera de línea.[2]

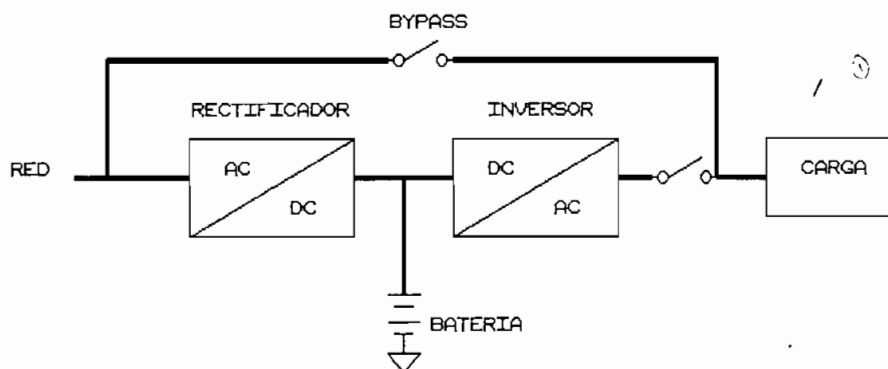


figura (1.2) Esquema básico de un UPS

La conmutación electrónica para la conversión de energía se la realiza con diferentes tipos de componentes electrónicos, tales como: SCR, BJT, MOSFET, IGBT. La mayor desventaja de los SCR es el complicado circuito de apagado. Los transistores bipolares (BJT) y MOSFET tienen mejor comportamiento como conmutadores, tanto en frecuencia como por la facilidad de control de conmutación. Pero los SCRs se usan preferentemente en sistemas grandes, por las altas potencias que manejan.[7]

El elemento más importante del UPS es el inversor que independiente del tipo de elemento de conmutación, pueden adoptar en su circuito de potencia tres configuraciones básicas:

- * Inversor con transformador en toma media
- * Inversor con batería de toma media
- * Inversor en puente monofásico y puente trifásico.

* **Inversor con transformador en toma media** La fuente de alimentación de continua se conecta por uno de sus polos al punto medio del primario de un transformador. El otro polo se conecta

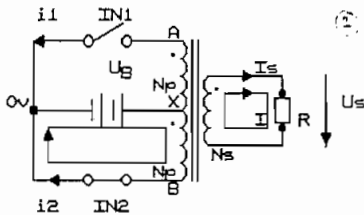


Figura (1.3) inversor con transformador en toma media

alternativamente a uno u otro extremo del primario mediante los interruptores IN1 e IN2 que simbolizan los transistores o tiristores del circuito real. Repitiéndose estas operaciones a la velocidad de la frecuencia de salida.

Esta configuración somete a los semiconductores en estado de bloqueo a una tensión doble de la de batería por lo menos, no siendo adecuada para tensiones de entrada alta.

El primario del transformador tiene un bajo coeficiente de utilización por lo que la configuración no es alta para potencias altas.

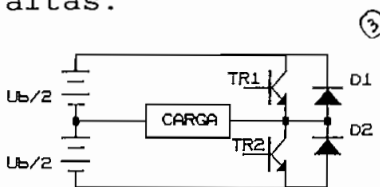


Figura (1.4) Inversor con batería de toma media

* **Inversor con batería de toma media** La batería tiene una toma a la tensión media permanentemente conectada a un extremo de la carga. El otro extremo de ésta se conecta alternativamente al positivo y al negativo de la batería mediante transistores o

tiristores. La tensión de salida resultante es una onda de cuadrada de amplitud mitad de la batería. La forma de onda de la corriente de la carga depende de ésta. La tensión en bloqueo de los semiconductores es igual a la de la batería, por lo que ésta configuración es apta para baterías de tensión media y elevada. Sin embargo es a veces un inconveniente el hecho de necesitar una toma media en la fuente, sobre todo cuando ésta se halla alejada del equipo y cuando se maneja potencias elevada.

* **Inversor en puente monofásico y puente trifásico.** Está formado por dos ramas de semiconductores similares a la de la configuración anterior para cada fase. La carga está conectada a los puntos medios de ambas. Disparando T1 y T4 la tensión aplicada a la carga es U_b . Bloqueando aquellos y disparando T2 y T3 la tensión pasa a ser $-U_b$. Alternando estas dos situaciones a la frecuencia conveniente se obtiene una tensión de salida alterna cuadrada.

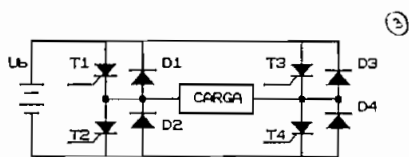


Figura (1.5) Inversor tipo puente

La tensión que soportan los semiconductores bloqueados también es igual a la tensión de batería más sobreoscilaciones propias de cada circuito práctico. Esta configuración es por

tanto, apropiada para tensión de batería elevada y potencia de carga alta.

Las tres configuraciones necesitan diodos en antiparalelo con los transistores o tiristores para conducir la corriente reactiva.[8]

EVOLUCIÓN TECNOLÓGICA DEL UPS

La historia y evolución de los sistemas UPS esta ligada al desarrollo tecnológico de los componentes de potencia, control y adicionalmente al crecimiento del mercado de los sistemas informáticos.

Los primeros sistemas UPS eran del tipo rotativo, estaban constituidos por un grupo "motor de a.c.-dínamo" y un grupo "motor de d.c.-alternador ". En la interconexión eléctrica entre dínamo y motor de d.c., una batería en paralelo suministra energía al segundo grupo en caso de corte de red. Figura (1.6).

Estos equipos requieren un mantenimiento elevado, producían ruido y vibraciones. La instalación era compleja en especial para potencias grandes.[9][10]

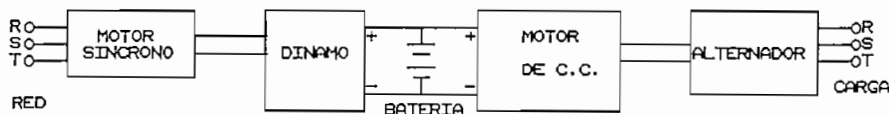


Figura (1.6) UPS tipo rotativo

El apareamiento de los conmutadores de estado sólido o SCR en el año 1956 propició el desarrollo de los convertidores estáticos de potencia que, a su vez dieron origen a los primeros UPS estáticos en la década de los sesenta para respaldar los computadores del programa espacial de los Estados Unidos.

Pronto se estableció una lucha por la conquista del mercado entre los UPS rotativos y los estáticos y una controversia acerca de sus

ventajas e inconvenientes. Durante los años setenta, la mayor parte de los UPS ya eran estáticos y esta situación permanece. La versatilidad que ofrecen en el diseño los modernos semiconductores de potencia y de control ha sido decisiva.

Sin embargo los UPS rotativos no han desaparecido y han ido perfeccionándose y reduciendo su tamaño y necesidad de mantenimiento.

La evolución tecnológica del UPS estático ha sido posible gracias a cuatro aspectos que se resumen a continuación:[11][12]

- * Topología del producto
- * Proceso tecnológico
- * Comunicaciones
- * Tecnología de los circuitos de control

* **La topología del producto** ha evolucionado con los años debido al crecimiento del mercado, lo que ha dado lugar a tres generaciones clásicas de inversores:

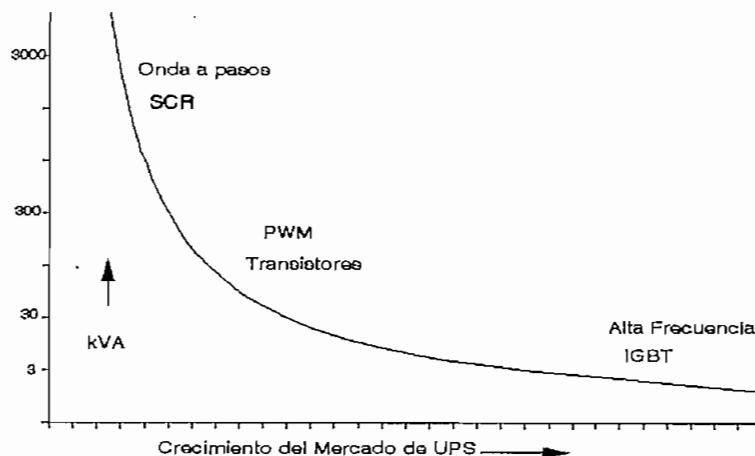


Figura (1.7) Evolución topológica del UPS

- * Inversor de onda de pasos con SCR
- * Inversor PWM con BJT
- * Tecnología de alta frecuencia de conmutación con IGBT

Estas tres generaciones han aparecido históricamente en equipos con cada vez menos potencia de salida, ya que las nuevas cargas de

sistemas informáticos, requieren poca energía de alimentación con mejores características de trabajo.

* **El Proceso tecnológico** relacionado con los componentes estáticos de potencia que se utilizan, la tecnología de conmutación aplicada y las velocidades de conmutación alcanzadas.

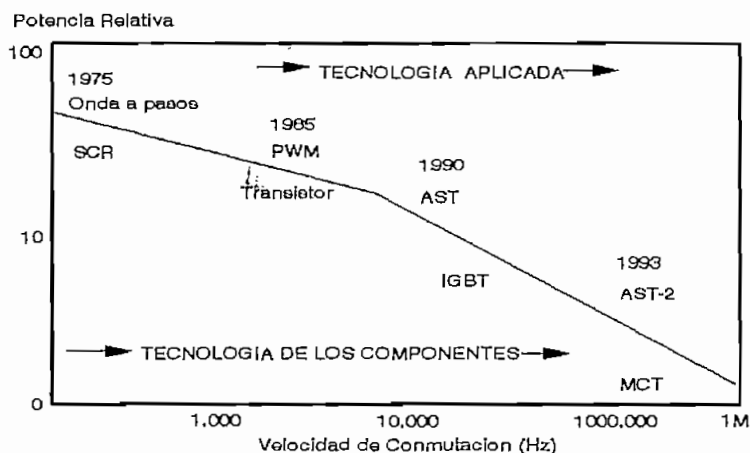


Figura (1.8) Evolución tecnológica

Con esto, la forma de construcción de los aparatos ha cambiado de la siguiente manera:

* Grandes módulos de potencia compuestos de componentes discretos formados por voluminosos transformadores, condensadores y otros conectados manualmente por gruesos cables. Para frecuencias de 20Hz a 30KHz.

* Circuitos impresos de potencia con componentes discretos e híbridos con conexiones realizadas con tecnología de montaje superficial; impresos de control con tecnología TTL o CMOS. Trabajan entre 50Hz a 100KHz.

* Circuitos híbridos de potencia integrados con montaje superficial o de circuito impresos. La frecuencia de trabajo está entre 200KHz y 1MHz.

* **Las Comunicaciones.** Los primeros UPS entregaban al usuario información con luces sobre el estado funcionamiento del sistema. Con el control microprocesado el UPS se ha convertido en un miembro integrante de las redes de datos, con capacidad de realizar

procesos automáticos específicos de encendido y apagado normal del sistema y otros relativos a la función de protección eléctrica.

Las comunicaciones de los sistema UPS han evolucionado así:

- * Panel monitor de luces de contactos secos que muestran al usuario el estado del sistema, flujo de energía y alarmas presentes.
 - * Comunicación serial de datos para conexión de terminal remoto con capacidad de indicación del estado, diagnóstico del sistema, y memoria de alarmas.
 - * Conexión del UPS como miembro integrante de la red de datos con diagnóstico y operación de apagado y encendido automático del sistema de red de computadores.
 - * Posibilidad del UPS para realizar llamadas telefónicas con el fin de indicar al usuario problemas ocurridos en la red así como también advertencia de apagado inminente por descarga completa de baterías.
 - * Monitoreo de mantenimiento del UPS a distancia mediante Modem.
- * Tecnología de los circuitos de control** ha mejorado con los avances de la electrónica y sus componentes como sigue:
- * Control con componentes digitales y análogos discretos, compuertas y amplificadores operacionales.
 - * Control microprocesado con interfase para diagnóstico y calibraciones.
 - * Control completo implementado en un solo dispositivo Microcontrolador.

1.2.1 TIPOS DE UPS POR SU TOPOLOGIA [13][14][2]

Si bien existen en el mercado una gran variedad de equipos, topológicamente los UPS pueden ser de cuatro tipos básicos:

- * Fuera de línea con rectificador

- * Fuera de línea con regulador de voltaje
- * En línea de doble conversión
- * En línea de triple conversión de alta frecuencia

UPS FUERA DE LÍNEA CON RECTIFICADOR

Llamados SPS (Standby Power Supply), Off Line UPS o EPS (Emergency Power Supply). El flujo normal de la energía, con red presente se indica en la figura (1.9).

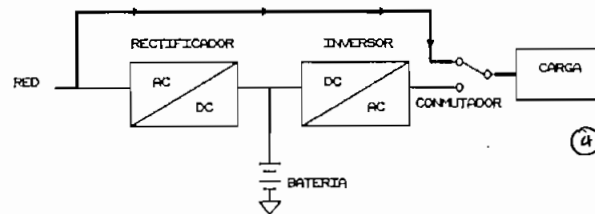


Figura (1.9) Flujo normal de energía del UPS fuera de línea

Los UPS fuera de línea, similares a los sistemas de iluminación de emergencia, cuando la red pública está presente mantienen las baterías cargadas mediante un pequeño rectificador incapaz de suministrar la energía que requiere el inversor. No protegen el computador de fluctuaciones de voltajes o ruidos eléctricos. Cuando se produce un corte de energía, se conecta el computador a la energía de las baterías, produciéndose un lapso de tiempo de unos cuantos milisegundos en el cual el computador se encuentra sin alimentación causando en ciertos casos la pérdida de datos y en circunstancias más severas, daños graves en los periféricos.

Esta disposición no provee total aislamiento de la carga respecto a la línea en operación normal por tanto expone la carga a todo tipo de ruido eléctrico generado en el línea. Por otro lado tiene gran dependencia en la eficiencia del conmutador, que no siempre es estático, y su habilidad para conmutar la carga hacia el UPS durante los cortes de energía sin transitorios excesivos que son difíciles de eliminarlas.

Ventajas:

- La energía de la red pasa directamente a la carga. A veces a través de un filtro o transformador. Por tanto su rendimiento es alto.

- Al no funcionar normalmente el inversor, la confiabilidad puede ser algo mayor que el UPS con inversor normalmente encendido (en línea).

Desventajas:

- La carga recibe una alimentación de mala calidad normalmente, a no ser que se incorpore un línea entre la red e inversor.
- La carga está sometida a perturbaciones en las fallas restauraciones de la red, que son microcortes de 10 ms.

Se prefiere normalmente mantener el circuito de control activado y el de potencia desactivado para acortar el tiempo de arranque y reducir el consumo. El inversor funciona mientras dura la batería y el rectificador carga la batería durante unas 24 horas. Esto se aprovecha para subdimensionar el hierro y cobre del transformador reduciendo el tamaño y precio.

Los tipos de inversores más usados con esta topología son:

- * Inversor no senoidal con transformador en toma media._ Los más sencillos generan onda cuadrada y son autoexcitados. Otros generan una onda de salida quasi-senoidal estabilizada en el valor eficaz. Estos tipos de onda son toleradas por computadores pequeño y algunos periféricos.
- * Inversor no senoidal en puente._ Representan un mejor aprovechamiento del transformador. Pero se necesita excitadores aislados con optoacopladores o transformadores para los transistores.
- * Inversor senoidal en puente._ Si la carga no tolera la tensión cuadrada, se filtra la salida del inversor. El inversor puede ser excitado por señales PWM y filtrada obteniéndose onda senoidal a la salida.

UPS FUERA DE LÍNEA CON REGULADOR

Para mantener una buena tensión en la carga con red presente, algunos UPS fuera de línea disponen de estabilizadores de red de distintos tipos.

* **Ferroresonante** Estos UPS constan de un inversor de onda cuadrada o modulada con un transformador ferroresonante a la salida. La estabilización del voltaje de salida, tanto con red presente como en baterías se establece por resonancia entre un condensador y una bobina en paralelo obtenida por saturación del hierro del transformador. Son equipos que no contienen componentes activos por lo que son muy confiables. Filtran muy bien los ruidos y picos de tensión tanto en modo común como en diferencial, así como los microcortes de varios milisegundos. Normalmente la red alimenta la carga a través del línea ferroresonante, mientras el inversor carga la batería, trabajando como rectificador gracias a un desfase adecuado entre la tensión de salida y las ondas de excitación del inversor. Si la red falla el inversor pasa automáticamente a suministrar energía a la salida desde la batería.

El principal inconveniente del UPS es su escaso rendimiento, debido al fenómeno de ferroresonancia que obliga a trabajar en saturación a una parte del hierro del núcleo magnético. Además, por el calentamiento alcanzado en dicho núcleo no se aconseja superar los 5KVA de salida. [15][2]

* **Interactivo** A diferencia del UPS ferroresonante este circuito libera al núcleo de la saturación realizando la estabilización de voltaje, no por ferroresonancia, sino por un efecto de divisor de tensión inductivo.

El control de flujo de energía en los UPS de línea interactiva se realiza por desplazamiento de la señal de salida del inversor, hasta lograr que se encuentren en fase. Por este motivo, durante la transferencia de UPS a bypass (pero no de bypass a UPS), puede ocurrir un desfase máximo de 30 grados y típico de 15 grados.

El sistema de Potencia consiste en un inversor acoplado con la línea a través de una inductancia. La carga se conecta directamente a la salida del inversor. Esto permite que el inversor está operando en sincronismo con la línea. El ángulo de fase es ajustado usando un microprocesador para mantener la corriente de carga de batería requerida.[16]

*** Con regulador de tomas** Es un UPS de circuito muy económico construido con un transformador único que integra el de un regulador de tomas y el transformador de inversor.

El inversor puede realizarse de diversas maneras, como por ejemplo un circuito con transformador de toma media con modulación de ancho de pulso (PWM) de alta frecuencia construido con solo dos semiconductores, con lo que le da un indudable interés práctico para equipos inferiores a 2KVA.[18][2]

UPS EN LÍNEA DE DOBLE CONVERSIÓN

La carga es alimentada normalmente por la línea rectificador inversor. El rectificador además carga o mantiene cargadas las baterías.

Este tipo de arquitectura provee aislamiento total entre carga y red, en modo normal de operación. Requiere dos bloques de conversión de energía y cuando no disponen de filtros especiales, producen gran distorsión de corriente, retroalimentada a la línea de alimentación del rectificador, que afecta a otros equipos conectados en la misma línea.

Estos UPS Estáticos que en verdad trabajan como tales, están continuamente en línea (On Line UPS o "TRUE" UPS), son ininterrumpibles realmente. La energía eléctrica se convierte en todo instante de alterna a continua y luego nuevamente invertida a alterna, de tal forma que la fuente DC está siempre conectada a la batería. Entonces la batería no necesita ser conmutada en el instante en que existe un corte de energía, de esta manera la protección es realmente continua.

En los sistemas de Línea, el conmutador estático de transferencia se usa para soportar grandes demandas de corriente. [2][16][17][18]

Los inversores más usados en UPS en línea son: mono pulso o multipulso PWM.

*** Inversor mono pulso con inductancia serie.-** Estos UPS son normalmente monofásicos. El inversor genera un pulso por semiciclo.

La estabilidad dinámica resultante del sistema es baja, en la práctica es de $\pm 17\%$ con cargas paso del 50%.

La tendencia es a utilizar los inversores multipulsos. Los mono pulsos pueden ser más confiables debido al menor número de conmutaciones realizadas pero tienen un filtro de salida mayor. Los multipulsos pueden ser menos confiables dependiendo de la adecuada elección de los componentes, pero su filtro es menor y con ellos puede conseguirse una mejor respuesta dinámica y menor distorsión con cargas no lineales.

Los semiconductores más empleados en estos inversores son los transistores bipolares darlington, pero sobre los 100KVA se emplean los SCR's.[2]

*** Inversor PWM.**- La aparición de los transistores de potencia IGBT y MOSFET y su posterior afianzamiento hacia tensiones cada vez más elevadas permiten fabricar inversores multipulso con frecuencia de conmutación de 5KHz o superiores en potencias de hasta 50KVA por fase.

Suelen utilizarse como circuito inversor en gran potencia, en configuración puente. La conmutación se realiza modulando la anchura (PWM) mediante la comparación de una onda triangular de igual frecuencia que la de conmutación, con una senoidal de igual frecuencia que la de salida. Tras un pequeño filtrado, se consigue una senoidal de salida con un rizado pequeño superpuesto de igual frecuencia que la de conmutación.

El rendimiento puede permanecer igual o reducirse ligeramente respecto a los inversores monopulso.[2]

UPS EN LÍNEA DE TRIPLE CONVERSIÓN A ALTA FRECUENCIA

El desarrollo alcanzado en los convertidores estáticos y los nuevos elementos semiconductores de mayores voltajes, corrientes y frecuencias ha permitido el apareamiento de los sistemas UPS-AST (Advanced Switching Technology) de triple conversión en el año 1.990. Es un UPS microprocesado de topología sencilla que

conmutando a alta frecuencia permite obtener especificaciones difíciles de igualar con las topologías convencionales.

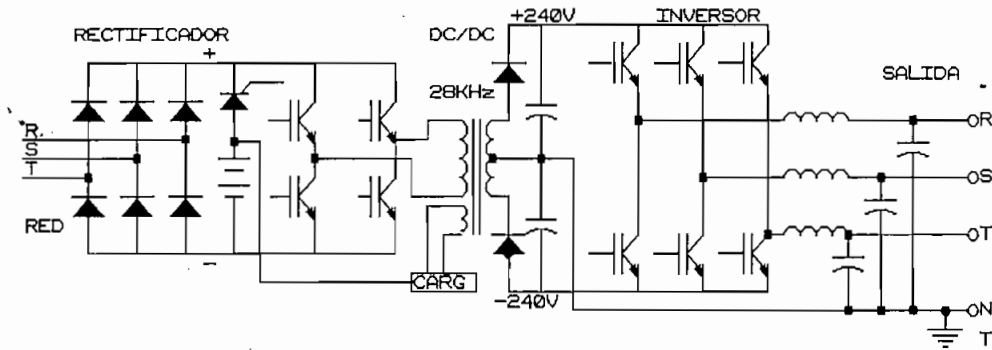


Figura (1.10) Esquema de un UPS triple conversión

Como se observa en la figura (1.10), consiste de un puente rectificador trifásico, no controlado, de diodos sin transformador de entrada. El voltaje DC obtenido o el de las baterías (de 240Vdc) ingresan a un convertidor DC/DC con transformador de aislamiento de alta frecuencia (28KHz), similar a una fuente conmutada. A la salida del convertidor DC/DC se tiene 480Vdc en dos niveles de +Vdc y -Vdc. Con estos dos voltajes se construye un inversor PWM con configuración de toma media en la fuente. El inversor no requiere transformador de salida, únicamente se filtran los armónicos de alta frecuencia mediante un pequeño filtro LC. Aumentando pares de transistores al inversor se obtienen 2 o hasta 3 fases a la salida.

Estos equipos se fabrican actualmente hasta potencias de 30KVA y entre sus ventajas más sobresalientes están:

- * Frecuencia de entrada sin descargar baterías: desde 45Hz a 65Hz.
- * Amplio margen de voltaje de entrada: 176 a 276 voltios.
- * Alto factor de potencia de entrada: 0.95 típico debido a que no tiene rectificador controlado y el voltaje es conmutado a alta frecuencia.
- * Trabajan indistintamente con 2 o 3 fases de entrada.
- * Tamaño y peso reducido ya que no posee transformadores de 60Hz.
- * Excelente regulación estática y dinámica por conmutar a alta frecuencia.
- * Bajo ruido acústico
- * Alta eficiencia por trabajar a alto voltaje.

- * Capacidad de 100% de desbalance de corriente de salida, puesto que cada fase es generada y controlada individualmente.
- * El control microprocesado permite configurar la salida de voltaje, frecuencia (50Hz ó 60Hz) y ángulo de fase de salida fácilmente mediante teclas. Funciona como convertidor de frecuencia de 50Hz de entrada a 60Hz de salida o viceversa.

La **figura (1.11)** muestra en forma comparativa las topologías básicas de UPS Estáticos disponibles en el mercado.[2]

1.3 TIPO Y CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA A DESARROLLARSE

Antes de definir el tipo equipo que se construirá, se indican las especificaciones típica que deben cumplir los sistemas UPS para tomar en cuenta en el diseño. Estas especificaciones son:

- * Tipo o configuración
- * Potencia nominal
- * Voltaje de salida
- * $\cos \phi$ de la carga
- * Voltaje de entrada
- * Frecuencia de entrada
- * Margen de captura de la frecuencia de red
- * Conmutador a red
- * Tiempo de transferencia
- * Estabilidad estática del voltaje de salida
- * Estabilidad dinámica del voltaje de salida
- * Perturbaciones de la salida en las transferencias
- * Sobrecargas admisibles
- * Desbalance máximo de voltaje con carga desequilibrada
- * Distorsión del voltaje de salida con carga lineal y no lineal
- * Rechazo de ruido de modo común y modo normal
- * Confiabilidad del sistema; TMEF
- * Temperatura de operación y almacenamiento
- * Humedad relativa en funcionamiento
- * Altitud máxima de funcionamiento.
- * Tipo de baterías
- * Tiempo de autonomía
- * Ruido acuático[2]

Figura 10-1. (Continuación).

Tipo de Sistema de Alimentación Ininterrumpida	Circuito de Potencia	Circuito de Control	Tiempo de Transferecia	Rendimiento (con red)	Tiempo medio entre fallos
<p>Tres-vías ferrosresonante</p> <p>48V a 96 Vcc 1KW a 5KW</p>	Simple	Medio	Nulo	80 %	120.000 horas
<p>Tres-vías con control de fase</p> <p>48 v a 144 Vcc 1KW a 10KW</p>	Medio	Complejo	Nulo	83 %	100.000 horas
<p>Inversor mono o trifásico monopulso</p> <p>96V a 400Vcc 10KW a 200KW</p>	Complejo	Complejo	2 ms	82 %	100.000 horas
<p>Inversor mono o trifásico con PWM</p> <p>96V a 400Vcc 10KW a 200KW</p>	Complejo	Complejo	2 ms	80 %	100.000 horas

Figura (1.11)

Tipo de Sistema de Alimentación Ininterrumpida	Circuito de Potencia	Circuito de Control	Tiempo de Transferecia	Rendimiento (con red)	Tiempo medio entre fallos
<p>Inversor no senoidal en toma media</p> <p>12V a 48Vcc 200W a 1KW</p>	Simple	Simple	10 ms	98 %	150.000 horas
<p>Inversor no senoidal en puente</p> <p>24V a 60Vcc 200W a 2KW</p>	Simple	Simple	10 ms	98 %	150.000 horas
<p>Inversor senoidal en puente</p> <p>24V a 96Vcc 200W a 2KW</p>	Simple	Simple	0 ms a 15 ms	98 %	150.000 horas
<p>Inversor monopulso con L serie Integrada</p> <p>24V a 144Vcc 200W a 10KW</p>	Medio	Medio	Nulo	78 %	10.000 horas
<p>Inversor con modulación senoidal de impulsos</p> <p>24V a 144Vcc 200W a 10KW</p>	Medio	Complejo	Nulo	75 %	8.000 horas
<p>Cargador de alta frecuencia</p> <p>12V a 60Vcc 200W a 2KW</p>	Medio	Medio	Nulo	75 %	10.000 horas

Figura 10-1. Resumen de los diferentes tipos de SAI. Adaptado de Mundo Electrónico n.º 196.

Para el desarrollo del diseño, se busca un circuito simple, económico y de fácil construcción y que tenga una aplicación práctica. La configuración general propuesta es la indicada en la figura (1.12).

El circuito a demás de su simplicidad, es técnicamente realizable con elementos de fácil adquisición en el mercado. La construcción de este sistema constituye una experiencia para proyectos similares futuros, el los cuales, se podrán tomar los correctivos a las limitaciones encontradas, mejorar las especificaciones logradas y aumentar la capacidad de potencia y rendimiento.

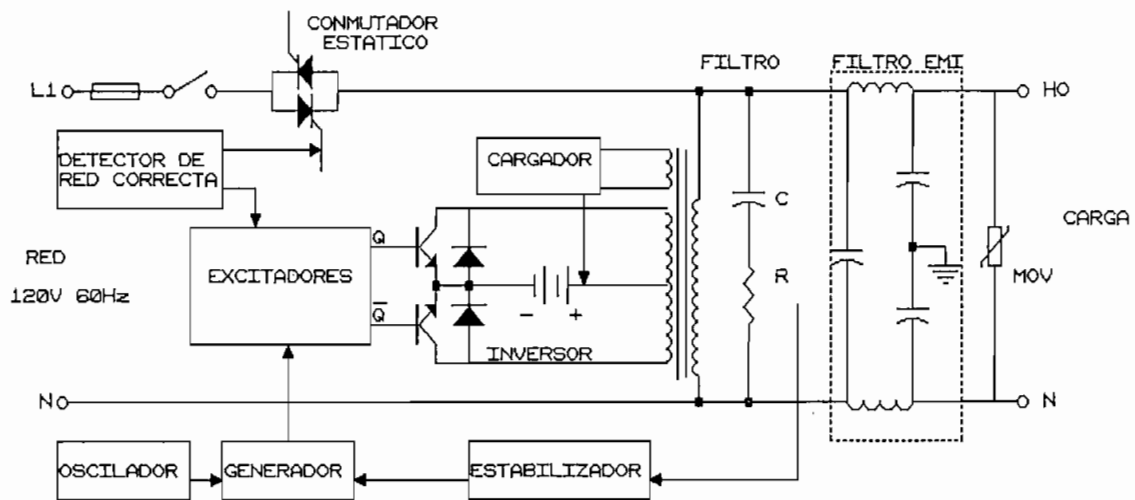


Figura (1.12) Configuración del sistema a desarrollarse

* La potencia de trabajo es de 500 VA, relativamente baja, por tanto, para disminuir las pérdidas se prefiere el tipo de circuito de UPS fuera de línea.

* El sistema opera entregando normalmente energía desde la red a la carga a través de un conmutador estático de transferencia. El inversor opera solamente cuando la red falla.

* El circuito de control permanece activado y el de potencia desactivado para disminuir el tiempo de arranque del inversor y disminuir el consumo. Se busca un circuito de arranque rápido del inversor para evitar las perturbaciones a la carga durante la transferencia a baterías.

* Un circuito detector de red correcta se encarga de realizar las transferencias entre los modos de operación del sistema, en un tiempo corto, utilizando un conmutador estático de alta velocidad.

* El inversor es del tipo simétrico con transformador de toma media con modulación de ancho de pulsos (PWM) a tres niveles. Está constituido por dos transistores BJT darlington conmutados a alta frecuencia (4 KHz). Se prefiere los transistores a los SCR por que no requieren complicados circuitos de apagado y por su presencia en el mercado.

Se escoge esta configuración, por requerir menos elementos semiconductores de potencia frente a la configuración en puente. Pero se necesitan transistores de mayor voltaje de ruptura reverso.

* El transformador tiene bajo factor de utilización, limitación que tiene poca importancia debido a la baja potencia que se va a manejar.

* Los transistores conmutadores se excitan en forma alternada cada semiciclo generando así la onda senoidal de 60 Hz a la salida.

* El control y estabilización de voltaje se realiza por realimentación negativa del voltaje de salida del inversor.

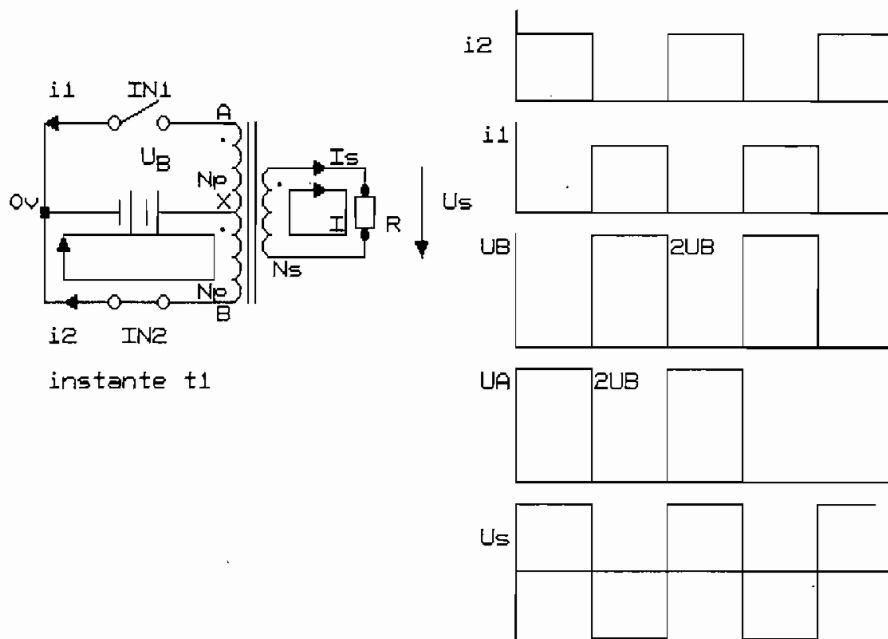
* El condensador C y la resistencia R con la inductancia serie de dispersión del transformador forman un filtro pasabajos que atenúan los armónicos de alta frecuencia de la modulación. Este es un filtro simple económico que cumple con su objetivo.

* El circuito no tiene aislamiento galvánico entre la red y la salida, ya que esto implicaría un transformador más grande y costoso incrementando el tamaño y peso del equipo. Por lo tanto, para eliminar los ruidos de red de modo común y diferencial, se utiliza a la salida un filtro contra interferencias electromagnéticas (EMI/RFI). El varistor de óxido metálico a la salida trabaja como supresor de picos de sobre voltaje.

* En el transformador del inversor se integra un bobinado de baja potencia para el cargador de baterías. El cargador está formado por un puente rectificador y un regulador de tensión que además de estabilizar el voltaje de la batería limita la corriente de carga.

1.4 ANÁLISIS TEÓRICO DEL INVERSOR A UTILIZARSE.

Como se ha indicado anteriormente, se utiliza un inversor con transistores del tipo simétrico con transformador de toma media.



Figura(1.13) Conversión de DC/AC del inversor

Conversión DC/AC de la energía: [20][21][22]

Puede verse en la Figura(1.13) que; la fuente de alimentación es la batería de tensión U_B . El polo positivo está permanentemente conectado a la toma media del primario del transformador. Este se considera ideal. El polo negativo de la batería, que se toma como referencia del circuito del primario, se conecta alternativamente a los extremos A y B del primario mediante los interruptores IN_1 e IN_2 .

En los semiperíodos en que IN_1 , está abierto e IN_2 cerrado, como sucede en el instante t_1 , se imprime a los terminales X-B del transformador una tensión U_B , suponiendo que los devanados AX y XB tienen N_p espiras y el secundario N_s espiras, se tendrá que la

tensión de salida deberá ser, atendiendo a los terminales correspondientes:

$$U_s = \frac{N_s}{N_p} U_b$$

durante el semiperíodo, y es independiente de la intensidad de carga. Suponiendo como carga una resistencia pura de valor R para simplificación. La intensidad de salida durante este semiperíodo será:

$$I_s = \frac{N_s}{N_p} \frac{U_b}{R} = I$$

La tensión del punto A respecto al X es igual a U_b y, según los terminales correspondientes, positiva. Por lo tanto IN1 queda sometida a una tensión $2U_b$ cuando está abierto.

Durante los semiperíodos en que IN1, está cerrado e IN2 abierto como sucede en el instante t_2 , la tensión de la batería está aplicada a los terminales AX del primario y la tensión de salida es:

$$U_s = -\frac{N_s}{N_p} U_b \quad I_s = -\frac{N_s}{N_p} \frac{U_b}{R} = -I$$

El interruptor IN2 también queda sometido a una tensión $2U_b$ cuando está abierto. Los circuitos reales con transistores o tiristores someten a los semiconductores que sustituyen los interruptores a picos de tensión todavía mayores que $2U_b$ debido a las inevitables oscilaciones que tienen lugar en las conmutaciones. Por dicha razón esta configuración no es adecuada para trabajar con tensión de alimentación alta.

El voltaje resultante a la salida es una onda cuadrada de amplitud independiente de la corriente para cualquier tipo de carga.

La frecuencia está determinada por el ritmo de cierre y apertura de los interruptores IN1 e IN2 controlados por las señales de

excitación de los semiconductores que son generadas por un circuito oscilador interno independiente.[20]

Trabajo con carga inductiva.[20][22]

La mayoría de las cargas prácticas contienen inductancia, por lo tanto se examina la operación con carga inductiva que presenta problemas al funcionamiento del inversor. Debido a que la carga con corriente inductiva no puede ser interrumpida bruscamente, es necesario permitir la circulación de la corriente de carga reactiva.

Los diodos D1 y D2 proveen el camino a la corriente reactiva durante el apagado del transistor como se indica en la figura (1.14). La forma de onda del voltaje, en conjunto con la impedancia de la carga, determinan la forma de onda de la corriente. La relación de fase del voltaje y la corriente, de la carga, determina la proporción de la corriente que circula por el transistor y el diodo.

La forma de onda de voltaje es cuadrada y la de la corriente se compone de una secuencia de ondas exponenciales.

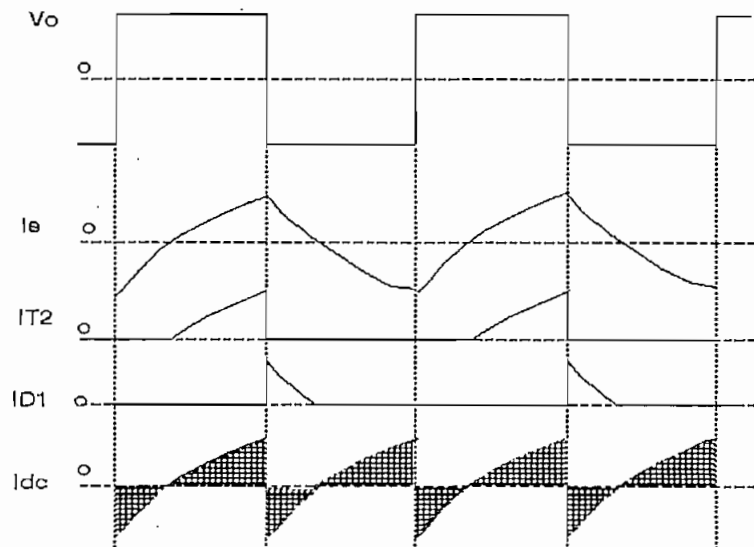


Figura (1.14) Formas de onda del inversor con carga inductiva

Durante los intervalos de conducción de los diodos la carga devuelve potencia a la batería porque ésta absorbe intensidad por el diodo opuesto al transistor que está siendo desconectado y

también por el flujo de la una mitad del bobinado del primario a la otra.

Con el fin de considerar la corriente que circula en los transistores y diodos, se supone que la carga produce corriente senoidal.

Con carga resistiva, ya que el voltaje y corriente coinciden en el cero, circulan por los dos transistores alternativamente los semiciclos completos de la corriente mientras por los diodos no existe circulación de corriente. La potencia de entrada proporcionada por la batería al inversor se puede demostrar que es:[22]

$$P_i = V_b \cdot I_b$$

Con carga puramente reactiva la corriente estará en cuadratura con el voltaje de salida. Entonces, un cuarto de ciclo de la corriente de carga fluye por el transistor y el diodo consecutivamente. Entonces:

$$\begin{aligned} I_{tr} &= I_d = I_s/4 \\ I_b &= I_{tr} - I_d = 0 \end{aligned}$$

La corriente promedio suministrada por la batería es cero.

En el caso de que corriente en atraso con ángulo de fase ϕ la corriente promedio en el transistor es:

$$I_{tr} = I_s(1 + \cos\phi)/2$$

La corriente promedio en el diodo es:

$$I_d = I_s(1 - \cos\phi)/2$$

La corriente de entrada suministrada por la batería será:

$$I_b = I_{tr} - I_d = I_s \cos\phi$$

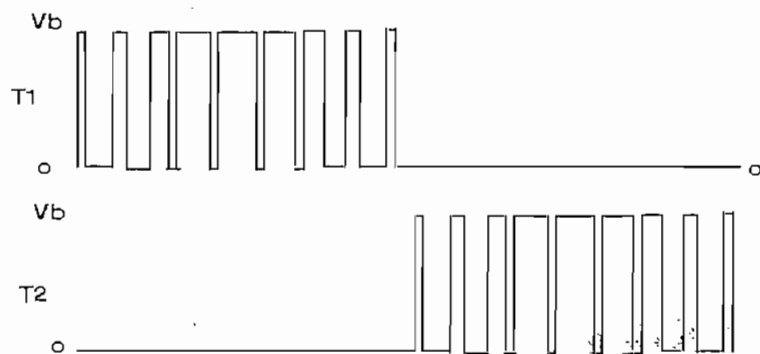
que corresponde al componente en fase de la corriente de carga.

Control de voltaje de salida.[20][21][22]

Con el fin de disponer a la salida de una onda senoidal de bajo contenido armónico, se emplea la técnica PWM a alta frecuencia de conmutación de los transistores. De tal manera que el valor integrado en cada pulso es proporcional al valor instantáneo de la componente fundamental requerida en un instante determinado. Es decir, la duración del pulso se modula sinusoidalmente.

La conmutación se realiza modulando la anchura (PWM) mediante la comparación de una onda triangular de igual frecuencia que la de conmutación, con una senoidal de igual frecuencia que la de salida. Tras un pequeño filtrado, se consigue una senoidal de salida con un rizado pequeño superpuesto de igual frecuencia que la de conmutación.

En el semiciclo de la onda cuadrada de 60 Hz en el que el uno de los transistores debe conducir se introduce una conmutación PWM de alta frecuencia, manteniendo al otro transistor apagado. De forma inversa se procede en el otro semiciclo, como se indica en la **Figura(1.15)**. El transformador cambia la polaridad en cada semiciclo, obteniéndose a la salida, la señal PWM a tres niveles como se indica en la **figura (1.16)**. El inversor es capaz de producir tres niveles instantáneos del voltaje de salida, considerando un comportamiento ideal y con cargas resistivas.



Figura(1.15) Esquema de conmutación de los transistores

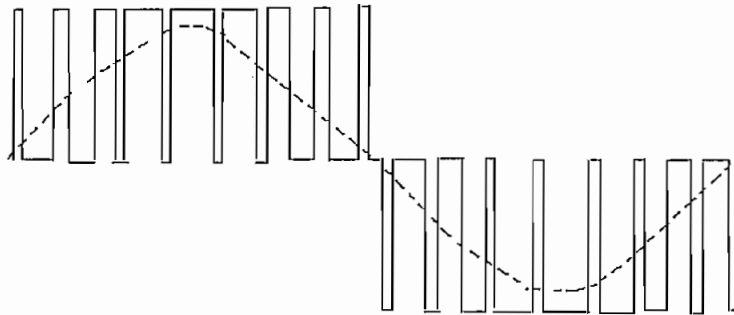
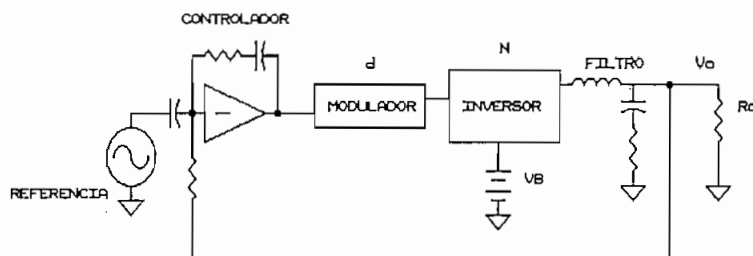


Figura (1.16) Onda PWM a tres niveles

En la figura (1.17) se muestra el diagrama de control equivalente simplificado del sistema. Asumiendo condiciones ideales y carga resistiva, el voltaje de salida depende de la tensión de la batería, del índice de modulación PWM, de la relación de vueltas del transformador y de la función de transferencia del filtro.



Figura(1.17) Circuito equivalente de control de voltaje del inversor

$$V_o = f(V_b, d, N, F.T.)$$

El voltaje de salida se controla con realimentación negativa comparándolo con la señal de referencia generada internamente. Al error obtenido se le aplica el control P.I. y con la señal resultante se generan las señales PWM que conmutan los transistores del inversor de potencia. Finalmente se filtra la señal para eliminar los armónicos de la portadora.

Considerando solamente el armónico con mayor valor significativo y asumiendo $d = 0.5$ el voltaje de salida sin filtro y en lazo abierto es:[22]

$$V_o = mN V_b \text{sen} W_1 t + 0.72 mN V_b \text{Sen}(wc - wt_1) + 0.72 mN V_b \text{sen}(wc + wt_1)$$

Componentes armónicos. [22]

El análisis de Fourier confirma que los componentes de frecuencia indeseada menores que la frecuencia de conmutación en la forma de onda en la figura quedan reducidos a tres bandas laterales, y la menor frecuencia de valor apreciable es $(p-5)f_l$ siendo f_l la frecuencia modulante y la frecuencia de conmutación es $p f_l$.

Si la frecuencia de repetición en un inversor PWM que produce la forma de onda de la figura (1.16) es alta en comparación con la frecuencia modulante, el efecto puede ser considerado como un regulador conmutado con una relación de trabajo τ que varía a lo largo del semiciclo en proporción al valor instantáneo de la señal modulante:

$$\tau(t) = d \cdot \text{sen} w_1 t$$

Donde "d" es el índice de modulación el cual es la relación de la amplitud de la fundamental con el voltaje DC de la fuente.

En cualquier punto del semiciclo, esto produce una serie de armónicos de la frecuencia de conmutación de acuerdo con la siguiente expresión cuyo valor RMS medidos en un período de tiempo corto es:

$$V_{cn}(t) = V_b \frac{\sqrt{2} \text{sen}(n \tau_{\pi})}{n \pi}$$

Relativo al pico de la fundamental del voltaje $V_{o1} = d V_b$ lo que queda:

$$V_{cn}(t) = \frac{\sqrt{2} V_{o1} \text{sen}(n d_{\pi} \text{sen } w_1 t)}{n d_{\pi}}$$

Los armónicos significativos son los de las frecuencias $(f_c \pm f_l)$, $(f_c \pm 3f_l)$ y $(f_c \pm 5f_l)$ con sus respectivas magnitudes $a_1/2$, $a_3/2$ y $a_5/2$ relativas a la fundamental. Estas cantidades se encuentran en la ref [22] para un rango de índices de modulación. Estos valores son aplicables cuando la frecuencia de portadora es mayor que unas 15 veces la frecuencia modulante. Del gráfico se tiene para $d = 0.5$:

$$a_1/2 = V_1/V_{o1} = 0.72$$

$$a_3/2 = V_3/V_{o1} = 0.08$$

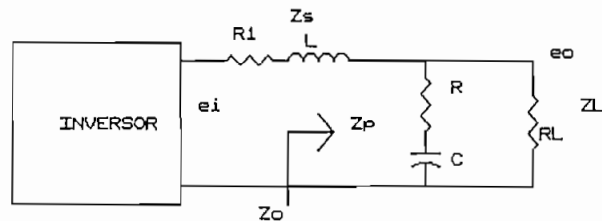
$$a_5/2 = V_5/V_{o1} = 0.0001$$

El armónico con mayor valor significativo es $a_1/2 = 0.72$

Filtro de armónicos.[21]

El objeto del filtro a la salida del inversor es la reducción o atenuación de los armónicos que aparecen en la carga y que permita el paso de la onda fundamental. La configuración más utilizada es el filtro en L como en la **figura (1.18)**. La rama serie debe tener una impedancia baja para la frecuencia fundamental para que no haya mucha caída de tensión y alta a la frecuencia de los armónicos para absorber la tensión de armónicos generada por el inversor. La rama paralelo debe comportarse de manera opuesta para no cargar al inversor con corriente alta de fundamental y cortocircuitar la corriente de armónicos.

La forma más simple de un filtro eficiente de esta forma es tal que el elemento serie sea una inductancia, para el presente caso la inductancia de dispersión del transformador y el elemento paralelo sea un condensador con una resistencia limitadora de la corriente fundamental.



Figura(1.18) Filtro de armónicos

CAPITULO 2

Descripción del Sistema

2.1 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS PLANTEADAS

La meta propuesta en el presente trabajo es el diseño y construcción de un Sistema de Alimentación Ininterrumpida de Energía Eléctrica Alterna para Equipos Electrónicos, el cual será capaz de suministrar energía de respaldo para cargas sensibles, tales como equipos de computación, de laboratorio, telecomunicaciones, equipos médicos y otros.

La potencia a manejarse será de 500 VA. Se escoge esta capacidad por estar dentro de los requerimientos de los computadores, sistemas personales y redes locales más usadas.

En el rango de 95 a 135 voltios AC de la entrada, la carga es alimentada directamente por la red. Fuera de este rango o en caso de interrupciones o apagones, el equipo aislará la entrada y trabajará desde las baterías, suministrando energía senoidal regulada en 117 voltios y 60 Hz mediante un inversor de potencia transistorizado tipo push-pull con P.W.M. a tres niveles.

Estará provisto de un filtro de ruidos eléctricos y transitorios de sobre voltaje para la salida.

Para variaciones de frecuencia mayores a +/- 1Hz del valor nominal, el equipo pasará a trabajar desde las baterías. Entonces la

frecuencia del inversor se mantiene estable en 60Hz +/- 0.5% mediante un oscilador interno.

El cambio de red a baterías o viceversa se lo realiza con un conmutador estático para disminuir el tiempo de transferencia del cambio, de tal manera que sea imperceptible para la carga.

Las especificaciones eléctricas planteadas para el equipo a construirse son las siguientes:

POTENCIA DE SALIDA: 500 VA

CON RED NORMAL:

VOLTAJE DE ENTRADA: 95 a 135 Vac, sin descargar baterías.

FRECUENCIA DE ENTRADA: 59 Hz A 61Hz.

EN BATERÍAS:

VOLTAJE DE SALIDA: 117 Vac +/-3% senoidal.

FRECUENCIA DE SALIDA: 60 Hz +/- 0,5 Hz libre de la red con oscilador interno.

DISTORSIÓN ARMÓNICA: 5% THD máximo.

TIEMPO DE AUTONOMÍA: 10 minutos a plena carga.

CONMUTADOR DE TRANSFERENCIA: Estático, para cambios de modos de operación.

FILTROS: EMI/RFI y contra picos de voltaje.

PROTECCIONES ELECTRÓNICAS: Sobre y bajo voltaje, sobrecarga, nivel mínimo de descarga de baterías,

INDICADORES: Modo normal, En baterías, red fuera de rango, batería baja.

2.2 DIAGRAMA DE BLOQUES

El sistema está formado por siete bloques principales que se enumeran a continuación según la figura 2.1.

SISTEMA ININTERRUMPIBLE DE ENERGIA ALTERNA

DIAGRAMA DE BLOQUES

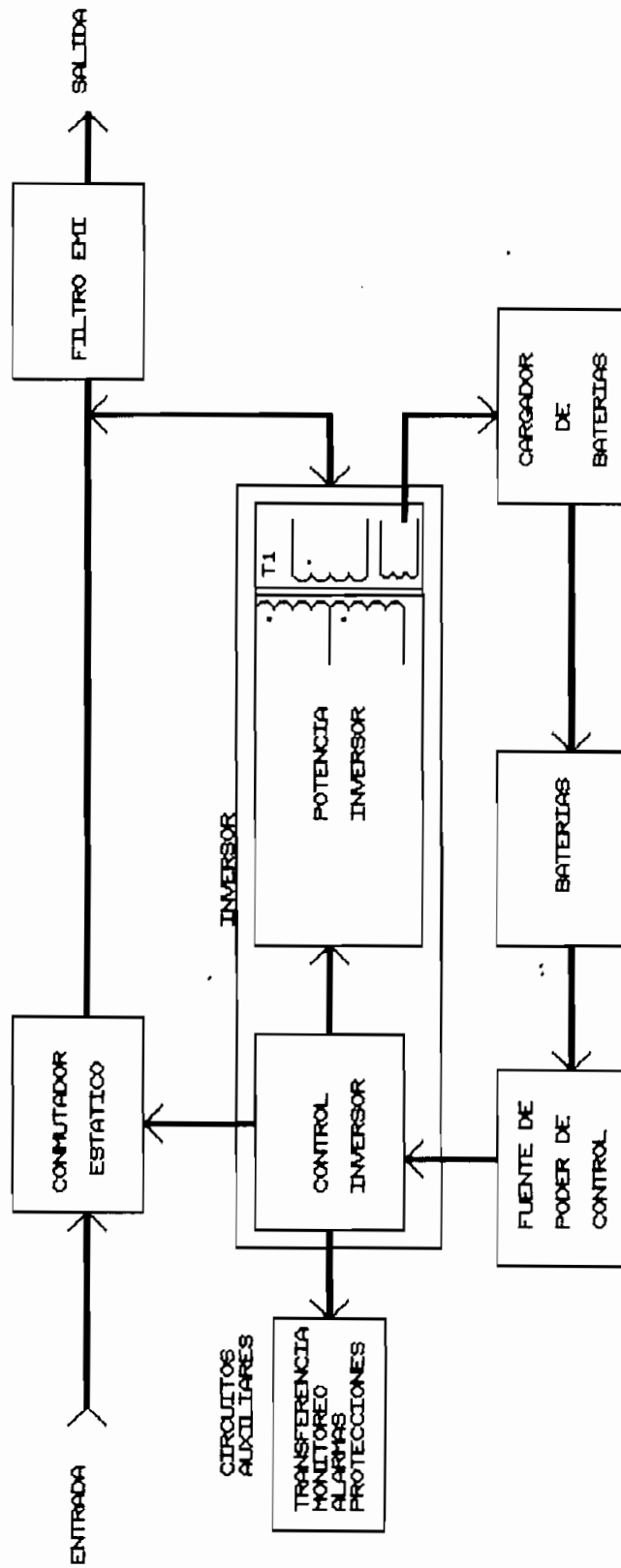


figura 2.1

- 1._ Conmutador estático AC
- 2._ Inversor de Potencia
- 3._ Baterías
- 4._ Cargador de Baterías
- 5._ Fuente de Poder del Control
- 6._ Circuitos auxiliares
- 7._ Filtro de ruido eléctrico

El inversor es un convertidor estático DC/AC de Potencia y constituye el elemento principal del sistema. Consta de un circuito de potencia figura 2.2 y un circuito de control figura 2.3.

El circuito de potencia del inversor se compone a su vez de las siguientes partes:

- * Amplificador de señales PWM.
- * Transistores de potencia
- * Transformador de Potencia
- * Snubber de protección
- * Filtro P.W.M.

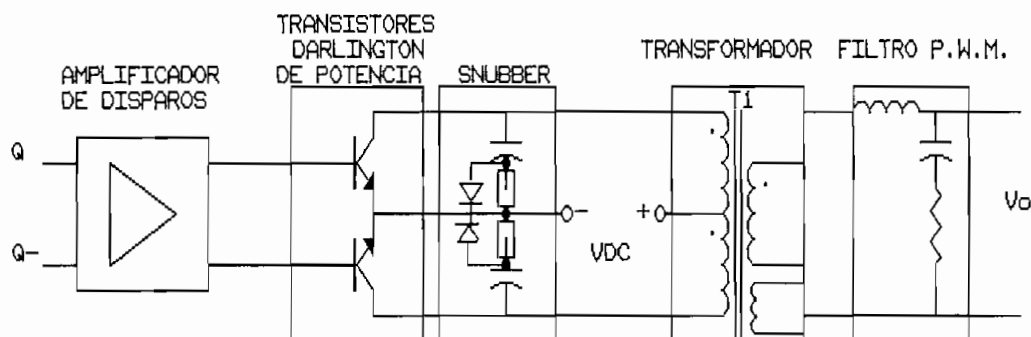


Figura (2.2) Diagrama de bloques de potencia del inversor

Los componentes del circuito de control del inversor son:

- * Generador de señal moduladora senoidal sincronizada a red
- * Generador de señal portadora triangular
- * Control de voltaje P.I.
- * Modulador
- * Habilitación de señales P.W.M.
- * Pulsos de protección

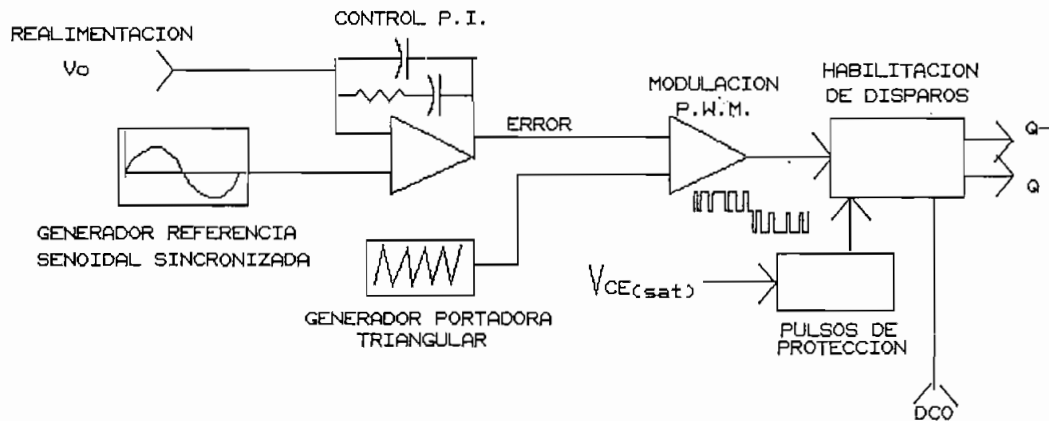


Figura (2.3) Diagrama de bloques del control de inversor

El sistema dispone de varios circuitos auxiliares mostrados en la **figura (2.4)**, que complementan el funcionamiento del equipo y son:

- * Sistema de transferencia
- * Monitoreo y alarmas
- * Protecciones

2.3 MODOS DE FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA

El Sistema de Alimentación Ininterrumpida tiene tres modos posibles de operación que son:

- * Operación en Modo Normal (ACO)
- * Operación en Modo de Batería (DCO)
- * Operación en Modo de Enclavamiento (OFF)

2.3.1. OPERACIÓN EN MODO NORMAL (ACO)

Cuando la red de entrada está presente y dentro de los límites admisibles de voltaje y frecuencia, la energía alterna de la red de entrada alimenta directamente la carga. **figura (2.5)**.

Mientras el equipo se encuentra funcionando en Modo ACO, el cargador mantiene recargadas las baterías a voltaje de flotación y listas para entregar energía en caso de falla de la red.

DIAGRAMA DE BLOQUES DE CIRCUITOS AUXILIARIOS

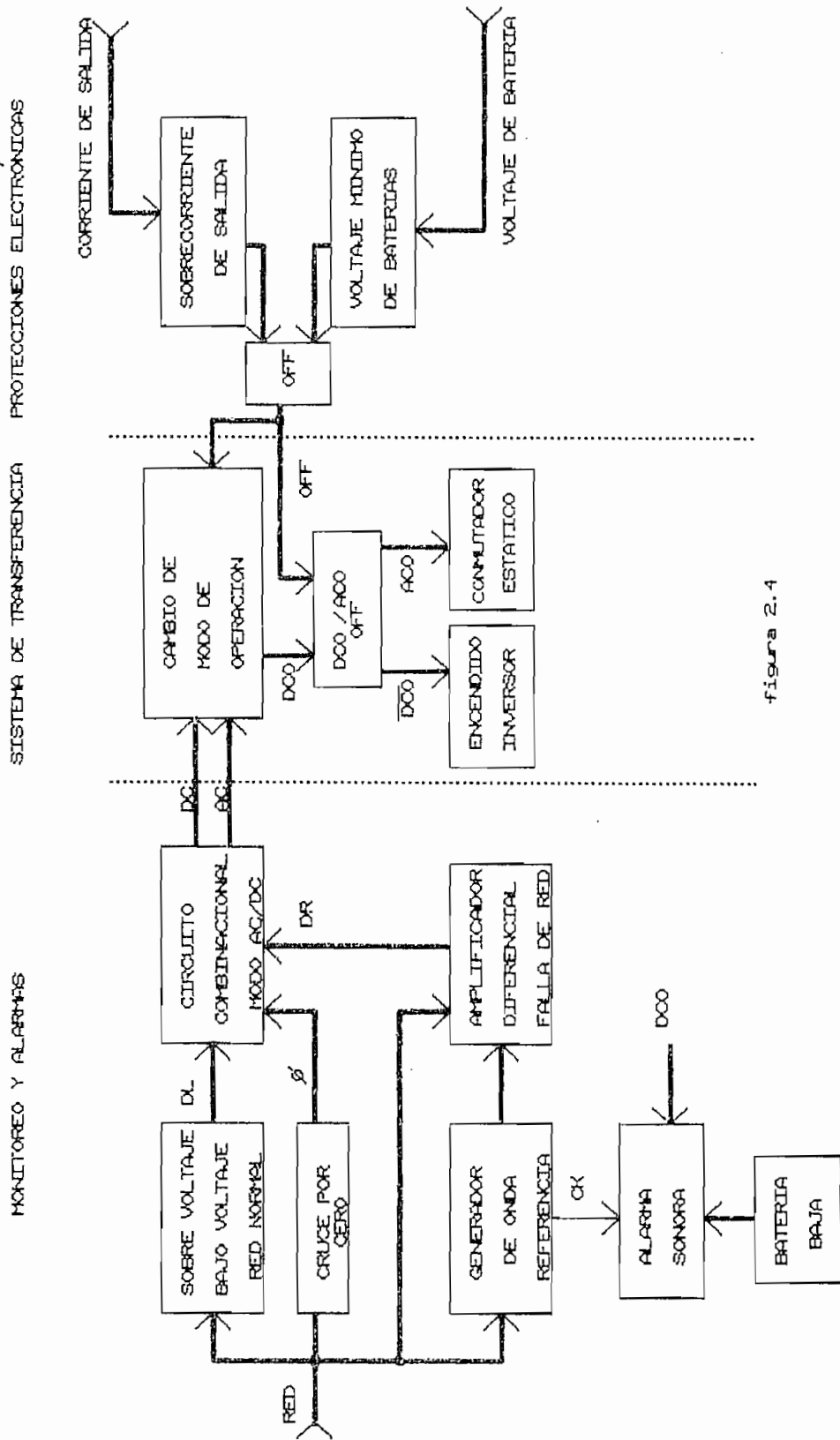


figura 2.4

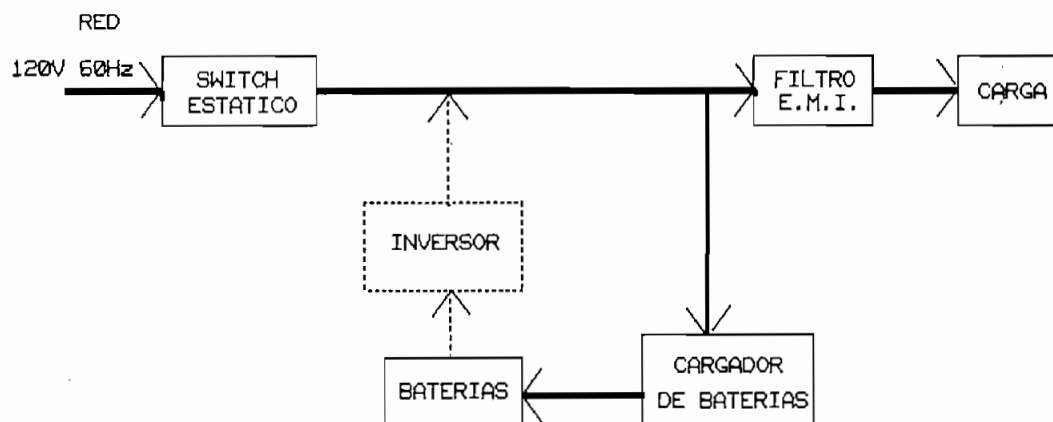


Figura (2.5) Funcionamiento con red normal

El voltaje de entrada es monitoreado con el fin de desconectar la alimentación de la red si sobrepasa límites de voltaje alto y bajo, produciéndose el cambio a modo de operación en baterías (DCO).

La energía de salida pasa a través de un filtro de interferencia electromagnética y de radio frecuencia (EMI/RFI). También la salida está provista de supresores de picos de voltaje.

2.3.2. OPERACIÓN EN MODO DE BATERÍAS (DCO)

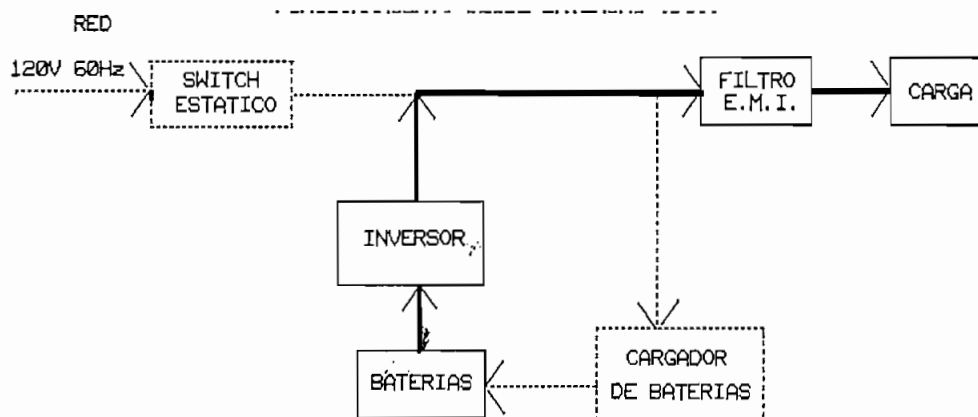


Figura (2.6) Funcionamiento desde baterías

Si los parámetros de la red salen de límites normales, una señal de comando desconecta el conmutador estático, aislando la entrada y habilitando el funcionamiento del inversor de potencia tipo push-pull transistorizado. El inversor genera una onda senoidal que alimenta la carga durante el período de tiempo que soportan las baterías. **figura 2.6**

El circuito de control está permanentemente encendido, produciendo la señal PWM sincronizada a la red, de tal manera que la onda del inversor se inicia el punto donde fue interrumpida la onda de entrada.

Si la red es restaurada antes de la descarga total de las baterías, de manera automática el inversor sincroniza a la red y el sistema cambia a modo de operación normal. Entonces se conecta el conmutador estático y se desactiva el inversor.

Si la interrupción de la red dura un tiempo mayor al de descarga total de baterías, el inversor se apaga cuando se alcanza el voltaje DC mínimo recomendado por los fabricantes de baterías. Esto evita que se produzca daños permanentes de las baterías.

2.3.3 OPERACIÓN EN MODO DE ENCLAVAMIENTO (OFF)

En este modo tanto el Modo ACO como el DCO están desactivados. La alimentación de la salida del equipo permanece apagada. Este modo es provocado por dos causas: Sobrecarga de salida o voltaje mínimo de baterías.

En caso de entrar en este estado, por sobrecarga de salida, la carga quedará sin alimentación. La energía se restablece mediante un reseteo que consiste en apagar el equipo y repetir el procedimiento de encendido.

Si el Modo OFF se produce por descarga total de baterías, una vez que la energía de la red haya sido restaurada, el equipo debe ser restablecido de la misma manera que en el caso anterior.

2.4 DESCRIPCIÓN OPERATIVA DE LOS BLOQUES

A continuación se describe el trabajo que realizan cada uno de los siete bloques que forman el sistema.

2.4.1._ CONMUTADOR ESTÁTICO DE AC

Está formado por dos SCRs conectados en antiparalelo, la señal de conexión y desconexión proviene del circuito de control de Modo de Operación.

El conmutador estático se encuentra conectado durante trabajo en modo normal y se desconecta para aislar la energía de la red cuando el equipo trabaja desde las baterías.

2.4.2._ INVERSOR DE POTENCIA

El inversor es el elemento más importante del sistema. Es un convertidor estático DC/AC, que se alimenta de la energía de las baterías y la convierte en energía alterna regulada de 117V a 60Hz.

Se utiliza un inversor simétrico transistorizado tipo Push-pull con técnica P.W.M. de tres niveles formado por un transformador con toma central que genera alternativamente cada semiciclo de la onda alterna. Esto se lo realiza en trabajo conjunto con dos transistores que actúan como conmutadores para generar la onda senoidal de salida. La señal de salida tiene bajo contenido armónico al ser filtrada a la salida del inversor.

2.4.2.1 CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR

El circuito de potencia del inversor lo forman cinco subbloques cuya operación se describe a continuación.

AMPLIFICADOR DE SEÑALES PWM ._ Las señales PWM generadas en las compuertas del circuito electrónico de control, se amplifican en este bloque. Por tanto su función es entregar la corriente de base necesaria para activar a los transistores de potencia del inversor.

Este circuito dispone también de diodos de ant saturación, para aumentar la velocidad de la conmutación de los transistores.

TRANSISTORES DE POTENCIA._ Las señales PWM amplificadas disparan las bases de dos transistores darlington de potencia, que actúan como conmutadores. Estos transistores que manejan la corriente de salida del inversor, están dispuestos en forma simétrica de tal manera que, la conmutación de cada uno genera un semiciclo de la

onda senoidal de salida. Este trabajo lo realizan en conjunto con la disposición de la polaridad de los dos bobinados del primario del transformador de potencia.

TRANSFORMADOR DE POTENCIA._ Consta de un primario con toma central en el cual la batería se conecta por el polo positivo al punto medio del primario. El polo negativo se conecta alternativamente a uno u otro extremo del primario mediante la conmutación de cada uno de los transistores de potencia, generando alternativamente cada semiciclo de la onda de salida en el secundario a la frecuencia de salida de 60Hz.

La disposición física de los bobinados se la realiza de tal manera de obtener alta inductancia de dispersión en la salida del transformador, con lo que esta inductancia de dispersión actúa como impedancia serie del filtro de salida para eliminar los armónicos generados por la modulación PWM.

SNUBBER DE PROTECCIÓN._ Cuando se encuentran en corte, los transistores de potencia soportan el doble del voltaje de la batería más los picos producidos por las desconexiones del transformador y la carga inductiva. Esto ocurre durante el apagado de los transistores, por lo que están provistos de este circuito de protección de sobre voltaje, que limita el valor de los picos de voltaje.

FILTRO AC P.W.M._ Está diseñado para eliminar los armónicos generados por la portadora PWM. Lo forman la inductancia de dispersión del transformador como impedancia serie y un circuito RC como impedancia en paralelo con la carga.

2.4.2.2 CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR

Contiene la lógica que monitorea el estado general del equipo, genera las señales y los comandos que gobiernan el funcionamiento total del sistema, y toma las decisiones de cambio de los distintos modos de operación. Lo componen los siguientes bloques:

GENERADOR DE SEÑAL MODULADORA SENOIDAL SINCRONIZADA A LA RED. Para el inversor de potencia con tecnología por Modulación de Ancho de Pulsos PWM, se requiere generar una onda senoidal de referencia de 60 Hz la cual será la señal moduladora. Esta señal lleva la información de la onda de salida del Inversor. La referencia senoidal debe estar sincronizada a la red, con el fin de que las transferencias entre los modos de operación no representen cambios bruscos en la alimentación de la carga.

Este circuito generador está formado por tres etapas que se describen a continuación: Oscilador interno; sincronismo a red y filtro activo pasabajo.

El Oscilador interno genera una onda cuadrada de oscilación libre a 60 Hz mediante un circuito multivibrador a estable formado por un amplificador operacional. Es muy importante la estabilidad de frecuencia, la cual depende de la calidad de los elementos tales como condensador y resistencias.

El Sincronismo a red se lo realiza actuando sobre el generador de ondas cuadradas mencionado arriba. Para esto, la onda de la red de entrada se añade al circuito para realizar el ajuste de fase con el oscilador el cual oscila entonces gobernado por la frecuencia de la red cuando está presente.

La onda cuadrada generada por el oscilador interno es filtrada por medio de un filtro activo pasabajo de segundo orden, con lo cual se obtiene la onda senoidal de 60Hz requerida.

GENERADOR DE SEÑAL PORTADORA TRIANGULAR. Otra de las señales que forman parte de la modulación PWM es la portadora de más alta frecuencia que la senoidal moduladora. Esta portadora es generada mediante un oscilador de onda cuadrada, formado por un flip-flop, dos comparadores, luego se integra mediante una red RC y mediante una red de resistencias se obtiene la señal triangular en dos niveles DC diferentes: el mayor valor para la modulación del semiciclo positivo y el menor para la modulación del semiciclo negativo. Se obtiene así la modulación de tres niveles.

CONTROL DE VOLTAJE P.I._ La onda senoidal de referencia, es comparada con la realimentación negativa de la onda de salida formando el sistema de control que regula el voltaje al generar el error entre las dos señales. El error será amplificado para ser usado en la generación del PWM.

El trabajo que cumple este circuito es de: regulación, Control y Amplificador de error.

MODULADOR._ Los dos niveles de señal portadora son comparados con el error generado en el circuito de control de voltaje, obteniéndose dos trenes de pulsos, uno para cada semiciclo es decir para cada transistor de potencia. De este modo la duración de los pulsos es proporcional a la señal moduladora, produciéndose así el PWM.

HABILITACIÓN DE SEÑAL P.W.M._ Mediante este circuito combinacional, los 2 trenes de pulsos PWM ya generados en sincronismo con la red, se encuentran deshabilitados a la espera de la señal de trabajo en baterías (DCO). Esta señal habilita el disparo a las bases de los transistores de potencia del inversor.

PULSOS DE PROTECCIÓN._ Este circuito sensa el voltaje de saturación $V_{ce(sat)}$ de los transistores, durante la conducción. En caso de aumentar este voltaje, los disparos PWM son deshabilitados. Esto ocurre cuando la corriente de colector de un transistor de potencia aumenta al punto de sacar de saturación al transistor y este pasa a trabajar fuera del área de operación segura. Esto puede ocurrir por cortocircuito de salida, sobrecarga o por aplicación de cargas frías.

2.4.3 BANCO DE BATERÍAS

Es la fuente alternativa de energía para trabajo independiente de la red durante los apagones, interrupciones de la energía eléctrica de la red de entrada o cuando ésta se encuentra fuera de las especificaciones.

Se utilizan baterías recargables de plomo ácido selladas, libres de mantenimiento utilizadas en inversores de Fuentes se alimentación ininterrumpida.

La capacidad de corriente de las baterías y la carga aplicada al inversor, definen el tiempo de autonomía del sistema. Para el caso presente se ha establecido un tiempo mínimo de 10 minutos a plena carga.

2.4.4 CARGADOR DE BATERÍAS

Mantiene recargadas las baterías hasta su plena capacidad cuando la red de entrada está presente.

Se utiliza como cargador una fuente regulada lineal de voltaje y corriente con transistor en serie. El cargador se mantiene en nivel de voltaje de flotación de las baterías y dispone de límite de corriente máxima de recarga al 25% de la capacidad nominal de corriente de las baterías. Para la presente aplicación, esta es la mejor manera de recarga según recomendación del catálogo del fabricante de las baterías.

El momento de descarga de las baterías, por operación del inversor, una señal de control desactiva el cargador.

2.4.5 FUENTE DE PODER DEL CONTROL

Todos los circuitos electrónicos de control del están polarizados con una sola fuente. Esta suministra la energía a un único nivel de voltaje de 12 Vdc. La fuente primaria para esta fuente son las baterías de donde se obtiene también la corriente para el disparo de los transistores de potencia del inversor.

Se toma la energía de la batería y se reduce el voltaje con una fuente regulada con transistor en serie, esta alimenta el amplificador de corriente de las señales de base de los transistores de potencia. Adicionalmente se alimenta a un circuito integrado regulador de 12 Vdc que polariza el control electrónico.

2.4.6. CIRCUITOS AUXILIARES

El sistema dispone de varios circuitos auxiliares, figura ,2.4, que complementan el funcionamiento integral de las partes del equipo y son:

- * Sistema de transferencia
- * Monitoreo y Alarmas
- * Protecciones

SISTEMA DE TRANSFERENCIA._ Este circuito escoge de acuerdo a las condiciones de entrada, uno de los tres posibles modos de operación del equipo.

Para RED NORMAL (ACO) conecta el Conmutador Estático permitiendo el paso de la energía de la red hacia la carga.

Para operación EN BATERÍAS (DCO), habilita las señales PWM a los transistores de potencia del inversor y desconecta el conmutador estático para aislar la energía de la red de entrada.

En modo de ENCLAVAMIENTO (OFF), desactiva los dos modos de operación anteriores, es decir, las dos fuentes posibles a la carga quedan apagadas. Este estado se produce por condición de sobrecarga o por voltaje mínimo de batería.

El control de conmutador estático, da orden de encendido o apagado del conmutador según se requiera el paso de la energía de la red o de las Baterías.

MONITOREO Y ALARMAS._ Los niveles de la red de entrada son monitoreados mediante este circuito que da la señal de fuera de rango cuando se sobrepasan los límites calibrados estos son: alto voltaje y bajo voltaje. Si no existen estas condiciones la señal sería de RED NORMAL

Cuando la red es restaurada a nivel normal, se debe cambiar el modo de operación a ACO, este cambio se lo realiza en el cruce por cero de la onda de entrada. Esta operación se realiza mediante un circuito detector de cruce por cero.

Se monitorea la presencia de la onda de la red y por otro lado se genera una referencia. Entonces se comparan estas dos ondas punto a punto y se obtiene un aviso de interrupción cuando la red difiere de la referencia. Con esto se realiza el cambio a modo de operación en baterías en el instante en que aparece la perturbación en la red.

Para obtener la señal de referencia descrita arriba, se requiere que esta pueda sincronizarse en el rango de 60 Hz +/- 1Hz para detectar cambios en la frecuencia y dar paso al trabajo del inversor con el oscilador interno.

Con el uso del mismo oscilador se realizan dos divisiones de frecuencia obteniéndose dos señales intermitentes para ser usadas en la alarma sonora o pito.

El circuito de la alarma sonora produce pulsos intermitentes para el pito, con el fin de advertir al usuario que el equipo ha pasado de trabajo en Red Normal a baterías. También se advierte al usuario con una secuencia más rápida de intervalo del pito que la batería está baja y se encuentra próximo el consumo total de la energía de respaldo de emergencia.

PROTECCIONES. _ El sistema dispone de varios circuitos de protección electrónica con el fin de evitar daños en los componentes del equipo y son los siguientes:

VOLTAJE MÍNIMO DE BATERÍA. _ Cuando el equipo está trabajando en baterías, estas pueden ser descargadas hasta un mínimo de voltaje, recomendado por el fabricante de baterías sin que estas sufran daño permanente y puedan ser nuevamente recargadas para una posterior operación.

Este circuito compara el voltaje de batería con el nivel mínimo y da la señal de apagado del inversor.

SOBRECARGA DE SALIDA. _ Producida por aumento de la corriente de salida, condición monitoreada por un transformador de corriente, este circuito produce una señal de apagado total. Esta señal es

memorizada y se desactiva realizando un apagado de la fuente de poder, luego de haber eliminado la condición de sobrecarga.

2.4.7 FILTRO DE RUIDO ELÉCTRICO

Elimina interferencia electromagnética (EMI) e interferencia de radio frecuencia (RFI) a la salida.'

Se utiliza también un varistor de óxido metálico que actúa como supresor de picos de voltaje.

El filtro (EMI) y (RFI), es un elemento modular formado por inductancia y capacitores que filtran los ruidos que se introducen en la red de potencia.

CAPITULO 3

Diseño y Construcción del Sistema

Por su fácil obtención en el mercado, por disponibilidad de equipos e instrumentos de laboratorio; el diseño del control electrónico se lo realiza utilizando lógica CMOS para circuitos digitales lógicos. Para lógica análoga se usa amplificadores operacionales y transistores de señal.

La polarización se hace con una sola fuente de 12V cuya energía primaria se obtiene de las baterías.

Se considera un comportamiento ideal de los elementos, esto es: diodos, transistores, amplificadores operacionales y otros. Se hacen posteriormente los cambios que permitan el funcionamiento adecuado dentro del circuito.

Se usan circuitos propuestos en la bibliografía, adaptándolos a las condiciones particulares con el fin de cumplir las especificaciones deseadas.

Para el diseño del equipo a construirse se siguen los siguientes pasos:

- * Planteamiento del objetivo y trabajo que se pretende cumplir con un circuito determinado.
- * Selección de un método realizable con los recursos disponibles.

- * Justificación del circuito propuesto que fue probado.
- * Descripción del trabajo que realizan los componentes dentro del circuito.
- * Pasos seguidos para el cálculo de componentes.

3.1 CARGADOR DE BATERÍAS

El cargador de baterías se relaciona con el voltaje DC nominal de entrada del inversor y con el tipo de baterías disponibles. Con estos datos se determina el método de recarga adecuado para diseñar del cargador.

3.1.1 SELECCIÓN DEL BANCO DE BATERÍAS [23]

Se escoge el voltaje DC de alimentación del inversor o voltaje de la batería. Para esto se toman en cuenta los siguientes parámetros:

- * La corriente DC máxima en función de la potencia de salida.
- * Capacidad máxima de corriente de los transistores de potencia que actúan como conmutadores.
- * Voltaje máximo de bloqueo V_{ce0} , de los transistores. impedancia inductiva del transformador y la carga inductiva de salida.
- * La disponibilidad de baterías recargables aptas para la aplicación.

Con las consideraciones anteriores se prepara la siguiente tabla de posibles niveles de voltaje a emplearse.

$$IDC = \frac{\text{Potencia de salida (W)}}{\text{Eficiencia} \times \text{Voltaje DC final}}$$

CANTIDAD BAT 12V	No CELDA	VOLTAJE NOMINAL Vdc	VOLTAJE FINAL Vdc	IDC 500w A	IDC 1000w A
1	6	12	9.6	65.1	130.2
2	12	24	19.2	32.5	65.1
3	18	35	28.8	21.7	43.4
4	24	48	38.4	16.2	32.5
5	48	60	48.0	13.0	26.0

Tabla 3.1 Alternativas de niveles dc a usarse

Se asume una eficiencia típica de 80% para la configuración del inversor a usarse. El voltaje final de operación es un dato del fabricante de las baterías, y se refiere al mínimo voltaje que puede ser descargada sin que sufra daños permanentes.

Por el diseño del inversor, los transistores a utilizarse deberían tener al menos el doble de capacidad de corriente y soportar más de 4 veces el nivel de voltaje. Estos datos serán tomados en cuenta al escoger los elementos de potencia.

Para una potencia determinada, a menor voltaje DC la corriente es mayor. De la tabla se tiene que 4 baterías de 12V, tendrían que entregar en promedio 16.2 amperios con 48V hasta un mínimo de 38.4 V. Este es un valor de corriente DC razonable, por tanto se escoge el voltaje DC nominal igual a 48V.

Para seleccionar la batería adecuada, se sigue el procedimiento recomendado por el catálogo de Baterías Yuasa de plomo-ácido calcio, de tipo selladas libres de mantenimiento.[23]

$$\text{Potencia total de Batería} = \frac{\text{Carga de inversor (VA)} \times \cos(\phi)}{\text{Eficiencia}}$$

$$\text{Potencia total de Batería} = \frac{500 \text{ VA} \times 0.8}{0.8} = 500 \text{ W}$$

Para asegurar la máxima vida de servicio, en una amplia variedad de condiciones ambientales, y de trabajo, YUASA recomienda un factor de disminución de capacidad del 20%

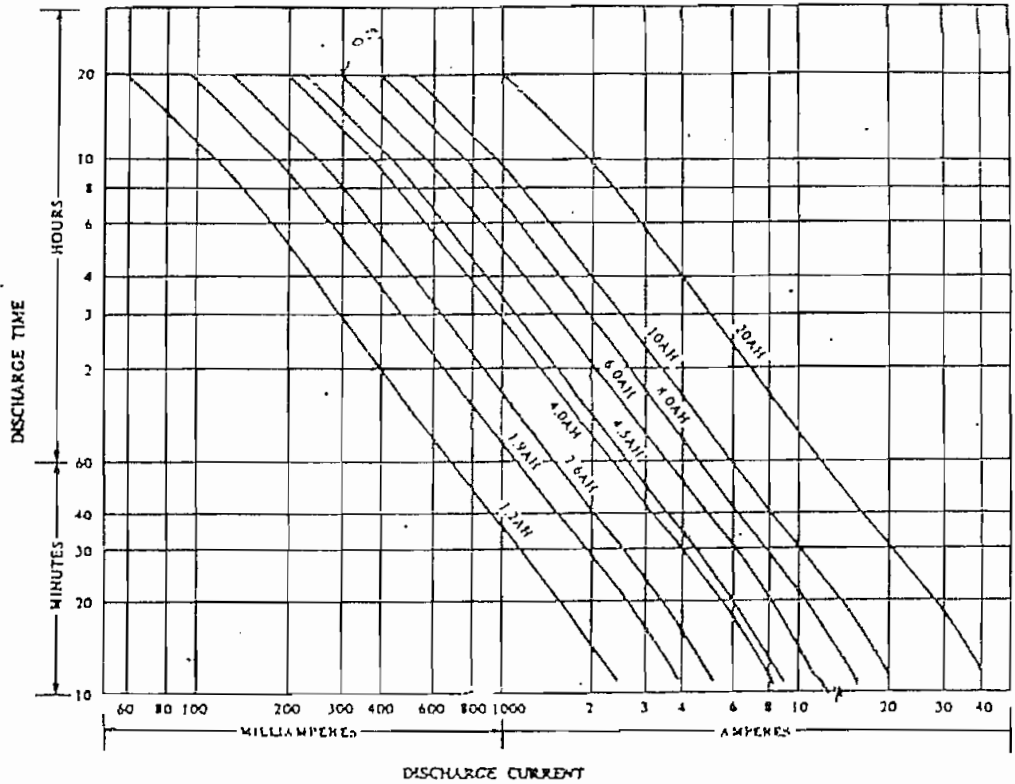
$$\text{Potencia óptima de Batería} = \frac{\text{Potencia total}}{0.8} = \frac{500 \text{ W}}{0.8} = 625$$

$$\text{Wattios por batería} = \frac{625 \text{ W}}{4} = 156.25 \text{ W}$$

$$\text{Wattios por celda} = 156\text{W}/6 = 26.04 \text{ W/celda}$$

La **figura 3.1** muestra la manera de determinar la capacidad mínima de la batería para la aplicación deseada.

AT 20°C (68°F)



DISCHARGE CHARACTERISTIC CURVES

AT 20°C (68°F)

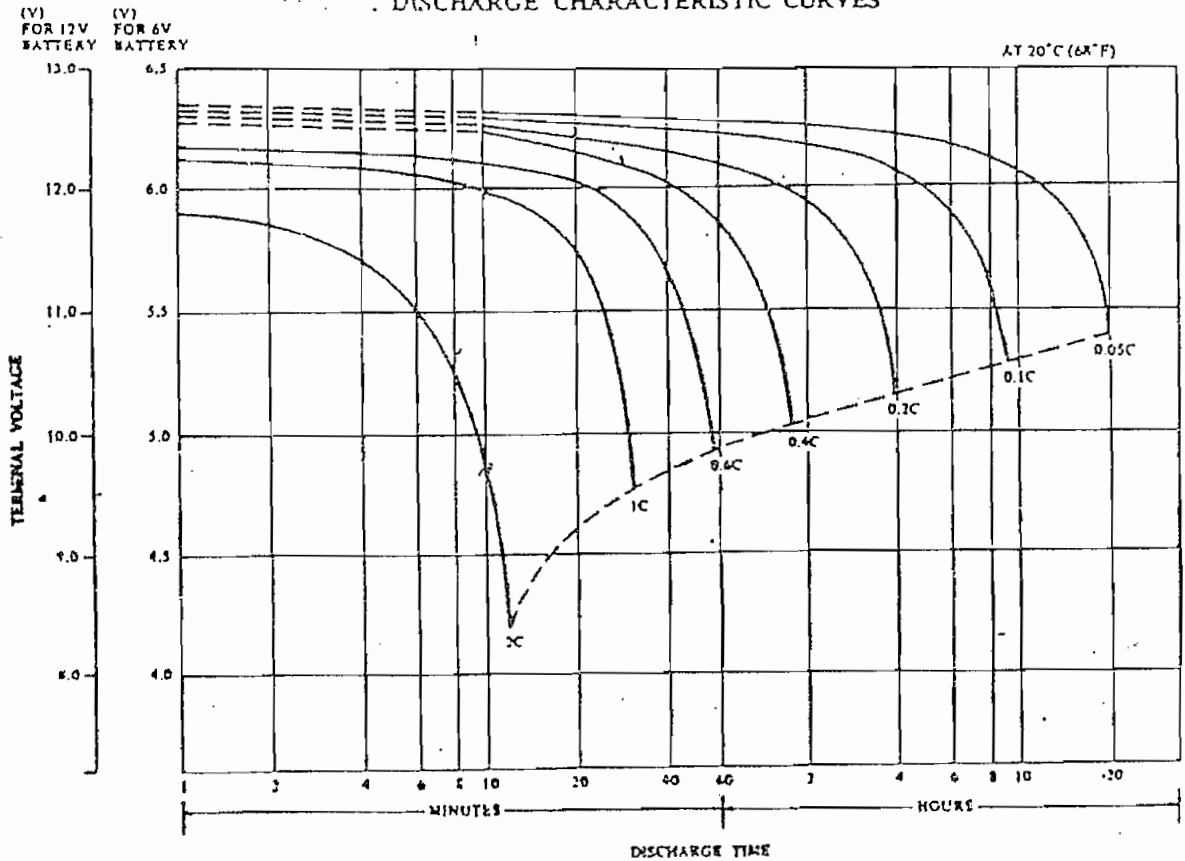


Figura (3.2) Curva de selección de baterías y características de descarga. (Tomado de (23)).

Con el valor de la corriente y el tiempo de descarga requerido, se selecciona en el gráfico. El punto donde se interceptan las líneas, es la mínima capacidad de la batería requerida.

La figura 3.2 muestra el comportamiento de las baterías YUASA NP a 20°C. El símbolo "C" expresa la capacidad amperios-hora relativas a 20 horas de descarga. La capacidad nominal de la batería se expresa cuando es descargada por 20 horas hasta el voltaje final de 1.75 V/celda ó 1.60 V/celda, 10.5 V ó 9.6V respectivamente para las baterías de 12V.

De las curvas se tiene que para 16 amperios la batería que soporta 10 minutos es de 8.0AH. Según esto 16 amperios corresponde a capacidad relativa de "2C" para 20horas, para esta batería.

Por disponibilidad se utilizan 4 baterías YUASA NP7.5-12; de 12V 7.0AH

3.1.2 DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL Y POTENCIA

La recarga de baterías a voltaje constante es el mejor y más recomendado método utilizado. Para el presente caso las baterías se descargan en forma repetida, profunda y con alta corriente en cada ciclo de operación. Por lo tanto para obtener el mejor desempeño y la más larga vida útil, es recomendable limitar la corriente máxima de recarga que fluye en el período inicial. Existen dos métodos aceptados de recarga con voltaje constante que se describen a continuación:[23]

- * CARGA CÍCLICA._ Cuando se utiliza las baterías en forma cíclica, se cargan y descargan de manera ocasional. Entonces es recomendable recargarlas a 2.5V/celda hasta que alcanzan su corriente mínima y se las desconecta del cargador para evitar sobrecarga excesiva.
- * CARGA DE FLOTACIÓN._ En flotación, las baterías continuarán trabajando en las mejores condiciones y de manera segura por 4 a 5 años. Esta vida esperada se basa en condiciones normales de servicio cuando el voltaje de flotación se mantiene entre 2.25V/celda a 2.3V/celda a una temperatura ambiental de 20°C.

La razón es que si la temperatura aumenta, el voltaje en los terminales de la batería disminuye, pero el cargador mantiene el voltaje constante, esto crea una diferencia de tensión, entonces la corriente que fluye hacia la batería aumenta compensando la autodescarga. Si la temperatura disminuye, la autodescarga disminuye, entonces disminuye la diferencia de voltaje entre los terminales y el cargador y la corriente también disminuye a la mínima requerida y se mantiene la batería en equilibrio. De esta forma la corriente de carga se ajusta automáticamente dependiendo de los niveles de autodescarga.

El tiempo de vida en flotación se ve afectado por el número de descargas, profundidad de la descargas, temperatura y voltaje de flotación.

Para recuperar la carga posterior a una descarga profunda, se mantiene el mismo voltaje de flotación y la corriente inicial se limita a un valor apropiado de 0.25C.

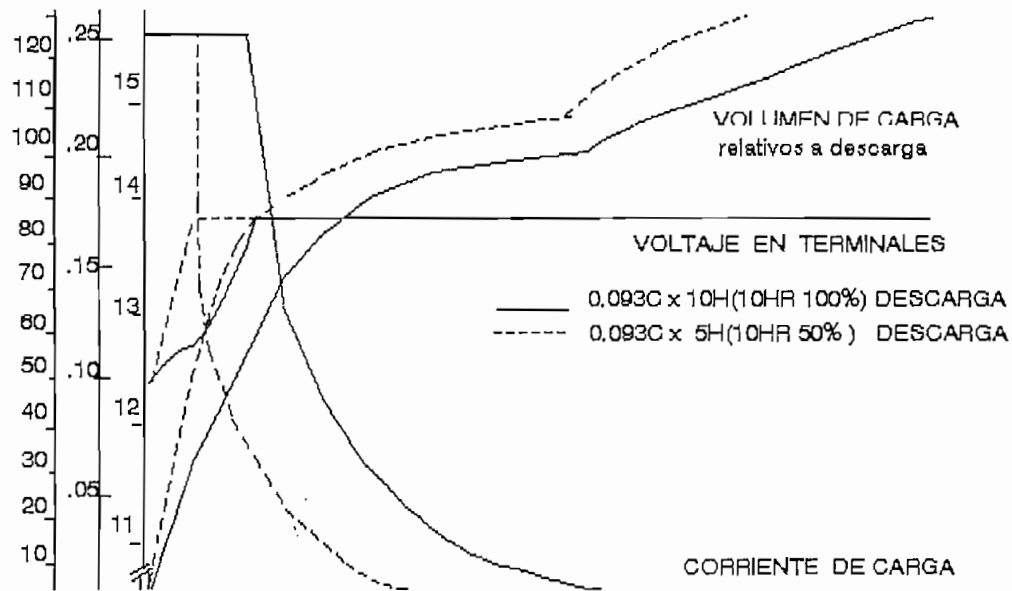


figura 3.3 Característica de carga de las baterías

En la figura 3.3 se muestran las características de recarga de las baterías a voltaje de flotación. La corriente inicial se limita a

0.25C. Las líneas continuas representan una descarga del 100% a 10 horas de capacidad relativa en el ciclo anterior de descarga; y las líneas punteadas las característica de recarga para una descarga al 50% por 5 horas a la misma capacidad relativa de 10 horas.[23]

Con este método la batería se recarga en los siguientes tiempos:

Descarga = 100%; recarga al 80% en 4 horas y 100% en 10 horas

Descarga = 50%; recarga al 80% en 2 horas y 100% en 5 horas

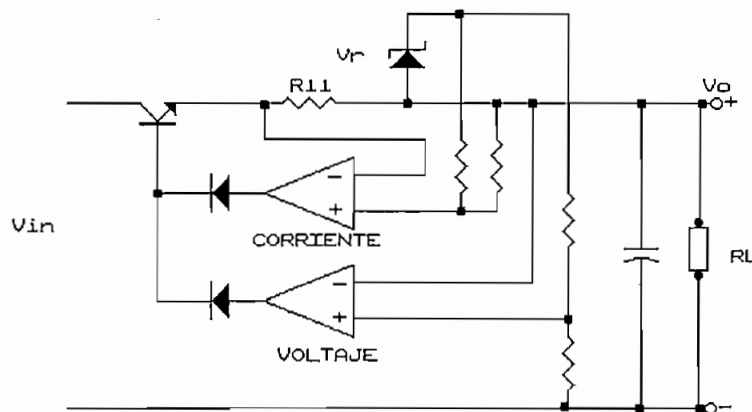


Figura 3.4 Configuración del cargador

Tomando en cuenta lo anteriormente anotado y las curvas características de recarga de las baterías a ser usadas, se selecciona como cargador, una fuente regulada lineal en serie, a voltaje de flotación con limitación de corriente máxima.

La fuente tiene la configuración de la figura 3.4. Las dos funciones de regulación de voltaje y corriente se combinan en una sola fuente que actúa como regulador de tensión mientras la corriente no alcance un máximo previsto, entonces actúa como regulador de corriente. El circuito consta de dos comparadores, uno para voltaje y otro para corriente; una compuerta "OR" formada por dos diodos, que actúa como circuito de decisión, deja pasar hacia el elemento regulador (transistor), la salida del comparador que entregue el menor voltaje, ajustándose de esta manera el voltaje de salida. [8]

Vo	Voltaje de salida de flotación 2.25 V/celda x 24celdas	54 V
Icg	Corriente de carga máxima = 0.25x7A	1.75 A
Ven	Voltaje de entrada de red	95-135V
Vre	Voltaje de rizado a la entrada	6.6Vpp
Vrs	Voltaje de rizado a la salida	< 100mV

Tabla 3.2 Especificaciones del cargador

El circuito propuesto e implementado para el cargador de baterías se muestra en la figura 3.5. Se describen a continuación los pasos del diseño.

1._ La energía de entrada proviene de un bobinado auxiliar del transformador TP1 del inversor; esta energía es rectificad mediante el puente BR y se filtra con C5,C6,C7 y C8. El voltaje pico mínimo, requerido en el secundario de cargador del transformador (Vsp) será:

$$V_{sp} = V_o + V_r/2 + V_{cemin} + V_{R11} \quad (3.1)$$

$$V_{sp} = 55 + 3 + 2 + 2 = 62 \text{ V}$$

$$V_{srms} = 62/\sqrt{2} = 43.84 \text{ V}$$

BR es: S6464-1; 600V 30A, 1.2 Vf

2._ Relación del transformador y voltaje máximo de secundario

$$n = V_{e(\min)}/V_{srms} = 95/43.84 = 2.17$$

$$V_{s(\max)} = 62.21 \text{ V} = 135\text{V}/2.17$$

3._ Capacitores C5, C6, C7 y C8 del filtro:

$$V_{rpp} = \frac{I_{xt}}{C} \quad (3.2)$$

Para $I=2A$; $t=5ms$ (valor típico)

$C = 1500 \mu F$; $100 Vdc$

El voltaje máximo aplicado es $\sqrt{2} \times 62.21 = 88 V$

- 4._ Para polarizar al circuito de control se forman dos fuentes con la energía obtenida desde el secundario con toma central del transformador TP2. Estas dos fuentes se forma rectificando la señal de TP2 mediante el puente BR1. Se obtiene un voltaje positivo y otro negativo, las fuentes las forman respectivamente el zener ZD1 con R1 y C1; y ZD2 con R2 y C2. Se obtiene a partir de un transformador de 120V a 48V con toma central a 24V y corriente 500mA.

$$R1 = \frac{2\sqrt{2}Vs_2 - Vz}{Iz} \quad (3.3)$$

$Vs_2 =$ Voltaje de secundario de Tp2 = 24V para $Ve = 120V$

$Vz =$ Voltaje de zener = 6.2V ; $Iz = 30mA$

$R1 = 453\Omega$ se selecciona $R1 = R2 = 500\Omega$

De (3.2) para $Vr = 5\%$ de Vz se tiene que $C1 = C2 = 470 \mu F$

- 5._ El voltaje DC obtenido en los pasos 1. 2. y 3, es regulado mediante el transistor de potencia Q3 que recibe la señal de control de base desde Q2. Entonces la corriente de base Ib_2 es:

$$Ib_2 = I_{cg} / \beta_3 \beta_2 \quad ; \quad \beta_3 = 20 \quad \beta_2 = 100$$

$Ib_2 = 1mA$; Para $I_{cg}=2A$

R3 limita la corriente de salida de los comparadores.

$$10Ib_2 = I_{R3} = 10mA \quad R3 = 1K\Omega$$

Q2 es NPN D667 $BV_{ceo} = 100V$; $I_c 1A$; $h_{fe} = 50$; $P_d=0.9mW$

Q3 es NPN EIC797 $BV_{ceo} = 80V$; $I_c 30A$; $h_{fe} = 20$; $P_d=200W$

- 6._ Q2 está controlado por medio de dos comparadores del circuito integrado U1 LM324, cuyas salidas están unidas con los diodos D3 y D4 que forman una compuerta "OR" que permite actuar al comparador que tenga el menor voltaje en su salida.

El comparador U1A regula el voltaje tomando una muestra del voltaje de salida y comparándolo con el nivel de referencia del divisor de tensión entre R7 y R4; el potenciómetro VR1 permite ajustar el voltaje de salida variando la referencia.

$$\frac{V_o + V_R}{R_4 + R_7} = \frac{V_R}{R_4} \quad (3.4)$$

$V_o = 54V$; $V_R = 6.2V$; de donde si $R_4 = 1.8k\Omega$; $R_7 = 12 k\Omega$
 $VR1 = 5K\Omega$

$R_6 = 1.8K\Omega$. Acopla impedancia de entrada del amplificado U1B D1 y D2 actúan como protección de voltaje para las entradas de U1A.

El comparador LM324 U1B es el regulador de corriente que compara el voltaje producido por la corriente de salida sobre R11, con un nivel de referencia fijado por el divisor de tensión de R8 y R5.

$$I_{cg} = \frac{V_R}{R_{11}} \times \frac{R_8}{R_8+R_5} \quad (3.5)$$

Si $I_{cg} = 1.75 A$; $R_{11} = 1\Omega$ y $R_8 = 2K\Omega$ entonces $R_5 = 5.1k\Omega$

$I_{cg} = 1.746 A$

- 8._ Capacitores $C_4 = C_3 = 1nF$ para compensación de frecuencia ganancia unitaria de los amplificadores operacionales asegurando la estabilidad.

$C9 = 0.1\mu F$ actúa de filtro a la salida y evita oscilación.

- 9._ El transistor Q1 desactiva la salida del cargador poniendo a cero la base de Q2 cuando el inversor se encuentra en funcionamiento y no se requiere cargar las baterías.

Q1 se satura cuando llega a la base la señal de DCO = 12V.

$$R9 = \frac{12V - V_{be}}{I_b} ; \quad I_b = 1mA; \quad R9 = 10K\Omega$$

Si para desconectar el cargador el voltaje máximo de salida es ajustado a $30V < V_{batería}$. Con $\beta = 15$ se garantiza saturación.

$$R10 = \frac{V_o + V_r - V_{ce(sat)}}{I_c} = 2.4K\Omega \quad \text{para} \quad \beta(sat) = 15;$$

$$I_c = 15mA$$

- 10._ D5, conectado a la salida del cargador, permite que la corriente fluya en un solo sentido y desacopla el cargador de las baterías.
- 11._ El fusible F1 es una protección de sobrecarga de salida del cargador. $F1 = 3A$.

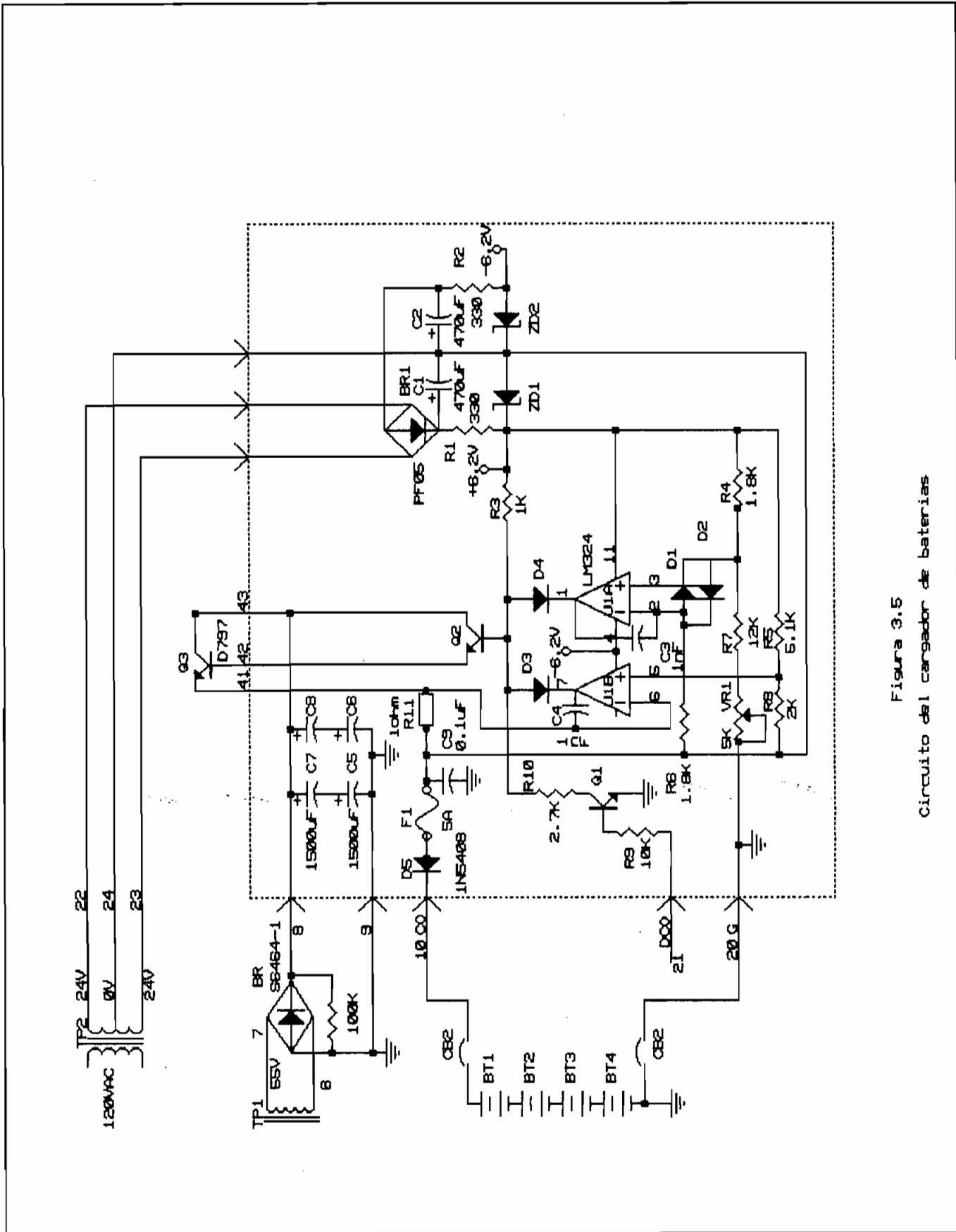


Figura 3.5
Circuito del cargador de baterías

3.2 INVERSOR P.W.M.

El diseño es de un inversor con transformador en toma media, simétrico transistorizado tipo Push-pull con modulación por ancho de pulso de tres niveles. Cada semiciclo de la onda seno se genera alternadamente por uno de los dos transistores de potencia que actúan como conmutadores.

Los transistores son excitados a alta frecuencia (4KHz), y se modula el ancho de los pulsos a 60Hz con una referencia senoidal, para obtener la onda de salida de bajo contenido armónico luego de ser filtrada.

3.2.1 CIRCUITO DE CONTROL

En el circuito de control se generan las señales PWM para excitar los transistores de potencia. Para esto se modula la señal portadora triangular de alta frecuencia mediante una señal de referencia senoidal de 60Hz.

El voltaje se regula con un circuito de control P.I. realizando realimentación negativa de la onda de salida.

El inversor se enciende cuando aparece la orden de operación desde baterías (DCO) y puede ser desactivado por pulsos de protección de sobre corriente.

3.2.1.1 GENERADOR DE SEÑAL DE REFERENCIA SENOIDAL SINCRONIZADA A LA RED

En el control PWM se requiere una onda de referencia senoidal de 60 Hz sincronizada a la red. Esta señal se la obtiene en tres pasos:

- * Oscilador interno de onda cuadrada a 60 Hz.
- * Sincronismo del oscilador con la red.
- * Filtración de la onda cuadrada del oscilador.

OSCILADOR INTERNO.- Se usa un circuito a estable con Amplificador Operacional trabajando como generador de onda cuadrada de 60 Hz. Para mejorar la estabilidad de frecuencia se escogen condensadores de mica y resistencias de precisión.[24]

RED DE SINCRONISMO._ Para sincronizar la onda senoidal de referencia a la red, se actúa sobre el oscilador interno inyectando la señal de 120 Vac 60 Hz de entrada. Como la señal de red posee la frecuencia deseada, la frecuencia del oscilador será la misma manteniéndose la fase.

FILTRO ACTIVO PASABAJOS ._ Se conoce que la señal cuadrada del oscilador está formada por la fundamental de 60 Hz y las armónicas impares, que según el desarrollo de Fourier tienen las magnitudes siguientes:[25]

$$V_{n_{rms}} = \frac{4E}{\sqrt{2}\pi n} ; \quad V_{1_{rms}} = \frac{4E}{\sqrt{2}\pi} ; \quad V_{3_{rms}} = \frac{4}{3\sqrt{2}\pi} \dots\dots$$

Si se filtran las frecuencias armónicas a partir de la tercera, a la onda cuadrada del oscilador, se obtiene la señal senoidal de referencia a frecuencia de la fundamental.

Forma de onda	:	Senoidal
Voltaje pico	:	2 Voltios
Componente DC	:	6 Voltios
Frecuencia	:	60Hz
Banda de rechazo	:	$\geq 180\text{Hz}$
Atenuación de banda de rechazo:	:	$\leq -10\text{dB}$
Ganancia de fundamental	:	$> 10\text{dB}$

Tabla 3.3 Especificaciones de la onda de referencia

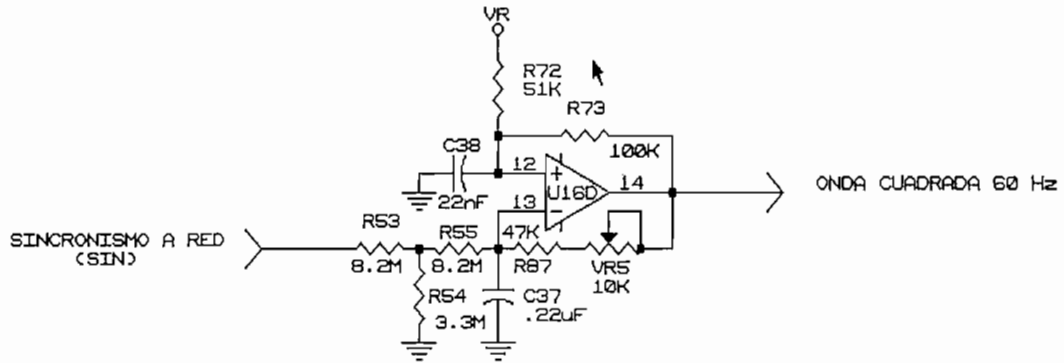


Figura (3.6) Oscilador interno sincronizado

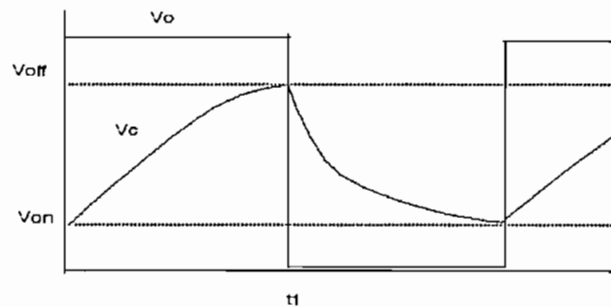


Figura (3.7) Ondas del oscilador

- 1._ OSCILADOR INTERNO._ El circuito propuesto es el de la figura (3.6). Está formado por el divisor de voltaje R73 y R72, esta fracción βV_o relativa a la fuente de 12V se realimenta a la entrada positiva del operacional LM324 U16D-12, este nivel de voltaje se compara con V_c del condensador C37 según la figura (3.7), el cual se carga y descarga exponencialmente a través de R87 y VR5. Si suponemos el instante en que el voltaje $\beta V_o > V_c$ entonces V_o es positivo del valor de la fuente; C37 se carga exponencialmente hasta alcanzar el valor βV_o , en este instante V_o cambia a Cero y C37 se descarga. Si se toma $t=0$ para el primer semiciclo entonces la fórmula de V_c es:[24]

$$V_c = V_o [1 - (1 - \beta/2)] e^{-t/R87 \times C37} \quad (3.6)$$

$$\text{Donde } \beta = \frac{R73}{R73 + R72} \quad (3.7)$$

- 2._ La histéresis esta dada por la relación de R72 y R73 y es igual a:

$$H = V_{\text{off}} - V_{\text{on}} = V_o \frac{R72}{R72 + R73} \quad (3.8)$$

De la ecuación (3.8) Se escoge $H = 4V$; $R73 = 100k\Omega$; para $V_o = 12V$ se obtiene el valor de $R72 = 50k\Omega$. Se toma $R72 = 51k\Omega$, obteniéndose el valor de $H = 4.052V$

- 3._ Para $t = t_1$ $V_c = V_{\text{off}}$ entonces se determina el valor de t_1 , y considerando que $T = 2 \times t_1$, pues los tiempos de carga y descarga son iguales, entonces:

$$T = 2R87 \times C37 \times \ln(1 + R72/\frac{1}{2}R73) \quad (3.9)$$

Para el oscilador de 60Hz tenemos que $T = 16.66$ ms y si se escoge $C37 = 0.022\mu F$, se calcula el valor de $R87$ de la ecuación (3.9) $R87 = 47k\Omega + VR5$ $VR5 = 10k\Omega$

Con estos valores de $R87$ y $VR5$ el rango de ajuste de frecuencia que de (3.4) se obtiene es de:

Si $R87 = 47k\Omega$ $f_{\text{max}} = 68.77\text{Hz}$; para $R87 + VR5 = 57k\Omega$ $f_{\text{min}} = 56.7$ Hz. Entonces el valor nominal de 60 Hz está dentro del rango de ajuste.

- 4.- RED DE SINCRONISMO._ Se inyecta al oscilador interno la señal de 120 Vac 60 Hz de entrada, con esto se hace que la carga del condensador $C37$ tenga mayor influencia de la red de entrada que la carga normal del oscilador a través de $R87$.

La figura (3.8) muestra que el voltaje del condensador del oscilador se carga hasta un máximo que coincide con el pico de la señal de la red. Esto produce un adelanto en 90° de la fase en la señal cuadrada del oscilador respecto a la red. Este desfase será compensado con el filtro activo pasabajos que produce un atraso de fase de 90° . Entonces la referencia se sincroniza en fase con la entrada.

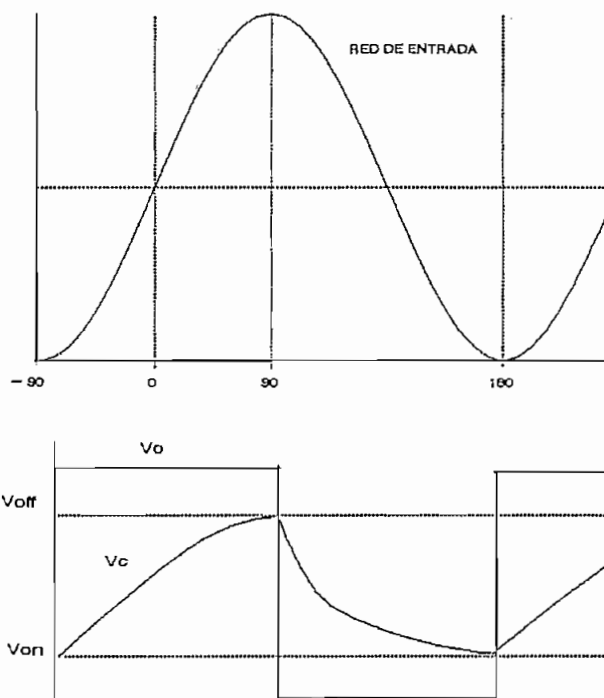


Figura (3.8) "Sincronismo del oscilador con la red"

Se escoge el divisor de voltaje formado por $R53 = 8.2 \text{ M}\Omega$ y $R54 = 3.3 \text{ M}\Omega$. La señal se la alimenta por medio de $R55 = 8.2 \text{ M}\Omega$ que sumado al equivalente Thevenin del paralelo de $R53$ y $R54$ se tiene una resistencia equivalente de $10.55 \text{ M}\Omega$ y con $C37 = 0.22 \mu\text{F}$, la constante de tiempo es de 2.32 segundos.

3. FILTRO PASABAJOS. Por su fácil obtención se escoge un filtro activo resonante de segundo orden tipo "Red con fuente controlada con estructura de Sallen y Key" formado por amplificador operacional según se muestra en la figura (3.9). [8][24][25]

El circuito propuesto es el de la figura (3.10), el filtro está formado por el amplificador operacional LM324 U16C. Las resistencias $R64$ y $R75$ fijan la ganancia de baja frecuencia K . El circuito tiene una configuración conocida y lo forman $R88$, $R89$, $C47$ y $C48$.

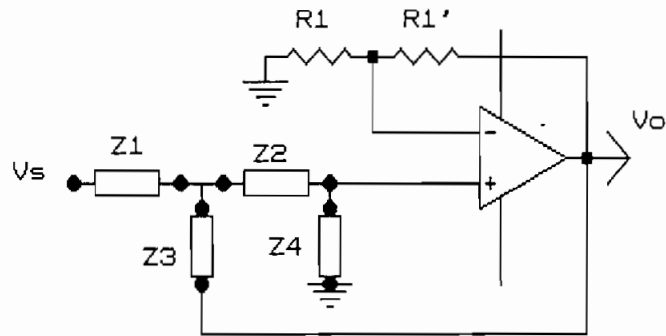


Figura (3.9) Estructura equivalente del Filtro activo pasabajos

La función de transferencia del filtro pasabajos de segundo orden tiene la forma:

$$H(s) = \frac{H_o W_n^2}{s^2 + 2\zeta W_n s + W_n^2} \quad (3.10)$$

Donde: ζ = factor de amortiguamiento

W_n = frecuencia natural no amortiguada

H_o = Ganancia de DC

$$H_o = K = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R1'}{R1} \quad (3.11)$$

Para el circuito considerado se demuestra que:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_s} = \frac{K Z3 Z4}{Z3(Z1+Z2+Z4) + Z1(Z2+Z4(1-K))} \quad (3.12)$$

Reemplazando con los elementos capacitivos y resistivos para el filtro pasabajos y convirtiendo a la forma de la ecuación de segundo orden se tiene:

$$H(s) = \frac{K W_n^2}{s^2 + \frac{2 \left| \frac{(R1+R2)C4 + R1C3(1-K)}{\sqrt{(R1R2C3C4)}} \right| W_n s + W_n^2}{2 \left| \sqrt{(R1R2C3C4)} \right|}} \quad (3.13)$$

$$W_n = \frac{1}{\sqrt{(R1R2C3C4)}} ; \quad \zeta = \frac{(R1+R2)C4 + R1(1-K)}{2\sqrt{(R1R2C3C4)}} \quad (3.14)$$

Por cuestiones de estabilidad se tiene que tomar: $\xi > 0$

Entonces se debe cumplir: $(R_1+R_2)C_4 + R_1(1-K) \geq 0$

Por lo que se puede escoger $R_1=R_2$; $C_4=C_3$.

Entonces desarrollando la inecuación se llega a que $K \leq 3$.

Con lo que la Función de Transferencia se reduce:

$$H(s) = \frac{K}{s^2 + ((3-K)/RC)s + (1/RC)^2} = \frac{W_n^2 K}{s^2 + (3-K)W_n s + W_n^2} \quad (3.15)$$

$$\xi = \frac{1}{2}(3-K).$$

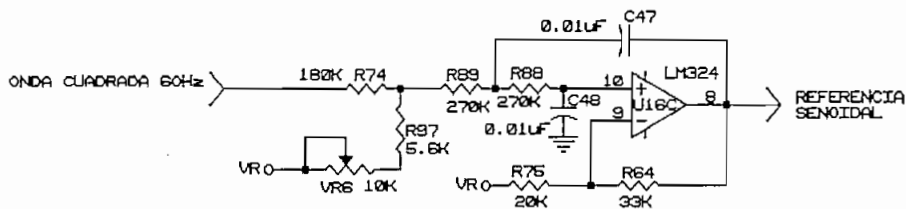


Figura (3.10) Filtro activo pasabajos

- 5.- Una vez determinada la función de transferencia del filtro, se recurre a la familia de curvas de segundo orden y se establecen los parámetros y especificaciones que se desean cumplir para el filtro.

Partimos del hecho de que por cuestiones de diseño del modulador PWM se requiere una onda de referencia senoidal de 60 Hz de 2Vp de amplitud.

Del desarrollo de Fourier se sabe que el menor armónico de la onda cuadrada es el tercero y su amplitud es de 1/3 de la fundamental, esto es -9.5 dB.

Por cuestiones de realización práctica del diseño y tomando en cuenta el gráfico de la función de transferencia de segundo grado, para factor de atenuación menor que 0.7 se imponen los siguientes datos:

Banda de rechazo $\geq 180\text{Hz}$

Atenuación de la banda de rechazo $\leq -10\text{dB}$

Ganancia de fundamental $> 10\text{ dB}$

Desarrollando la ecuación (3.15) la función de transferencia para $H(j\omega) > 10\text{ dB}$ se llega a que $3 \geq K > 2.27$

Se toma $K = 2.5$ y $R_{75} = 20\text{ k}\Omega$ entonces:

$$R_{1'} = (K-1)R_1 = 30\text{K}$$

$R_{1'} = 33\text{K}\Omega$ El nuevo valor de $K = 1 + 33\text{k}/20\text{k}$

$$\underline{K = 2.65} \Rightarrow \xi = 0.175$$

Con estos valores en la función de transferencia, se tiene que la ganancia a 60Hz y la atenuación a 180 Hz son:

$$H(60\text{Hz}) = 20\log(2.65) - 20\log 2\xi = 17.58\text{ dB}$$

$$H(180\text{Hz}) = -9.65\text{ dB}$$

6._ Se calcula el valor de R_{88} y R_{89} en el filtro tomando primero:

$$\underline{C_{47} = C_{48} = 0.01\mu\text{F}} ; \text{ como } \omega_n = 2\pi f = \underline{1}$$

RC

$$R = \frac{1}{2\pi 60\text{Hz} \times 0.01\mu\text{F}} = 265258\ \Omega. \text{ El valor escogido es:}$$

$$\underline{R = 261000\ \Omega} \text{ de precisión por disponibilidad.}$$

$$\text{Con estos valores, } \omega_n = 2\pi f = \underline{1} = 60.97\text{ Hz.}$$

RC

El gráfico de la respuesta de frecuencia del filtro logrado se muestra en la **figura (3.11)**.

7._ La señal cuadrada del oscilador se inyecta a este circuito a través del divisor de voltaje de las resistencias R_{74} y R_{97} con VR_6 , que fijan el valor de la amplitud de la onda cuadrada del filtro y con esto la amplitud de la senoidal obtenida. De esta manera es posible ajustar el voltaje de salida del inversor mediante VR_6 .

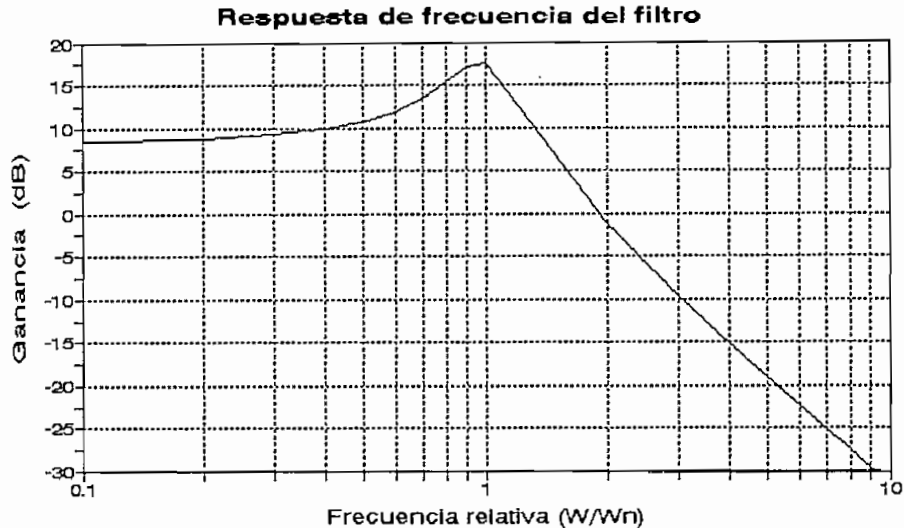


Figura (3.11) Respuesta de frecuencia del filtro

Para obtener la onda senoidal de 2 Vp 60Hz a la salida del filtro, se calcula la amplitud de la entrada cuadrada requerida. Como se conoce la función de transferencia entonces se tiene:

$$H(60\text{Hz}) = V_o/V_i[\text{dB}] = 17.58 \text{ dB}$$

El valor de señal fundamental de entrada tendrá que ser:

$$V_o/V_{in} = 7.571 \Rightarrow V_{in} = 2V_p/7.571 = 0.264 \text{ Vp}$$

$$V_{1\text{inp}} = 4E/\pi = 0.264V_p. \text{ Ya que } V_{1\text{rms}} = 4E/\pi\sqrt{2}$$

Con esto se calcula el valor de la amplitud E de la onda cuadrada que debe entrar al filtro.

$E = 0.264\pi/4 = 0.207V$. Que es una fracción de la onda cuadrada y se la obtiene mediante un divisor de tensión formado por las resistencias R97 Y R74.

$$\beta V_{in} = \beta 6V = 0.207V = \frac{R97}{R97 + R74} 6V$$

$$\beta = 0.0345 = \frac{R97}{R97+R74}$$

Se escoge R74 = 180kΩ y se calcula el valor de R97 = 6.4KΩ

Se toma $R97 = 5.6K\Omega$ y $VR6 = 10K\Omega$

Como con VR6 se varia la fracción β , la amplitud de la senoidal de referencia cambia y, entonces mediante este potenciómetro será posible ajustar el valor del voltaje de salida.

3.2.1.2 GENERADOR DE PORTADORA TRIANGULAR

Esta señal forma parte de la modulación PWM a tres niveles. Debido a que la señal modulante senoidal tiene un contenido DC de $\frac{1}{2}V_{cc}$, es decir centrada en 6V, pues se trabaja con una sola fuente positiva de 12Vdc, entonces se genera una onda portadora triangular para cada semiciclo de la modulante, según la figura (3.12). Esto se obtiene mediante una sola señal con dos desplazamientos en diferentes niveles DC por medio de divisores de voltaje.[24]

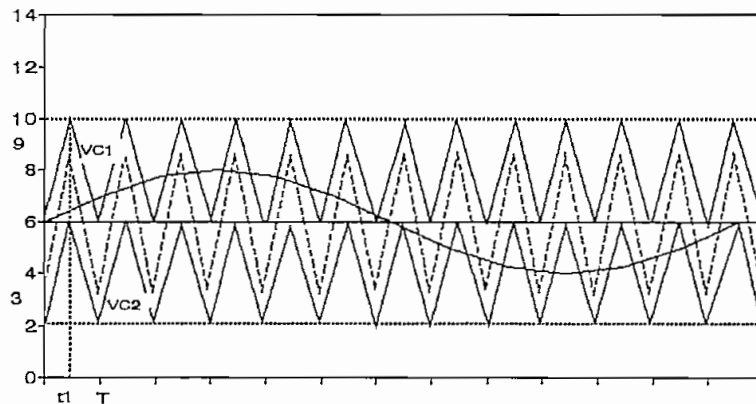


Figura (3.12) Forma de onda de portadoras triangulares Vc1, Vc2

La amplitud de la portadora fija el coeficiente de modulación dado por la relación de la modulante sobre la modulada, esto es:

$$r = \frac{V_m}{V_p} = \frac{2V}{4V} = 0.5$$

Se genera Vc1 y Vc2 de amplitud 4Vpp

Vc1 para la modulación del semiciclo positivo de Vs y;

Vc2 para la modulación del semiciclo negativo de Vs.

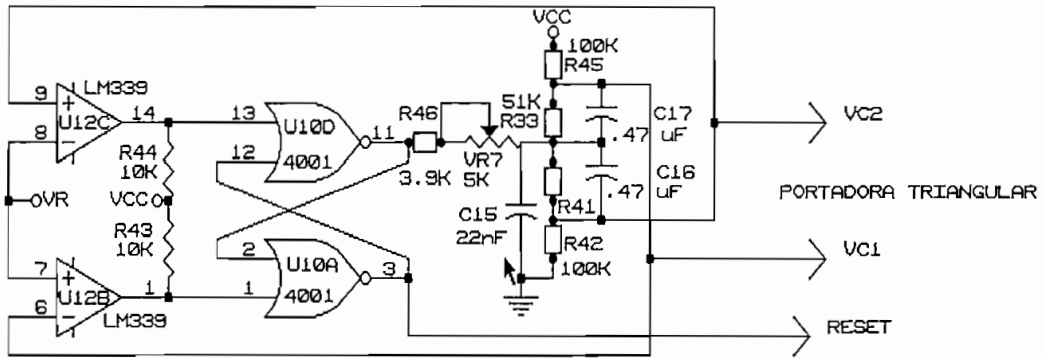


Figura (3.13) Generador de portadora triangular

El circuito propuesto del oscilador es el de la figura (3.13).

- 1.-_ Primero se genera una onda cuadrada con el oscilador formado por el flip-flop R-S, de las compuertas NOR 4001 U10D y U10A; dos comparadores de nivel a lazo abierto a $V_R = 6V$ que lo forman los amplificadores operacionales LM339 U12C y U12B, estos son los encargados de realizar el cambio de estado del oscilador al recibir la realimentación de las dos señales de salida.
- 2.-_ Se integra la onda cuadrada mediante el conjunto R46+VR7 y C15. El voltaje exponencial V_c del condensador se desplaza mediante la red de resistencias R45, R33, R41, y R42.

Con esto se obtiene dos señales portadoras sobre C17 y C16. La frecuencia de oscilación la determina la red R46+VR7 C15 y los niveles V_{on} y V_{off} respectivamente V_{c1min} y V_{c2max} .

V_{c1} debe tener amplitud de 4Vpp, variar entre 6V y 10V.y por tanto estar centrada en 8V.

V_{c2} debe también tener amplitud de 4Vpp, variar entre 2V y 6V. y estar centrada en 4V.

$$V_{cdc} = 6V = \frac{1}{2}V_{cc}, \text{ por lo que } R45+R33 = R41+R42.$$

$$V_{c2dc} = 4V = \frac{R42}{R41+R42} \times \frac{1}{2}V_{cc}, \text{ Sea } \underline{R42=100k\Omega}$$

$$R41 = \frac{R42(6V-4V)}{4V} = 0.5 \times R42 = 50k\Omega$$

Se escoge $R41 = 51k\Omega$

Con lo que el nuevo valor de V_{dc2} será:

$$V_{c2dc} = \frac{3.97V}{1} \approx 4V.$$

Por simetría se tiene que: $R45=R42=100k\Omega$; $R33=R41=51k\Omega$

$$V_{c1dc} = \frac{R45+2R33}{2R45+2R33} \times V_{cc} = \frac{202k\Omega}{302k\Omega} \times 12V = \frac{8.02V}{1} \approx 8V$$

- 3._ El condensador $C15$ se carga por medio de $R46$ en el circuito. El voltaje de carga de $C15$ cumple con la siguiente ecuación:

$$V_c = (V_o - V_{on})(1 - e^{-t/RC}) + V_{on} \quad (3.16)$$

Para cuando $V_o = 1L$ Se calcula el valor de V_{off} que se cumple cuando $V_{c2} = V_R = 6V$.

$$\frac{V_{off}-V_R}{R41} = \frac{V_R}{R42} \text{ De donde despejando } V_{off}:$$

$$V_{off} = 1.51V_R = 9.06V$$

De manera similar se calcula el valor de V_{on} para cuando $V_o=0$; $V_{c1}=V_R$.

$$V_{on} = \frac{R45-R33}{R45} \times V_R = \frac{100k-51k}{100k} \times 6V = 2.94V$$

- 4._ En t_1 $V_c = V_{off}$ reemplazando en la ecuación (3.16) de V_c determinamos t_1

$$V_{off} = V_c = \frac{R42+R41}{2R42} V_o = V_o \left(1 - \left(1 - \frac{R42-R41}{2R42}\right) e^{-t_1/RC}\right)$$

Despejando se tiene que:

$$\tau = 0.0158s \gg T = 250 \times 10^{-6}s$$

$$t1 = \frac{RC1n |R41+R42|}{|R42-R41|} \text{ y el período.}$$

5. T = 2t1 ya que C15 se descarga también por R46

$$fp = \frac{1}{T} ; \text{ Para una frecuencia de portadora de 4kHz, } T=250\mu\text{s.}$$

Escogemos el valor de C15=22nF

$$R46 = \frac{T}{2C1n |R41+R42|} = \frac{250\mu\text{s}}{2 \times 22\text{nF} \times 1n |100\text{k}+51\text{k}|} = 5048\Omega$$

$$\frac{|R42-R41|}{|100\text{k}-51\text{k}|}$$

La red de R45 y R33 no debe tener influencia sobre la carga por lo que se escoge $R46 \ll R45+R33$.

Se toma $R46 = 3.9\text{k}\Omega + VR$ $VR = 5\text{k}\Omega$; con lo que el rango de ajuste de frecuencia será:

$$fp = \frac{1}{2R46C151n |R41+R42|} \quad (3.17)$$

$$|R142-R41|$$

$fp_{max} = 5177.8 \text{ Hz}$ para $R = 3.9\text{k}\Omega$; y

$fp_{min} = 2268.9 \text{ Hz}$ para $R = 3.9\text{k}\Omega + 5\text{k}\Omega$

6. Para mantener estabilidad contra ruidos el valor DC y mejorar la división del voltaje en R33 y R41, se colocan los capacitores C16 y C17, el valor de estos se escoge de tal manera que la constante de tiempo no afecte a la señal portadora generada.

La ecuación del voltaje sobre C16 es la siguiente:

$$Vol = \frac{Vc1dc \cdot R41}{R42+R41} (1 - e^{-(R41+R42/R41R42C16)t}) \quad (3.18)$$

$$\tau = \frac{R41R42C16}{R41+R42} \text{ si } C16 = 0.47\mu\text{F} ;$$

$$\tau = 0.0158\text{s} \gg T = 250 \times 10^{-6}\text{s}$$

3.2.1.3 CONTROL DE VOLTAJE

Se aplican los principios de sistemas de control para fuentes de conmutación. El fin es mantener una regulación de voltaje de salida del inversor aceptable.

Es necesario realizar una realimentación a lazo cerrado negativa del voltaje de salida. La muestra del voltaje de salida se compara con la referencia senoidal generada internamente, la diferencia establece el error sobre el cual se aplicaran las acciones de control. El control proporcional ofrece una corrección instantánea para una señal de error. Sin embargo, un controlador puramente proporcional no puede reducir el error a cero, ya que si se aumenta la ganancia para disminuir el error a valores muy pequeños, se llega a inestabilidad. Con el control proporcional e integral, se elimina la desviación de estado estable del control proporcional, a través de la acción del control integral que actúa hasta que el error sea cero.

Una vez determinado el sistema en lazo cerrado es necesario investigar la estabilidad para evitar oscilaciones indeseadas.

Para el presente caso, los circuitos de control del inversor se encuentran funcionando antes de la transferencia a baterías, y se requiere que la potencia del inversor entre el funcionamiento prácticamente en las mismas condiciones en que se encontraba la red antes de la transferencia, para evitar una perturbación en la salida por el tiempo que tomaría al inversor en estabilizarse. Este inicio sin perturbaciones se logra proporcionando al control un valor constante inicial en $t=0$.

El circuito propuesto es el de la figura (3.14) en donde en un solo amplificador operacional LM324 U16 se extrae el error, se realiza la acciones de control P.I. y se obtiene como término constante la condición inicial para arrancar el inversor prácticamente estabilizado.[26][27][28]

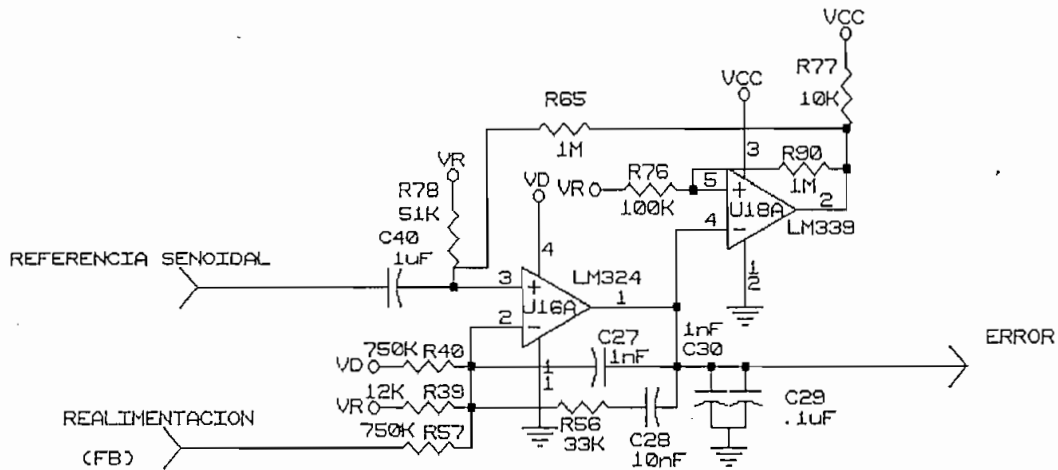


Figura (3.14) Circuito de control P.I.

1._ La función de transferencia del circuito es:

$$V_c = V_{s2} + \frac{Z_f}{R1} (V_{s2} - V_{s1})$$

La ecuación en el dominio de la frecuencia "s" será:

$$V_c = V_{s2} + K_p(1 + 1/sT_i) \cdot (V_{s2} - V_{s1}) \quad (3.19)$$

$K_p = R56/R39$ Constante de proporcionalidad

$T_i = R56 \cdot C28$ Tiempo de acción correctora proporcional

2._ V_{s1} = Voltaje de salida del inversor escalado o variable medida. $V_{s1} = \beta V_o \approx 2V$; si $V_o = 120V$ entonces $\beta = 1/60$. V_o se escala con el divisor de voltaje entre $R57$ y $R39$.

$$\text{Si } R57 = 750K\Omega \quad R39 = R57 \frac{\beta}{1-\beta} = 12.7K\Omega.$$

Se usa $R39 \approx 12K\Omega$ entonces $\beta = 0.0157$

3._ Para encontrar un primer valor aproximado de K_p se tiene que: Para la señal fundamental de 60Hz la función de transferencia ideal en lazo abierto sin acciones de control, en un instante cualquiera se supone la siguiente:

$$V_o = V_{dc} \cdot \delta \cdot n \cdot (1-RV) = 105,6V \quad (3.20)$$

$V_o = 120$ voltaje de salida requerido del inversor

$V_{dc} = 48V$ voltaje de las baterías

$\delta = 0.5$ índice de modulación aproximado

$(1-RV) = 0.88$ Regulación del transformador es 12%

El sistema de control actúa únicamente variando el valor de δ . Calculando el valor al que debería variar δ para corregir el voltaje de salida a 120V o con la regulación propia del sistema la realimentación a 117V.

De la ecuación (3.20), $\delta = 0.625 = V_c/V_p$

Despejando de (3.19) $Z_f/R_1 = K = \frac{\delta V_p - V_{s2}}{V_{s2} - V_{s1}}$

$V_p =$ Amplitud de portadora = 4V

$V_s =$ Amplitud de referencia = 2V

$V_{s1} =$ Valor de salida medido = $\beta V_o = 0.0157 \cdot 117V$

$K = 3.06$ por lo que se escoge un valor de $K_p = 3$

$R_{56} = K_p \cdot R_{39} = 36K\Omega$ se usa $R_{56} = 33K\Omega$ entonces $K_p = 2.75$

4. Para realizar la corrección del error, el control debe responder con un tiempo mayor que el período de la frecuencia de conmutación. Correcciones más rápidas que la frecuencia de conmutación significaría acciones previas al apareamiento del error lo que resulta absurdo, esto provoca correcciones mayores a la requerida que se vuelven a corregir con rapidez terminando con la oscilación del sistema.

Típicamente en este tipo de controles, la respuesta de frecuencia debe ser tal que la variación de la salida ante un cambio corresponda a un amortiguamiento crítico, esto es ganancia alta en frecuencias bajas para tener estabilidad estática; pero rápidamente decreciente a frecuencias cercanas a la de conmutación.

Como se tiene referencia senoidal con comparación punto a punto para generar el error, el tiempo de corrección integral tendrá que ser mayor al período de conmutación. La frecuencia de conmutación de 4KHz permiten realizar: $8.33ms/250\mu s = 33.3$ conmutaciones en cada semiciclo de la onda senoidal, esto

implica una capacidad de realizar 33 correcciones por semiperíodo. Si hacemos el control 3 veces más lento el tiempo de corrección integral será:

$$250\text{us} < T_i = 750\text{us}.$$

$$C_{28} = 750\text{us}/33\text{K}\Omega = 22.72\text{nF} \text{ se escoge } C_{28} = 22\text{nF}.$$

En base a los resultados obtenidos, y para lograr los valores especificados de regulación, los parámetros fueron sometidos a un ajuste fino tomando en cuenta que una ganancia muy alta provoca sobrecompensación y un tiempo integral muy pequeño provoca oscilaciones.

El valor adecuado de C_{28} obtenido en la práctica sin inconvenientes es: $C_{28} = 10\text{nF}$.

- 5._ La señal realimentada es alterna sin contenido DC y todos los circuitos de control están referidos a 6 Vdc. Mediante R_{40} $750\text{K}\Omega$ sumamos 12Vdc por el pin inversor U16-2. El resultado diferencial menos la referencia 6V de U16-3 es una componente de 6Vdc.
- 6._ C_{40} desacopla la señal DC del generador de onda seno de referencia. $C_{40} = 1\mu\text{F}$ que a 60Hz tiene una impedancia de 2652Ω . Para evitar la influencia de C_{40} y R_{78} sobre la señal de referencia, $R_{78} \gg Z_{C_{40}}$ entonces $R_{78} = 51\text{K}\Omega$ que establece la referencia de 6V al circuito de control.
- 7._ Para mantener la simetría de la onda del error el circuito formado por el amplificador operacional U18A LM339 que actúa como comparador, genera una onda cuadrada en relación a la referencia de 6V. De esta manera se define con mayor precisión los cambios de cada semiciclo que son alimentados para disparar cada uno un circuito que genera el semiciclo. Así se logra una onda de salida simétrica lo que evita la saturación del núcleo del transformador.

Se escoge una histéresis para el circuito de

$$1V = 12V * R76 / (R76 + R90); R76 = 100k\Omega ; R90 = 1M\Omega$$

R77 actúa como resistencia de Pull-up para la salida de U18A.

Cuando $V_c < 6V$ el voltaje en la salida de U18A-2 es 12V. Entonces en la entrada U18A-3 el voltaje es 6.3V ya que $R65 = 1M\Omega$. El voltaje aumenta hasta el de apagado $V_{off} = 6.54V$ en U18A-4

Cuando $V_c > 6V$ el voltaje en la salida de U18A-2 es 0V. Entonces en la entrada U18A-3 el voltaje es 5.7V. El voltaje disminuye hasta el de encendido $V_{on} = 6.54V$ en U18A-4

3.2.1.4 MODULADOR

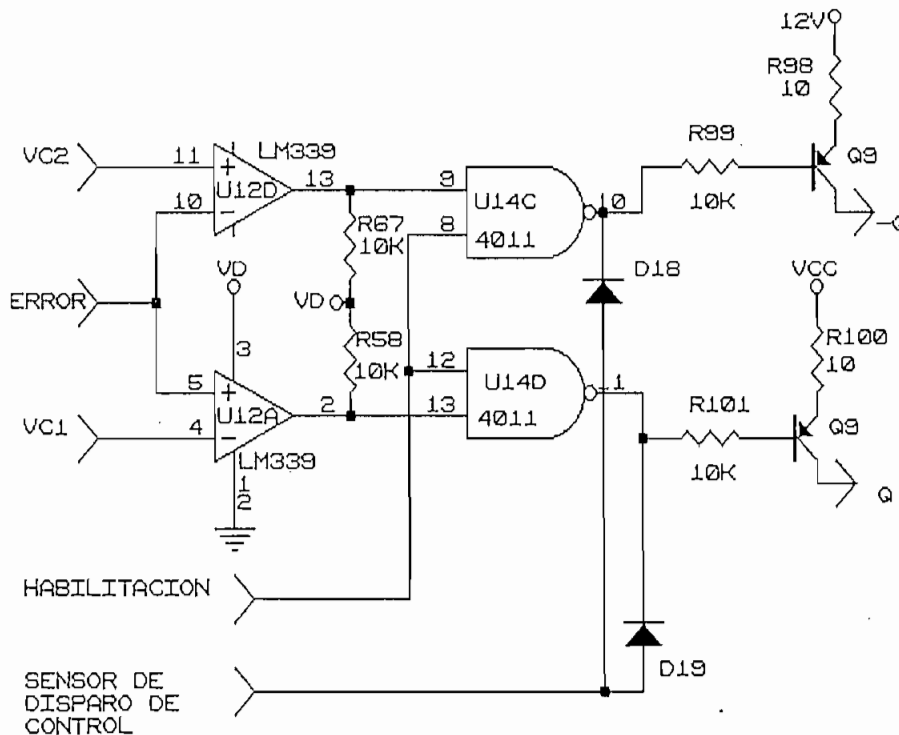


Figura (3.15) Modulador por Ancho de Pulsos

El circuito modulador es el de la figura (3.15). En el comparador de lazo abierto U12A LM339, se compara la señal triangular Vc1 con el error obtenido en el Circuito de Control (U16A-1 figura (3.14)). Se obtiene un tren de señales PWM.

Estas señales PWM disparan el transistor Q8 que produce la señal "Q" para el transistor de potencia cuya conmutación produce el semiciclo positivo de la onda senoidal del inversor.[29]

De igual manera el tren de pulsos PWM del semiciclo negativo se genera mediante el comparador U12D; en el que se compara la señal Vc2 con la salida de U16A que es el error del circuito de control. Estas señales PWM excitan el transistor Q9 para producir la señal "-Q".

Los diodos D18 y D19 sensan la condición de disparo de una de las dos señales PWM para ser procesada por el circuito de pulsos de protección.

3.2.1.5 HABILITACIÓN DE DISPAROS

El circuito de potencia del inversor se activa cuando los pulsos PWM disparan mediante los transistores Q8 y Q9. Pero se requiere deshabilitarlo si el sistema está operando en modo ACO o para protección de los transistores de potencia por sobre corriente. El circuito de habilitación se escoge de la siguiente manera:

Los trenes de pulsos PWM generados en la modulación ingresan a las compuertas NAND U14C-9 y U14D-13. Estas dos compuertas NAND se activan mediante la señal de habilitación en la otra entrada.

Mediante "1L" en U14C-8 y U14D-12, los pulsos PWM negados aparecen a la salida de U14C-10 y U14D-11 para el disparo de Q8 y Q9, esto tiene lugar solo cuando la señal de habilitación es 1L.

Como se ve en la figura (3.16), la compuerta NOR U10B-4, produce la señal de habilitación.

Esta habilitación puede desaparecer, apagando el inversor, por dos causas:

- * DCO=1L en NOR U10B-6;
- * 1L en U10B-5 proveniente de NAND U14A-3 que son los pulsos de protección o antisaturación producidos por sobre corriente en uno de los 2 transistores de potencia.

3.2.1.6 CIRCUITO DE PULSOS DE PROTECCIÓN

La función de este circuito es apagar los transistores de potencia cuando aumenta peligrosamente en estos la disipación de potencia. Esto ocurre por condiciones de sobrecarga o cortocircuito de salida.

Si la corriente de salida aumenta rápidamente por causa de sobrecarga, cortocircuito o incluso por arranque de cargas frías, el transistor sale violentamente de la saturación, el voltaje sobre el transistor en conducción aumenta pudiendo llegar incluso al valor de la fuente DC, entonces la corriente es limitada únicamente por la ganancia del transistor. Ya que la disipación de potencia en estas condiciones puede llegar a ser varias veces mayor al valor máximo aceptado, el transistor sufrirá un daño irreversible a menos que se aplique un pulso rápido de apagado a la base. En operación normal, el transistor está funcionando en condiciones de Área de Operación segura de conducción (FBSOA). Este debe ser apagado antes de exceder los límites de FBSOA.

Durante el apagado del transistor, las curvas de Área de Operación Segura Reversa también deben ser tomadas en cuenta de no exceder. La temperatura máxima de juntura del transistor no debe ser sobrepasada esto es 150°C .

Cuando el transistor sale de saturación por sobre corriente, para una corriente de base constante, la curva $V_{ce}-I_c$ se vuelve horizontal y el voltaje colector aumenta con pequeños cambios en la corriente de colector.[30]

Para el presente caso según se indica en el diseño de potencia del inversor, la corriente máxima en el transistor de potencia es de 60A con $V_{ce(sat)max} = 5V$.

El circuito funciona según la lógica de la figura (3.16). Se desea apagar el transistor cuando, estando saturado, el voltaje de conducción o saturación sobrepasa 5V debido al incremento de la corriente I_c . Esto se debe llevar a cabo solo cuando existe un

pulso de disparo en el control, ya que cuando el pulso no existe, el transistor está apagado soportando un voltaje mayor al doble del voltaje de baterías con la corriente de fugas casi cero.

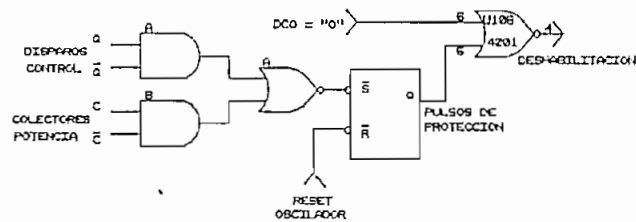


Figura 3.16 Lógica para pulsos de protección de sobre corriente

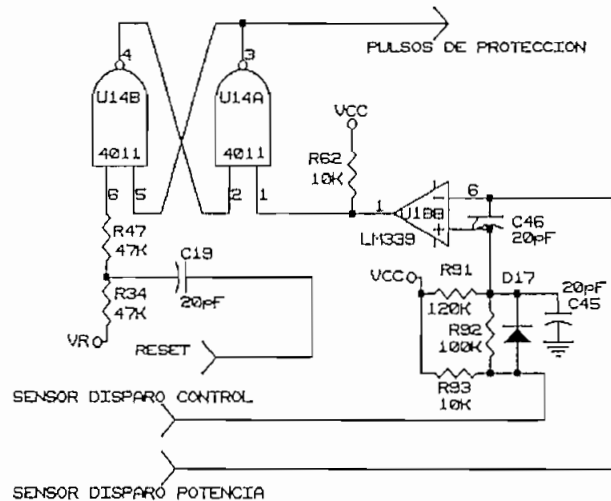


Figura 3.17 Circuito de pulsos de protección de sobre corriente

El circuito se resetea para tener la condición inicial después de cada período de la portadora.

El circuito de la figura(3.17) se escoge así:

- 1._ Si existe un pulso de disparo en el control "OL" en U14-10 ó U14-11 NAND 4011, y el voltaje $V_{ce(sat)}$ de los transistores de potencia es mayor a 5V, condición que indica que el transistor salió de saturación por sobre carga, entonces se genera un pulso que desactiva el disparo de control hasta el siguiente ciclo de portadora en el que se vuelve a verificar la condición. Cuando no existe $V_{ce(sat)}$ mayor a 5V o cuando el transistor no recibe pulso de base, no existe pulso de protección que desconecte el transistor.

Como se requieren diferentes condiciones y valores para producir los pulsos de protección se genera las compuertas con logica DRL.

- 2._ Control desactivado "1L" y potencia apagada "1L", no existe pulso de apagado. "1L" en OPAMP LM339 U18B-1

Se escoge el valor de "1L" para el sensor de pulsos de control igual a la fuente de control 12V.

Para el sensor de disparo de potencia "1L" menor que el "1L" de control se escoge 8V.

- 3._ Control activado "OL" y potencia en sobrecarga "1L", existe pulso de protección "OL" en OPAMP LM339 U18B-1

Se escoge el "OL" de control = 6V menor que "1L" de sobrecarga de potencia > 6V.

- 4._ El sensor de control es el de la figura (3.18). Con el arreglo de diodos polarizados inversamente D18 y D19 cuando no existe un pulso de disparo en el control, sino "1L" en U14-10 ó U14-11 NAND 4011, $V_{sc} = 12V$.

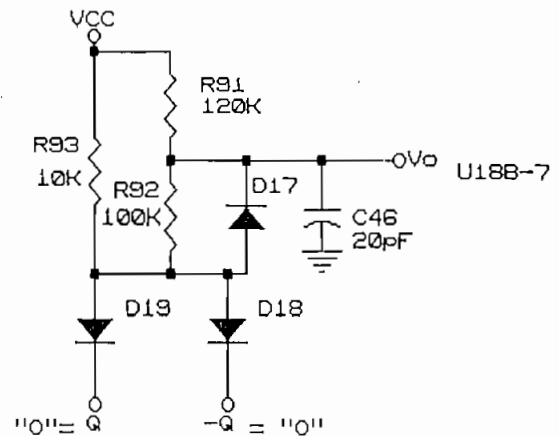


Figura 3.18

Para "OL" en D18 ó D19, $V_{cs} = 6V$ mediante el divisor R92 y R91 y tomando $R92 = 100K\Omega$ tenemos:

$$V_{sc} = \frac{V_{cc} - V_d - V_{oL} \times R92 + V_d + V_{oL}}{R92 + R91} \quad (3.21)$$

Despejando $R91 = 111.5K\Omega$. Se usa $R91 = 120k\Omega$ entonces:

$V_{sc} = 5.78V$. $R93 = 10K\Omega$ para aumentar la corriente sobre D18 o D19. Se coloca D17 para eliminar valores negativos producidos por los pulsos. $C45 = 20pF$ filtro de ruidos.

- 5._ Para el sensor de potencia figura (3.19) en "1L" = 8V, mediante los diodos D9 y D10 se usa el divisor de voltaje R16 y R17. Se escoge R17 = 10k Ω

$$V_{sp}(H) = \frac{R16}{R16+R17} 12V = 8V$$

Despejando R16 = 20k Ω , se usa R16 = 22K Ω con lo cual:
 $V_{sp}(H) = 8.25V$

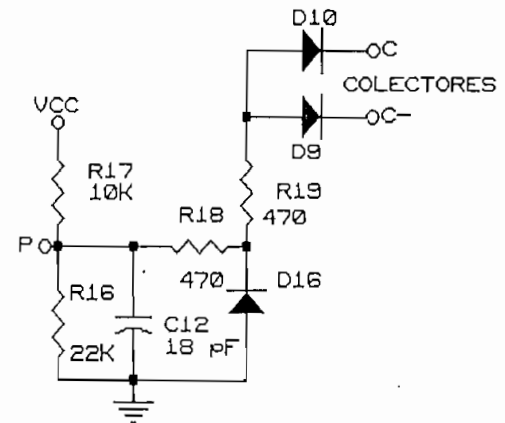


Figura 3.19

- 6._ Para el sensor de potencia en "0L" > 5.78V de la ecuación:

$$V_{sp}(L) = \frac{V_{cc}R2R3 + (V_d + V_{ce(sat)max})R1R2}{R2R3 + R1R3 + R1R2} \quad (3.22)$$

Despejando R18+R19 = 779 Ω se usa R18 = 470 Ω ; R19 = 470 Ω
 $V_{sp}(L) = 4.94V$

- 7._ C12 = 18pF filtro de ruido, D16 elimina los niveles negativos.
- 8._ C46 = 20pF en las entrada de U18B para eliminar ruidos. La salida del OPAMP LM339 U18B-1 es cero cuando se produce un pulso de protección que desactiva los disparos. R62 = 10K Ω fija el valor de 12V a la entrada "S" del flip-flop formado por NAND 4011 U14A y U14B. La entrada "R" del flip-flop son pulsos provenientes del oscilador de la portadora NOR 4001 U10A-3, resetea la salida del flip-flop. Estos pulsos se realizan mediante R47=47K Ω y R34 = 47K Ω divisor de voltaje 3V desde Vr =6V y el condensador C19 = 20pF.
- 9._ El pulso de protección sale como "1L" en Q del flip-flop NAND U14A-3. Este pulso entra en NOR 4001 U10B-5 que cambia a "0L" en la salida U10B-4 para desactivar las compuertas U14C y U14D.

3.2.2 CIRCUITO DE POTENCIA DEL INVERSOR

El circuito de potencia del inversor está conformado según lo indicado en la figura (2.2). Se describe a continuación el diseño de sus partes.

3.2.2.1 AMPLIFICADOR DE CORRIENTE DE DISPAROS

Lo que se busca básicamente con el inversor de potencia es; tomar la señales cuadradas de bajo nivel que contiene la información de la onda senoidal de la modulación PWM y convertirlas en señales de mayor intensidad de corriente al voltaje de salida determinado por el coeficiente de modulación y el nivel de voltaje de las baterías.

Este circuito amplifica la señal para disparar los transistores de potencia de salida que requieren de una corriente de base de un valor que no puede ser manejado por los circuitos integrados que generan las señales PWM.

Según las formulas de Ebers a Moll [28] los tiempos de conmutación de los transistores son mejorados en base a los siguientes criterios:

- (1) Proveer de corriente de base de encendido con un pico para disminuir el tiempo de encendido t_{on} .
- (2) El tiempo de almacenamiento se minimiza disminuyendo la corriente de base de encendido luego del pico.
- (3) Aumentar la corriente de apagado para minimizar el tiempo de almacenamiento.

El circuito de la figura (3.20) se utiliza para el encendido y apagado de los transistores. Existen dos circuitos, uno para cada transistor de potencia.

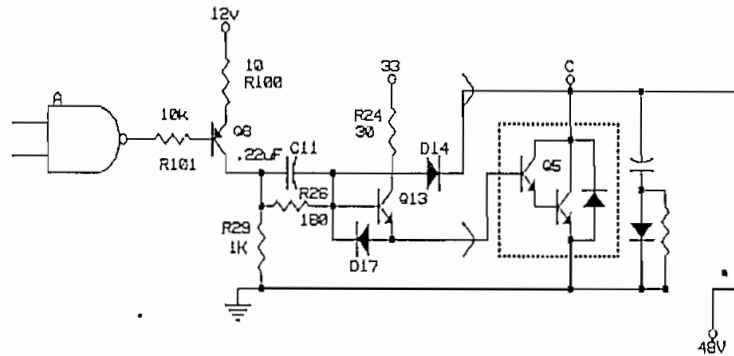


Figura (3.20) Amplificador de señales de disparo

La señal de disparo en bajo (OL) proveniente de la compuerta NAND se aplica durante un tiempo τ_1 , entonces Q8, Q13 y Q5 conducen y un pulso de corriente se aplica en el bobinado del primario del transformador de salida y a la carga.

Durante el inicio del pulso de disparo La corriente I_{BQ2} tiene un pico por la presencia de C11 que crea un β forzado bajo para aumentar el tiempo de encendido de Q2. La corriente I_{CQ13} es alimentada desde la fuente de poder con un valor de 30V y la resistencia R24 limita esta corriente. El diodo D17 brinda un camino para la corriente de base de apagado de Q5 cuando el pulso de apagado actúa durante τ_2 . El diodo D14 crea un circuito de antisaturación de Q5 con los voltajes de las junturas V_{BEQ5} y V_{BEQ13} .

Los requerimientos de las especificaciones de los transistores del circuito amplificador de corriente dependerá en la ganancia de corriente de Q8 , Q13 y finalmente de la que en función de la carga tenga Q5. [28]

Las fórmulas para las corrientes se deducen del circuito obteniéndose como sigue:

ENCENDIDO DEL TRANSISTOR

$$I_{B08} = \frac{V_A - V_{BE8} - V_{OL}}{R101 + (1 + \beta_8)R100} \quad (3.23)$$

$$I_{CO8} = \beta 8 \times I_{BO8} \quad (3.24)$$

$$I_{CO13} = \frac{V_d - V_{CESAT13} - V_{BESAT5}}{R24} \quad (3.25)$$

$$I_{BO130} = \frac{VA - V_{BESAT13} - V_{BESAT5}}{R100} \quad (3.26)$$

El valor final de I_{BO13} es:

$$I_{BO13} = \frac{VA - V_{BESAT13} - V_{BESAT5}}{R100 + R26} \quad (3.27)$$

C11 se carga hasta el valor de $V_c = \frac{R26}{R26+R100} VA$

La constante de carga está dada por $\tau = \frac{R26}{R26+R100} C11$

$$I_{UO5} = I_{CO13} - V_{UEO5}/RT$$

$I_{CO5} = nIL$ en forma instantanea con n relación de transformación

$$V_{UB} = (V_{CC} - V_{BE}) \frac{R1}{\beta R_e - R1} \quad (2.28)$$

APAGADO DEL TRANSISTOR

Cuando se produce la señal de apagado, se da un camino a la corriente desde la base para aumentar la velocidad de apagado; C11 se descarga por R26 con $\tau_2 = C11 \times R26$

$$I_{BO5} = (V_{BEO5sat} - V_{D17})/R29 \quad (3.29)$$

El valor final de la corriente de base será:

$$I_{BO5} = (V_{BEO5sat} - V_{D17})/(R29+R26) \quad (3.30)$$

Los pasos del diseño se detallan a continuación:

1._ La corriente de base para la corriente que maneja Q5:

$$I_{CO5} = 5 \times 5A = 25A$$

$$I_{BO5} = 1.6 \times I_{CO5} / h_{fe} = 1.6 \times (25A / 100) = 0.4A$$

$$I_{c013} = I_{B05} = 0.4A$$

$$R24 = (31 - 0.4 - 2.5)V / 0.4 = 70.25\Omega \text{ se usa } R24 = 60\Omega$$

$$\text{Entonces } I_{c013} = I_{B05} = 0.468A$$

PD(R24) = 12.6W se escogen 2 resistencias de 30Ω 5W en serie

$$2. _ I_{B013} = I_{cB} = 0.468A / \beta = 46.8mA \text{ para } \beta_{13} = 10$$

$I_{B8} = I_{B13} / \beta$ si se ajusta el diseño para Q8 con $\beta(\text{sat}) = 50$

$$I_{B8} \approx 1mA = (V_{CC} - V_{BE}) / R101$$

$$R101 = 11.4K\Omega \text{ se toma } R101 = 10K\Omega$$

$$V_{B8} = 10.8V \text{ de (3.28)}$$

$$V_{E8} = 11.4V; V_{cB} = V_{E8} - V_{ce}(\text{sat}) = 11V$$

$$R100 = (V_{CC} - V_e) / I_{cB} = 13\Omega \text{ se usa } R100 = 10\Omega:$$

$$\text{Entonces } I_{cB} = 60mA$$

$$I_{B013} = 50mA \text{ entonces } R26 = (V_{cB} - V_{be13} - V_{be5}) / 50mA = 158\Omega$$

$$\text{Se usa } R26 = 180\Omega \text{ entonces } I_{B013} = 43.8mA$$

$$\text{Sea } I_{R29} = 10mA \text{ entonces } R29 = V_c / 10mA = 1.1K\Omega, \text{ se usa}$$

$$R29 = 1K\Omega, \text{ entonces } I_{R29} = 11mA$$

$$I_{B013} = I_{c08} = 11mA + 43.8mA = 54.8mA$$

$$\text{Con estos valores } V_{e08} = 11.45V; V_{b08} = 10.85V;$$

$$I_{B08} = 1.065mA; \beta = 51.4$$

3. _ Para el apagado se provee de un camino a la energía que se encuentra en la base aumentando la velocidad del transistor. El camino de descarga lo forman el diodo D17, R26 y R29.

$$I_{B05} = (V_{BE05sat} - V_{D17}) / (R29 + R26)$$

$$I_{B05} = 1.61mA$$

4. _ El circuito de antisaturación está formado por el diodo D14 la juntura BE de Q13 y la juntura BE de Q5. El trabajo de este circuito es limitar la el voltaje $V_{ce}(\text{sat})$ con el fin de

aumentar la velocidad del transistor disminuyendo el tiempo de almacenamiento [28]. Entonces el $V_{ce(sat)}$ de Q5 se limita:

$$V_{ce(sat)} = V_{BEQ5} + V_{BEQ13} - V_{D14} = 2V + 0.6V - 0.6V$$

$$V_{ce(sat)} = 2.0V$$

5._ Con el fin de aumentar la velocidad de encendido de Q5, el pulso de corriente de disparo de la base debe tener un sobre impulso inicial y luego se estabiliza. Se lo realiza mediante un circuito que contiene un condensador de paso. Este circuito lo forman C11, R26 y R100. La corriente inicial I_{bo} es:

$$I_{bo} = \frac{V_{cc} - V_{BEQ5} - V_{BEQ13}}{R8} = \frac{12V - 0.6 - 2.5}{10\Omega} = 0.89A$$

El valor final de la corriente de base a Q5 será: $I_B = 0.46A$

La duración del pulso es variable por la modulación senoidal de un semiciclo. Asumiendo un pulso de duración mínimo de 20us, entonces se escoge una duración del sobre impulso inicial de 10 veces menor esto es $\tau = 2.0us$. Con $R26 = 180\Omega$, $R100 = 10\Omega$.

$$\tau = \frac{R26}{R26+R100} C11$$

$C11 = 0.21 us$. Se usa $C11 = 0.22us$ con lo cual $\tau = 2.08us$.

3.2.2.2 TRANSISTORES DE POTENCIA

Para la selección de los transistores de potencia que actúan como conmutadores en la conversión del inversor se toman en cuenta los siguientes parámetros:

P_o	= 500VA	Potencia de salida del inversor
η	= 0.8	Eficiencia típica para la configuración
fp	= 0.8	Factor de potencia de la carga
V_{cc}	= 55 V	Voltaje de batería máximo
V_{Bmin}	= 38.4V	Voltaje de batería mínimo
I_m	=	Corriente de magnetización del transformador
Velocidad del transistor determinado por los tiempos de conmutación.		

1._ La corriente que debe manejar el transistor:

$$I_c = \frac{P_o}{V_{cmin.}^n} + I_m \quad \text{Donde:} \quad (3.31)$$

$$I_m = \frac{H_{max} \cdot L}{N_p} = 0.64 \text{ A}$$

$H_{max} = 60 \text{ A-v/m}$ Intensidad del flujo magnético

$L = 0.4 \text{ m}$ longitud media del circuito magnético

$N_p = 37$ vueltas del primario

$$I_c = 16.27 \text{ A} + 0.64 \text{ A}$$

$$I_c = 16.9 \text{ A rms}$$

$$I_c(\text{pico}) = 23.9 \text{ A}$$

Si se considera una sobrecarga de 100% del pico de la nominal

$$I_c = 47.8 \text{ A pico}$$

La corriente promedio por ciclo asumiendo onda senoidal y cada transistor conduce un semiciclo:

$$I_c(\text{dc}) = I_c(\text{pico})/\pi = 15.21 \text{ Amperios}$$

2._ Para la configuración del inversor tenemos que la línea ideal de carga inductiva es la mostrada en la **figura (3.21)**

Durante el apagado, voltaje colector emisor que soporta el transistor será para el peor caso:

$$V_{cc} = 55\text{V}; V_s(\text{pico}) = \sqrt{2} \cdot 120\text{V}; n = 183/37 \text{ (relación de vueltas)}$$

$$V_{ceo} = 2xV_{cc} + V_s/n = 110\text{V} + 34.31\text{V} = 144.31\text{V} \quad (3.32)$$

La interrupción de la corriente inductiva del transformador y de la carga producen picos de voltaje mayores, estos aumentan con un bajo factor de potencia de la carga y al aumentar la corriente. Por tal motivo se utiliza los circuitos

de protección de sobre voltaje o snubber con lo cual limitamos el voltaje colector-emisor reverso. Considerando esto se toma un factor de seguridad:

$$V_{ce0} > 290 \text{ V}$$

- 3._ Considerando los valores de voltaje y corriente máximos encontrados y por disponibilidad se escoge el transistor POWEREX KSF24505; $I_c = 50 \text{ A}$ continuos y $V_{ce0}(\text{sus}) = 450\text{V}$ [30]

Las hojas de datos del transistor se adjuntan en el Apéndice D

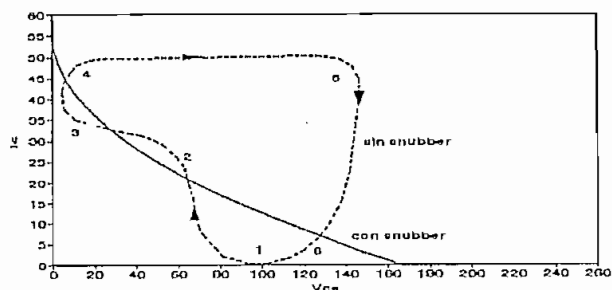


figura (3.21) Línea de carga

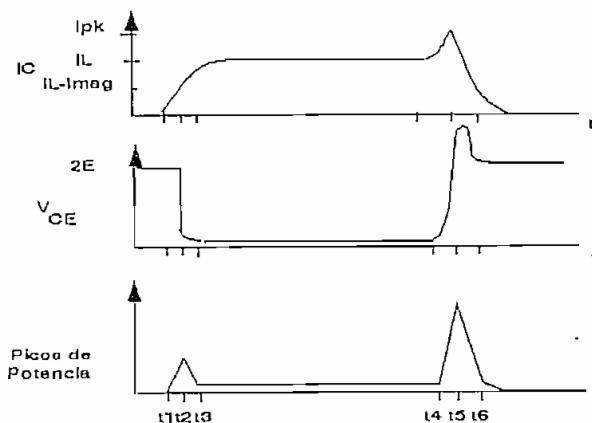


Figura (3.22) Formas de onda de conmutación de los transistores

- 4._ Las pérdidas de potencia en conducción serán para:

$V_{ce}(\text{sat}) = 2\text{V}$; $I_{dc} = 15.21\text{A}$ y $\delta = 0.5$ de ciclo de trabajo promedio.

$$P(\text{ON}) = I_c \cdot V_{ce}(\text{sat}) \cdot \delta = 15.21 \text{ W} \quad (3.33)$$

- 5._ Las pérdidas en conmutación aproximadas para carga resistiva, asumiendo transiciones lineales e integrando el producto de la corriente y voltaje en el intervalo de conmutación:

$$V_{ce(max)} = 145 \text{ V}$$

$$I_{c(max)} = 47.8 \text{ A}$$

Los tiempos del transistor que constan en el manual

$$t_{cr} = 2 \text{ us tiempo de encendido de cruce}$$

$$t_{cf} = 3 \text{ us tiempo de apagado de cruce}$$

$$f_c = 4000 \text{ Hz frecuencia de conmutación}$$

$$P_{sw(on)} = 1/6(V_{ce(max)} \cdot I_{c(max)} \cdot t_{cr}) \cdot f = 9.24 \text{ W} \quad (3.34)$$

$$P_{sw(off)} = 1/6(V_{ce(max)} \cdot I_{c(max)} \cdot t_{cf}) \cdot f = 13.86 \text{ W} \quad (3.35)$$

$$P_t = 9.24 \text{ W} + 13.86 \text{ W} + 15.21 \text{ W} = 38.31 \text{ W} \quad [28][30]$$

- 6._ Las pérdidas de conmutación para carga inductiva cambian significativamente. Durante el encendido, la corriente crece lentamente en el transistor y debido a que la inductancia soporta el voltaje de la fuente inicialmente, el voltaje en el transistor cae rápidamente y el producto del voltaje y corriente se puede considerar despreciable. Por otro lado durante el apagado el voltaje sobre el transistor aumenta hasta alcanzar un máximo antes de que la corriente disminuya, esto genera un pico de potencia mayor que con carga resistiva y el tiempo de cruce es mayor que el de apagado. Asumiendo transiciones de conmutación lineales. la potencia disipada para carga inductiva sin snubber será:

$$V_{ce(max)} = 145 \text{ V} ; I_c = 47.8 \text{ A} ; t_{cf} = 5 \text{ us} ; f_c = 4000 \text{ Hz}$$

$$P_{sw(off)} = 1/2(V_{ce(max)} \cdot I_{c(max)} \cdot t_{cf}) \cdot f_c = 69.3 \text{ W}$$

Las pérdidas aproximadas en conducción asumimos las mismas que en el caso anterior: $P_{(on)} = 15.21 \text{ W}$

- 6._ Las pérdidas en el diodo, asumiendo que conduce la corriente inductiva 10% del período de conmutación.

$$PD = \left(\frac{I_{pico}}{2} \times V_{conducción\ directo} \times tr \right) \times f$$

$$PD = 47.8V/2 \times 1.8V \times 25\mu s \times 4000Hz = 4.5\ W$$

Las pérdidas totales en cada transistor para carga inductiva:

$$Pt = 69.3W + 15.21W + 4.5W = 89.01W$$

8._ Si se usa el snubber de apagado según lo especificado en el punto 3.2.2.3, entonces la línea de carga varía con aproximación a la de carga resistiva en el transistor de potencia por lo que tenemos que las pérdidas serán:[28]

$$I_c(max) = 55.49A$$

$$V_{ce(max)} = 166.5V$$

$$t_c = 3\mu s$$

$$f_c = 4000Hz$$

$$P_{sw(off)} = 1/6(V_{ce(max)} \cdot I_c(max) \cdot t_c \cdot f_c) = 18.47\ W$$

$$P_{sw(on)} = \text{despreciable}$$

$$P(on) = 15.21\ W$$

$$P_d = 4.5W$$

$$Pt = 18.47W + 15.21W + 4.5W = 38.2\ W$$

9._ Calculo del disipador [8].

Según la hoja de datos del transistor KSF24505 la temperatura de juntura máxima que soporta es de 150°C, por lo que se debe extraer el calor generado por las pérdidas del transistor.[30]

De acuerdo a las hojas de datos y al modelo de resistencia térmica de disipación del transistor y el diodo se tiene que la temperatura del disipador T_s en el punto más caliente no debe sobrepasar el valor de: [30]

Para carga inductiva sin snubber de apagado:

$$T_s = T_j - T_{transistor} - T_{diodo}$$

$$T_s = T_j - P_r(R_{\theta jc} + R_{\theta cs}) - P_b(R_{\theta jc} - R_{\theta cs})$$

$$T_s = 150^\circ C - 84.51W(0.6 + 0.4)^\circ C/W - 4.5W(1.2^\circ C/W + 0.4)^\circ C/W$$

$$T_s = 58.29^\circ\text{C}$$

Para una temperatura ambiente máxima de $T_a = 40^\circ\text{C}$.
y el ambiente deberá ser:

El valor máximo de la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente:

$$R_{\theta sa} = \frac{T_s - T_a}{P_{max}} = 0.20 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (3.34)$$

Para carga inductiva con snubber de apagado:

$$T_s = T_j - \text{Transistor} - T_{\text{diodo}}$$

$$T_s = T_j - P_r(R_{\theta jc} + R_{\theta cs}) - P_n(R_{\theta jc} - R_{\theta cs})$$

$$T_s = 150^\circ\text{C} - 38.2\text{W}(0.6 + 0.4)^\circ\text{C/W} - 4.5\text{W}(1.2^\circ\text{C/W} + 0.4)^\circ\text{C/W}$$

$$T_s = 104.6^\circ\text{C}$$

Para una temperatura ambiente máxima de $T_a = 40^\circ\text{C}$.

El valor máximo de la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente deberá ser:

$$R_{\theta sa} = \frac{T_s - T_a}{P_{max}} = 1.69^\circ\text{C/W}$$

Esto implica que el uso del snubber disminuye considerablemente la disipación del transistor por lo que se puede usar un disipador más pequeño o elevar la frecuencia de conmutación.

Los valores encontrados corresponden a cada transistor de potencia, al usar dos transistores, uno por cada semiciclo, todos los cálculos son aplicables a cada uno.

El disipador disponible tiene $R_{\theta sa}$ de aproximadamente 1°C/W por lo que para la peor condición se debe conseguir 0.2°C/W se debe usar aire forzado. El aire forzado moderado reduce $R_{\theta sa}$ a un 20% aproximadamente de su valor para convección natural que es el valor que se necesita.[32]

- 10._ El factor de disminución de la capacidad del transistor con la temperatura del empaquetado T_c viene dado en las hojas de

datos. Calculamos para la peor condición la temperatura del empaquetado:

$$T_c = T_a + (P_d + P_t)(R_{\theta sa} + R_{\theta cs})$$

$$T_c = 93.4^\circ\text{C para } T_a = 40^\circ\text{C entonces PD} = 50\% \text{ de } 160\text{W} = 80\text{W}$$

$$T_c = 78.4^\circ\text{C para } T_a = 25^\circ\text{C entonces PD} = 60\% \text{ de } 160\text{W} = 96\text{W}$$

Como se usa un circuito snubber, se escoge un disipador que con ventilación tiene $R_{\theta sa} = 0.2^\circ\text{C/W}$ en lugar de 1.69°C/W . La temperatura del empaquetado T_c y la potencia que podrá disipar el transistor será:

$$T_c = T_a + (P_d + P_t)(R_{\theta sa} + R_{\theta cs})$$

$$T_c = 62.9^\circ\text{C para } T_a = 40^\circ\text{C entonces PD} = 70\% \text{ de } 160\text{W} = 112\text{W}$$

$$T_c = 47.9^\circ\text{C para } T_a = 25^\circ\text{C entonces PD} = 80\% \text{ de } 160\text{W} = 128\text{W}$$

A estos valores se limita la capacidad de disipación de potencia del transistor debido a la temperatura que alcanza el empaquetado por las pérdidas con carga inductiva.

3.2.2.3 SNUBBER DE PROTECCION [28][30]

La adición de un snubber de apagado, asegura durante el apagado del transistor una caída lineal de la corriente dada por el tiempo de apagado del transistor, adicionalmente, determina el máximo valor del voltaje V_{ce} de apagado.[28]

La mínima potencia total de disipación se logra cuando la línea de carga del transistor es resistiva. La implementación del snubber pretende variar la línea de carga haciéndola casi resistiva.

La operación del snubber es la siguiente:

Cuando el transistor T está apagado, C se carga a través del diodo D. T se enciende mediante un pulso en su base, entonces C se descarga a través de R con constante de tiempo $\tau = RC$. Esta corriente de descarga se aumenta a la corriente de colector I_c que maneja el transistor debido a la carga.[30]

Durante el apagado del transistor T, C se carga absorbiendo y limitando de voltaje Vce.

El procedimiento de diseño se describe a continuación:

- 1._ Se calcula el valor del condensador para la corriente máxima y el voltaje Vce(max)
 - Ic(max) = 47.8A
 - Vce(max) = 145V
 - tc(max) = 3 us

$$C = \frac{Ic(max) \cdot tc(max)}{Vce(max)} = 0.988\mu F \text{ se usa } C = 1\mu F \quad (3.35)$$

- 2._ Para evitar oscilación en el circuito RLC se hace que este sea críticamente amortiguado.

$$R = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.36)$$

Pero en este caso, es más importante descargar el condensador C del snubber de manera rápida para tenerlo descargado antes de que el transistor se vuelva a apagar. La constante de tiempo de descarga será entonces 1/3 de el tiempo mínimo que permanece encendido el transistor. Como este tiempo mínimo es variable por el tipo de onda que se desea modular, se asume:
ton = 10us

$$R_{max} = \frac{ton (min)}{3C} = 3.3\Omega \quad (3.37)$$

La corriente de descarga pico será: Idis = Vce(max)/Rmax

$$I_{dis} = 45A$$

Como Idis es muy alta se escoge un valor más alto de R

R = 19.5Ω entonces Iids(pico) = 7.69A. Esta corriente aumenta en la corriente de colector del transistor de potencia.

- 3._ La potencia disipada en la resistencia será:

$$P = 1/2 \cdot C \cdot Vce(max)^2 \cdot f = 45W$$

Se toma dos resistencia de 39Ω 25W en paralelo con lo que se logra $R = 19.5\Omega$ a 50W.

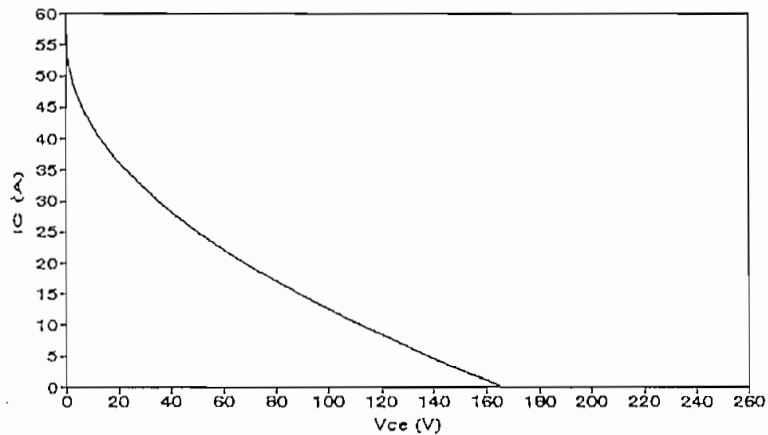


Figura (3.23) Línea de carga con el snubber

- 4._ La línea de carga se modifica de tal manera que para una corriente I_f de carga, corriente de sobre carga o corto circuito aplicado hasta un tiempo t_f en que responde el control de apagado, esta nueva línea de carga sigue las ecuaciones siguientes:[28]

$$I_c = I_f(1 - t/t_f); \quad V_{ce(max)} = \frac{I_f \cdot t^2}{C \cdot t_f} \quad (3.38)$$

Graficando estas dos ecuaciones sobre la línea según se muestra en la figura (3.23) de carga se tiene que disminuye la disipación del transistor y los valores de corriente y voltaje máximos para $t_f=3\mu s$ serán:

$$I_c(max) = 55.49A;$$

$$V_{ce(max)} = 166.5V$$

3.2.2.4 TRANSFORMADOR DE POTENCIA[31][33]

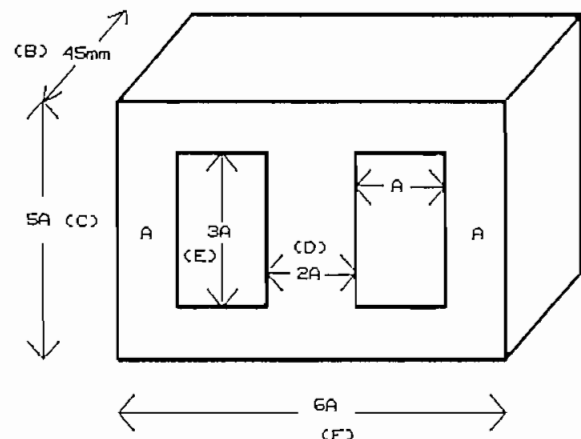
Se toma como referencia para el diseño del transformador, los procedimientos detallados en la referencia "TRANSFORMER AND INDUCTOR DESIGN HANDBOOK" de Colonel Wm. T. McLyman.[31]

El transformador de potencia es uno de los elementos más críticos del diseño del inversor, ya que a diferencia de los transformadores convencionales, este debe ser usado con una onda cuadrada de alta frecuencia que tiende a producir una corriente dc que fluye en el primario del transformador y puede causar fácilmente la saturación del núcleo durante cada semiciclo alternado. Un núcleo saturado produce una baja impedancia para la fuente y la corriente fluye limitada solo por el beta de los transistores que actúan como conmutadores, lo que combinado con la inductancia de dispersión, da como resultado picos de alto voltaje durante la conmutación que pueden llegar a ser destructivos para los transistores.

Para evitar una corriente dc en el primario es necesario proporcionar conmutaciones balanceadas a cada transistor y disponer de transistores con $V_{ce(sat)}$ y beta lo más iguales posible, aunque en la práctica esto puede ser un problema. Este efecto puede ser disminuido por el control electrónico como se lo realiza en muchos diseños de inversores. También se debe tomar en cuenta que la saturación del núcleo es inversamente proporcional a la cantidad de hierro o área de sección del núcleo A_c , por lo que se realizará un diseño conservador para evitar la saturación con un transformador de baja corriente de magnetización.

Para el presente diseño del transformador se tratará de obtener el más alto valor de inductancia de dispersión de salida, la misma que será utilizada como parte del filtro de armónicos PWM y el valor que se logre servirá para encontrar los otros elementos que componen el filtro.

Se dispone de hierro laminado E-I de las dimensiones mostradas en la figura(3.24) que fue posible adquirir en el mercado local. Por no disponerse de datos del material, se asume un valor máximo $B_m = 1T$.



figura(3.24) Forma del núcleo del transformador de potencia

Voltaje de salida $E_o = 120VAC$

Corriente de salida $I_o = 4.3 A$

Voltaje de entrada $E_p = 24VAC$
(48V tap central)

Frecuencia senoidal = 60 Hz

Variación de temperatura máxima $50^\circ C$

Configuración figura (3.25)

1._ Potencia aparente del secundario P_o

$$P_o = I_o(E_o + V_{ce})K_s$$

$$P_o = 4.3(120+2) \times 1$$

$$P_o = 524.6 W$$

2._ Potencia aparente del primario

$$P = \frac{P_o \cdot K_p}{n} = \frac{524.6 \sqrt{2}}{0.9}$$

$$P = 824.3 W$$

3._ Potencia aparente del transformador: $P_t = P_o + P = 1349W$

4._ Producto de Area A_p según tablas dadas por la referencia.

$$A_p = \left(\frac{P_t \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^\delta$$

(3.40)

$K_f = 4.0$ Constante de forma de onda cuadrada

($K_f = 4.44$ seno)

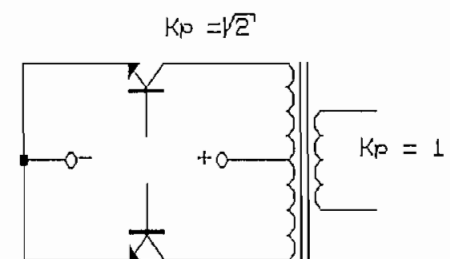


Figura (3.25)

$B_m = 1$ tesla densidad de flujo máximo
 $f = 60$ Hz frecuencia Hz
 $K_u = 0.4$ coeficiente de factor de utilización de ventana
 $K_j = 534$ coeficiente de densidad de corriente para 50°
 $\delta = 1.14$ constante de forma de material (láminas "E-I")

$$A_p = 574 \text{ cm}^4$$

5._ En base a tablas de transformadores dadas en la referencia con el valor de A_p más cercano y mayor al A_p calculado tenemos:

El hierro laminado EI-19 nombrado en la referencia [31] es físicamente el más parecido al hierro disponible. Se toma este como referencia de diseño.

$A_p = 601 \text{ cm}^4$
 $A_c = 25.14 \text{ cm}^2$ Area de corte efectiva del núcleo
 $W_a = 24.49 \text{ cm}^2$ Area de ventana del núcleo
 $MLT = 30.5 \text{ cm}$ Longitud de vuelta media.
 $A_t = 1069$
 $W_{fe} = 7700 \text{ gms}$
 $W_{cu} = 1500 \text{ gms}$

6._ Las pérdidas totales del transformador PE

$$PE = \frac{P_o}{\eta} \quad P_o = 58.3 \text{ W} ; \quad \eta = 0.9$$

7._ Determinar las pérdidas en el hierro por unidad de area. Si no se cumplen las condiciones de vatios por unidad de area requeridos según las curvas de Γ , se debe asignar otros valores de, eficiencia, incremento de temperatura y densidad de flujo que cumplan los requerimientos

$$\Gamma = 0.07 \text{ w/cm}^2 \quad \text{a } 50^\circ\text{C} \quad \text{según curvas.}$$

$$A_t = \frac{PE}{\Gamma}$$

$A_t = 832.8 \text{ cm}^2$ valor más pequeño que el que se dispone como núcleo, entonces se podrá disipar un valor de calor mayor en la superficie del transformador.

Para lograr la máxima eficiencia, las pérdidas en el cobre en el hierro deberían ser iguales.

$$P_{cu} = P_{fe} = P_{\Sigma}/2 = 29.15W$$

8._ Las pérdidas en el núcleo en mW/g :

$$\frac{P_{fe}}{W_t} \times 10^3 \text{ mW/g} = 4.41 \text{ mW/g}$$

9._ Del material disponible tenemos según tablas el factor de peso = 1; $P_{fe} = (\text{mW/g})(\text{factor de peso})\text{peso} \cdot W_t \times 10^{-3}$
 $P_{fe} = 29.15W$

10._ Número de vueltas del primario según la ley de Faraday:

$$N = \frac{E_p \times 10^4}{K_f \cdot B_m \cdot A_c \cdot f} = 36.6 \text{ se toma } N=37 \quad (3.41)$$

11._ La densidad de flujo: $J = K_j A_p^{-0.12} = 247.57 \text{ (A/cm}^2\text{)} \quad (3.42)$

12._ Corriente del primario usando la potencia total del secundario P_o :

$$I_p = \frac{P_t - P_o}{E_p} = \frac{1349 - 524.60 \text{ W}}{48V} = 17.2A$$

13._ La dimensión AW(B) del alambre desnudo para el primario:

$$A_w(B) = I_p / J \cdot k = 0.04912 \text{ cm}^2 ; k = \sqrt{2} \text{ para tap central}$$

14._ De las tablas de alambres esmaltados se selecciona el cable AW(B) y factor de corrección con la temperatura a 50°C

$$\phi = 1.12 \text{ .El AWG\#10} = 0.05261 \text{ cm}^2$$

$$\text{Resistencia del cable} = 32.7 \text{ u}\Omega/\text{cm}$$

15._ La resistencia del bobinado primario:

$$R_p = MLT \cdot N \cdot \text{u}\Omega/\text{cm} \cdot \phi \cdot 10^{-6} = 0.0413\Omega \quad (3.43)$$

16._ Pérdidas del cobre en el primario: $P_{cu} = I_p^2 R_p = 12.22W$

17._ El número de vueltas del secundario:

$$N_s = \frac{N_p E_s}{E_p} = (37 \times 120) / 24 = 185 \text{ vueltas}$$

Para el bobinado del cargador de baterías: $N_c = (185 \times 55) / 120$
 $N_c = 85$ vueltas

18._ La dimensión AW(B) del alambre desnudo para el secundario:
 $A_w(B) = I_s / J \cdot k = 0.00868$; $k = 2$ para uso no continuo del inversor;

Para el cargador: $A_w(B) = 1.75 / 248 \times 2 = 0.003528$

19._ De las tablas de alambres esmaltados se selecciona el cable AW(B) y factor de corrección con la temperatura a 50°C $\phi = 1.12$.
 El AWG#18 = 0.00828 cm^2

Resistencia del cable = $209.5 \text{ u}\Omega/\text{cm}$

Para el cargador se toma AWG#22 = 0.003243 cm^2 ; $\text{res} = 531 \text{ u}\Omega/\text{cm}$

20._ La resistencia del bobinado secundario:

$$R_s = MLT \cdot N \cdot \text{u}\Omega/\text{cm} \cdot \phi \cdot 10^{-6} = 1.32 \Omega$$

La resistencia del cargador:

$$R_c = MLT \cdot N \cdot \text{u}\Omega/\text{cm} \cdot \phi \cdot 10^{-6} = 1.54 \Omega$$

21._ Pérdidas del cobre en el secundario: $P_{cu} = I_s^2 R_p = 24.4 \text{ W}$

Pérdidas del cobre en el cargador: $P_{cu} = I_s^2 R_p = 4.7 \text{ W}$

22._ Se suman las pérdidas totales y se compara con el valor obtenido PE en 6._

$$P_{cu}(\text{primario}) = 16.35 \text{ W}$$

$$P_{cu}(\text{secundario}) = 24.4 \text{ W}$$

$$P_{fe}(\text{núcleo}) = 29.15 \text{ W}$$

$$P_E(\text{total}) = 69.9 \text{ W}$$

23._ La superficie de Area At requerida para disipar el calor emitido (expresado en vatios perdidos por unidad de area)

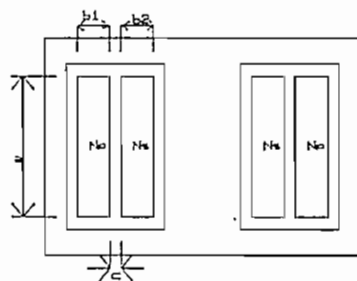
$$At = \frac{P_E}{\Gamma} ; \Gamma = 0.07 \text{ W}/\text{cm}^2 \text{ para } 50^\circ\text{C} \quad (3.44)$$

$$At = 998.57 \text{ cm}^2$$

Valor menor al disponible de 1069cm^2 . Con esto procede a diseñar el transformador con estos datos.

- 24._ A diferencia de otros transformadores, en este diseño se necesita obtener la mayor inductancia de dispersión de salida que sea posible para usar su valor en el filtro de salida del inversor.

El libro de la referencia [31] indica varias formas de intercalar la disposición física de los bobinados para conseguir distintos valores de inductancia de dispersión. La forma tradicional de bobinado que muestra la figura (3.26) tiene el valor de la inductancia L_s del transformador:



Figura(3.26)

$$L_s = \frac{1.2 \text{ MLT } N_s^2}{a} \left[\frac{c + \frac{b_1 + b_2}{3}}{3} \right] \times 10^{-8} \text{ (henrios)} \quad (3.44)$$

$a = 8.5\text{cm}$; $b_1+b_2 = 2.837\text{cm}$; $c = 0.02\text{cm}$; $N_s = 183$; $\text{MLT}=30.5\text{cm}$
 $L_s = 1.392 \text{ mH}$

Seccionando "a" en dos para cada bobinado según la Figura(3.27) la ecuación de L_s aumenta a:

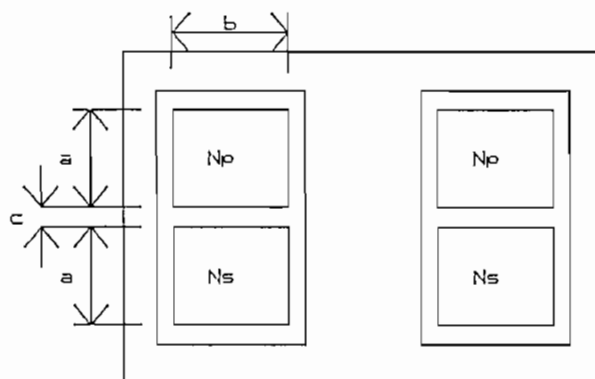


Figura (3.27)

$$L_s = \frac{1.33 \text{ MLT } N_s^2}{b} \left[c + \frac{E_a}{3} \right] \times 10^{-8} \text{ (henrios)} \quad (3.45)$$

$a = 4.24 \text{ cm}$; $b = 2.85 \text{ cm}$; $c = 0.2 \text{ cm}$; $N_s = 183$; $\text{MLT} = 30.5 \text{ cm}$

$L_s = 13.56 \text{ mH}$. Este es el valor total de L_s , considerando que la bobina del primario funciona solamente la mitad cada semiciclo. La impedancia que ve el secundario será la mitad, Esto es $L_s = 7.21 \text{ mH}$

DATOS DEL TRANSFORMADOR

Dimensiones de las planchas del núcleo

A	mm	28,57
B	mm	45,00
C	mm	142,87
D	mm	57,15
E	mm	85,72
F	mm	171,45
Potencia útil P_o	VA	500
Voltaje de salida V_s	V	120
Corriente de salida I_s	A	4.3
Voltaje de entrada V_p (tap central a 24V)	V	48
Corriente de entrada	A	20
Longitud de espira media. MLT	m^2	30.5
Area de ventana W_a	m^2	24.49
Sección del núcleo A_c	m^2	25.14
Superficie disipante de calor A_t	m^2	1069
Peso del núcleo W_{fe}	Kg	7.70
Número de chapas (0.35mm)		110
Pérdidas en el hierro P_{fe}	W	29.15
Número de espiras primario $N_p + N_p$		74
Número de espiras secundario N_s		183
Número de espiras de cargador		85
Peso de bobina de primario AWG #10	Kg	1.06
Peso de bobina de secundario AWG #18	Kg	0.417
Peso de bobina de cargador AWG# 22	Kg	0.077
Longitud de alambre primario	m	24
Longitud de alambre secundario	m	57
Longitud de alambre de cargador	m	26
Número de capas primario		5
Espiras por capas primario		15;10
Grueso de bobina primario	cm	1.33
Factor de utilización de ventana primario	%	51.6
Número de capas secundario		6
Espiras por capa secundario		35;8
Grueso de bobina secundario	cm	0.65
Número de capas de cargador		2
Espiras por capa cargador		43;42
Grueso de bobina de cargador	cm	0.14
Factor de utilización secundario - cargador	%	30
Pérdidas en el cobre P_{cu}	W	40.75

PRUEBAS DEL TRANSFORMADOR

Se realiza la prueba de corto circuito y circuito abierto siempre referido al secundario y se obtuvieron los siguientes resultados.[33]

Vacío: $V_o = 120V$; $I_m = 0.1A$; $P_{fe} = 29.15 W$ (de la tabla)

Corto circuito: $V_c = 19V$; $I_{cs} = 5A$; $P_{cu} = 40.75W$

Admitancia de magnetización Y_m :

$Y_m = I_m/V_o = 8.3 \times 10^{-4} \Omega^{-1}$ que es un valor despreciable

$I_m/I(\text{nominal}) = (0.1A/4.3A) \times 100\% = 2.32\%$

Impedancia equivalente referida al secundario:

$Z_{eq} = V_c/I_{cs} = 3.8\Omega$

$R_{eq} = P_{cu}/I_{cs}^2 = 2.2\Omega$

$X_{eq} = \sqrt{(Z_{eq}^2 - R_{eq}^2)} = 3.09\Omega = 2\pi f L_{eq}$

$L_{eq} = 8.2 \text{ mH}$ que es el valor necesario para el diseño del filtro

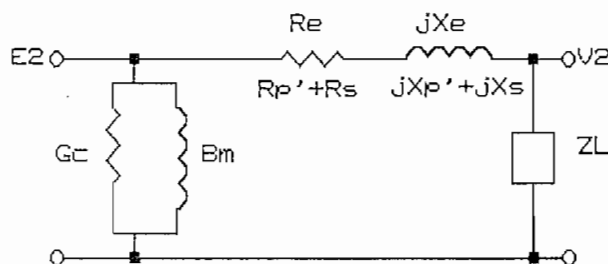


Figura (3.28) Circuito equivalente del transformador

La regulación de voltaje y la eficiencia del transformador será:
para una carga con $F_p = 0.8$ inductivo

$$RV = \frac{E2 - V2}{V2} = 12.5\%$$

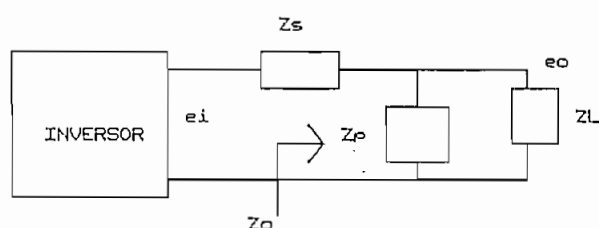
$$E2 = (V2 \cos \Phi + I2 \times R_{eq}) + j(V2 \sin \Phi + I2 \times X_{eq}) = 129 + j133.3$$

$$E2 = 135V ; V2 = 120V$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{cu} + P_{fe}} = 88.2\%$$

3.2.2.5 FILTRO AC PWM

El objeto del filtro a la salida del inversor es la reducción o atenuación de los armónicos que aparecen en la carga y que permita el paso de la onda fundamental. La configuración más utilizada es el filtro en L como en la figura (3.29). La rama serie debe tener una impedancia baja para la frecuencia fundamental para que no haya mucha caída de tensión y alta a la frecuencia de los armónicos para absorber la tensión de armónicos generada por el inversor. La rama paralelo debe comportarse de manera opuesta para no cargar al inversor con corriente alta de fundamental y cortocircuitar la corriente de armónicos. [21]

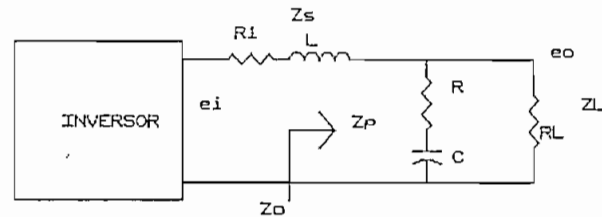


Figura(3.29) Configuración del filtro de salida

La atenuación a una determinada frecuencia es la relación entre el voltaje de entrada y salida a dicha frecuencia y depende de la combinación de la impedancia del paralelo entre la carga y la rama paralelo del filtro esto es:

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{Z_o}{Z_o + Z_s} \quad \text{donde} \quad Z_o = \frac{Z_p \times Z_L}{Z_p + Z_L} \quad (3.46)$$

La forma más simple de un filtro eficiente de esta forma es tal que el elemento serie sea una inductancia, para el presente caso la inductancia de dispersión del transformador y el elemento paralelo sea un condensador con una resistencia limitadora de la corriente fundamental.



Figura(3.30) Filtro de armónicos

- 1._ Para la frecuencia fundamental (60Hz) con carga resistiva de 600W tenemos que $R_L = 24\Omega$. Partimos de los criterios de que $|Z_p| \gg R_L$ para no cargar al inversor; entonces:

$$|Z_p| = 10R_L = 240\Omega;$$

$|Z_s| \ll R_L$; para tener poca caída de la fundamental, entonces:

$$|Z_s| = R_L/10 = 2.4\Omega$$

- 2._ Para cumplir con las especificaciones de THD máximo 5%; la distorsión máxima permitida $D_n = I_n/I_1 = 5/100 = 1/20$. El contenido armónico de la onda del inversor es:[22] $0.72V_1$ con $f_n = f_p - f_1 = 4000 - 60\text{Hz} = 3940\text{Hz}$ que es el armónico de más baja frecuencia con valor significativo.

- 3._ Utilizamos una atenuación de 20 veces a esta frecuencia:

$V_o(n)/V_i(n) = 1/20$ y de la ecuación (3.29) tenemos que:

$$|Z_s| = 19|Z_o|.$$

- 4._ Con el valor obtenido de Z_s en las pruebas del transformador $Z_s = 2.2 + j2.54\Omega$; $L = 8.2\text{mH}$ y $|Z_s(n)| = 203\Omega$. ($n=3940\text{Hz}$):

$$|Z_o(n)| = |Z_s(n)|/19 = 10.68\Omega.$$

- 5._ De la ecuación (3.29) tenemos con $R_L = 24\Omega$ y $|Z_o(n)| = 10.68\Omega$

Pero además se debe cumplir según el paso (1._) que:

$$|Z_p(60)| = 240\Omega \text{ con lo que: } C = 11\mu\text{F} \text{ y para } f_n, Z_p(n) = 3.67\Omega.$$

Para cumplir las dos condiciones: y $Z_p(60) = 240$ se escoge $R = 20\Omega$ en serie con $C = 12\mu F$, con lo que:

$$|Z_p(n)| = 20.3\Omega \quad \text{y} \quad |Z_p(60)| = 221\Omega.$$

L(mH)	C(uF)	R(Ω)	Zs(60)	Zs(n)	Zp(60)	Zp(n)
8.2	12	20	2.2+j2.54	2.2+j203	20+j221	12+j3.67

La función de transferencia del filtro queda como sigue:

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{(R + 1/(sC))RL}{R + 1/(sC) + RL} \quad (3.47)$$

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{RL + sL + (R + 1/(sC))RL}{R + 1/(sC) + RL}$$

Tomando los valores de los elementos y desarrollando la función de transferencia se simplifica así:

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{1.44 \times 10^{-4} s + 1}{1.476 \times 10^{-7} s^2 + 5.24 \times 10^{-4} s + 1.09} \quad (3.48)$$

Los gráficos de respuesta de frecuencia se muestran en la figura (3.31)

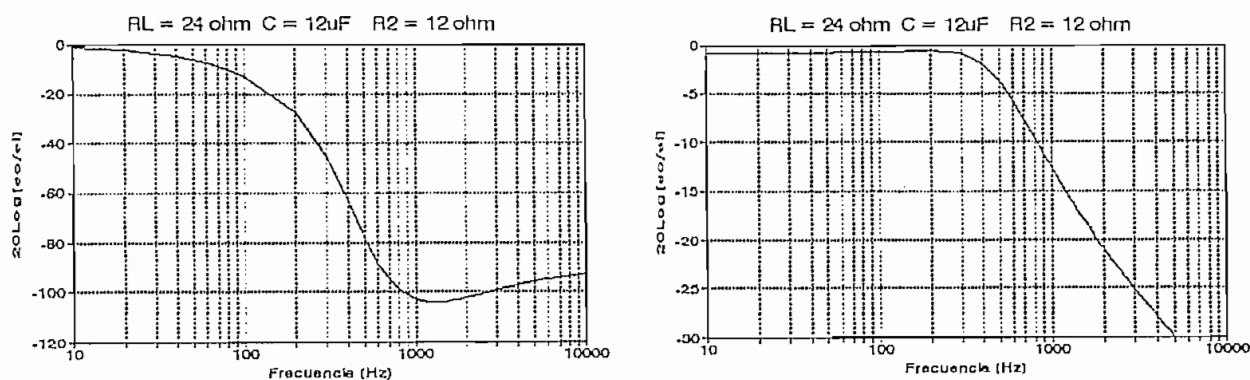


Figura (3.31) Respuesta de frecuencia del filtro de salida

3.3. CIRCUITOS AUXILIARES

3.3.1 MONITOREO Y ALARMAS

Los parámetros de la red son examinados por estos circuitos que ordenan al sistema de transferencia realizar los cambios de modo de operación cuando se presentan las perturbaciones de la red.

Los cambios de modo de operación desde red normal a baterías (ACO a DCO) se producen por dos causas:

- * RED FUERA DE RANGO (RR). _ Por variaciones de voltaje que sobrepasan los límites del rango aceptable como normal. La red de entrada puede variar en un límite de bajo voltaje de 95V y un nivel máximo de 135V. El circuito de monitoreo debe emitir la señal lógica, red fuera de rango (RR) "1L" hacia el circuito de transferencia y "0L" cuando ha entrado nuevamente en rango. Entonces las transferencias se realizan en los cruces por cero de la onda de entrada.
- * FALLA DE RED (FR). _ Producida por apagones, cambios de frecuencia o perturbaciones de red de corta duración. El circuito de monitoreo emite la señal lógica, falla de red (FR) ordenando al sistema de transferencia un cambio inmediato de modo de operación a baterías.

3.3.1.1 MONITOREO DE RANGO DE RED (RR)

El circuito que monitorea los límites de voltaje se muestra en la figura (3.32), se implementa mediante U20, Timer 555. Se aprovecha la disponibilidad de dos comparadores a diferentes niveles dentro de este integrado. [34]

1. _ Mediante el transformador VE de sensores el voltaje de red de entrada se reduce con una relación de transformación de 120V a 15VAC. $n = 8$.

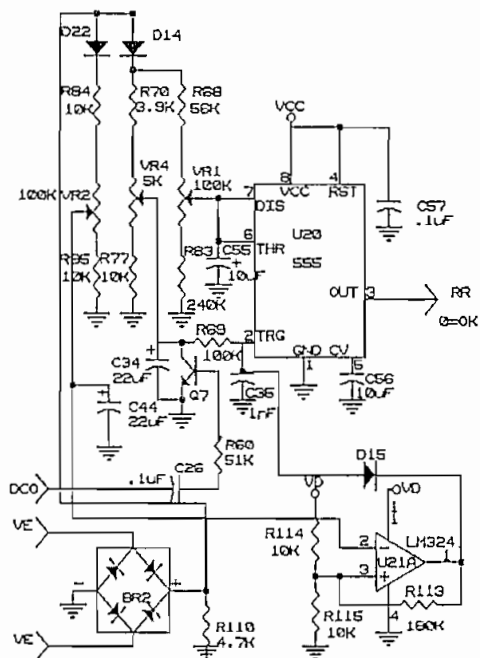


Figura (3.32) Circuito monitor de red

Este voltaje reducido por VE se rectifica en onda completa mediante el puente BR2, con lo cual se tiene la representación del valor de la red de entrada.

D22 y D14 se colocan con el fin de no distorsionar la onda rectificada después del puente BR2 y del secundario del transformador VE. Estos diodos aíslan las redes RC de atenuación las cuales producen la representación DC del nivel de bajo voltaje, sobrevoltaje y red normal.

- 2._ En el timer 555 U20, el nivel mínimo de red se compara con el Trigger (Set) U20-2 a $1/3 V_{cc}$ es decir 4V. Bajo este punto la salida en U20-3 (señal RR), cambia a "1L".

La red de atenuación de detección de bajo voltaje la forman:

$$R70 = 3.9K\Omega$$

$$VR4 = 5K\Omega \text{ (ajuste manual)}$$

$$R77 = 10K\Omega$$

$$C34 = 22\mu F$$

El voltaje filtrado sobre C34 representa el valor de la red. Con estos valores se logra ajustar el nivel de bajo voltaje. Cuando la red llega a 95V, se obtiene 4V en C34. Este nivel entra a U20-2 (trigger) provocando el cambio de estado en la salida de U20-3 a "1L" correspondiente a la señal RG. Existe una constante de 2.5 entre el nivel rms del secundario del transformador VE y el voltaje DC sobre C34.

- 3._ El nivel de voltaje de red máximo se lo determina con un pulso de "0L" en el Trigger U20-2, proveniente del comparador U21A-1 por medio del diodo D15. Se obtiene también el "1L" en la salida de U20-3 (RR) fuera de rango

La red de atenuación de detección de sobrevoltaje la forman:

R84 = 10K Ω

VR2 = 100K Ω (ajuste manual)

R85 = 10K Ω

C44 = 22uF

Sobre C44 el voltaje DC representa el nivel de entrada y se compara en el operacional U21A LM324, con un nivel referencia de 6VDC que se obtiene del divisor de voltaje entre R114 = 10k Ω y R115 = 10K Ω . Con estos valores se logra ajustar la detección del nivel de sobre voltaje en 135V.

Al superar la entrada los 135V, U21A-1 cambia a "0L". Este nivel bajo entra a U20-2 (trigger) por medio de D15 provocando el cambio de estado en la salida de U20-3 (RR). Existe una constante de 2.3 entre el nivel rms del secundario del transformador VE y el voltaje sobre C44.

Se escoge una histéresis de 5VAC. Entonces la condición de sobrevoltaje desaparece cuando la red baja de 130V.

$$H = \frac{2R_i}{R_{113}} V_r ; R_i = R_{114}/2 = 5K\Omega; H = 0.27V.$$

Entonces $R_{113} = 220K\Omega$. Se usa $R_{113} = 180K\Omega$.

Cuando no hay condición de sobre voltaje, D15 aísla la salida de U21A-1 de la entrada U20-2 (trigger).

- 4._ Para cuando la red se normaliza, se escoge una red de atenuación de detección red normal que la forman:

$R_{68} = 56K\Omega$

$VR_1 = 100K\Omega$ (ajuste manual)

$R_{83} = 240K\Omega$

$C_{55} = 10\mu F$

El voltaje filtrado sobre C_{55} representa el valor de la red. Con estos valores se logra ajustar el nivel de retorno a red normal.

Cuando la entrada supera 105V, se obtiene 8V en C_{55} . Este nivel entra a U20-6 (threshold) provocando el cambio de estado en la salida de U20-3 (RR), rango de red "OL".

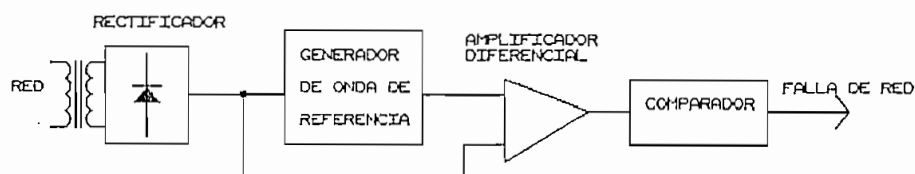
- 5._ Adicionalmente se coloca Q7 en la entrada del trigger U20-2, para disparar el timer 555 por el circuito de transferencia mediante la señal DCO para asegurar la permanencia en baterías cuando el cambio fue debido a la señal de falla de red (FR). El transistor de señal Q7 NPN se enciende con un pulso en la base mediante $C_{26} = 0.1\mu F$ y $R_{60} = 51K\Omega$.

3.3.1.2 DETECTOR DE FALLA DE RED (FR)

Las perturbaciones rápidas y de corta duración de la red, como apagones, picos de voltaje y variaciones de frecuencia, requieren tiempos de detección y transferencia cortos para evitar efectos sobre la carga. De otra manera el uso del conmutador estático que actúa en pocos microsegundos resultaría desaprovechado si los circuitos de detección tardan más de medio ciclo esperando la carga y descarga del condensador de un circuito integrador RC.

Ya que un semiciclo de la senoidal tarda 8.3ms; se debe usar un circuito que actué en milisegundos cuando se producen perturbaciones de entrada para ordenar el funcionamiento del inversor.

Para esto se genera una onda de referencia interna sincronizada que se la compara punto a punto con la red mediante un amplificador diferencial obteniéndose una señal de error cuando estas dos ondas son diferentes como se ve en la figura (3.33).



Figura(3.33) Diagrama del circuito de falla de red

La señal de referencia interna se genera con 2 circuitos:

- Convertidor D/A
- Oscilador PLL sincronizado con la red.

CONVERTIDOR DIGITAL ANALÓGICO._ Como se indica en la figura (3.34), el convertidor D/A consta de divisores de voltaje, que forman una tabla de niveles análogos de una semionda senoidal. Estos valores ingresan en un circuito multiplexor analógico y se presentan secuencialmente a la salida mediante un contador UP/DOWN. El reloj CK del contador, proviene del circuito PLL y está sincronizado a la red con frecuencia múltiplo 60Hz. Se obtiene así la señal mostrada en la figura (3.34).[35]

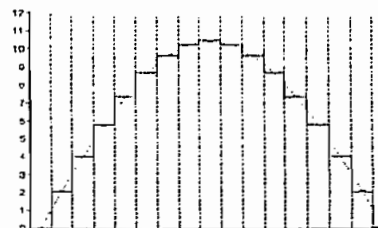
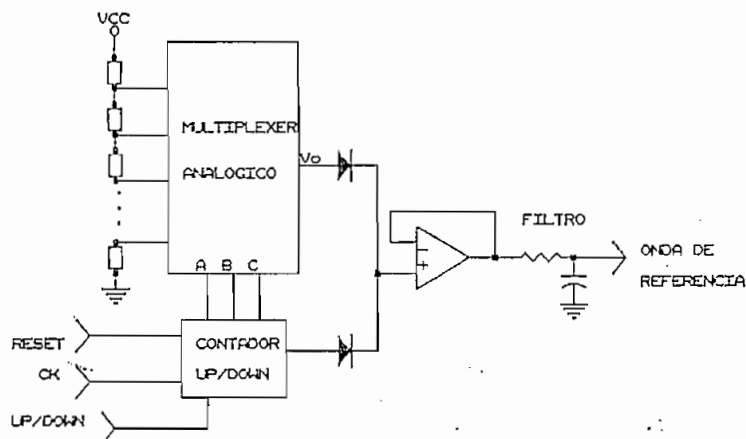
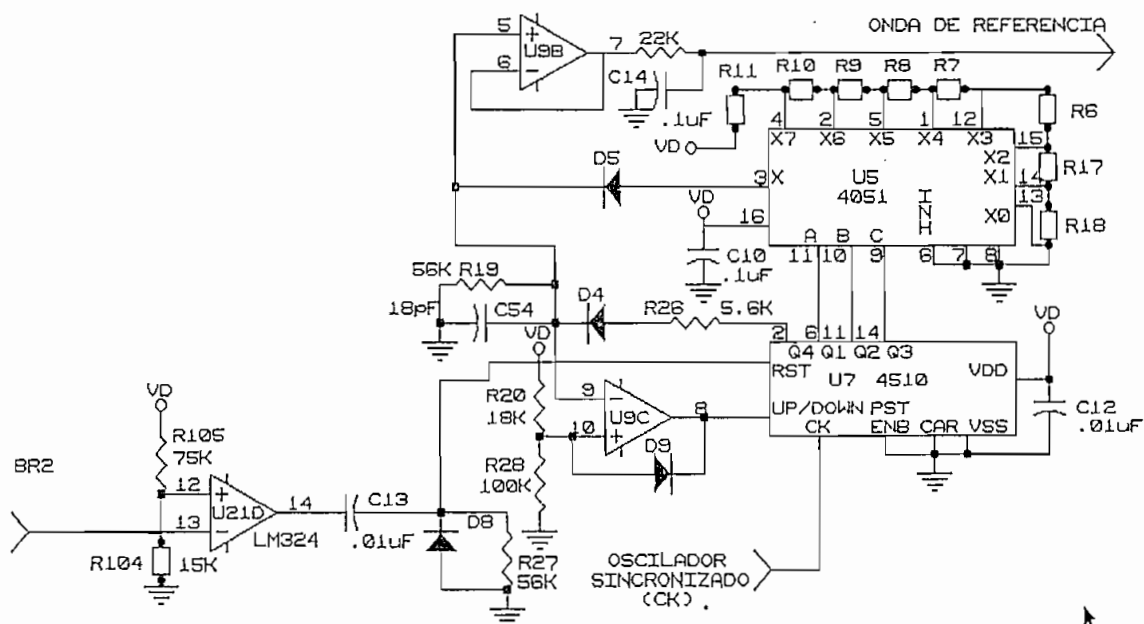


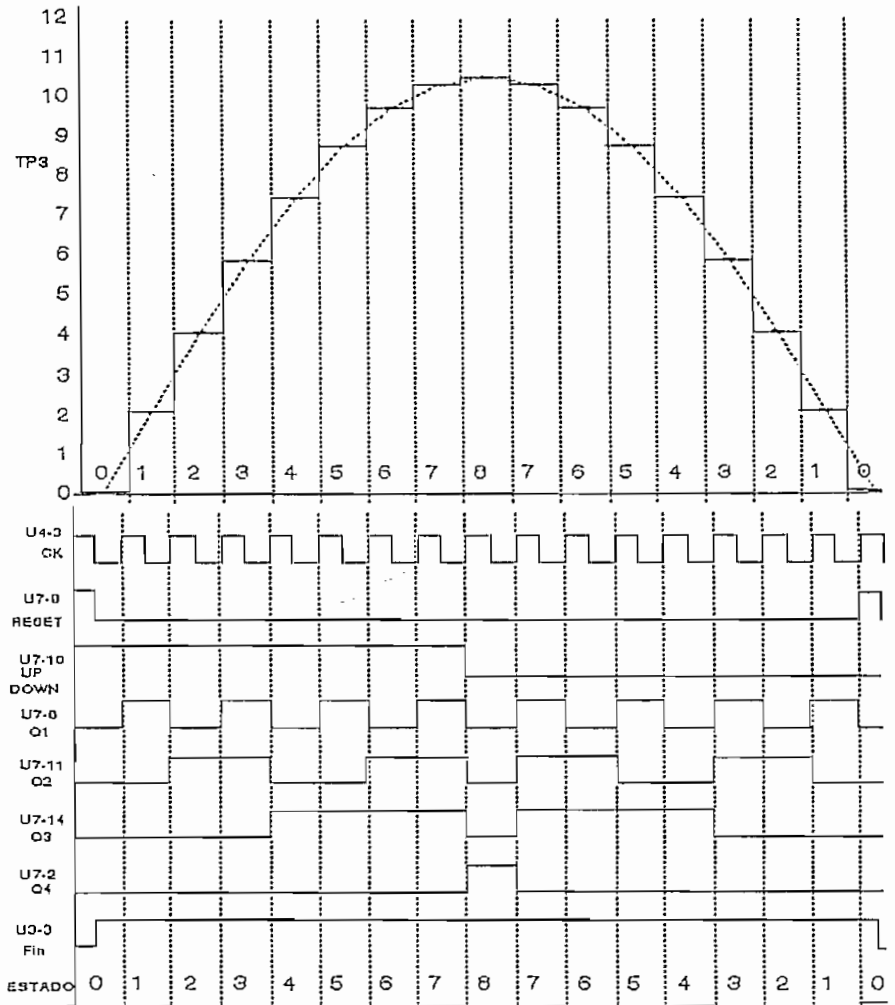
Figura (3.34) Diagrama del generador de onda de referencia

El circuito propuesto es el de la figura (3.35) y las formas de onda se muestran en la figura (3.36).

- 1._ El convertidor D/A está formado por el multiplexor analógico 4051 U5. Los divisores de tensión de las resistencias R18, R17, R6, R7, R8, R9, R10 y R11 producen una tabla análoga que contiene ocho valores de una semionda senoidal que son enviados a la salida cada 0.52ms (8.3ms/16), que es el período del reloj CK. [36]



- 2._ Con U7 MC14510, contador UP/DOWN BCD preseteable, se genera 9 estados en las salidas Q1, Q2, Q3, y Q4. Los ocho primeros en Q1, Q2, Q3 (0 al 7) para las entradas de control A, B y C del MUX análogo U5, obteniendo a la salida X U5-3 los valores análogos del voltaje sobre las resistencias. El noveno estado se toma directamente del cuarto bit (Q4 U7-2) del contador U7 hacia Vo. Estos valores se suman mediante los diodos D4 y D5. [36]



Figura(3.36) Formas de onda del circuito de sincronismo

Por simetría de la semionda la parte descendente se genera cambiando el sentido del conteo de U7 hacia abajo.

- 3._ Para asegurar un sincronismo en $60\text{Hz} \pm 1\text{Hz}$ la frecuencia del oscilador debe poder realizar ajustes dentro del rango de 59Hz a 61Hz.

$$T_o \approx (1/59 - 1/61) = 0.555\text{ms}$$

El número N del divisor de frecuencia será: $N = (16.7\text{ms})/0.555\text{ms}$; $N = 30$. Con el fin de usar contador binario se usa el número 2^n más cercano entonces $N = 32$. Entonces:

$$T_o = (16.7\text{ms})/32 = 0.52\text{ms}$$

- 4._ El pico de la onda analógica generada será la salida en alto del contador U7 menos la caída de voltaje de D4. Entonces $V_p = 11\text{V} - 0.6\text{V} = 10.4\text{V}$.

Asumiendo una corriente de 0.5mA sobre la red de resistencias y conociendo los valores de voltaje para cada punto de la onda senoidal se calcula cada resistencia de manera iterativa, escogiendo los valores comerciales más cercanos. Se tienen los siguientes valores:

$$\begin{array}{ll} R_{18} = 3.9\text{K}\Omega & R_8 = 2.4\text{K}\Omega \\ R_{17} = 3.6\text{K}\Omega & R_9 = 1.8\text{K}\Omega \\ R_6 = 3.3\text{K}\Omega & R_{10} = 1.0\text{K}\Omega \\ R_7 = 3.0\text{K}\Omega & R_{11} = 3.3\text{K}\Omega \end{array}$$

Se obtiene con esto la tabla (3.4):

t ms	wt rad	sen(wt)	(10.4)sen(wt) V	V(res) V
0	0	0	0	0
0.52	$\pi/16$	0.195	2.02	2.09
1.04	$2\pi/16$	0.382	3.97	4.03
1.56	$3\pi/16$	0.555	5.77	5.81
2.08	$4\pi/16$	0.707	7.35	7.42
2.60	$5\pi/16$	0.831	8.64	8.71
3.12	$6\pi/16$	0.923	9.59	9.68
3.64	$7\pi/16$	0.980	10.19	10.22
4.16	$8\pi/16$	1.000	10.4	----

Tabla (3.4) Valores de la onda seno de referencia

- 5._ El comparador U9C LM324 determina el conteo ascendente o descendente del contador U7. Para esto se compara una referencia de 10V, fijada por R20 y R28 con la señal analógica generada (V_o). Se requiere que la salida de U9-8 que corresponde a la señal UP/DOWN del contador U7 sea "1L" en la parte ascendente de la onda de referencia desde cero hasta el pico, punto donde se supera los 10V y U9-8 cambia a "0L". De el mismo modo se necesita "0L" en la parte descendente desde el pico a cero. Con ayuda de D9 se mantiene el estado "0L" a

la salida del comparador hasta cuando la señal disminuye a menos del voltaje de conducción de D9, entonces la senoidal ha llegado a cero y U9-8 cambia a "1L" para iniciar el conteo ascendente.

Si $V_r = 10V$ y $R_{28} = 100K\Omega$, entonces se calcula en el divisor de tensión $R_{20} = 20k\Omega$. Se usa $R_{20} = 18k\Omega$ entonces $V_r = 10.16V$.

- 6._ Mediante el comparador U21D LM324 se genera pulsos de reseteo para el contador BCD U7 en los cruces por cero de la onda de entrada. El condensador C13 y R27 determinan la duración del pulso y D8 elimina los pulsos negativos.

Si se escoge la constante de tiempo igual al período del reloj y $C_{13} = 0.01\mu s$:

$$\tau = 0.52ms = R_{27} \times C_{13}; \text{ entonces } R_{27} = 52K\Omega. \text{ Se usa } R_{27} = 56K\Omega$$

La referencia de comparación para U21D, se fija en relación al nivel más bajo de la onda generada. $V_r = 2V$, se escoge $R_{104} = 15K\Omega$ y se calcula R_{105} en el divisor de voltaje. Entonces $R_{105} = 75k\Omega$.

- 7._ Una vez generado el semiciclo de la onda senoidal se repite sucesivamente obteniéndose una señal similar a la rectificación en onda completa.

La onda generada se toma sobre la resistencia R19 de $56K\Omega$. $C_{54} = 18pF$ se usa como filtro. $R_{26} = 5.6K\Omega$ se coloca como atenuador de la salida Q4 de U7 para obtener el nivel del pico de la onda de referencia generada requerido.

Seguidamente se inyecta esta señal al seguidor de Voltaje U9B amplificador operacional LM324 para realizar un acoplamiento de impedancias adecuado. Posteriormente se usa un filtro pasabajos por medio de C14 y R29. Se usa una constante de tiempo de $2.2ms$. Con esto $C_{14} = 0.1\mu F$ y $R_{29} = 22K\Omega$.

Se obtiene así la onda de referencia que será comparada con la red en el amplificador diferencial U9A.

CIRCUITO DE SINCRONISMO PLL.- La señal de referencia se sincroniza a la red mediante un circuito oscilador con PLL que la sigue dentro de un rango de 1Hz.

La figura (3.37) es el diagrama de bloques del circuito PLL. Consiste de un VCO capaz de oscilar a tres frecuencias:

- Frecuencia de corrida libre múltiplo entero de 60Hz
- _ Dos frecuencias para ajuste de fase:
 - Frecuencia de adelanto
 - Frecuencia de atraso

Estas dos últimas aparecen cuando la entrada y la referencia están desfasadas. Condición señalada por dos comparadores de fase. La frecuencia de salida del VCO se divide para el número de veces que contiene a la frecuencia de entrada.[35][37]

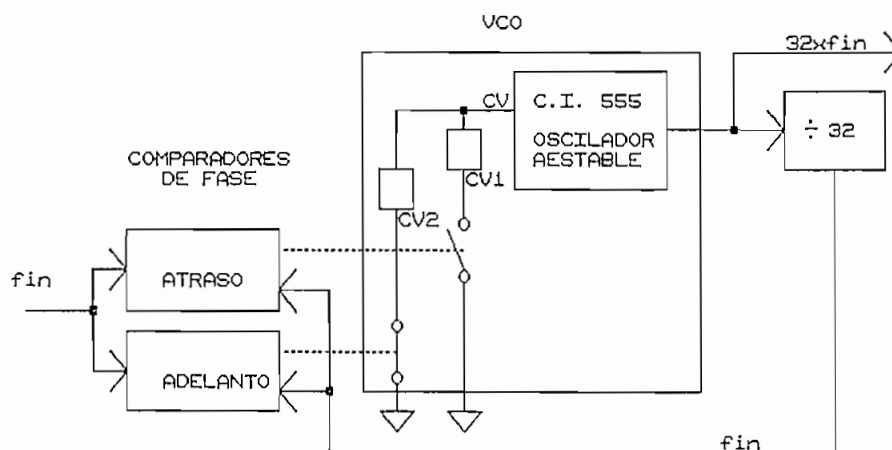


Figura (3.37) Diagrama del circuito de ajuste de fase.

El circuito del VCO se indica en la figura (3:38).

- 1._ Se realiza mediante un Oscilador Aestable con U4 timer 555 a frecuencia múltiplo de 60Hz. Los elementos que determinan la oscilación son R15, VR8, R16 y C8.

Cuando la red está presente, pero fuera de fase, mediante la señal de CV del 555 se hace un ajuste de frecuencia que puede ser de adelanto o de atraso.

2._ Se requiere tres frecuencias: atraso, corrida libre y adelanto.

La frecuencia de oscilación del aestable U4 555 puede ser incrementada actuando sobre el control de voltaje CV U4-5. Para esto se cambia el nivel de comparación de threshold y trigger.

Los niveles de comparación sin actuar sobre CV son $2/3V_{cc}$ para threshold y $1/3V_{cc}$ para trigger. Con la señal en CV los niveles de comparación cambian a CV para threshold y $1/2CV$ para trigger.

Para la frecuencia más baja con red de atraso se tiene sobre C8 la ecuación de carga:

$$V_c = V_o - (V_o - V_{tg})e^{-t/RC}$$

Como $V_{thr} = 2/3V_{cc}$; $V_{cc} = V_o = 12V$ y $V_{tg} = 1/3V_o$. El período de oscilación es:

$$T_1 = C_8(R_{15} + 2R_{16})\ln(2)$$

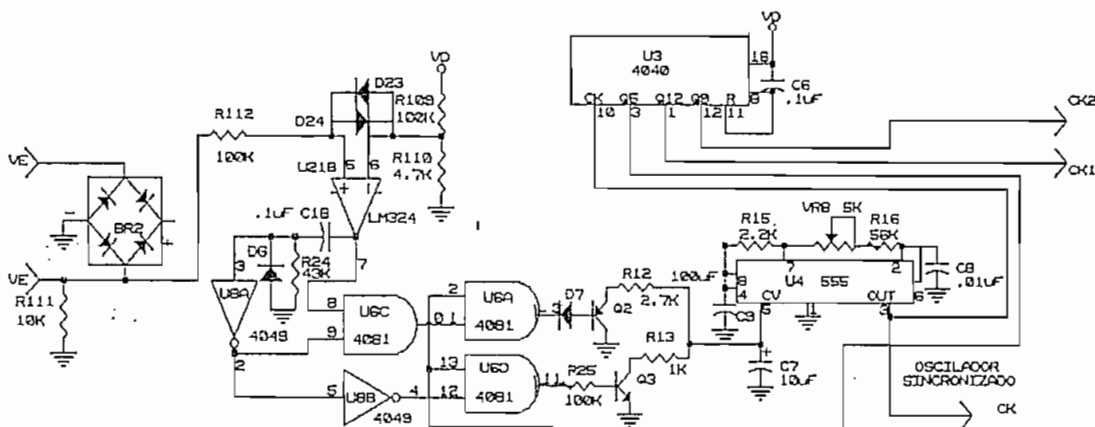


Figura (3.38) Circuito oscilador sincronizado

Para la frecuencia de corrida libre se conecta R12 mediante Q2 a la entrada CV. Para tener $CV = V_{thr} = 1/3V_{cc} = 4V$ y $1/2CV = V_{tg} = 1/6V_{cc} = 2V$.

Se calcula el valor de R12 para $CV=4V$ y se tiene $R_{12} = 3.3K\Omega$. Se realiza el ajuste de $R_{12} = 2.7K\Omega$.

C8 se carga entre 2V y 4V mediante la fórmula:

$$V_c = V_o - (V_o - V_{tg})e^{-t/RC} \text{ con } R=R_{15}+R_{16}+R_{VR8}.$$

C8 se descarga de 4V a 2V mediante la fórmula:

$$V_d = 1/3V_{cc}e^{-t/RC} \text{ por medio de } R_{16}+R_{VR8}$$

Despejando el tiempo de carga y descarga se tiene que el período de oscilación será:

$$T_o = C_8(R_{15}+R_{16})\ln(1.25) + R_{16}C_8\ln(2)$$

- 4._ De igual forma, para la frecuencia de ajuste más alta o red de adelanto, se conecta R13 mediante Q3 a la entrada CV. Para tener $CV = 1/6V_{cc} = 2V = V_{thr}$; $1/2CV = 1/12V_{cc} = 1V = V_{tg}$. Se calcula el valor de R13 para $CV=2V$ y se tiene $R_{13} = 1K\Omega$. Encontrando el período T2:

$$T_2 = C_8(R_{15}+R_{16})\ln(1.1) + R_{16}C_8\ln(2)$$

- 5._ Mediante el divisor binario de frecuencia de 12 estados 4040 U3 se pretende obtener la frecuencia de la red sincronizada a la entrada. Por tanto la frecuencia del oscilador debe ser múltiplo entero de 60Hz.[36]

$$T_o = (16.7ms)/32 = 0.52ms$$

En el divisor de frecuencia U3-3 se tiene que Q5 produce una división por 32 de la frecuencia del reloj.

Para determinar los valores de R15, R16 y C8 del oscilador partimos de la ecuación:

$$T_o = C_8(R_{15}+R_{16})\ln(1.25) + R_{16}C_8\ln(2)$$

Se asume $C_8 = 0.01\mu F$; $R_{15} = 2.2K\Omega$. Se calcula de la ecuación obteniendo: $R_{16} = 56.214\Omega$. Se usa $R_{16} = 56K\Omega + R_{VR8} = 5K\Omega$.

Calculando T1 y T2 de las ecuaciones correspondientes:

$T_0 = 0.52 \text{ ms}$

$T_1 = 0.794 \text{ ms}$

$T_2 = 0.445 \text{ ms}$

6._ Para monitorear el sincronismo de la onda de referencia con la red, se generan pulsos que indican la posición de los semiciclos de la senoidal de la red en relación con la señal del oscilador interno de referencia. En caso de falla de sincronismo los comparadores de fase corrigen cambiando la frecuencia del VCO a f_1 o f_2 según sea el caso. Para esto se genera un pulso justo antes del semiciclo y otro justo después.[36]

Los comparadores de fase determinan si la frecuencia de la red está adelantada o retrasada respecto a la generada internamente en U3.

Entonces se desconecta Q2 para atrasar la señal, haciendo oscilar a U4 a f_1 . De igual manera se conecta Q3 haciendo oscilar U4 a f_2 para adelantar la señal. Cuando se consigue el sincronismo U4 oscilará a f_0 múltiplo entero de 60Hz.

Por medio de las compuertas AND 4081: U6A y U6D se forma dos comparadores de fase entre el divisor de frecuencia del oscilador, contador 4040 U3-3 y la fase de las redes de ajuste una de adelanto (compuerta NOT 4049 U8B-4) y otra de atraso (compuerta AND 4081 U6C-10) hasta lograr el sincronismo.[36]

7._ Desde el transformador de sensores VE se toma la señal del voltaje de la red a 15Vrms. Esta representación del voltaje de red es rectificadas en media onda en uno de los diodos del puente rectificador BR2. Esta señal tomada sobre R111 de 10K Ω se introduce mediante R112 de 100K Ω , que sirve para acoplar impedancias, en el detector de cruce por cero formado por: comparador a lazo abierto LM324 U21B; el divisor de tensión de las resistencias R109 y R110;

R110 y R109 establecen el voltaje de referencia para detectar los cruces por cero de la señal. Se escoge una referencia de 0.5V comparable a la conducción del diodo de BR2.

$$V_r = \frac{R_{110}}{R_{110} + R_{109}} V_{cc}$$

Si $V_{cc} = 12V$; $V_r = 0.5V$; $R_{109} = 100K\Omega$.

Despejando se tiene $R_{110} = 4.347K\Omega$. Se usa $R_{110} = 4.7K\Omega$. Entonces $V_r = 0.538V$.

- 8._ En la salida del comparador U21B-7 LM324 se tiene una onda cuadrada simétrica. Esta onda cuadrada se aplica al circuito RC formado por C18 y R24, con lo que se obtiene pulsos positivos y negativos de descarga exponencial. Los pulsos negativos son eliminados con el diodo D6.

Aprovechando la característica de transferencia de entrada en alto de U8A compuerta NOT 4049, los pulsos exponenciales se convierten en un pulso en bajo de duración determinada por la ecuación de descarga de C18. Esta señal se vuelve a negar y se obtiene pulsos en alto posteriores al semiciclo de la señal de la red. Esta es la señal de control de adelanto del PLL.

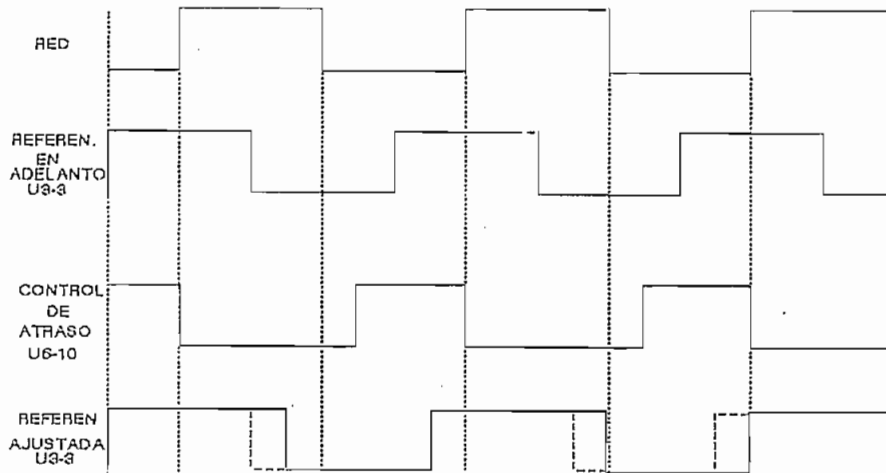
La descarga de voltaje sobre R24 cumple la ecuación:

$$V_{R24} = V_i e^{-t/RC}$$

De la curva de transferencia del LM4049 el cambio de estado tiene lugar cuando $V_i = 5V$. Si se escoge $t=3.5ms$ y $C_{18}=0.1\mu F$. Entonces $R_{24} = 43398$. Se usa $R_{24}=43K$.

- 9._ En la figura (3.39) se indica el proceso de ajuste cuando la señal de referencia está adelantada. La figura (3.40) indica el proceso de ajuste cuando la señal de referencia está atrasada.

- 10._ Para obtener la señal de control de atraso del PLL, la onda cuadrada de salida de U21B se multiplica con los pulsos de salida de U8A en U6C 4081 y se generan pulsos anteriores al semiciclo de la red que se quiere sincronizar.



Figura(3.39) Ajuste de sincronismo con referencia adelantada

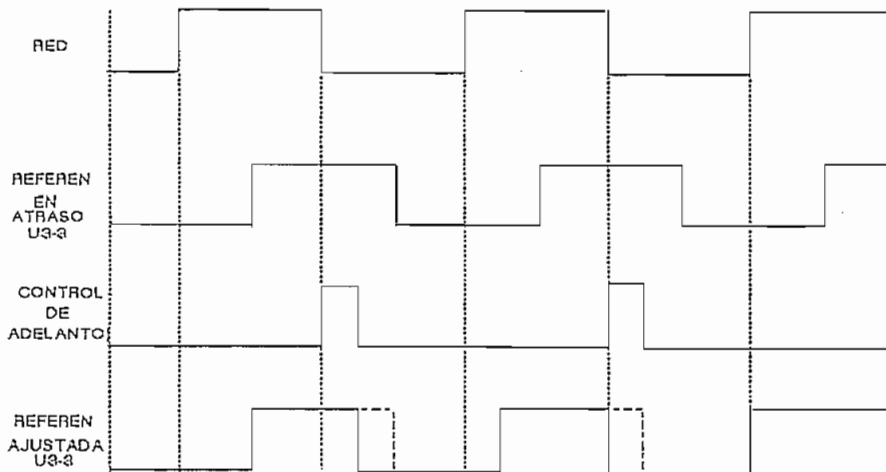


Figura (3.40)Ajuste de sincronismo con refererencia atrasada

La señal de control en atraso de U6C-10 se compara con la del divisor de frecuencia U3-3 mediante la compuerta AND U6A que actúa como comparador de fase obteniéndose pulsos en alto cuando estas dos señales coinciden en fase. Entonces se corta Q2 desconectando R12 de U4-5 con lo que cambia la frecuencia del VCO a f_1 y varia la fase de U3-3 hasta alcanzar el sincronismo.

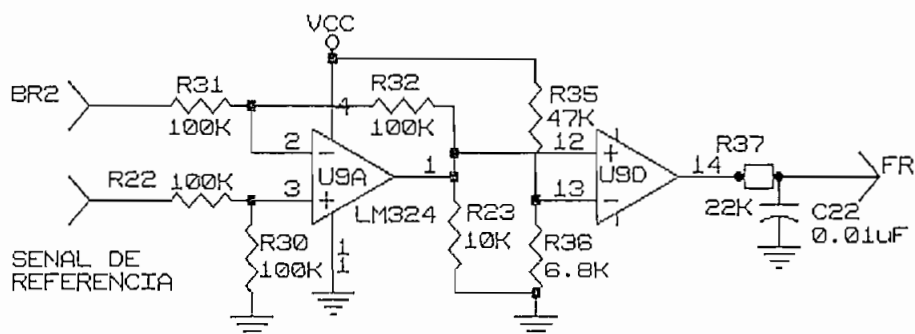
La señal de control de adelanto obtenida en NOT U8B-4 se compara con la del divisor de frecuencia U3-3 mediante la compuerta AND U6D que actúa como comparador de fase obteniéndose pulsos en alto cuando estas dos señales coinciden en fase. Entonces se satura Q3 conectando R13 a U4-5 con lo

que cambia la frecuencia del VCO a f_2 cambiando la fase de U3-3 hasta alcanzar el sincronismo.

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL DETECTOR DE FALLA DE RED

La señal de referencia interna sincronizada, de la figura (3.36) se la compara con la red de entrada en este circuito amplificador diferencial. Se crea así un monitoreo punto a punto que permite detectar las interrupciones de la red de manera instantánea rápida. [24][35][37]

El amplificador diferencial está formado por el amplificador operacional U9A como se ve en la figura (3.41).



Las consideraciones para el diseño son las siguientes:

- Las variaciones de frecuencia de la red, crean diferencia de voltaje con la referencia interna y pueden ser detectadas cuando son mayores al tiempo de ajuste de 0.52ms. (+/- 1Hz).

- La pérdida de energía eléctrica será detectada en el instante en que se produce.

- Como el primer nivel de la señal de referencia es 2V, transcurridos 0.52ms desde el cruce por cero, se toma en cuenta este valor para la detección, como la máxima diferencia aceptable entre la referencia y la red.

1. _ La señal del transformador de voltaje VE se rectifica en onda completa por medio de BR2. Se tiene que para 120 V de entrada VE = 12V. La caída en los diodos de BR2 es 1V.

$V_e = 12 - 1V = 11V_{rms}$. El nivel de pico $V_e(p) = \sqrt{2} \times 11 = 15.55V_p$. El voltaje de pico debe ser 10.4V que es el de la referencia. Entonces se atenúa con el divisor de voltaje de R63 y R86.

Si R63 se escoge $10K\Omega$ y $V_e(p) = 15.55$ para obtener $V_l = 10.4V$. Se calcula $R86 = 4.9K\Omega$. Se usa $R86 = 5.1K\Omega$

La ganancia del amplificador diferencial se la hace igual a 1. Esta ganancia la determinan: $R32/R31$; $R30/R22$. Se usan $R32 = R31 = R30 = R22 = 100K\Omega$.

La salida del amplificador diferencial se toma sobre R23 = $10K\Omega$ y muestra las diferencias entre las dos señales. Cuando estas diferencias sean mayores que 1.5V se producirá la señal de falla de red (FR). Este nivel fijado como referencia por R35 y R36 se compara U9D LM324 amplificador operacional como comparador en lazo abierto.

Si $R36 = 6.8K\Omega$; $V_r = 1.5V$; $V_{cc} = 12V$. Se calcula $R35 = 47.6K\Omega$ se usa $R35 = 47K\Omega$.

La salida del comparador U9D se filtra mediante R37 y C22 para evitar señales parásitas. Para no volver lento al circuito se escoge $\tau = 0.2\mu s$. $C37 = 0.01\mu F$ y $R37 = 22k\Omega$.

3.3.1.3 ALARMA SONORA

Mediante una sirena o pito con sonido intermitente, se advierte al usuario que el equipo se encuentra en modo de operación en baterías (DCO). Adicionalmente, el momento que la batería llega a un nivel próximo a la desconexión, se aumenta la frecuencia de la intermitencia del pito.

El usuario podrá silenciar el pito mediante un pulsador, pero el segundo nivel de intermitencia nuevamente activa el pito.

El circuito propuesto es el de la figura (3.42).

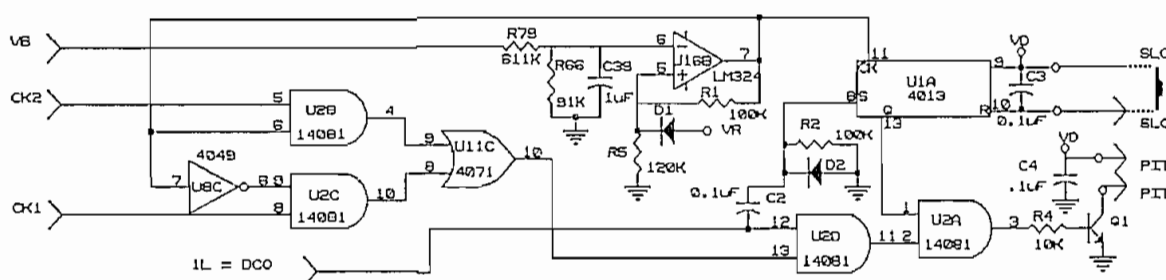


Figura (3.42) Circuito de alarma sonora

Se toma dos señales de pulsos del contador binario 4040 U3, usado antes en la generación de la señal senoidal de referencia. El pulso de reloj de U3-10, tiene un período de 0.5ms, entonces:

CK1 se toma de la salida Q12 de U3-1, con $T = 2^{12} = 2,048$ segundos. Por ser una onda cuadrada el pito sonará 1 segundo y tendrá un silencio de igual duración.

CK2 se toma de la salida Q9 de U3-12, con $T = 2^9 = 0.256$ segundos. Por ser una onda cuadrada el pito sonará 0.128 segundos y tendrá un silencio de igual duración.

El flip-flop U1A R-S, se escoge para el activado y el silencio del pito. La tabla de verdad es:

CL	D	R	S	Q	-Q
↑	0	0	0	0	1
↑	1	0	0	1	0
↓	*	0	0	Q	-Q
*	*	1	0	0	1
*	*	0	1	1	0
*	*	1	1	1	1

Si se presenta la señal de DCO, entonces, se introduce un flanco positivo en Set de U1A-8, para cambiar el estado de la salida Q U1A-13 a 1L y habilitar la compuerta AND U2A-1 que permite el paso de los pulsos que activan el pito mediante el transistor Q1.

El pulso de activado en Set de U1A se lo realiza con el generador de pulsos en el cambio de DCO de 0L a 1L, con la red formada por R2, C2 y D2 que elimina los pulsos negativos.

Se escoge una constante de tiempo de 10ms y $C2 = 0.1\mu F$ $R2=100K\Omega$, como la fórmula de descarga de C2 tiene la ecuación: $V_p = V_{he}^{-t/RC}$ al transcurrir una constante de tiempo el valor del pulso es de 4.4V, a los 20ms es de 1.6V. La entrada S queda en 0L para una siguiente condición de DCO.

Al encontrarse la salida Q de U1A-13 en 1L se puede silenciar el sonido del pito mediante un pulsador SCL que introduce 1L en Reset de U1A-10, con lo que la salida Q cambia a 0L.

Se define otra condición de activado de la salida Q de U1A, esto es mediante un flanco positivo en la entrada CK de U1A-11, proveniente de la señal (ABB) Aviso de batería baja, que sale del comparador formado por el operacional LM324 U16.

Mediante un circuito combinacional se escoge la frecuencia del pito con las señales CK1 o CK1 descritas arriba.

Se realiza la tabla de verdad como sigue:

Si no existe condición DCO, el pito está apagado.

Si existe DCO y no hay condición de Aviso de batería baja ABB, el pito suena de acuerdo a CK1.

Si existe DCO y hay condición de ABB, el pito suena de acuerdo a CK2.

DCO	ABB	CK1	CK2	PITO
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	0
1	1	1	1	1

ABB-CK1

CK2 | 0 | 1 | 0 | 0 | CK2.ABB + -ABB.CK1

| 0 | 1 | 1 | 1 | PITO = Q{DCO[(CK2.ABB)+(-ABB.CK1)]}

Se implementa el circuito combinacional con las compuertas NOT 4049 U8C; AND 14081 U2A, U2B, U2C U2D. OR 4071 U11C.

La señal ABB advertencia de batería baja está dado en los datos de las baterías y corresponde a 1.7V/celda. Para el presente caso, se tienen 24celdas entonces, la señal batería baja (ABB)=1 cuando el voltaje de batería es de 41V.

Se escoge el comparador de voltaje formado por el transistor el Amplificador operacional LM324 U16B. Para la configuración mostrada los voltajes de encendido y apagado son:

$$V_{off} = V_o \frac{R_5}{R_5+R_1} \quad V_{on} = V_r - V_{d1}$$

$$V_r = 6V, V_o = 12V$$

$$V_{on} = 6V - 0.6V = 5.4V$$

Se requiere una red atenuadora del voltaje de baterías formada por R79, R66 y C39.

$$V_{on} = 5.4V = V_B \frac{R_{66}}{R_{66}+R_{79}}$$

Si $R_{66}=91K$ valor escogido arbitrariamente

$$R_{79} = \frac{V_B}{V_{on}} R_{66} - R_{66} = 600 K\Omega \quad \underline{R_{79} = 560K\Omega + 51K\Omega}$$

Con el valor de R_{79} escogido se tiene $V_B = 41.66V$ punto de aviso de voltaje bajo de baterías.

El punto de desconexión se calcula para el valor V_{off} del comparador. Si $V_{off} = 6.6V$ $R_1 = 100K\Omega$ tomada arbitrariamente

$$V_{off} = V_o \frac{R_5}{R_5+R_1}$$

$$R_5 = \frac{R_1}{\frac{V_o}{V_{off}} - 1} = 122.2 K\Omega \quad \underline{R_5 = 120K\Omega}$$

Entonces $V_{off} = 6.54 V$. En este punto las baterías alcanzan el valor de 50 V, cuando el cargador está entregando energía, que coincide con la restauración de la red de entrada.

La histéresis $H = V_{off} - V_{on} = 1.14V$

El condensador C_{39} actúa de filtro de alta frecuencia y red de retardo. $C_{39} = 1\mu F$

3.3.2 SISTEMA DE TRANSFERENCIA

Se consideran tres modos posibles de operación, con la lógica descrita a continuación:

a). RED NORMAL (ACO).__ Cuando la red se encuentra dentro de rango, conecta el conmutador Estático, la energía de entrada pasa a la carga. Este cambio se debe realizar en el cruce por cero de la senoidal de entrada.

b). EN BATERIAS (DCO).__ Activa el funcionamiento del inversor de potencia. Este modo de operación se produce por dos causas:

- * Paso lento a operación en baterías en el cruce por cero de la onda, por variaciones de voltaje de la red de entrada. Lo determina el circuito de Monitoreo de red de entrada. Se requiere que los cambios de modo de operación se realicen en el cruce por cero de la señal de red de entrada, con el fin de que estos sean suaves y no afecten a la carga y no produzcan picos por desmagnetización del transformador. Se toma la señal de entrada rectificadora de BR2, al comparador U21C-9, entrada inversora, y se la compara con el circuito formado por R106 y D20 con lo cual se tiene en la salida pulsos positivos en el cruce por cero de la señal de entrada.
- * Paso rápido a operación en baterías. Se produce en cualquier instante de la onda, debido a variaciones de frecuencia o corte de la energía de entrada, lo determina el circuito amplificador diferencial detector de error.

c). ENCLAVAMIENTO (OFF). _ Desactiva los dos modos de operación anteriores DCO y ACO. Se origina por dos causas:

Cuando se han descargado totalmente las baterías, en el voltaje mínimo de operación permitido.

Otra condición para este estado es por sobrecarga, cuando la corriente de salida llega a su valor máximo.

En la explicación anterior se procede a diseñar un circuito secuencial de dos estados que los definimos como:

Q0=0 => DCO = 0

Q1=1 => DCO = 1

3.3.2.1 CIRCUITO DE MODO DE OPERACION

Las entradas al circuito son:

DC= cambie a modo de baterías

AC= cambie a modo normal

OFF= desactive inversor y red normal.

Las señales DC, AC, se las obtiene mediante el circuito combinacional de la figura (3.43). Las justificaciones de los diseños se muestran a continuación.

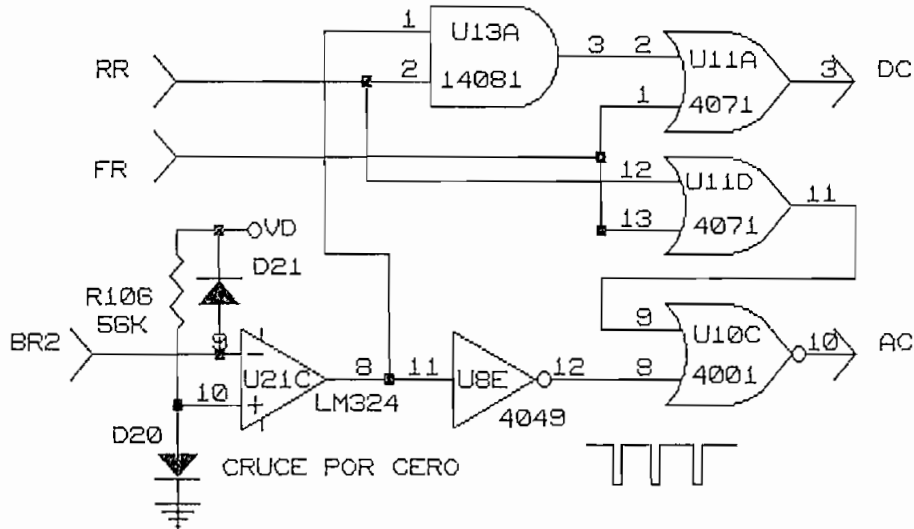


Figura (3.43) Circuito de modo de operación

Se tienen las señales:

- (RR) Red fuera de rango
- (FR) Falla de red, paso rápido a DC en cualquier instante
- (ϕ) pulsos en el cruce por cero.

La tabla de verdad es la siguiente:

RR	FR	ϕ	DC	AC
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	1	0
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	0

El mapa de Karnaugh para DC es:

RR	FR	00	01	11	10
ϕ	0	0	1	1	0
	1	0	1	1	1

DC = $FR + RR \cdot \phi$ AC = $-(-\phi + (FR + RR))$

DC se implementa con NAND 14081 U13A; OR 4071 U11A

AC se implementa con NOT 4049 U8E; OR 4071 U11D; NOR 4001 U10C

3.3.2.2 CIRCUITO DE CAMBIO DE MODO DE OPERACION

Una vez obtenidas las señales DC AC se las inyecta al circuito secuencial que emite la señal de cambio de modo de operación que se muestra en la figura (3.44).

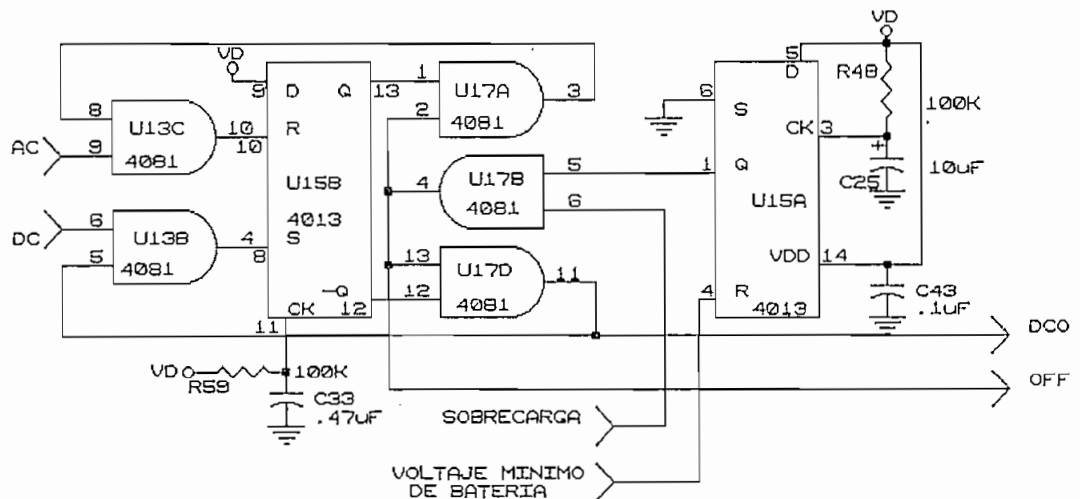


Figura (3.44) Circuito de cambio de modo de operación

La señal OFF es 1L solo cuando no existen condiciones de sobrecarga ni voltaje mínimo de baterías.

OFF = SC.BB

SC = Sobrecarga 1L ; BB = Batería baja 1L

OFF se implementa con AND 4081 U17B

La señal de sobrecarga SC debe ser memorizada por tanto usamos el Flip-flop RS 4013 U15A, la condición de (1L) entra a Reset U15A-4, produciendo 0L en Q U15A-1.

Esta condición solo podrá ser eliminada con una señal de reloj en U15A-3, esto tiene lugar solamente durante el encendido de la lógica, por tanto ante una condición de sobrecarga se debe apagar el equipo y retirar la condición de sobrecarga.

Durante el arranque se da un pulso de reloj con duración de 1 segundo de constante de tiempo determinado por R48 100K y C25=10uF.

La tabla de verdad del flip-flop U15 es :

CL	D	R	S	Q	-Q
↑	0	0	0	0	1
↑	1	0	0	1	0
↓	*	0	0	Q	-Q
*	*	1	0	0	1
*	*	0	1	1	0
*	*	1	1	1	1

=>Durante el encendido

Con las señales obtenidas, el diseño del circuito secuencial se realiza con Flip-flop RS D U15B.

Se detallan a continuación los pasos del diseño.

La señal OFF es determinante por tanto OFF=0L => DCO=0L.

Tabla de transición:

Qt+1/DCO (Estado siguiente/salida)

Estado \ Entrada	0-0	0-1	1-0	1-1
0	0/1	0/1	1/1	1/0
1	1/0	0/0	1/0	0/0

La tabla de comportamiento del circuito secuencial es por lo tanto la siguiente.

Entradas Actuales			Estado Actual	Estado Siguiete	Salida
OFF	AC	DC	Q	Qt+1	DCO
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0
0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	0	0
0	1	1	1	0	0
1	0	0	0	0	1
1	0	0	1	1	0
1	0	1	0	0	1
1	0	1	1	0	0
1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	1	0
1	1	1	0	1	1
1	1	1	1	0	0

La tabla de excitación del Flip-Flop R S.

Qt	Qt+1	S	R
0	0	0	*
0	1	1	*
1	0	*	1
1	1	*	0

Los mapas de Karnaugh para S, R y DCO son los siguientes

OF-AC	00	01	11	10	
DC-Q	00	0	0	1	0
	01	*	*	*	*
	11	*	*	*	*
	10	0	0	1	0

$$S = \text{OFF} \cdot \bar{Q} \cdot \text{AC}$$

OF-AC	00	01	11	10	
DC-Q	00	*	*	*	*
	01	**	**	0	0
	11	**	**	1	1
	10	*	*	*	*

$$R = \text{DC} \cdot Q \cdot \text{OFF}$$

** OFF determina la salida Q=0; DCO=0

OF-AC	00	01	11	10	
DC-Q	00	0	0	1	1
	01	0	0	0	0
	11	0	0	0	0
	10	0	0	1	1

$$\text{DCO} = \bar{Q} \cdot \text{OFF}$$

Durante el arranque se da un pulso de reloj en U15B-11 con duración de 47ms de constante de tiempo determinado por R59 100K y C33=.47uF. Con esto se tiene el estado inicial en DCO=0

Los modos de operación deben ser excluyentes debido a que no es deseable tener dos fuentes de energía en la carga ya que incluso causaría la destrucción de los transistores de potencia del inversor.

Por tanto la señal ACO tiene el circuito combinacional de tal manera de que se activa solo cuando OFF=1 y DCO=0, en otro caso está desactivada.

OFF	DCO	ACO
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	0

ACO= OFF.-DCO

Se lo implementa con las compuertas: NOT U8D 4049 AND U6B 14081, el activado del circuito de disparo se lo realiza con 0L, por tanto se niega la señal ACO mediante NOT 4049 U8F.

3.3.2.3 CONTROL DE CONMUTADOR ESTÁTICO

El Conmutador estático formado por la conexión de dos SCR en antiparalelo tiene un disparo autoexcitado por la misma señal de la red, esta se dispara conectando el relé RL1 que permite el paso de la señal alterna a las compuertas de los SCR.

Es deseable disparar el C.E. solo cuando el voltaje de la red se encuentra presente, un disparo accidental, incluso por daño de algún elemento, que pueda activar el C.E. cuando el inversor está

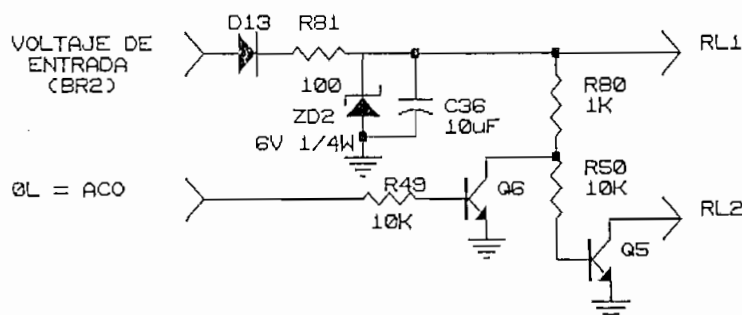


Figura (3.45) Circuito de Control de conmutador estático

encendido, provocará la conexión de la energía del inversor a la red de entrada, lo que además de causar distorsión en la red

dañaría los transistores del inversor si la energía de la red es restaurada. El circuito de control se indica en la figura (3.45).

Por seguridad se toma la polarización del control de C.E. desde el transformador de sensores de voltaje de entrada VE. Se forma una fuente de con el zener ZD2 y C36, R81 polariza al zener y D13 aísla el circuito del puente BR2.

Esta pequeña fuente alimenta la bobina de RL1 y los transistores que actúan como conmutadores Q5 y Q6.

Mediante la señal de control de ACO en bajo (OL) se conecta el conmutador estático mediante el relé RL1.

1._ Para $V_{in} = 115V$ en el secundario del transformador tenemos $V_s = 15V$. este nivel se rectifica en onda completa por BR2. R81 alimenta el zener ZD2 de $V_z = 6.2V$. La resistencia de polarización se calcula con la ecuación:

$$R81 = \frac{V_{dc1} - V_{d13} - 2V_{br2} - V_z}{I_z}$$

$V_{dc1} = 2\sqrt{2}V_s/\pi$; $V_s=14V$; $V_{d13} = 0.6V$; $V_z = 6.2V$; $I_z = 35mA$ con estos valores se tiene que $R81= 98\Omega$. Se toma $R81 = 100\Omega$

2._ $C38 = 100\mu F$ como filtro contra variaciones de voltaje en ZD2.

3._ Cuando $ACO = 0$, Q5 se satura por la corriente de base desde R80 y R50; RL tiene resistencia de 400Ω .

$$I_{c5} = \frac{V_z - V_{ce5(sat)}}{R_L} = \frac{6.2V - 0.2V}{400\Omega} = 15mA$$

$$4._ R80+R50 = \frac{V_z - V_{be5(sat)}}{I_{c5}/\beta} = \frac{6.2 - 0.6}{15mA/30} = 11.2k\Omega$$

se toma $R80 = 1K\Omega$; $R50 = 10K\Omega$

5._ Para ACO alto (1L) se desconecta C.E. ya que pone $V_{ce(sat)}$ de Q6 en la base de Q5

$$I_{c6} = \frac{V_z - V_{ce6(sat)}}{R80} = 6mA$$

$$R49 = \frac{12V - V_{be6}(\text{sat})}{I_{c6}/\beta} = \frac{11.4V}{6\text{mA}/10} = 19k\Omega$$

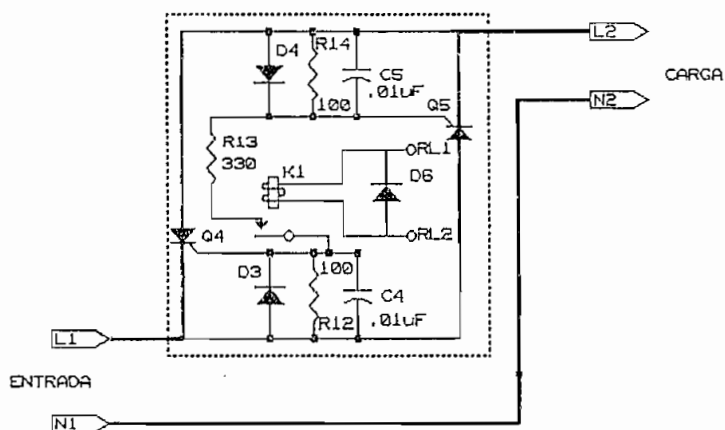
Podemos usar un valor de $\beta 6$ más bajo por ejemplo 5.

$$R49 = 10K\Omega$$

3.3.2.4 POTENCIA DE CONMUTADOR ESTÁTICO

Por simplicidad, el circuito de potencia del C.E. lo forman los SCR Q4 y Q5 en antiparalelo, de tal manera que cada uno conduce por un semiciclo de la onda senoidal de entrada. Con el fin de conseguir aislamiento, la orden de encendido se aplica mediante el contacto del Reed relé K1 según se muestra en la figura (3.46).

Como la señal de disparo debe ser positiva respecto al cátodo de cada SCR, se dispone



de 1 Figura (3.46) Circuito de potencia del conmutador estático de transferencia

disparo similar para cada SCR que lo forman D4, R12, C4 para disparar Q4 y D3, R14 y C5 para disparar Q5.

Para el presente caso se toma la energía de disparo desde el ánodo de cada SCR, con las ventajas de que para disparar los dos SCR se necesita solo tres hilos de conexión entre el circuito de mando y el interruptor principal (SCR). Adicionalmente la energía del disparo se consume solo cuando existe una tensión importante en el interruptor principal, esto es, precisamente en el momento en que se necesita.

El disparo se lo realiza únicamente mediante la resistencia R13. La corriente de disparo es la justa para encender el SCR ya que la caída de voltaje en R_s se hace casi nula cuando conduce el SCR.

En caso de un valor alto de resistencia R_{13} , el tiristor no se encenderá hasta que la tensión entre ánodo y cátodo no alcance un valor superior a $R_{13} \times I_{GT}$, siendo I_{GT} la sensibilidad de compuerta del SCR.

Esto produce una pérdida de potencia y la aparición de una distorsión de la onda.

1._ La corriente que maneja el conmutador estático:

I_s = Corriente rms total manejada por el C.E.

I_L = Corriente rms de la carga

I_C = Corriente debido al cargador

I_F = Corriente del filtro PWM que siempre está conectado

I_M = Corriente de magnetización del transformador

$$I_s = I_L + I_C + I_F + I_m = 4.4A + 0.92A + 0.54A + 0.1A$$

$$I_s = 5.96A$$

Considerando arranques de 3 veces I_L de cargas frías o cargas con fuentes de poder con condensadores grandes.

$$I_s(\max) = 20.87 \text{ A rms}$$

2._ El voltaje que soportan los SCR con 100% factor de seguridad:

$$V_s = 2\sqrt{2} \times V_{in}(\max) = 2\sqrt{2} \cdot 135X = 382V_p$$

3._ El circuito de disparo y el circuito equivalente de Thevenin se tiene:

$$I_{GT} = \frac{V_s - V_{GT}}{R_g}$$

$$V_s = \frac{R_{12} (V_{AK}(\min) - V_d)}{R_{12} + R_{13}}$$

$$R_g = \frac{R_{12} \cdot R_{13}}{R_{12} + R_{13}}$$

Si se escogen los siguientes datos:

$V_{AK} = 9V$ voltaje mínimo entre ánodo-cátodo para previo a realizar el disparo.

$I_{GT} = 15mA$ corriente de compuerta de disparo

$V_{GT} = 1V$ voltaje de gate para el disparo

$R12 = 100\Omega$

$$R13 = \frac{R12(V_{AK} - V_d - V_{GT})}{I_{GT} \cdot R12 - V_{GT}} = 370\Omega \quad (3.52)$$

Se usa $R13 = 330\Omega$ con lo que $I_{GT} = 12.42mA$

4._ El condensador C4 sirve como filtro de ruidos y evita voltajes bruscos aplicados a la compuerta. Se usa $C4 = 0.01\mu F$ que en conjunto con R12 y R13 tiene una constante de tiempo de carga de: $0.76\mu s$

5._ Por simetría del circuito se tiene que $R14 = 100\Omega$; $C5 = 0.01\mu F$

3.3.3 PROTECCIONES

Las protecciones de que dispone el equipo son de dos tipos:

- Electrónicas

Voltaje mínimo de baterías

Sobrecarga de salida

- Eléctricas

Interruptores termomagnéticos

Fusibles

3.3.3.1 VOLTAJE MINIMO DE BATERIAS

Esta señal es una de las entradas que determinan la operación OFF o de enclavamiento. Cuando el equipo se encuentra trabajando en baterías, y ha llegado al mínimo valor de descarga recomendado por el fabricante de las baterías, entonces se pone 0L en la entrada de OFF.

El voltaje mínimo de descarga está dado en los datos de las baterías y corresponde a $1.6V/celda$. Para el presente caso, se

tienen 24 celdas entonces, la señal batería baja (BB)=0 cuando el voltaje de batería es de 38.4V. El circuito propuesto se indica en la figura (3.47).

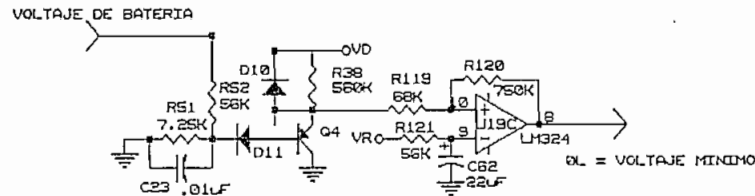


Figura (3.47) Circuito detector de voltaje mínimo de baterías

Se escoge el comparador de voltaje formado por el transistor Q4 y el Amplificador operacional LM324 U19C. Para la configuración mostrada los voltajes de encendido y apagado son:

$$V_{off} = V_r \left(1 - \frac{R_{119}}{R_{120}}\right) \quad V_{on} = V_r \left(1 + \frac{R_{119}}{R_{120}}\right)$$

$$\text{La histéresis es } H = 2 \frac{R_{119}}{R_{120}} V_r$$

Se toma el valor de $H = 1$, $V_r = 6V$, tomamos $R_{120} = 750K\Omega$

$$R_{119} = \frac{H \times R_{120}}{2 \times V_r} = \frac{62.5K\Omega}{2} \quad \underline{R_{119} = 68k\Omega}$$

El valor calculado de $H = 1.08V$

$$V_{off} = 5.45V \quad V_{on} = 6.54V$$

El voltaje V_1 , en el cátodo de D11 es $V_{off} - 1$. Se considera 0.5V de caída en V_{be} de Q4 y en la juntura de D11.

Se requiere una red atenuadora del voltaje de baterías formada por R51, R52 y C23.

$$V_1 = V_{off} - 1 = 5.45 - 1 = 4.45V = V_B \frac{R_{51}}{R_{51} + R_{52}}$$

Si $R_{52} = 56K$ valor escogido arbitrariamente

$$R51 = \frac{V1}{VB} \quad R52 = 7.34 \text{ K}\Omega \quad \underline{R51 = 7.25\text{K}\Omega}$$

$$1 - V1/VB$$

Con el valor de R51 escogido se tiene $V_B = 38.8\text{V}$, punto de desconexión del inversor por voltaje mínimo de baterías.

El punto de reconexión se calcula para el valor V_{on} del comparador que es $V_{on} = 6.54$. Por lo que $V_1 = 5.54$. Para este valor:

$$V_B = \frac{R51 + R52}{R51} V_1 = 48.3\text{V}.$$

Este valor alcanzan las baterías solo cuando el cargador está entregando energía, que coincide con la restauración de la red de entrada.

El condensador C23 actúa de filtro de alta frecuencia, se hace que para la frecuencia de conmutación del inversor la impedancia sea baja. Se escoge $Z_c = R51/20 = 375\Omega$ para 4KHz . Con lo que $\underline{C23 = 0.1\mu\text{F}}$

Durante el encendido del equipo se presentan señales de enclavamiento, (OFF) causadas por este circuito. Entonces se requiere que este se mantenga desactivado. Para esto se coloca una red de retardo en el voltaje de referencia que entra en U19C-9. Un retardo de 1 segundo, garantiza no tener señal de voltaje final de batería indeseables en el arranque.

$$T = R121 \times C62 \text{ para } 1\text{seg}; \quad \text{si } \underline{C62 = 22 \mu\text{F}} \quad R = 45455 \Omega$$

Se escoge $\underline{R121 = 56\text{K}\Omega}$ entonces $T = 1.23$ segundos.

3.3.3.2 SOBRECARGA DE SALIDA

La medición de la corriente de salida se realiza mediante un transformador de corriente conectado en el cable de fase de salida.

El transformador de corriente se lo construye para obtener una relación de 5A a 10V de salida. Esto se logra en un pequeño transformador con núcleo de hierro usado para transformadores de

señal. Con 14 espiras en el primario de alambre número 14AWG y 400 espiras en el secundario de alambre 32 AWG. A la salida del transformador de corriente se coloca un filtro RC pasabajos para eliminar el contenido del tercer armónico del hierro del transformador.

Como se muestra en la figura (3.48), la señal de corriente se inyecta a la tarjeta del panel frontal del equipo y se rectifica mediante el puente BR1. La señal obtenida se introduce en el circuito de las resistencias R5 y R4. De aquí se lleva la señal al filtro formado por C1 y R10 mediante D1 que sirve de aislamiento.

La resistencia de salida del transformador de corriente se aumenta cuando la corriente es baja y se disminuye cuando la corriente aumenta. Esto se realiza con el juego de amplificadores operacionales U1B, seguidor de voltaje U1C y U1D comparadores.

El amplificador operacional U1A conectado como seguidor de voltaje, acopla la señal de corriente que es medida con 10 amplificadores operacionales con referencia tomada en 10 divisores de voltaje. Estos muestran mediante leds conectados a la salida de los comparadores el porcentaje de corriente utilizada en el equipo.

Luego la señal de corriente es inyectada a la tarjeta de control donde un circuito comparador de la figura (3.49), formado por U18D y U19D produce la señal de sobrecarga de salida cuando la corriente sobrepasa el límite ajustado mediante el potenciómetro VR3 de $100K\Omega$, que juntamente con C53 de $10\mu F$ establecen una constante de tiempo aproximada de $250\mu s$ para detectar el nivel máximo en 150% de la carga nominal del equipo.

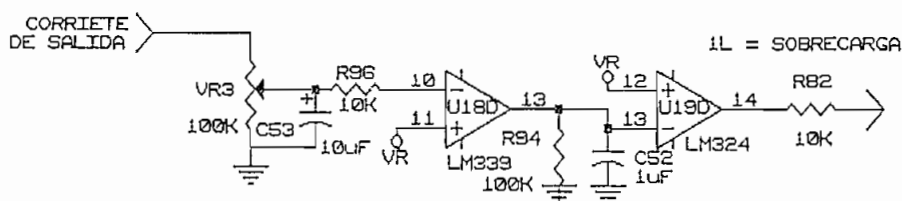


Figura (3.49) Circuito detector de sobrecarga de salida

La señal de sobrecarga ("OL") ingresa al circuito de cambio de modo de operación produciendo la desconexión de la energía de salida y enclavando el equipo hasta que la condición de sobre corriente haya sido despejada.

3.3.3.3 INTERRUPTORES TERMOMAGNETICOS

Para el interruptor CB1 de entrada:

Corriente requerida por el equipo: 5.4A correspondiente a:

Corriente de salida:	4.3A
Corriente para cargador:	1.0A
Corriente magnetización:	0.1A

Se escoge el interruptor con las siguientes características:

Corriente de plena carga:	6.0A
Corriente de disparo:	7.5A
Tiempo de retardo:	65segundos
Marca:	Airpax

Para los 2 interruptores CB2 de batería:

La corriente máxima según se calculó en 3.2.2.1 es de 23.9A

Se escoge dos interruptores con las siguientes características:

Corriente de plena carga:	30.0A
Corriente de disparo:	37.5A
Tiempo de retardo:	51 segundos
Marca:	Airpax

3.3.3.4 FUSIBLES DE CORTOCIRCUITO

F1 fusible de entrada: Corriente nominal: 5.4A

Se usa fusible de acción normal de 6A

110%	4 horas mínimo
135%	1 hora máximo
200%	60 segundos, máximo

F2 fusible de salida: Corriente nominal: 4.3A

Se usa fusible de acción rápida de 5A

110%	4 horas mínimo
135%	1 hora máximo
200%	5 segundos, máximo

F3 fusible de salida: Corriente máxima: 23.9A

Se usa fusible de acción normal de 30A

110%	4 horas mínimo
135%	1 hora máximo
200%	5 segundos, máximo

3.3.4 INDICADORES DEL PANEL FRONTAL

El circuito es el de la figura (3.48), del circuito impreso del panel frontal, muestra el modo de funcionamiento del equipo, las condiciones de carga aplicada y el estado de la batería.

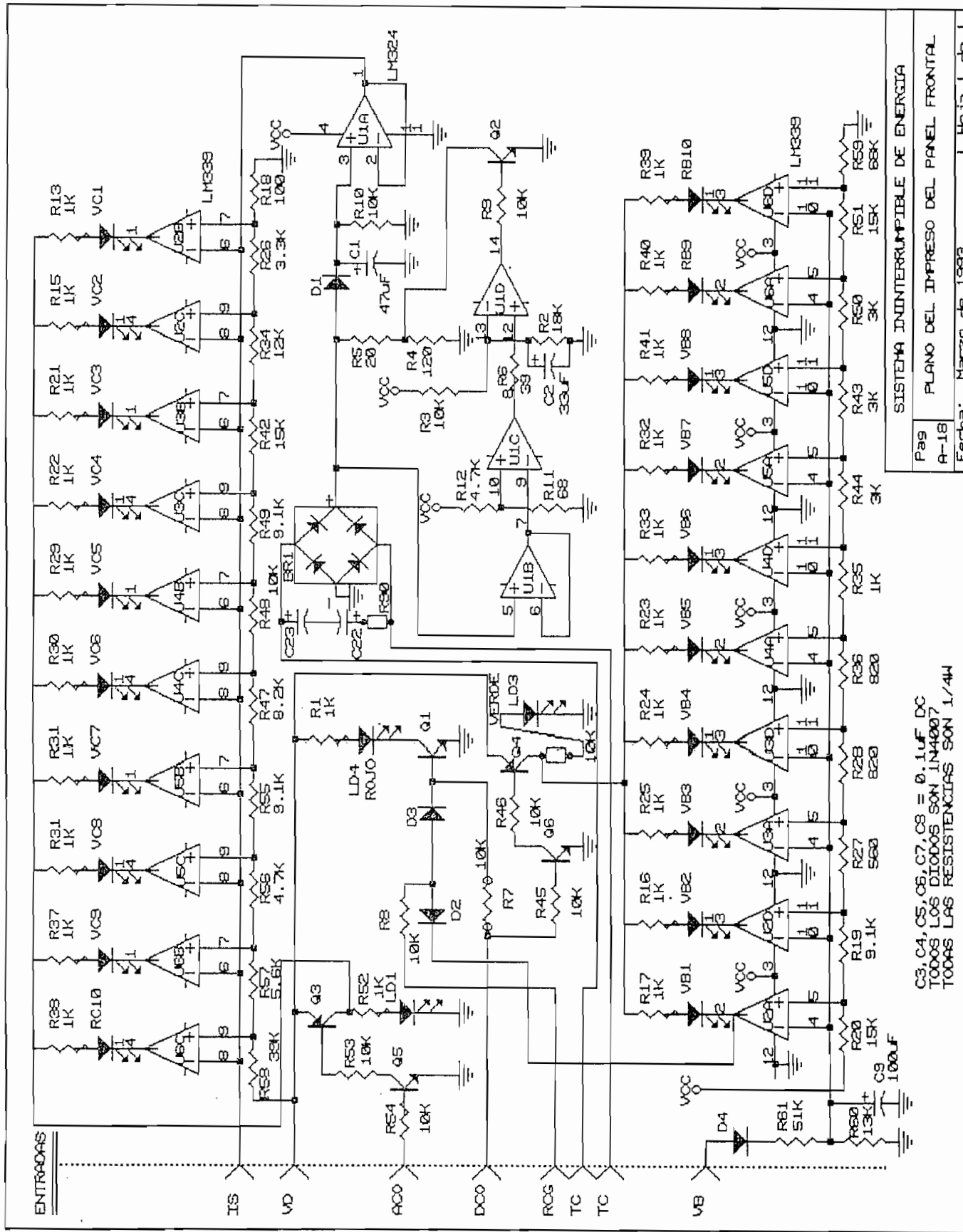
Los indicadores y controles de que dispone el equipo son:

Led verde indicador de red normal. Se lo conecta mediante la señal ACO cuando la red está presente dentro de límites. Esto se lo realiza saturando los transistores Q5 y Q3.

Led rojo intermitente indicador de batería en recarga. La señal de recarga proviene de la tarjeta de control mediante la el reloj CK2 que satura el transistor Q1 permitiendo encenderse el indicador de recarga.

Led verde indicador de inversor en uso. Se enciende cuando el inversor se encuentra en funcionamiento mediante la señal DCO que satura el transistor Q6 y Q4 encendiendo el led verde en inversor en uso.

Indicador del porcentaje descarga de salida en uso. Está formado por un voltímetro de barras mediante leds. Para esto se toma muestras de referencia mediante divisores de tensión realizada del voltaje de 12V de la fuente de control. Se obtiene 10 señales de voltaje. Estos voltajes obtenidos se comparan con la mediante 10 amplificadores operacionales con el voltaje producido por la corriente de salida. Cada vez que se supera uno de los niveles del divisor de voltaje, se obtiene 0V en la salida del correspondiente comparador lo que ocasiona el encendido del Led correspondiente.



C3, C4, C5, C6, C7, C8 = 0.1µF DC
 TODOS LOS DIODOS SON 1N4007
 TODAS LAS RESISTENCIAS SON 1/4W

SISTEMA ININTERRUMPIBLE DE ENERGIA	
Pag	PLANO DEL IMPRESO DEL PANEL FRONTAL
A-18	
Fecha:	Marzo de 1983
	Hoja 1 de 1

Indicador de barras del porcentaje del estado de carga de baterías. Se lo realiza de igual forma que para medir la corriente. El voltaje de la batería se escala mediante las resistencias R60 y R61 hasta un nivel de 10V. Se tienen 10 operacionales que al comparar el valor de la batería con una de las 10 referencias, indican el voltaje aproximado de la batería.

Pulsador para prueba de funcionamiento del inversor. Se coloca de tal manera que al presionarlo se interrumpe la señal de sensor de voltaje de entrada del transformador DE. De esta manera el inversor pasa a funcionar. Se usa este procedimiento para verificar que el inversor está operativo.

3.3.5 FUENTE DE PODER DEL CONTROL

Todo el sistema de control de inversor, circuitos auxiliares y amplificador de señales de disparo de los transistores de potencia se alimentan con una sola fuente que toma como fuente primaria la batería.

A partir del voltaje de baterías se alimenta un regulador de voltaje Q1 7812 de +12V y 1A que suministra energía a los circuitos de control. Los límites que acepta el regulador 7812 son de +14.5V a 35V. Como los voltajes de la batería están entre 48V a 54V, entonces se reduce el nivel de tensión mediante los transistores Q2 y Q6 a valores aceptables por Q1. Esta reducción se la utiliza también para corriente de las señales de base de los transistores de potencia del inversor.

El circuito de la fuente es el mostrado en la figura(3.50). Los pasos para el diseño son:

1. La corriente a manejarse es 1A a Q1 y 0.5A para cada una de las bases de los transistores de potencia, estos trabajan alternadamente cada semiciclo. Tomando un margen de seguridad de 0.5A para el trabajo de la fuente se tiene: $I_L = 2A$ máximo.

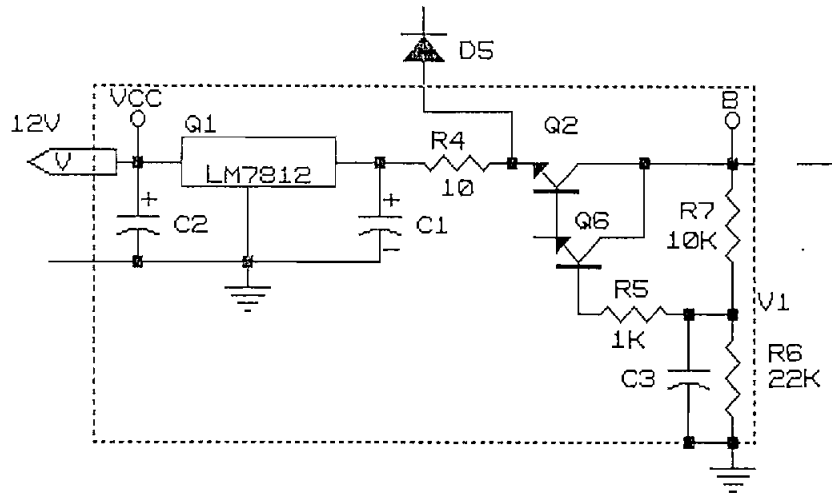


Figura (3.50) Fuente de poder del control

- 2._ V_o debe ser menor o igual que 35V. Sea $V_o=35V$ para $V_B = 54V$; entonces:
 $V_{b6} = V_o + V_{be6} + V_{be2}$; $V_{b6} = 36.2V$
- 3._ Si $\beta_6 = 100$ y $\beta_2 = 20$; $I_{b6} = I_L/\beta_6\beta_2 = 1mA$
- 4._ $V_1 = 2/3V_B = 2/3 \times 54 = 36V$; si se escoge $R_{97} = 10K\Omega$ entonces $R_6 = 20K\Omega$; se toma $R_6 = 22k\Omega$; entonces $V_1 = 37.12V$; la corriente en R_7 y R_6 será de 1.68mA
- 5._ $R_5 = (V_1 - V_{b6})/I_{b6} = 0.92V/1mA = 920\Omega$; se usa $R_5 = 1k\Omega$; con esto $I_{b6} = 0.92mA$.
- 6._ C_3 actúa de filtro para fijar el voltaje sobre R_6 $C_3=0.1\mu F$
- 7._ $C_1 = 470\mu F$ 63V electrolítico; $C_2 = 100\mu F$ 35V electrolítico; $R_4 = 10\Omega$ lo que da una caída adicional para alimentar a Q_1 de 12V. Para disminuir la disipación de Q_1 y con este valor de caída se cumple el rango de entrada del regulador. También se puede medir el consumo de corriente de la fuente midiendo el voltaje sobre R_4 .
- 8.- Los transistores deben cumplir: V_{ceo} de $Q_2 \geq 55-35 = 20V$. Igual para Q_6 . I_c de $Q_2 \geq 2A$; $\beta=20$. I_c de $Q_6 \geq 0.1A$ y $\beta = 100$. Para $P_{dmax} = I_c \times (V_i - V_o) = 40W$

3.3.6 FILTRO DE RUIDO ELECTRICO

El ruido eléctrico RFI (Radio frequency interference) o EMI (Electromagnetic interference), es energía electromagnética indeseada, en el rango usado generalmente por comunicaciones de radio. El rango de frecuencias de interés es de 10KHz a 30MHz para conducción y 30MHz a 1GHz para radiación.

La necesidad de comunicaciones de radio frecuencia confiables han dado lugar a regulaciones legales para asegurar el control de RFI en equipos electrónicos. Las instituciones que regulan estas emisiones son la FCC (U.S. Federal Communications Commission) en los Estados Unidos, y la VDE (Verband Deutscher Elektrotechniker) en Alemania.

La FCC establece que para equipos electrónicos de computación se debe reducir el potencial de interferencia a según lo indicado en la norma "FCC Rules, Part 15 Subpart J". El nivel de emisión de los equipos los clasifica en "Clase A" para ambiente comercial, industrial o de negocios, y "Clase B" para ambientes residenciales.

El filtro EMI/RFI utilizado a la salida del equipo es: Marca CORCOM modelo EP series, para supresión de ruido de fuentes de poder conmutadas. Provee altas pérdidas de inserción para emisiones línea-tierra y línea-línea en el rango de frecuencia de 10KHz a 30MHz. La corriente nominal es de 6A, pico de 18A a 120V 60Hz.

Las otra especificaciones eléctricas se adjuntan en el Apéndice D.

3.4 ASPECTOS TECNOLÓGICOS Y CONSTRUCTIVOS

3.4.1 CIRCUITOS IMPRESOS

El equipo dispone de 6 tarjetas electrónicas de circuito impreso que fueron diseñadas utilizando el programa para electrónica de diseño gráfico por computador "TANGO" estos circuitos impresos contienen los elementos electrónicos e interconexiones de los circuitos. Las tarjetas de circuito impreso se las identifica como sigue:

* TARJETA DE CONTROL	24cmx14cm
* TARJETA DE INTERFASE	14cmx14cm
* TARJETA DEL CARGADOR	10cmx11.5cm
* TARJETA DEL PANEL FRONTAL	12cmx7.5cm
* 2 TARJETAS DE POTENCIA DE INVERSOR	

Las listas de los elementos de todos los circuitos impresos se encuentran en el Apéndice C.

TARJETA DE CIRCUITO IMPRESO DE CONTROL

El circuito impreso se muestra en el Apéndice A, páginas A9 y A10. El montaje de los elementos se encuentra en la página A5. Corresponde al plano general del Apéndice A, páginas A6, A7 y A8.

Es la tarjeta más grande y contiene los circuitos electrónicos de control del inversor, generadores de onda para la modulación PWM y los circuitos de control auxiliares. También en esta tarjeta se encuentran los potenciómetros de ajuste y calibración de niveles de voltaje, frecuencia y protecciones.

Está formada por los siguientes circuitos:

CONTROL DE INVERSOR:

Generador de señal de referencia senoidal sincronizada a la red

Oscilador interno; figura (3.6)

Red de sincronismo; figura (3.6)

Filtro activo pasabajo; figura (3.10)

Generador de portadora triangular; figura (3.13)
Control de Voltaje; figura (3.14)
Circuito Modulador; figura (3.15)
Habilitación de señales PWM; figura (3.15)
Circuito de pulsos de protección; figura (3.17)

CIRCUITOS AUXILIARES:

Monitoreo y alarmas

Monitoreo de Red fuera de rango; figura (3.32)
Detector de falla de red; figura (3.33)
Convertidor D/A; figura (3.35)
Circuito de sincronismo PLL; figura (3.38)
Amplificador diferencial detector de falla de red; figura (3.41)

Alarma sonora; figura (3.42)

Sistema de transferencia

Modo de operación; figura (3.43)
Cambio de modo de operación; figura (3.44)
Control de Conmutador estático; figura (3.45)

Protecciones

Voltaje mínimo de baterías; figura (3.47)
Sobre carga de salida; figura (3.49)

CIRCUITO IMPRESO DE INTERFASE

Corresponde al circuito impreso del Apéndice A página A13 y A14.
El montaje de los elementos se indica en la página A11.
El plano se puede ver en la página A12.

En esta tarjeta se colocan los circuitos electrónicos de potencia como los amplificadores de corriente o excitadores de los transistores de potencia; circuito de potencia del conmutador estático; la fuente de poder de control y los elementos del filtro de salida del inversor.

Amplificadores de corriente de transistores de inversor;
figura (3.20)
Fuente de Poder de control; figura (3.50)
Potencia de Conmutador estático; figura (3.46)
Filtro de armónicos PWM; figura (3.30)
Sensor de disparo de circuito de potencia; figura (3.19)

CIRCUITO IMPRESO DEL CARGADOR

Corresponde al circuito impreso del Apéndice A página A17.
El montaje de los elementos se indica en la página A15
El plano se puede ver en la página A16. Contiene el circuito de control del cargador de baterías; figura (3.5)

CIRCUITO IMPRESO DEL PANEL FRONTAL

Corresponde al circuito impreso del Apéndice A página A20.
El montaje de los elementos se indica en la página A18.
El plano se puede ver en la página A19.

Está formado por los circuitos de monitoreo que indican al usuario la condición del equipo; figura (3.48)

Medidor de potencia de salida en uso
Medidor de estado de carga de la batería
Indicador de inversor en uso
Indicador de batería en recarga
Indicador de Red normal

3.4.2 CONSTRUCCIÓN Y ENSAMBLAJE DEL SISTEMA

Para iniciar al ensamblaje del equipo se construyen y preparan previamente los módulos individuales que forman el sistema total y que son doce:

- MUEBLE METÁLICO
- PANEL FRONTAL
- PANEL POSTERIOR
- MODULO DE POTENCIA DEL INVERSOR
- TARJETA DE CONTROL
- MODULO DE SENSORES

- FILTRO DE RUIDO EMI
- BATERÍAS
- TRANSFORMADOR DE POTENCIA
- TARJETA DE INTERFASE
- CARGADOR DE BATERÍAS
- PUENTE RECTIFICADOR

Estos módulos se encuentran interconectados entre si de acuerdo al diagrama de alambrado del apéndice A página A4.

El esquema de alambrado entre las partes utilizando los cables cuyos números, longitudes y calibres se listan en el apéndice B.

MUEBLE METÁLICO

El mueble aloja todas las piezas que forman el equipo, está realizado con diseño atractivo para a un ambiente de oficina, totalmente pintado interior y exterior. El plano se muestra en el Apéndice A página A1.

Está formado por una estructura de tubo de hierro de sección cuadrada de 3/4" y plancha de hierro que conforman las tapas. Dispone de una plataforma inferior; tapa frontal fija; tapa posterior atornillada y dos tapas laterales desmontables sujetas por 5 tornillos cada una que permiten un total acceso a los componentes de la máquina.

Para obtener el tamaño más adecuado se considera ubicación física óptima de los elementos, que se aprecia en el apéndice A página A2

El mueble se divide horizontalmente en tres secciones: inferior central y superior.

En la sección inferior se ubican por estabilidad los elementos de mayor peso, estos son: transformador y baterías, los mismos que determinan el ancho y la profundidad del mueble.

En la sección central se ubican las tarjetas electrónicas impresas. Estas se disponen lateralmente en el mueble en posición vertical con el lado de los componentes hacia el exterior para

permitir el fácil acceso a medición de las señales de control y ajuste de los potenciómetros.

El montaje de las tarjetas electrónicas se realizan utilizando perfiles de ángulo de aluminio de 2cm por lado y con sujetadores plásticos usados para este propósito.

En la sección superior del mueble se coloca el módulo de potencia del inversor que contiene los transistores y cuyo tamaño está determinado por el ventilador de 12cm y los disipadores de aluminio. También en esta sección se ubica el panel frontal.

Las dimensiones del equipo quedan como sigue:

Ancho : 20 cm

Alto : 52 cm

Profundidad: 45cm

Peso : 68/bs

PANEL FRONTAL

Muestra el modo de funcionamiento del equipo, las condiciones de carga aplicada y el estado de la batería. Está formado por:

Placa plana de acrílico pintada en negro con los textos explicativos del los indicadores luminosos

Tarjeta de circuito impreso del panel frontal descrita anteriormente.

Dos Perfiles de ángulo de aluminio que sujetan la tarjeta electrónica.

Marco metálico en tol pintado en negro.

Los indicadores y controles de que dispone el equipo son:

Led verde indicador de red normal

Led rojo intermitente indicador de batería en recarga

Led verde indicador de inversor en uso

Indicador de barras del porcentaje descarga de salida en uso
Indicador de barras del porcentaje del estado de carga de baterías
Pulsador para prueba de funcionamiento del inversor
Pulsador para silenciador de alarma sonora

En la tapa frontal se encuentra el interruptor de encendido que es CB1, un disyuntor termo-magnético de dos polos 6A para encendido del equipo y polarización de la fuente de control. Dispone también de una rejilla frontal para ventilación

El esquema de interconexiones se indica en el Apéndice B.

PANEL POSTERIOR

En este panel se encuentran las conexiones de entrada y salida de energía del equipo. Es la tapa posterior del mueble construida en una plancha metálica de tol que en la que están montados los siguientes elementos:

- Rejillas posteriores de ventilación
- Porta fusible F1 de entrada
- Porta fusible F2 de salida
- Porta fusible F3 de baterías
- Disyuntor CB2 de dos polos termo-magnético de baterías 30A
- 3 tomacorrientes dobles polarizados
- Pasa cables de plástico para cable 3X18 AWG de entrada
- 2.0mts de Cable 3x18 AWG de entrada

El esquema de interconexiones se indica en el Apéndice B.

MODULO DE POTENCIA DE INVERSOR

El plano de montaje se encuentra en el Apéndice A, página A3. Es el módulo donde están montados los transistores de potencia del inversor y del cargador. Las partes que lo forman son:

- 2 Disipadores de calor de aluminio de 14cm de alto, 12cm de ancho con 12 aletas de disipación de 2.5cm cada uno.
- Ventilador de 120 Vac de 12cm de lado para enfriamiento del disipador.

- 2 Circuitos impresos de potencia cada uno contiene:
 - Transistor de potencia atornillado sobre el disipador
 - Condensador de snubber
 - Diodo de snubber
- 2 Resistencias de potencia del snubber, colocadas en el flujo de enfriamiento de ventilador.
- Disipador y transistor de potencia del cargador de baterías.

El esquema de interconexiones se indica en el Apéndice B.

MODULO DE SENSORES

Aquí se toma muestras del voltaje de entrada, corriente de salida y se produce la energía de salida para polarización del cargador.

Sobre una placa de acrílico se montan tres transformadores pequeños de señal:

- TP2 transformador de 120 Vac a 48V con toma central, para polarización del circuito de control del cargador.
- DE transformador de 120 V a 15V para detector de voltaje de red de entrada.
- TC transformador de corriente para medición de corriente de salida.

El esquema de interconexiones se indica en el Apéndice B.

3.4.3 PRUEBAS DEL ALAMBRADO Y AJUSTES

Una vez que se ha terminado de realizar las interconexiones de los módulos se procede a energizar por etapas cada una de las partes. Las señales más importantes para revisar son:

- Voltaje de 120V a.c. de entrada en terminales L1 N1 de interfase.
- Voltaje de 120 a.c. en el secundario del transformador TP1
- _ Voltaje de baterías
- Voltaje de entrada a la fuente de poder del control 30V.

- Voltaje de salida de la fuente de poder del control 12V.
- Voltaje de entrada y salida del cargador de baterías.

Se conecta previamente la tarjeta de interfase, se realizan las mediciones de voltaje y luego se conectan: la tarjeta de control y panel frontal.

Con un variador de voltaje de entrada se calibran los niveles de transferencia a baterías manteniendo desconectados las señales de base de los transistores de potencia. Alto voltaje con VR2 a 135 V de entrada y bajo voltaje con VR4 a 95 V de entrada. La histéresis de retransferencia se ajusta mediante VR1 a 105V.

Se calibra el voltaje de salida del cargador con VR1 de cargador a un voltaje de 54 Vdc. Se realiza mediciones de corriente de salida del cargador en la resistencia de potencia R11.

Se ajusta la frecuencia de portadora medido en TP8 a 4KHz ó 250us de período mediante el potenciómetro VR7 de control.

Funcionando con red normal, se conecta la carga de prueba y se calibra la corriente máxima de salida mediante VR3 hasta que el conmutador estático se desconecte por señal de enclavamiento por sobre carga.

Se conectan las bases de los transistores de potencia y se ajusta el potenciómetro de voltaje de salida VR6 totalmente en sentido anti-horario. Se enciende el inversor y se procede a calibrar en el nivel nominal de salida. Se verifica la correcta forma de onda de salida.

Mediante VR5 se ajusta la frecuencia de salida del inversor al valor nominal de 60Hz.

Se aplica 25%, 50% y 100% de carga al inversor en funcionamiento y se verifica apropiada forma de onda y regulación de voltaje.

Se verifica el funcionamiento apropiado en baterías y se verifica el apagado del inversor cuando la batería alcanza el voltaje mínimo.

CAPITULO 4

Pruebas Experimentales

Una vez comprobado el adecuado funcionamiento del prototipo construido y realizados los ajustes de los valores de elementos para cumplir con el funcionamiento requerido, se procede con las pruebas experimentales en el laboratorio.

Los instrumentos utilizados en las pruebas son los siguientes:

- Multímetro digital true RMS Fluke 8060 con:
 - Medición de voltaje AC
 - Medición de voltaje DC
 - Medición de frecuencia
 - Medición de resistencias
 - Medición de juntas de semiconductores
- Pinza amperimétrica digital KYORITSU Modelo 2002
 - Escala de corriente 200A máx
 - Escala de corriente 2000A máx
 - Medición de resistencias 200 Ω
 - Escala de voltaje ac 200 V
 - Escala de voltaje ac 750 V máx
- Multímetro digital BK Precision autorango con:
 - Medición de voltaje AC 500V Máx
 - Medición de voltaje DC 500V Máx
 - Medición de resistencias 20M Ω
 - Medición de juntas de semiconductores
- Amperímetro DC análogo 15 Amp Máx
- 3 Resistencias de 0.15 Ω en paralelo para medición de Id_c.

- TEKTRONIX 2220 Digital Store Oscilloscope; 2 canales 60MHz
- Osciloscopio BK Precision de 2 canales 10MHz
- Variador de tensión monofásico de entrada VOLTAC RC500, 500VA
- Banco de cargas resistivas
- Banco de cargas inductivas

A continuación se realizan las pruebas más importantes tendientes a verificar las características y especificaciones del equipo. Estas pruebas con la limitación de los instrumentos disponibles son las siguientes:

- FORMAS DE ONDA DEL INVERSOR
- REGULACION ESTATICA DE VOLTAJE DE SALIDA
- RENDIMIENTO
- DISTORSIÓN ARMÓNICA
- ESTABILIDAD DE FRECUENCIA DE SALIDA
- REGULACION DINÁMICA DE LA TENSIÓN DE SALIDA
- TIEMPO DE AUTONOMÍA DE LA BATERÍA
- TIEMPO DE RECARGA DE LA BATERÍA
- TRANSFERENCIA DE RED A BATERÍAS
- TRANSFERENCIA DE BATERÍAS A RED
- MARGEN DE VOLTAJE DE ENTRADA
- MARGEN DE FRECUENCIA DE ENTRADA Y CAPTURA
- SOBRECARGA

4.1 FORMAS DE ONDA DEL INVERSOR

Las formas de onda de voltaje del inversor se mostrarán en las figuras (4.8) (4.9) (4.10), (4.11) (4.12) y (4.13). Estas han sido tomadas con diferentes condiciones de carga y con la ayuda del osciloscopio digital con memoria marca Tektronix 2220 que permite graficar en ploter las señales memorizadas.

4.2 REGULACION ESTATICA DE VOLTAJE DE SALIDA

Sin red presente y alimentado por las baterías, se mide la desviación del voltaje eficaz de salida del inversor por encima o debajo del valor nominal expresada en tanto por ciento. Son

variaciones lentas medibles visualmente con un multímetro digital, para distintas condiciones de carga.

V_o nominal = 117Vrms

I_s (A)	$\cos\phi$	V_o (Vrms)	V_{dc} V	P_o VA	Regulación %
0	---	120.2	50	---	+2.73
2.8	1	117.2	50	328	+0.17
4.1	1	116.8	47.1	479	-0.17
4.6	1	116.5	46.5	536	-0.43
1.2	0.88	117.3	49.6	140.8	+0.25
2.1	0.83	115.5	49.2	242.5	-1.28
3.8	0.88	114.7	48	436	-1.96
4.0	0.73	114.3	47.5	457.2	-2.31
4.6	0.8	114.5	46.6	526.7	-2.13
1.8	0.52	114.0	50	205	-2.56

Tabla (4.1) Prueba de regulación de voltaje

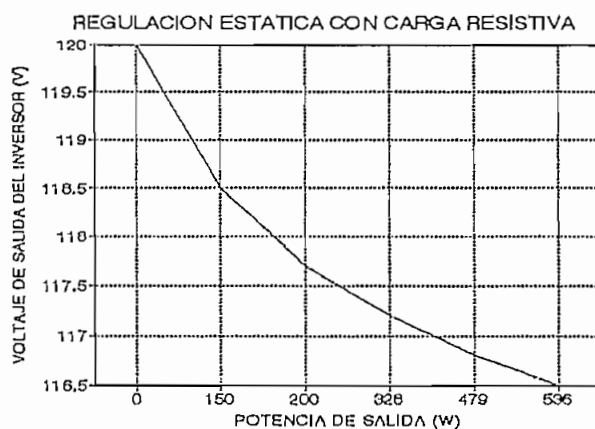


Figura (4.1)

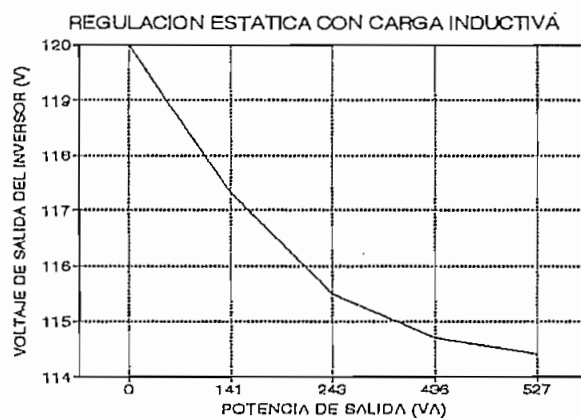


Figura (4.2)

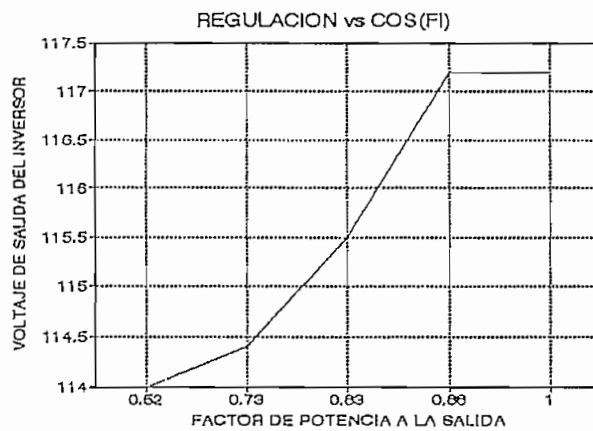


Figura (4.3)

La medición de la variación del voltaje de salida con la descarga de baterías da como resultado los siguientes valores medidos:

Vdc (V)	Vo Vrms
47.7	118.2
47.3	118.1
47.3	118.03
46.7	117.86
45.9	118.0
45.2	118.0
44.3	118.03
43.4	118.0
42.6	117.8
41.7	117.8

200W de salida

Tabla (4.2)

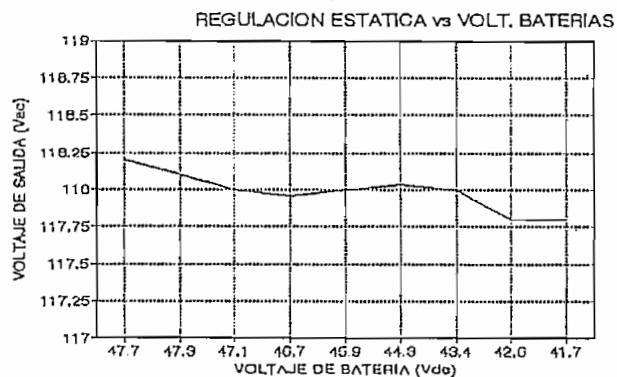


Figura (4.4)

4.3 RENDIMIENTO DEL INVERSOR

Se mide la relación que existe entre la potencia activa de salida del inversor, dividida para la potencia activa de entrada expresada en porcentaje, funcionando alimentado por las baterías.

Is (A)	Vs (Vrms)	I _{dc} (A)	V _{dc} (V)	Pin (W)	Po (W)	η %
0	120.9	1.928	49.9	96.2	---	---
1.4	117.0	5.833	48.0	279.9	163.8	58.5
2.8	116.7	10.00	48.0	480.0	326.7	68.07
3.3	116.0	11.66	47.6	555.3	382.8	68.93
3.3	116.0	11.86	47.1	558.9	382.8	68.48
4.6	116.0	16.16	46.5	751.7	533.6	70.98

Tabla (4.3) Prueba de Rendimiento del inversor

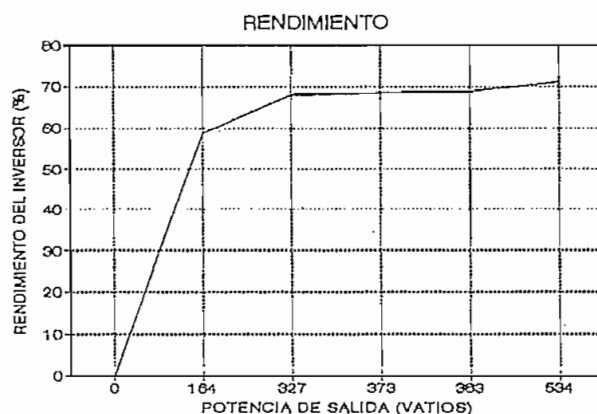


Figura (4.5)

4.4 DISTORSION ARMONICA DE SALIDA

La medición de la distorsión armónica del voltaje de salida del inversor se la lleva a cabo con un analizador de espectros para los armónicos de la frecuencia fundamental y portadora con diferentes condiciones de carga.

La distorsión armónica total de la onda de voltaje de salida del inversor está definida por:

$$DAT = \frac{\sqrt{\sum (V_i)^2}}{V_1} \quad i=2, 3, \dots$$

Si bien esta prueba es de las más importantes para determinar la calidad de la onda de salida senoidal del inversor, no fue posible efectuarla por encontrarse defectuoso el equipo de medición de distorsión armónica del laboratorio.

Por tal motivo la prueba se limita a la apreciación visual de las formas de onda obtenidas.

Como comentario se puede decir que: las formas de onda del inversor con carga resistiva son aceptables, notándose la presencia de perturbaciones de frecuencia similar a la de portadora. figura (4.8) (4.9)

Para carga poco inductiva ($f.p. = 0.88$) también se nota similares formas de onda. figura (4.10)

Con cargas de inductivas de más bajo factor de potencia se puede apreciar un incremento de la distorsión armónica. figura (4.11) (4.12) (4.13).

4.5 ESTABILIDAD DE FRECUENCIA DE SALIDA

Se conecta el equipo sin red presente y carga nominal. Se mide la frecuencia de salida al inicio y al final de la descarga de batería.

Se mide la frecuencia con batería recargada y en vacío al principio de la descarga.

Vdc (V)	Frecuencia (Hz)
47.6	60.0
47.6	59.9
47.3	60.0
46.6	59.95
46.3	60.0
46.1	59.95
45.8	59.96
45.2	59.99
43.9	59.98

Tabla (4.4) Frecuencia

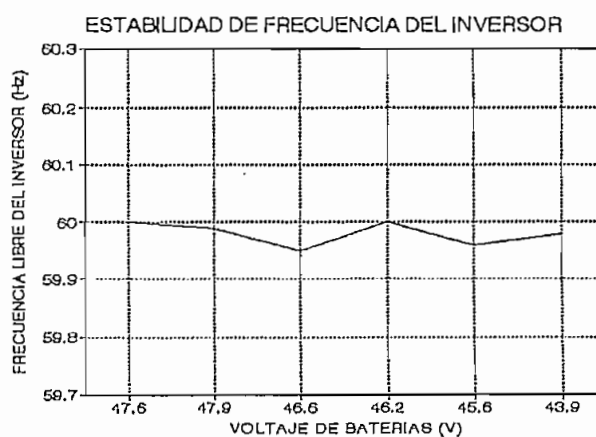


Figura (4.6)

4.6 REGULACION DINAMICA DE LA TENSION DE SALIDA

Es la variación máxima de la tensión de pico de salida respecto del último pico ocurrido antes de la perturbación expresada en tanto por ciento. La tensión de salida antes de la perturbación debe cumplir los márgenes estáticos.

Con el inversor en funcionamiento se provocan cambios bruscos de carga de 0 a 100%. Se mide la sub y sobretensión producida y el tiempo de recuperación a los límites estáticos. Para esto se utiliza el osciloscopio con memoria.

Paso carga (%)	tipo de carga	Pico anterior (V)	Pico mínimo (V)	Variación máxima (%)	Tiempo de recuperación (ciclos)			
					niveles de recuperación (%)			
					20	15	6	3
0-100%	resistiva	170	102	-40	--	--	0.5	1
0-130%	resistiva	170	73	-56.6	1.5	--	--	2
0-100%	inductivo	170	68	-60	--	1	2	--
0-100%	inductivo	170	187	+10	--	--	1	3

Tabla (4.5) Prueba de regulación dinámica del inversor

4.7 TIEMPO DE AUTONOMIA DE LA BATERIA

Se medirá el tiempo máximo durante el cual el equipo puede proporcionar energía a la carga extrayendo la energía acumulada en la batería cargada sin que el voltaje de salida, distorsión y frecuencia de salida salgan de los límites especificados. La prueba se realiza el 50% y 100% de potencia de carga especificada.

Esta prueba se realiza con baterías de menor capacidad de las recomendadas en el diseño, esto es: PANASONIC 12 V 6.5 AH en lugar de: YUASA 12V 7.0 AH.

Po	200W	400W	Po	200W	400W
Tiempo	Vdc		Tiempo	Vdc	
0	49.0	49.0	9.5	46.6	
0.5	47.6	46.42	10.0	46.4	
1.0	47.7	46.40	10.5	46.3	
1.5	47.7	46.27	11.0	46.2	
2.0	47.7	46.10	11.5	46.1	
2.5	47.7	45.91	12.0	45.9	
3.0	47.6	45.70	12.5	45.8	
3.5	47.5	45.47	13.0	45.6	
4.0	47.3	45.22	14.0	45.2	
4.5	47.3	44.96	15.0	44.8	
5.0	43.3	44.66	16.0	44.3	
5.5	47.2	44.33	17.0	43.9	
6.0	47.2	43.93	18.0	43.4	
6.5	47.1	43.54	19.0	42.9	
7.0	47.0	43.07	19.5	42.6	
7.5	46.9	42.50	20.0	42.1	
8.0	46.9	41.91	20.5	41.7	
8.5	46.8	41.25	21.0	41.3	
9.0	46.7	40.80	21.5	40.5	

Tabla (4.6) Prueba de tiempo de autonomía

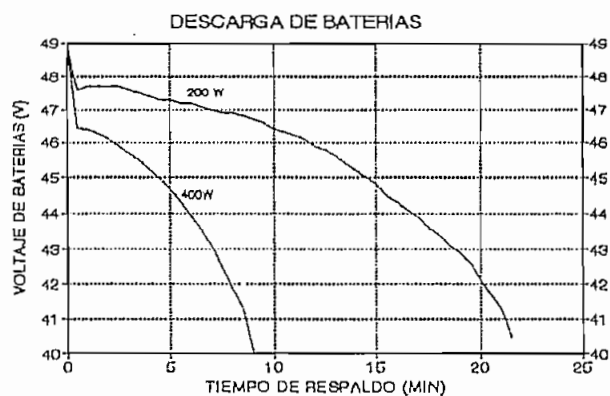


Figura (4.7)

El voltaje de apagado del inversor por baterías bajas es 40.8 Vdc a 8:50 min con 400W y 40.5 Vdc a los 21:50 min con 200W. Estos valores corresponden a 1.7 V/celda y 1.68 V/celda respectivamente.

El equipo emite el aviso sonoro de batería baja al llegar a 43.5 Vdc. Este valor corresponde a los siguientes tiempos previo el apagado del inversor:

Con 400W 3 minutos antes del apagado del inversor

Con 200W 4 minutos antes del apagado del inversor

4.8 TIEMPO DE RECARGA DE LA BATERIA

A media carga se desconecta la red hasta que el inversor se detenga por voltaje mínimo de batería.

Se conecta la red con tensión mínima y se mantiene hasta que las baterías hayan recobrado el 50% de la carga según se especifica (2 horas). Al llegar a dicho tiempo se desconecta la red y se mide el tiempo de autonomía. Se comprobará que es igual o mayor al 50% del tiempo de autonomía.

El resultado de la prueba es de 11:11 min corresponde al 53% del tiempo de autonomía.

4.9 SOBRECARGA

Al someter al inversor a sobrecarga de corriente de salida, el comportamiento de éste tiene dos características.

- Al superar el 200%, el circuito electrónico de pulsos de protección de sobrecorriente de los transistores de potencia desconectan el inversor. Estos pulsos tiene un período de 250us igual que la frecuencia de la portadora. Esto se observa en la onda obtenida con el osciloscopio digital con memoria, para condiciones de sobrecarga o arranque de carga resistiva fría.

- Para aumentos lentos de la corriente de salida producidos sobre el 100% de la capacidad, actúa el circuito electrónico de sobre corriente de la figura (3.49). El nivel ajustable mediante VR3 de la tarjeta de control, se calibra a 150% de la carga nominal. La constante de tiempo del circuito es de aproximadamente 250 ms.

4.10 MARGEN DE VOLTAJE DE ENTRADA

Se varía el voltaje de entrada hasta pasar de los límites alto y bajo de aceptación de voltaje de entrada. Se mide los niveles de voltaje eficaz de entrada en los cuales se conecta el inversor para trabajar en baterías y los niveles de reconexión de la red. Estos

niveles pueden ser ajustados mediante los potenciómetros: VR2 voltaje bajo; VR4 voltaje alto; VR1 reconexión.

Vin(bajo) = 95V Reconexión = 105V

Vin(alto) = 135V Reconexión = 128V

4.11 MARGEN DE FRECUENCIA DE ENTRADA Y CAPTURA

Se sustituye la red por un UPS que se pueda variar la frecuencia dentro de los valores superior e inferior que se van a verificar. El equipo debe cambiar a baterías cuando se superan los límites.

4.12 PRUEBAS DE TRANSFERENCIA Y SINCRONISMO

Para la medición del sincronismo de la onda del inversor con la red se mide con un osciloscopio de dos canales, la red y el inversor funcionando en baterías y con la señal de sincronismo presente en el circuito de control del inversor. La diferencia de fase entre la red y el inversor puede ser ajustada mediante el ajuste de frecuencia del control del inversor.

Las pruebas de transferencia directa (red a inversor) se muestran en las figura (4.14) (4.15) (4.16) (4.17) (4.18) (4.19), para diverentes valores de carga y con señal de sincronismo y ausencia de ella.

Las pruebas de transferencia reversa (inversor a red) se grafican con el osciloscopio de memoria como se puede ver en las figuras (4.20)(4.21)

Según [2], define el tiempo de transferencia como el tiempo con tensión instantánea inferior al 40% de la ideal, permitido el las transferencias de funcionamiento por red a funcionamiento a baterías o viceversa.

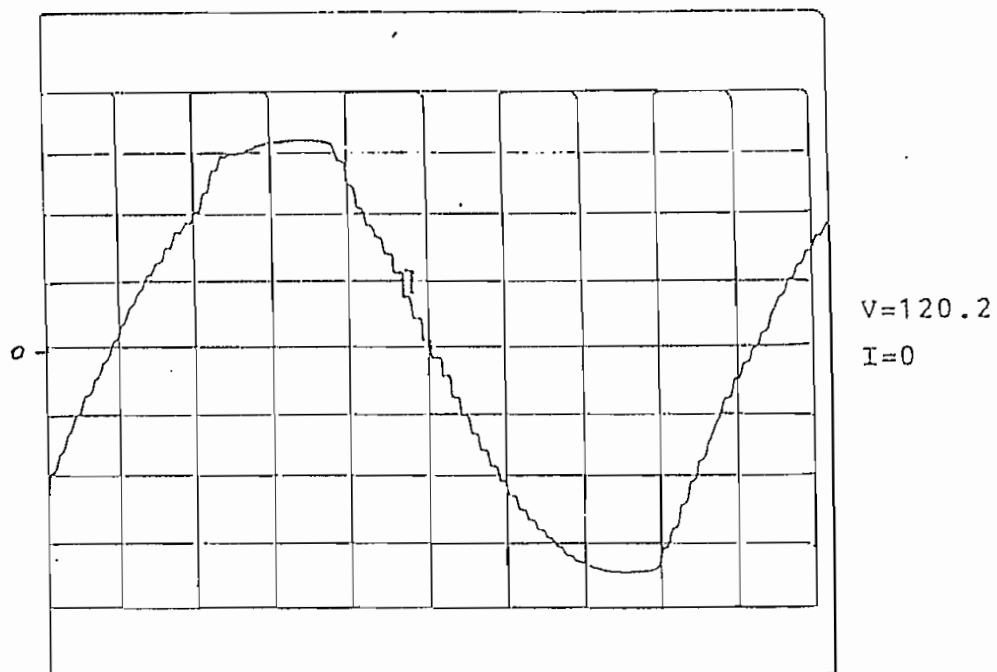


Figura (4.8) Voltaje de salida en vacio

X:2ms/div
Y:50V/div

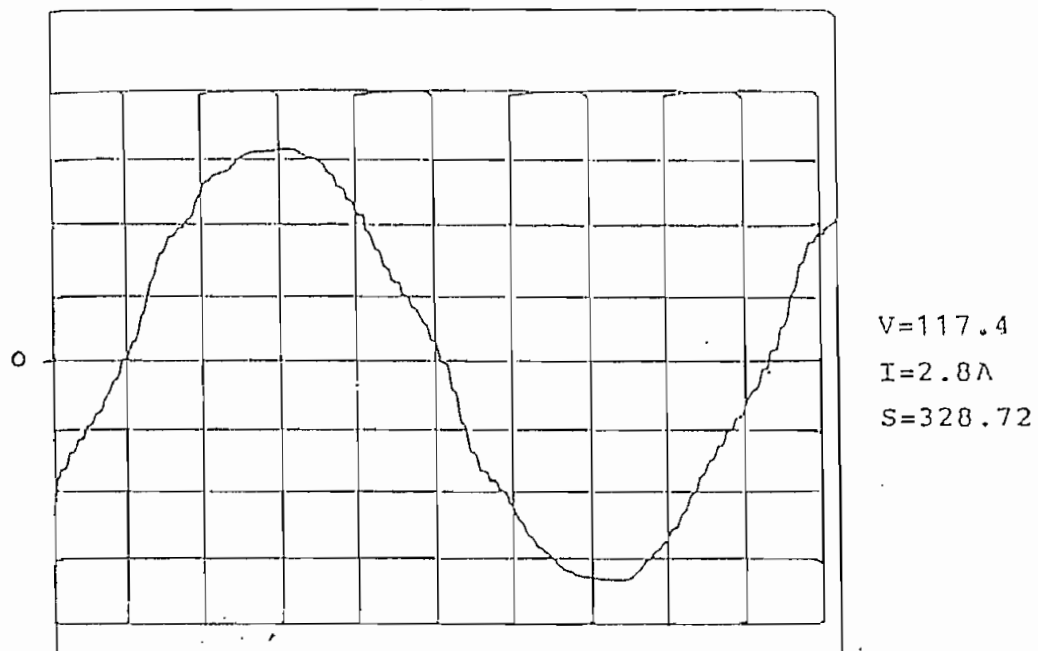
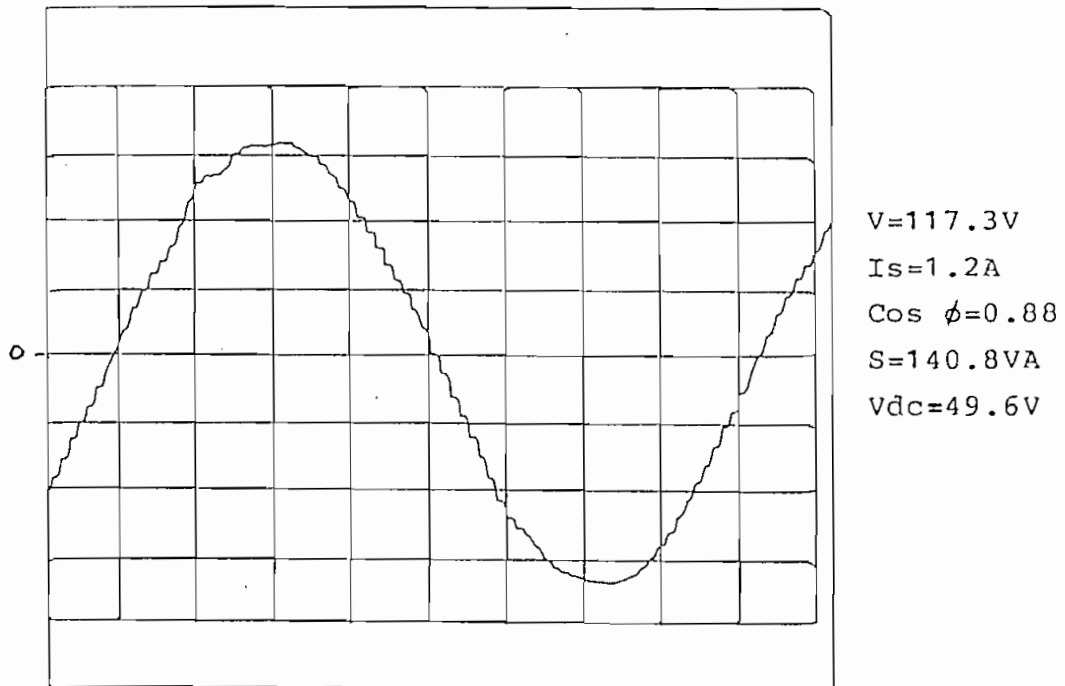


Figura (4.9) Voltaje de salida 328 W

Figura (4.10) Voltaje de salida carga inductiva



X:2ms/cm

Y:50V/cm

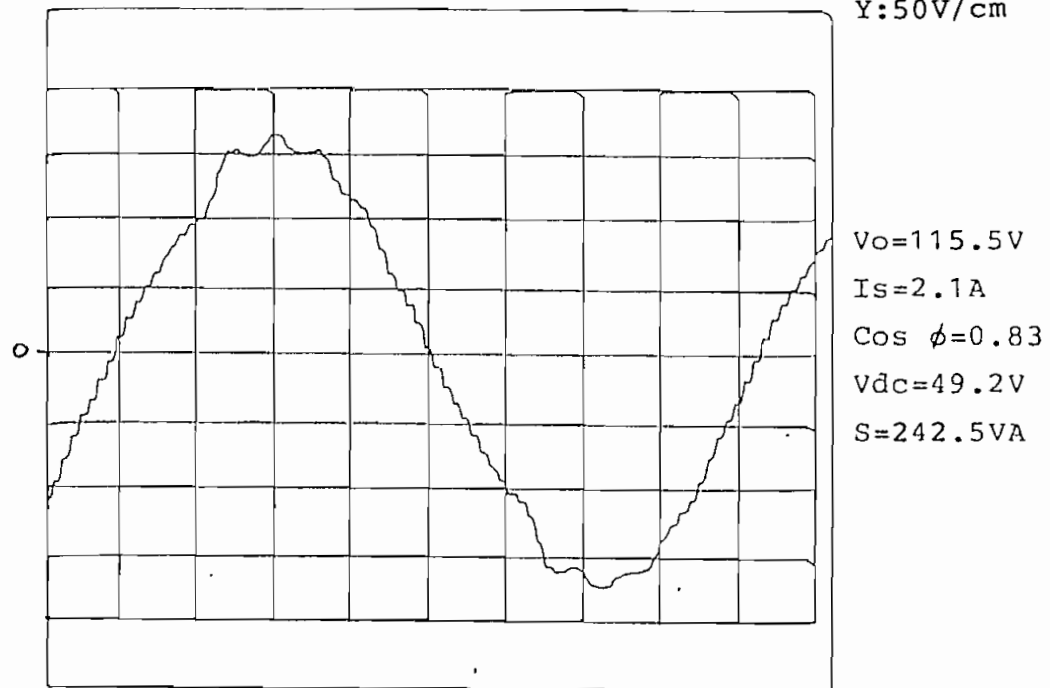


Figura (4.11) Voltaje salida carga inductiva.

Figura (4.12) Carga inductiva

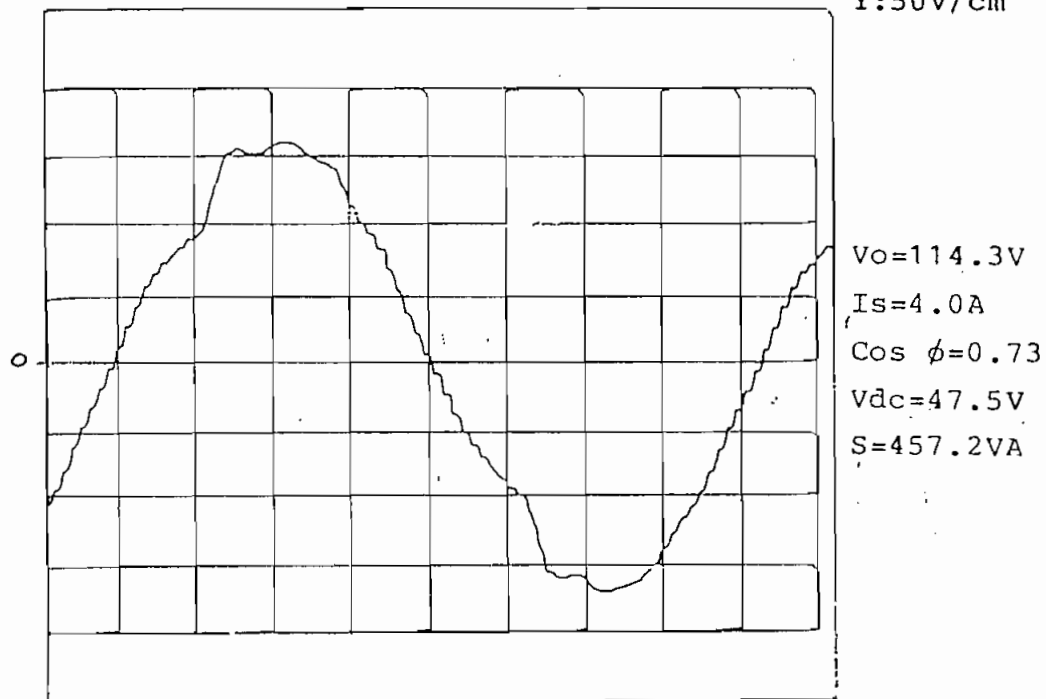
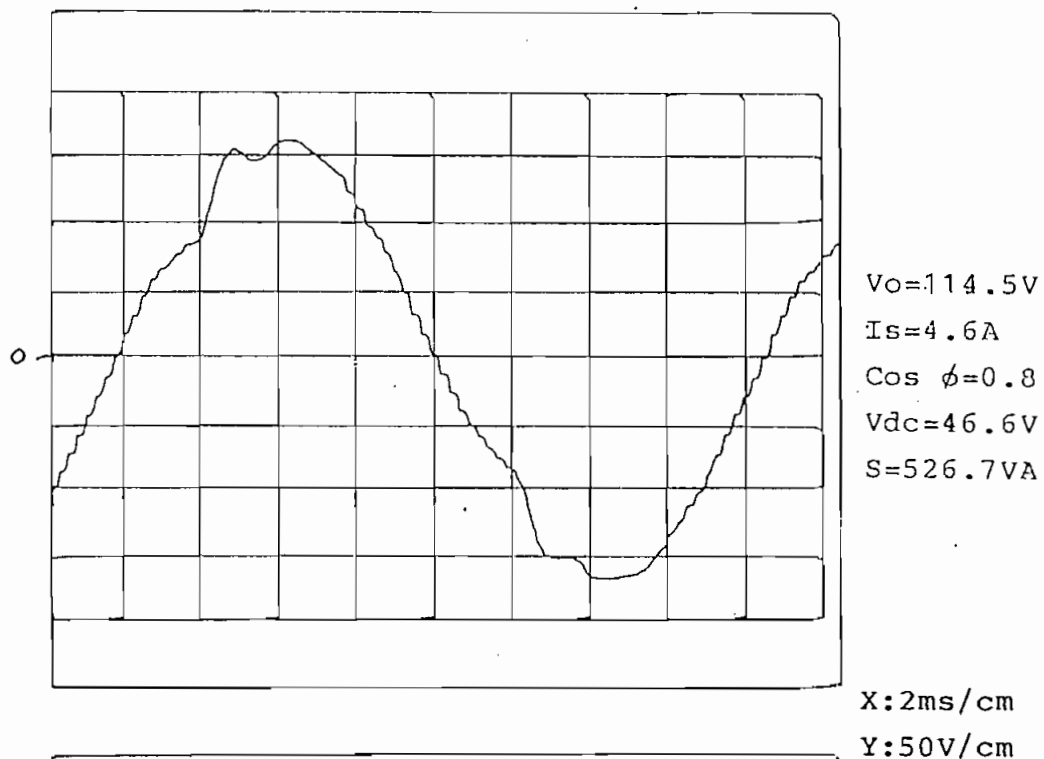
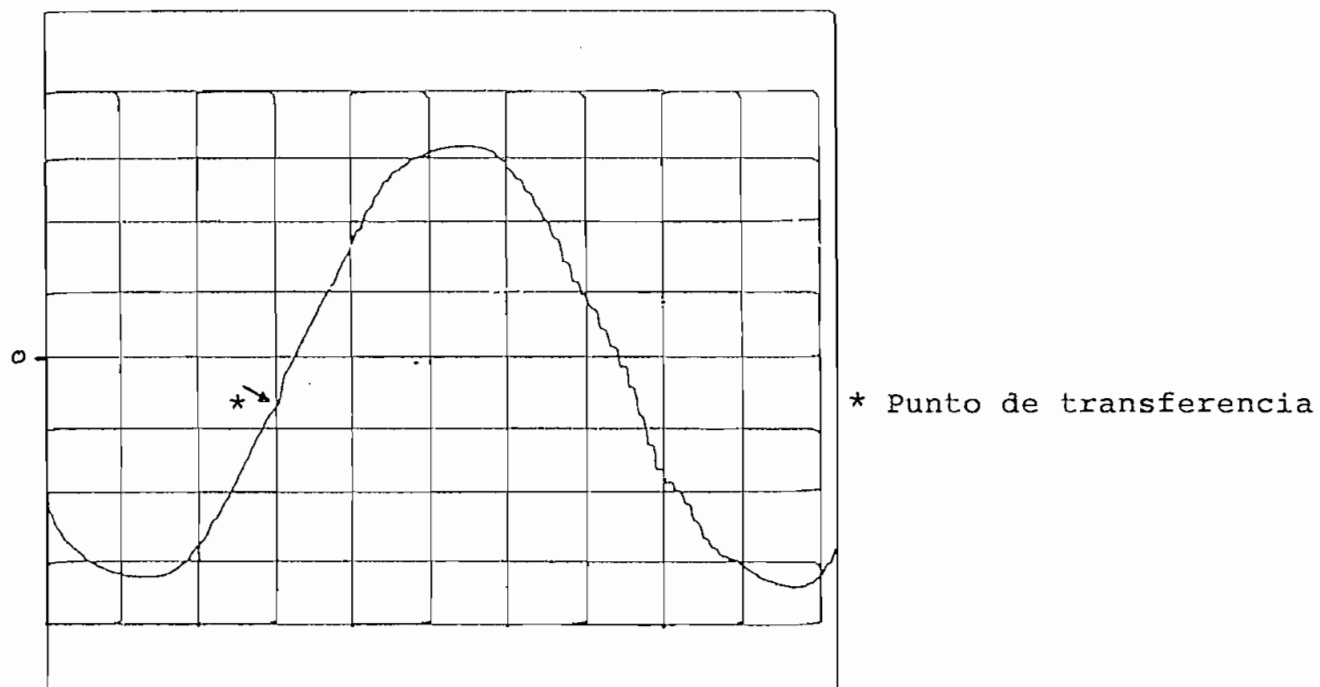
Figura (4.13) Voltaje de salida carga inductiva $\cos \phi 0.73$.

Figura (4.14) Transferencia a baterías con
señal de sincronismo.



X:2ms/cm

Y:50V/cm

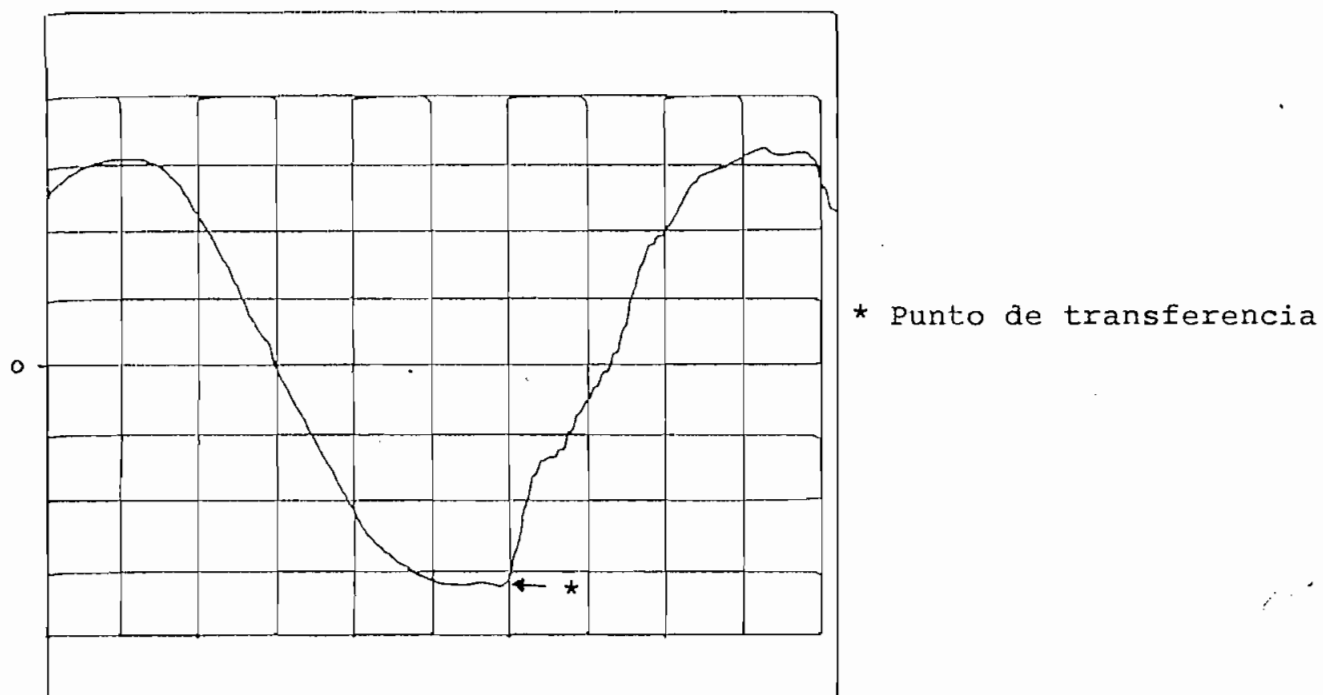
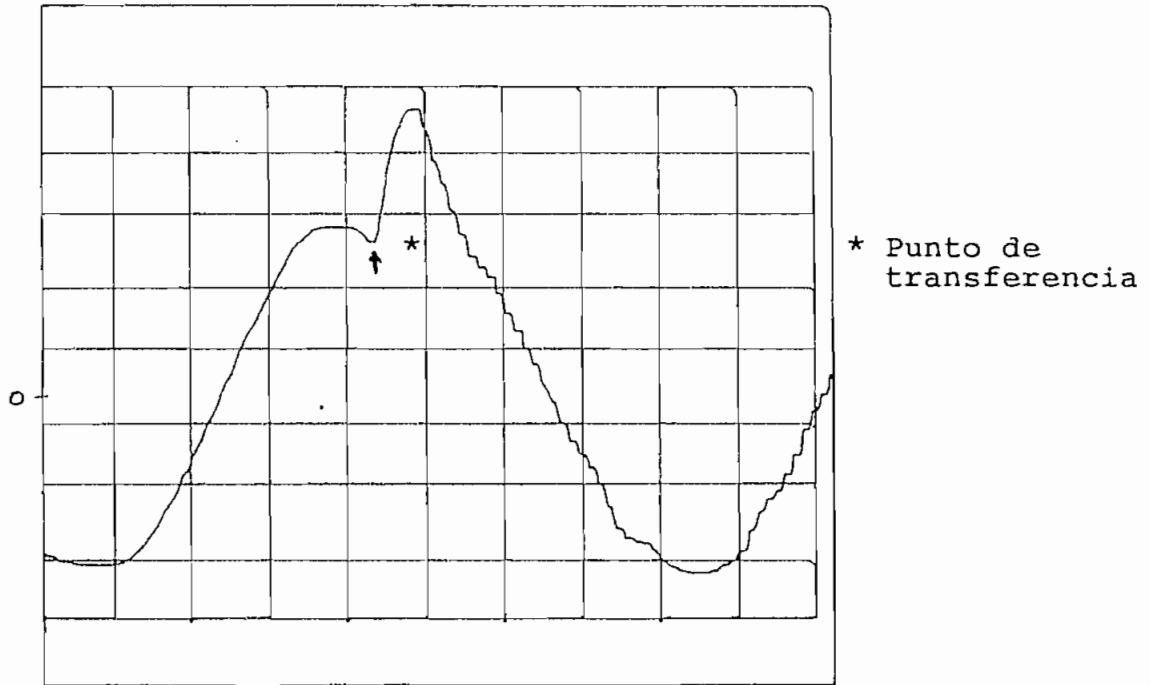


Figura (4.15) Transferencia a baterías a
plena carga.

Figura (4.16) Transferencia sin sincronismo
carga inductiva. 242.5 VA



X: 2ms/cm

Y: 50V/cm

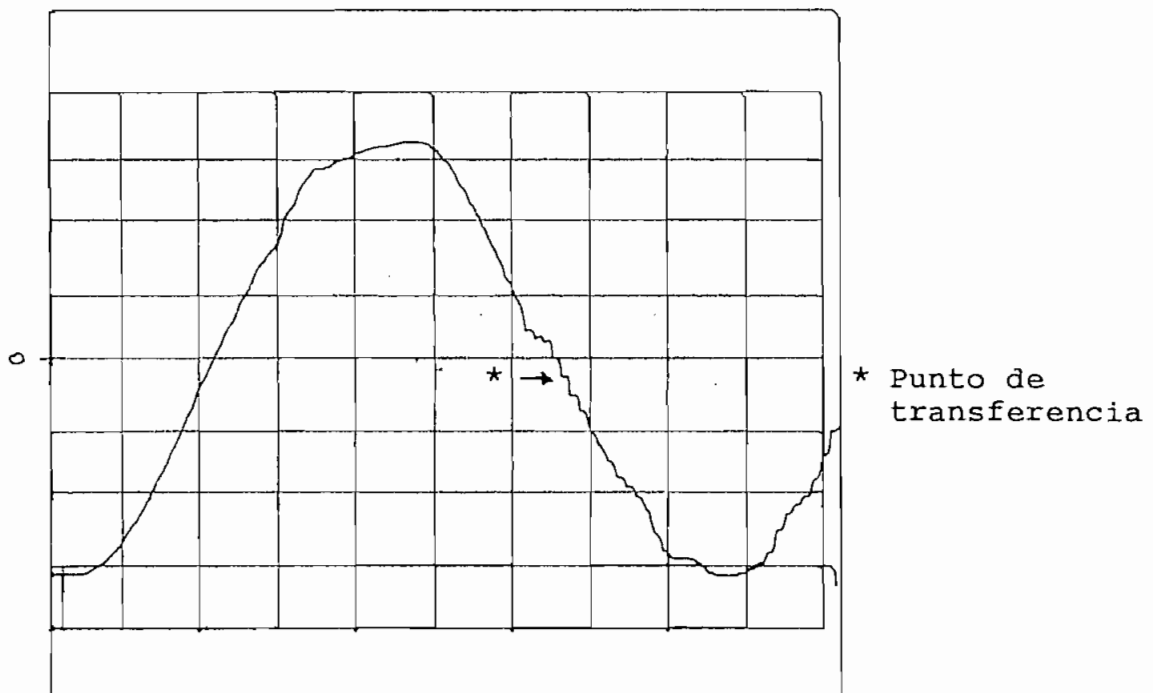
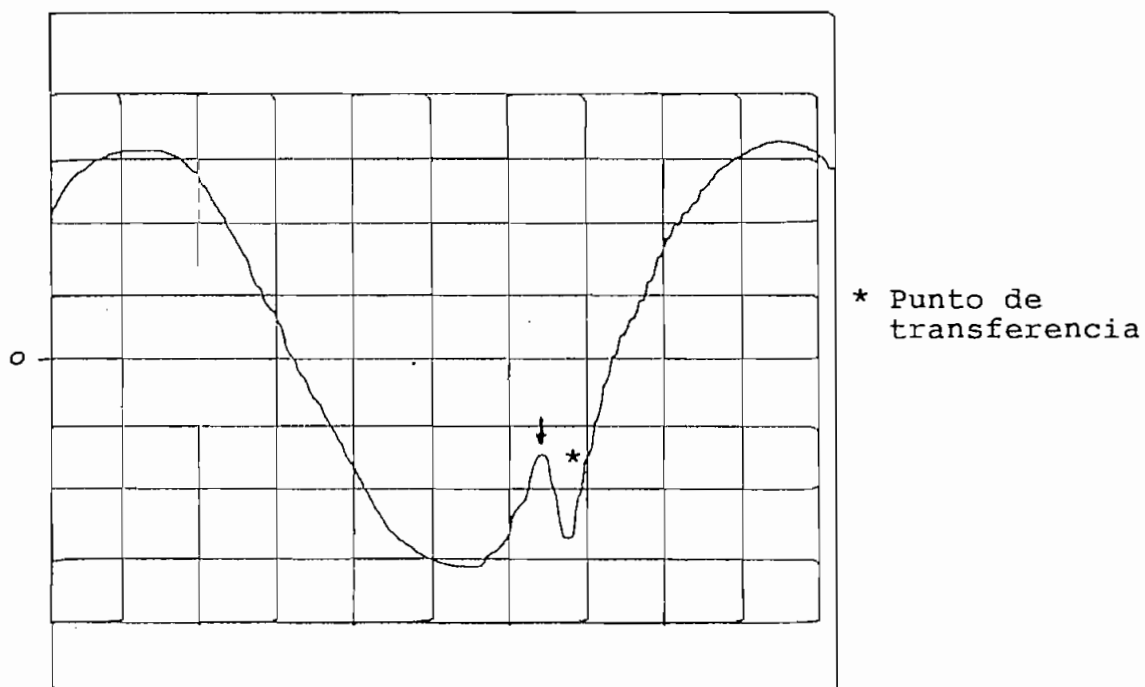


Figura (4.17) Transferencia con sincronismo
con carga inductiva. 242.5VA

Figura (4.18) Transferencia a inversor no sincronizada.



X:2ms/cm
Y:50V/cm

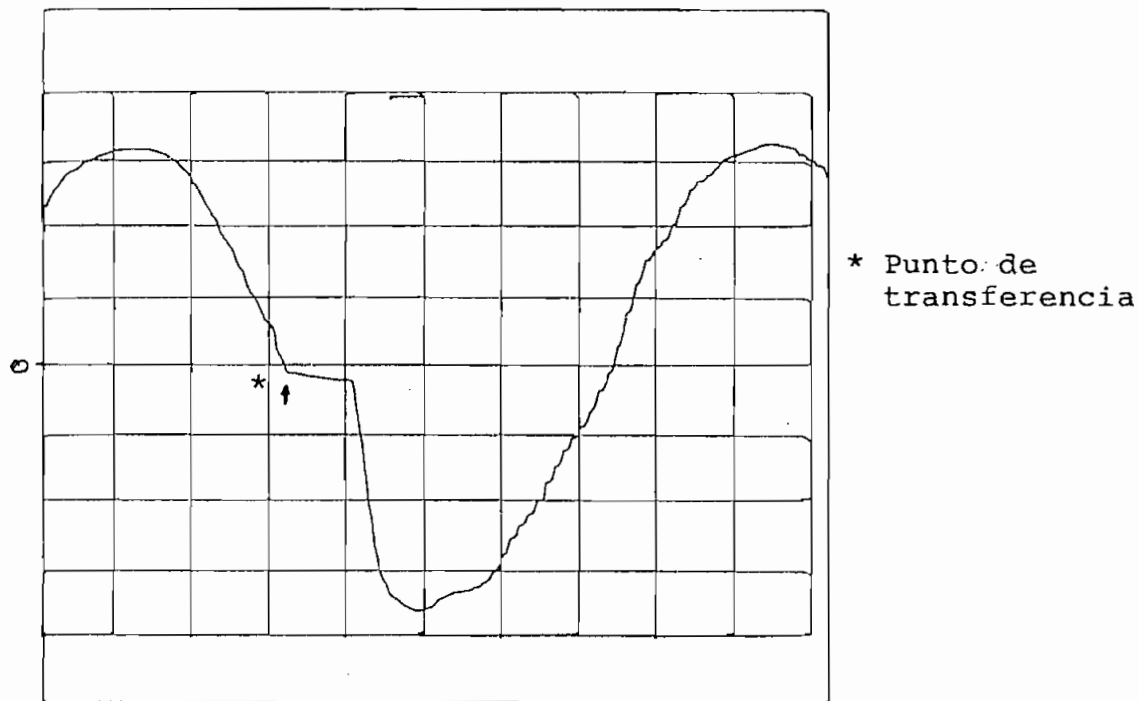


Figura (4.19) Transferencia a inversor no sincronizada.

Figura (4.20) Retransferencia a red
con carga inductiva.

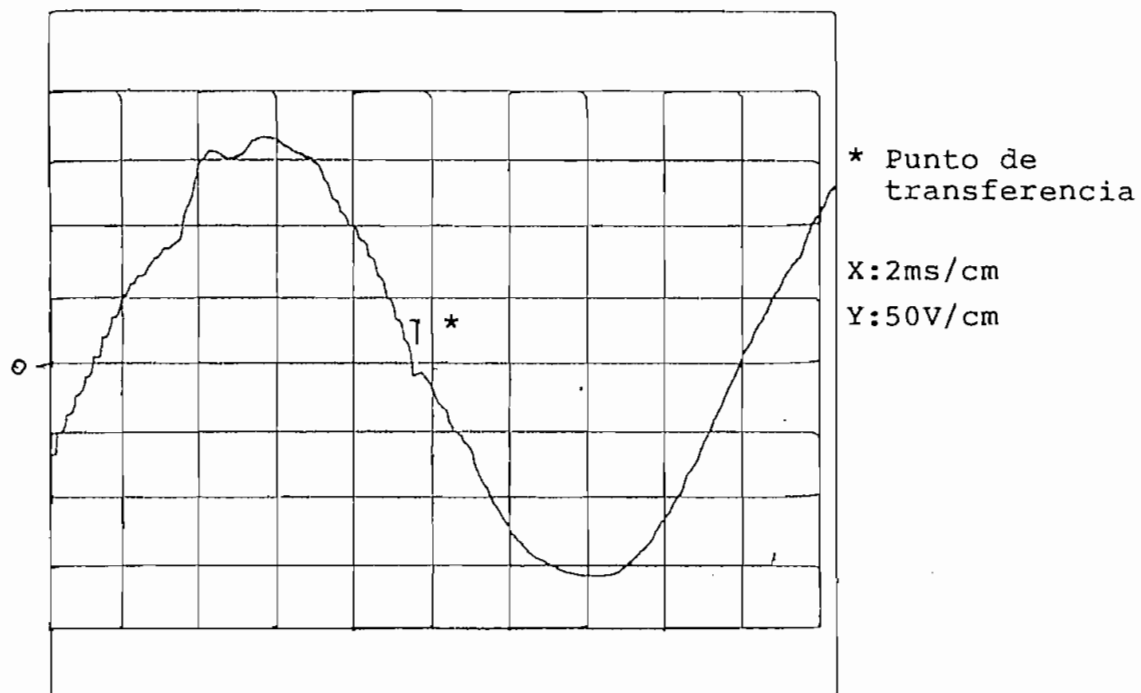
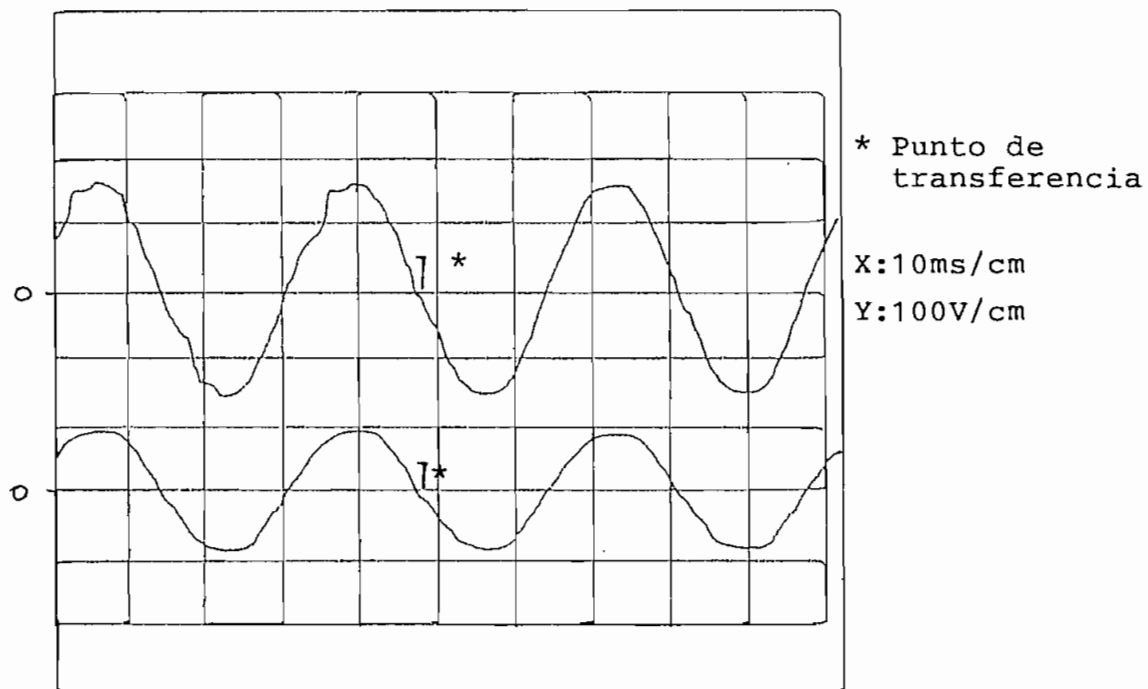


Figura (4.21) Retransferencia a red
con carga inductiva.

Figura (4.22) Prueba de regulación dinámica
carga paso inductiva 0 a 100%

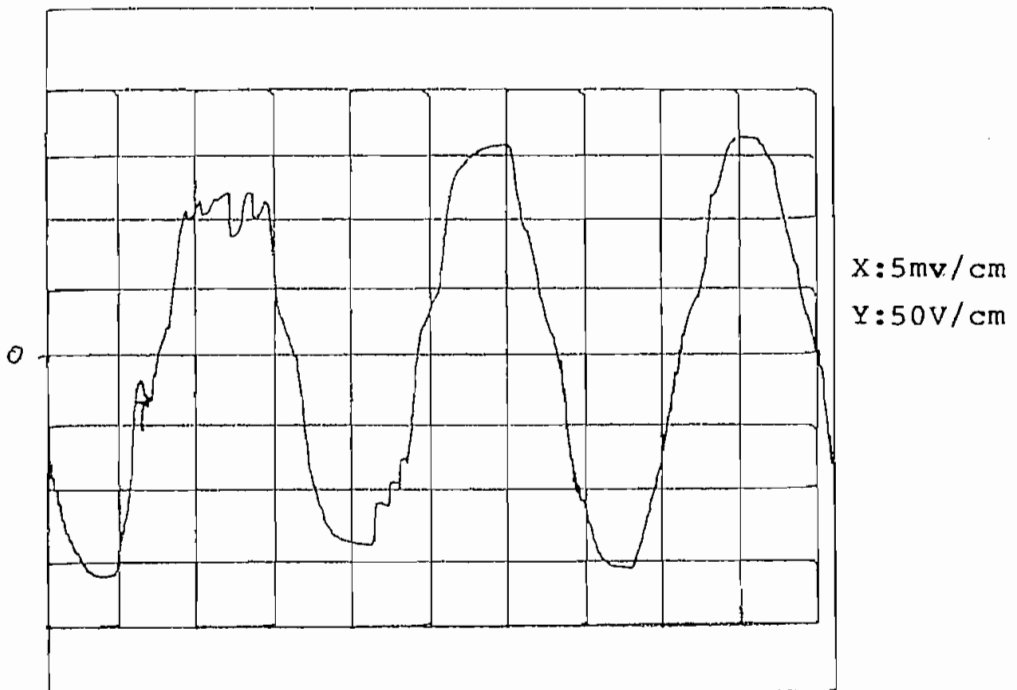
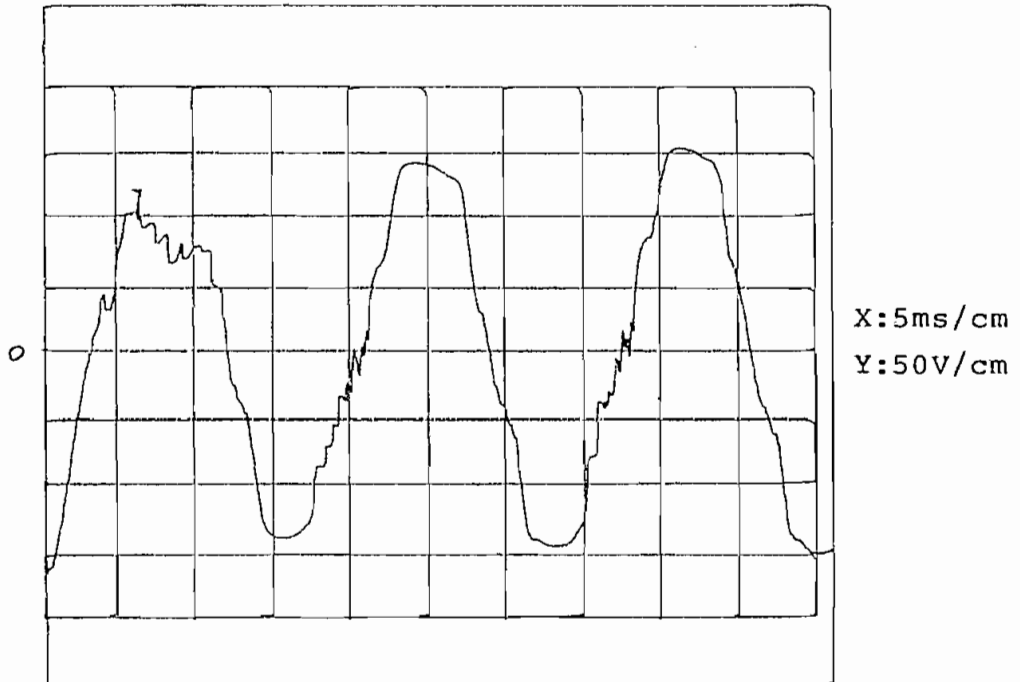
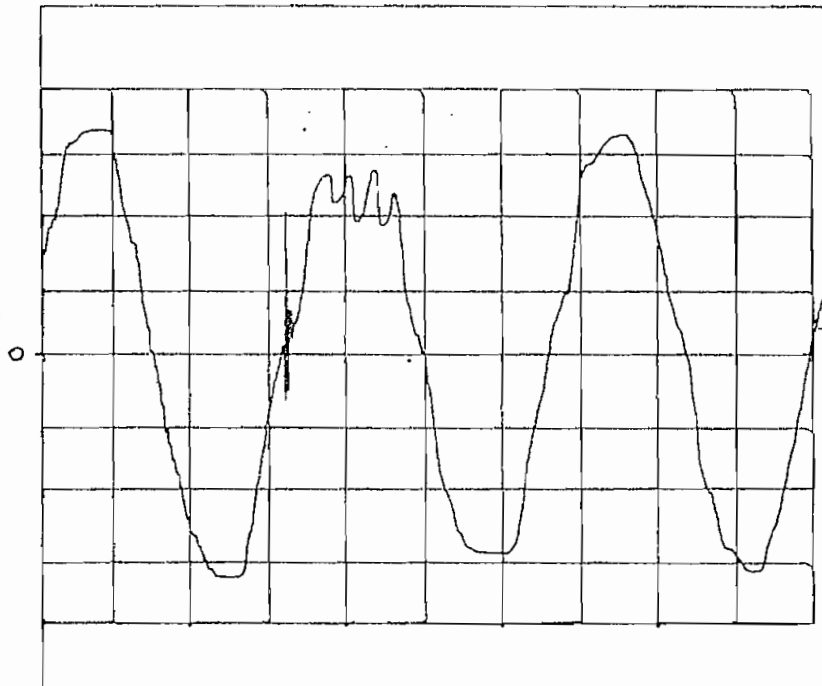


Figura (4.23) Prueba de regulación dinámica
carga paso resistiva 0 a 100%

Figura (4.24) Regulación dinámica carga
paso resistiva 0 a 100%.



X:5ms/cm

Y:50V/cm

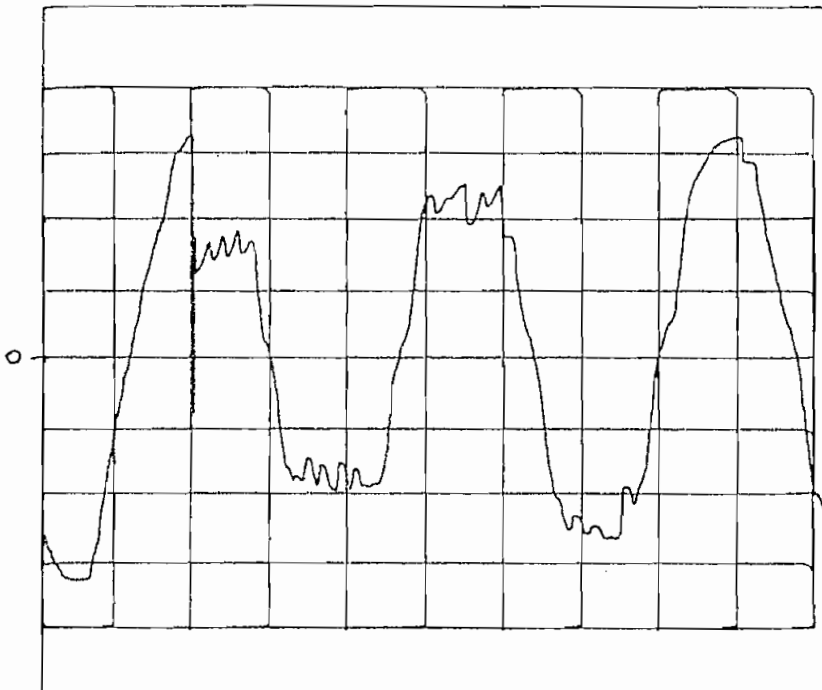


Figura (4.25) Regulación dinámica carga
paso resistiva 0 a 100%.

Figura (4.26) Sobrecarga inductiva.

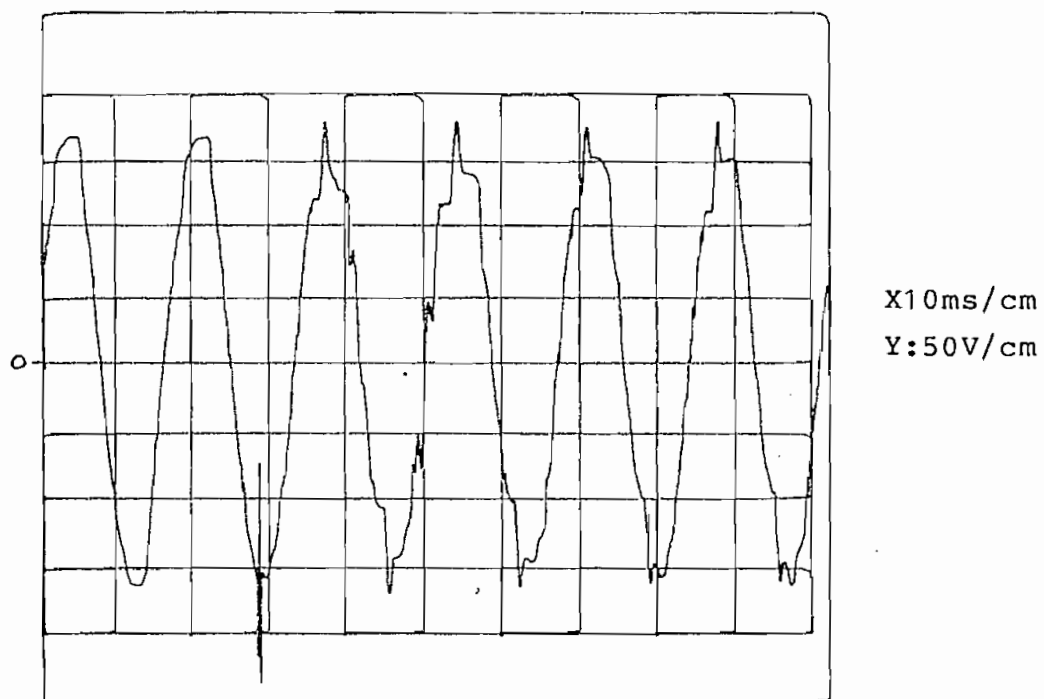
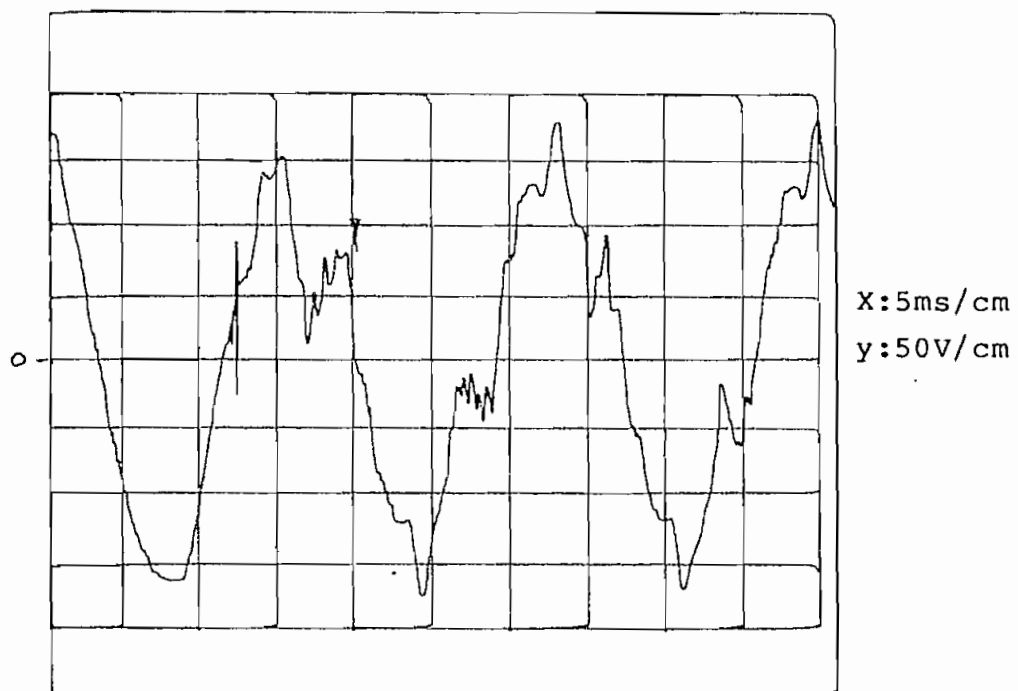


Figura (4.27) Sobrecarga resistiva.

Figura (4.28) Voltaje colector-emisor de los transistores de potencia.

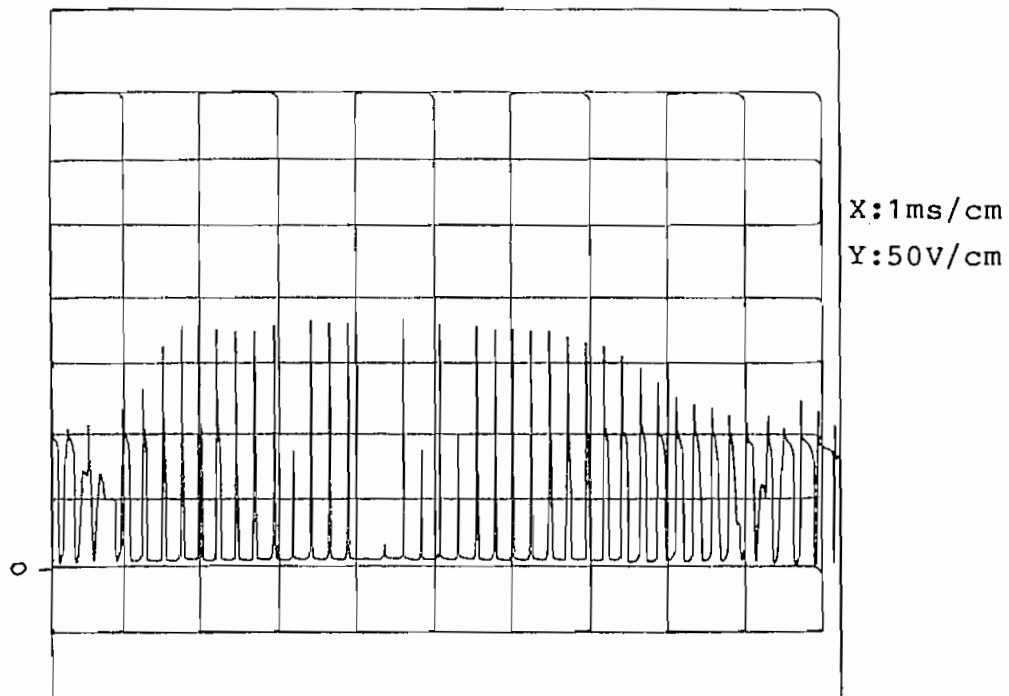
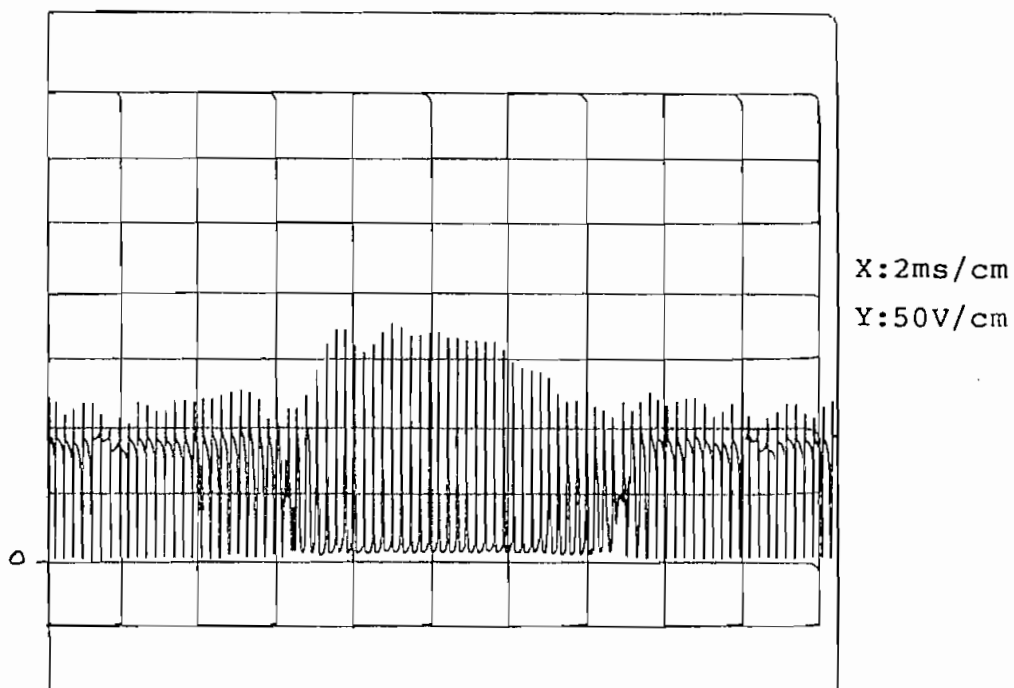
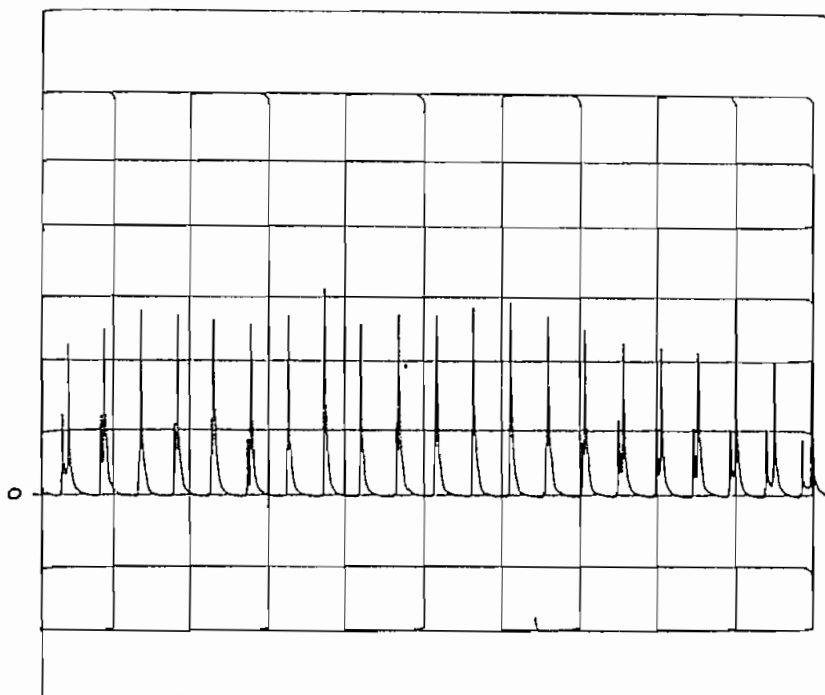


Figura (4.29) Voltaje colector-emisor de los transistores de potencia.

Figura (4.30) Voltaje sobre la resistencia del snubber.



X:0.5ms/cm

Y:50V/cm

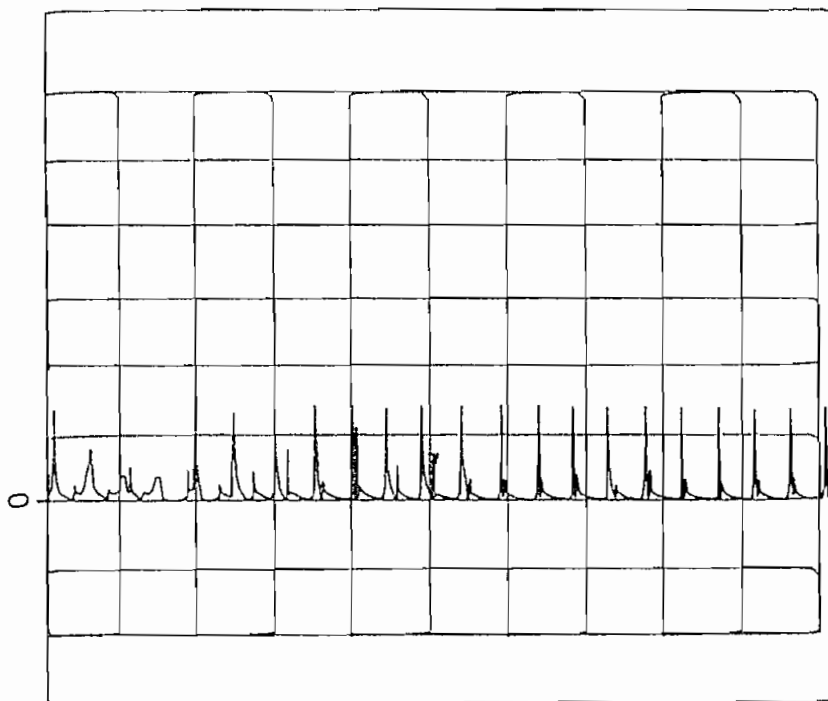


Figura (4.31) Voltaje sobre la resistencia del snubber.

CAPITULO 5

Análisis de Resultados

Los resultados obtenidos en el funcionamiento, las pruebas y la construcción del equipo tienen como fin la elaboración del cuadro de las especificaciones técnicas definitivas que cumple el prototipo construido. Estas especificaciones se las compara con los objetivos planteados como objetivo al inicio y con otros equipos similares existentes en el mercado local.

5.1 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES

Analizando los resultados de cada una de las pruebas a las que se sometió el prototipo se emiten los siguientes comentarios:

- FORMAS DE ONDA DEL INVERSOR.- Vista en el osciloscopio, presenta una onda senoidal definida de forma muy aceptable, se observa en el contorno de la onda senoidal la frecuencia de conmutación o portadora como un voltaje de rizado.

Es clara la influencia de la carga inductiva tanto en la forma de onda como en la regulación de voltaje del inversor. Por este motivo fue necesario variar el filtro del inversor aumentando el condensador de salida para mejorar el comportamiento con cargas inductivas.

- REGULACION ESTÁTICA DE VOLTAJE DE SALIDA.- Los resultados indican que ante la variación de carga resistiva la regulación de voltaje es de +2.73% a -0.43% para un voltaje nominal considerado en 117V. Estos valores son exitosos tomando en cuenta que la regulación interna obtenida para el transformador de potencia es 12%. El control electrónico de voltaje compensa la baja regulación del transformador.

Para carga inductiva, la regulación lograda es de +0.25% a - 2.53%. Se nota que el porcentaje de regulación aumenta en valor absoluto con la disminución del factor de potencia de la carga.

El comportamiento con cargas inductivas se debe a que la configuración ideal del inversor y el tipo de conmutación alternada de los transistores de potencia, debería permitir un control PWM en tres niveles. Pero al desconectar el un transistor con carga inductiva, el voltaje en el bobinado de este transistor no es cero, sino que se produce un pico de polaridad inversa por la circulación de la corriente inductiva por el diodo del transistor de potencia opuesto. Esto crea problemas al control y se nota en la mala regulación y mayor distorsión con cargas inductivas.

Es necesario aclarar que para conseguir que las especificaciones planteadas se cumplan fue necesario ajustar los valores originales de los elementos del filtro de salida del inversor ($R= 4.8\Omega$ $C = 24\mu F$). Los parámetros RC del circuito de control P.I.(fig (3.14) $C28 = 10nF$). Estos ajustes de elementos fueron necesarios para mejora el desempeño, una vez comprobada la marcada influencia de las cargas inductivas en el sistema de control.

Las consideraciones ideales para el diseño del sistema de control de voltaje no son correctas en la práctica. Las modificaciones se llevaron a cabo sobre el prototipo hasta obtener resultados satisfactorios, evitando que se produzca oscilaciones o sobrecompensación en el voltaje de salida.

- RENDIMIENTO._ Los resultados de rendimiento del inversor indican: para media carga el rendimiento medido es de 58.5% y a plena carga 70.98% . El valor esperado de rendimiento a plena carga

y con el cual se hicieron las consideraciones de diseño es del 80% valor superior al obtenido.

El bajo rendimiento obtenido tiene como consecuencia negativa una mayor exigencia de potencia a las baterías y por tanto menores tiempos de autonomía.

El rendimiento de 70.98% del inversor, se justifica por el rendimiento del transformador de potencia obtenido en la sección 3.2.4. que es de 88,2%. Este puede ser mejorado con el uso de alambre de mayor calibre.

Adicionalmente, el bajo rendimiento del inversor, se debe a la mala regulación del transformador (12.5%). El transformador tiene un diseño que permite obtener alta inductancia de dispersión de salida para uso en filtro de armónicos. Esta situación que es evitada en los transformadores convencionales, es en cambio deseable para el inversor diseñado.

- DISTORSION ARMÓNICA._ No fue posible la medición de la distorsión armónica de voltaje de salida por encontrarse dañado el equipo analizador de espectros del laboratorio.

Las formas de onda de voltaje del inversor obtenidas para diferentes condiciones de carga son aceptables.

- ESTABILIDAD DE FRECUENCIA DE SALIDA._ La frecuencia de salida es bastante estable. Las variaciones registradas son del orden de 0.05Hz, 10 veces mejor al 0.5Hz especificado.

La estabilidad de frecuencia del circuito oscilador depende de los valores de coeficiente de temperatura de los elementos. Por tanto el comportamiento a diferentes temperaturas tendrá resultados diferentes.

- REGULACION DINÁMICA DE LA TENSIÓN DE SALIDA._ Para variaciones paso de carga de 0 a 100% la regulación dinámica del inversor observada es de: -40% con carga resistiva y + 10% a - 50% para carga inductiva. La prueba se llevó a cabo conectando carga

resistiva fría, por lo tanto, el circuito de pulsos de protección por sobre corriente, desconectan las señales de base de los transistores de potencia produciendo la variación dinámica de voltaje registrada.

Los tiempos de recuperación a límites de regulación estática son de 1 a 2 ciclos con carga resistiva y 2 a 3 ciclos para carga inductiva.

Como se puede ver en las formas de onda de transferencia, desde red a inversor, este asume la carga ya caliente. En estas condiciones, en transferencia a plena carga, la regulación dinámica ni siquiera sobre pasa los límites estáticos de regulación.

- TIEMPO DE AUTONOMÍA DE LA BATERÍA.- El tiempo de autonomía está dentro de lo previsto, 9 minutos a plena carga y 21.5 minutos para media carga.

Esta prueba se realiza con baterías de menor capacidad de las recomendadas en el diseño, esto es: PANASONIC 12 V 6.5 AH en lugar de: YUASA 12V 7.0 AH.

- TIEMPO DE RECARGA DE LA BATERÍA. Con el cargador utilizado, la prueba demuestra que se cumplen las 2 horas al 53% de recarga de la batería. Por tanto podemos concluir según las curvas del fabricante **figura(3.3)** que el tiempo de recarga al 80% es de 4 horas y se alcanza el 100% en 10 horas.

- SOBRECARGA.- El equipo se apaga al sobrepasar 150% de carga por 250us, nivel ajustado en.

Dispone de protección de desconexión Al superar el 200% el circuito de control desconecta las señales de base de los transistores.

- TRANSFERENCIA DE RED A BATERÍAS._ En los oscilogramas obtenidos se puede diferenciar diferentes condiciones de la prueba de transferencia:

Transferencia con presencia de la señal de sincronismo de la red. En las que el inversor empieza a trabajar en el instante en que se desconecta el conmutador estático. figuras (4.14) y (4.15) (4.17)

Transferencia por interrupción repentina de la red de entrada. La referencia de sincronismo se pierde y se nota un desplazamiento de frecuencia de. figuras (4.18) (4.19)

Las transferencias con carga inductiva presentan picos por la interrupción momentánea de la corriente. (4.16)

En ningún de los casos se observa la pérdida de voltaje de entrada. Se nota únicamente la presencia de perturbaciones de duración menor a 2ms.

- TRANSFERENCIA DE BATERÍAS A RED.- Luego de producirse el sincronismo del inversor con la red, se produce en los cruces por cero de la onda, por lo que no produce perturbación a la carga. figuras (4.20) (4.21)

- MARGEN DE VOLTAJE DE ENTRADA

Vin(bajo) = 95V Reconexión = 105V

Vin(alto) = 135V Reconexión = 128V

Estos niveles pueden ser ajustados mediante los potenciómetros VR2 para el alto voltaje; VR4 para el voltaje bajo; VR1 para el nivel de reconexión.

Luego de analizados los resultados se conforma el cuadro de especificaciones definitivas con las que cumple el prototipo estas se indican a continuación:

ESPECIFICACIONES DEFINITIVAS.

* Tipo y configuración: Off-Line, con inversor de toma media transistorizado, control PWM, onda senoidal sincronizada.

* Potencia nominal: 500VA

* Voltaje de salida: 117V nominal

* Cos 0 de la carga: 0.8 inductivo

* Voltaje de entrada: 95 a 135V sin descargar las baterías

- * Rendimiento: 71% a plena carga
- * Frecuencia de entrada: 59 a 61 Hz
- * Margen de captura de frecuencia de red: ± 1 Hz
- * Conmutador de Transferencia: Estático
- * Tiempo de transferencia: menor a 2ms
- * Estabilidad estática del voltaje de salida: $\pm 3\%$
- * Estabilidad dinámica del voltaje de salida: -40% resistiva
+10% - 60% inductiva
- * Sobrecargas admisibles: 150% 250ms
- * Rechazo de ruido de modo común y modo normal: Posee filtros con especificaciones FCC
- * Confiabilidad del sistema; TMEF: 150.000.000 horas, típico para la configuración, referencia [2]
- * Temperatura de operación y almacenamiento: 0 a 40° centígrados
- * Tipo de baterías: 4 de 12V 6.5AH plomo ácido selladas.
- * Tiempo de autonomía: 9 minutos 50% carga.
21 minutos 100% carga
- * Tiempo de recarga: 4 horas al 80%; 10 horas 100%
- * Dimensiones:
Ancho : 20 cm
Alto : 52 cm
Profundidad: 45cm
Peso : 68 | 65

5.2 ANÁLISIS TÉCNICO ECONÓMICO

A continuación se lista los materiales utilizados en la fabricación del prototipo con los respectivos precios. [32][54][55]

PRECIOS EN SUCRES DE LOS MATERIALES UTILIZADOS EN LA CONSTRUCCIÓN

MATERIALES	UNIDADES	CANTIDAD	VALOR/U	VALOR/T
MUEBLE				
MUEBLE METALICO	u	1	50.000	50.000
MALLA METALICA VENTILACION	cm2	120	10	1.200
TORNILLOS INTERRUPTORES (3X5)	u	4	30	120
GARRUCHAS	u	4	1.500	6.000
ANGULO DE HIERRO	cm	50	15	750
PLATINA HIERRO	cm	56	9	504
ANGULO ALUMINIO 1"x1"	cm	28	30	840
ANGULO ALUMINIO 1.5"x1.5"	cm	120	40	4.800
REMACHES POP ALUMINIO	u	18	300	5.400
TORNILLOS 3X15 CON TUERCA	u	8	30	240
TORNILLO 3X20 CON TUERCA	u	4	40	160
TORNILLOS 4X10 AUTORROSCANTE	u	10	20	200
TORNILLO 4X20 AUTORROSCANTE	u	10	30	300
PORTA TARJETAS PLASTICOS	u	12	50	600
PANEL POSTERIOR				
PORTAFUSIBLES GRANDE	u	3	2.500	7.500
TOMACORRIENTE DOBLE POLARIZADO	u	3	2.500	7.500
FUSIBLE ENTRADA 8A 125V	u	1	900	900
FUSIBLE SALIDA 5A 125V	u	1	500	500
FUSIBLE BATERIA 10A 125V	u	1	1.500	1.500
PASACABLE PLASTICO	u	1	300	300
CABLE POTENCIA 3X18AWG	cm	260	2	520
ENCHUFE POLARIZADO 120V 15A	u	1	3.000	3.000
INTERRUPTOR TERMOMAGNETICO BAT	u	2	10.000	20.000
TORNILLO 3X20 CON TUERCA	u	6	40	240
TORNILLOS 3X5 INT. DE BATERIA	u	4	30	120
VARISTOR MOV 130J20	u	1	900	900
MALLA METALICA DE VENTILACION	cm2	144	2	288
TERMINALES DE CABLE INTERRUPTOR	u	8	200	1.600
PANEL FRONTAL				
PLACA DE ACRILICO NEGRO	u	1	3.000	3.000
PULSADORES	u	2	1.500	3.000
INTERRUPTOR TERMAGT 2 POLOS 6A	u	1	5.000	5.000
TORNILLOS 5X20 CON TUERCA	u	2	30	60
MODULO DE POTENCIA DE INVERSOR				
TRANSISTOR DE POTENCIA	u	2	30.500	61.000
DISIPADOR DE ALUMINIO	u	2	20.000	40.000
VENTILADOR 115V 0.12A 60Hz	u	1	30.000	30.000
TORNILLOS 3X10 AUTORROSCANTE	u	10	35	350
TORNILLOS 3X50 P. VENTILADOR	u	2	60	120
TORNILLO 3X15 CON TUERCA	u	4	30	120
RESIS DE POTENCIA 39 OHM 25W	u	4	2.600	10.400
MODULO DE SENSORES				
BORNERA 10 PUNTOS CABLE #20	u	1	5.000	5.000
TRANSFORMADOR CORRIENTE (TC)	u	1	12.000	12.000
TRANSFORMADOR FUENTE CARGADOR	u	1	12.000	12.000
TRANSFORMADOR VOL ENTRADA (VE)	u	1	12.000	12.000
PLACA DE ACRILICO 14X11cm	cm2	154	700	107.800
TORNILLO SUJESION 3X15 TUERCA	u	4	40	160
CIRCUITOS IMPRESOS				
CIRCUITO IMPRESO DE CONTROL	u	1	145.000	145.000
CIRCUITO IMPRESO DE INTERFASE	u	1	43.000	43.000
CIRCUITO IMPRESO DE CARGADOR	u	1	42.600	42.600
CIRCUITO IMPRESO DE INDICADORES	u	1	53.000	53.000
TRANSFORMADOR DE POTENCIA	u	1	50.000	50.000
PLATINA DE HIERRO 3/4"	cm	32	9	288
TORNILLOS 3/8" CON TUERCA	u	4	100	400
FILTRO CORCOM EMI	u	1	10.000	10.000
BATERIAS SELLADAS YUASA 12V 7AH	u	4	64.750	259.000
CABLES				
# 22 AWG	cm	774	1	774
# 6x22 AWG	cm	80	20	1.600
# 8x24 AWG	cm	40	20	800
# 12 AWG	cm	265	2	530
# 16 AWG	cm	421	2	674
# 18 AWG	cm	655	2	917
TOTAL COSTO DE MATERIALES			S/.	1.026.575

5.2.1 EVALUACIÓN DE RECURSOS EMPLEADOS

Para la fabricación del prototipo se emplean los siguientes recursos, los cuales se evalúan de la manera más real posible en función de la experiencia obtenida en la elaboración:

* Herramientas._ El costo aproximado de las herramientas utilizadas es de S/. 2'000.000. Incluye herramienta mecánica y eléctrica como taladro, bobinador de transformador y otras.

* Instrumentos._ Se usan los mismos detallados para las pruebas experimentales. Forman parte de un laboratorio de electrónica.

* Laboratorio._ Sala o taller de trabajo.

* Mano de Obra.- Los recursos humanos mínimos para la fabricación del equipo es de 2 técnicos con conocimiento básico de electrónica u electromecánica y 1 técnico a nivel de Ingeniería.

* Recursos externos._ Servicio de fabricación mecánica para la elaboración del mueble, almacenes de suministro de los materiales.

* Actividades._ Las actividades para la fabricación y ensamblaje las puede dividir así:

- Ensamblaje de tarjetas electrónicas
- Ensamblaje de partes mecánicas
- Fabricación del transformador de potencia
- Alambrado del panel posterior
- Alambrado general del equipo
- Pruebas del ensamblaje
- Calibraciones y ajustes electrónicos
- Pruebas de funcionamiento.

* Tiempo._ El tiempo necesario para la fabricación de una unidad es de 2 semanas. Para esto se debe disponer de todos los elementos.

Las actividades pueden ser repartidas de manera racional, y entonces sería factible de esta forma construir 5 máquinas mensuales.

Tomando en cuenta los recursos empleados, para lograr una rentabilidad razonable, el precio de venta sugerido del equipo debería ser:

Costo de los materiales	S/. 1'026.575
Valor de la manq de obra	S/. 250.000
Utilidad u uso de herramienta	S/. 250.000

COSTO DE VENTA SUGERIDO: S/. 1'526.575.

Como referencia, este precio equivale a US\$840.00, calculados a 1.850 sucres/dolar al 1 de Marzo de 1.993.

5.2.2 ANÁLISIS TÉCNICO ECONÓMICO COMPARATIVO CON EQUIPOS SIMILARES

Con ayuda de los catálogos técnicos de las marcas que más se comercializan en el medio se comparan las especificaciones técnicas y precios.(*)

	PROTOTIPO	TOPAZ	TRIPLITE	FIRMESA	BEST	APC	EXIDE
* Tipo:	SPS	SPS	SPS	SPS	Interac	Interac	UPS
* Forma de onda	seno	seno	cuadr.	cuadr	seno	seno	seno
* Tecnología	PWM	PWM	Cuadr.	Cuadr	Cuadr	PWM	A.S.T
* Potencia:	500VA	400	500	400	460	400	500
* Voltaje salida:	117V	120	120	120	120	115	117
* Cos 0:	0.8	N/D	N/D	N/D	N/D	0.62	0.65
* Voltaje entrada:	95-135V	102-?	87-140	102-7	94-138	103-136	98-132
* Rendimiento:	71%	N/D	N/D	N/O	N/D	N/D	N/D
* Frecuencia entrada:	59-61Hz	N/D	N/D	N/D	N/D	N/D	57-63
* Conmutador	Estát	relé	rele	rele	rele	rele	rele
* Transferencia	1-2ms	<10ms	<4ms	<4ms	0	<4	0
* Regulación	+ 3%	+ 3.5%	5%	N/D	+3-12%	+5-10%	+3%-4%
* Sobrecarga:	150%	xi?	N/D	N/D	N/D	N/D	300%
* Tipo de baterías:	selladas	sell	sell	auto	sell	sell	sell
* Tiempo autonomía:	9-21 min	9-25	6-8	(1) 6-8h	5-15	5-15	10-25
* Tiempo de recarga:	4h 80%	8h	N/D	N/D	N/D	N/D	7h
* País	Ecuador	E.U.A.	E.U.A	Ecuador	E.U.A	E.U.A	E.U.A.
* Precio US\$	840	900	350	500	650	500	750

(*) Fuente: catálogos proporcionados por CELCO. CIA. LTA.

(1) El proveedor local ofrece 6 a 8 horas con baterías automotrices, no adecuadas para ambientes de trabajo de personas.

Tomando en cuenta las diferencias tecnológicas entre los fabricantes extranjeros mencionados y el método y recursos empleados para la fabricación del presente prototipo, se puede concluir, que las especificaciones obtenidas son muy superiores a las del fabricante local. En algunos casos son similares y superiores a los extranjeros.

Es de notar que casi todos los equipos se comercializan en nuestro mercado no indicar en sus catálogos técnicos ciertas especificaciones importantes. Estas son: factor de potencia de salida, rango de aceptación de frecuencia, límite de voltaje

superior de desconexión, tiempo de recarga y capacidad de sobrecarga y forma de onda del inversor.

Entre las ventajas del prototipo se pueden resaltar:

- * Conmutador estático
- * Tiempo de transferencia
- * Onda senoidal
- * Regulación de $\pm 3\%$.

5.2.3 MERCADO LOCAL DE EQUIPOS DE ALIMENTACIÓN ININTERRUMPIDA

En el mercado ecuatoriano no existen normas eléctricas para las especificaciones de equipos de protección eléctrica, por tanto los usuarios se encuentran en las manos de la buena o mala fe de los proveedores. Se nota claramente los catálogos de los equipos de protección, con mucha información publicitaria y con mínima información técnica, aparentemente tratando de ocultar ciertas deficiencias en las especificaciones.

En Ecuador, las marcas de sistemas ininterrumpibles, que más se comercializan, la tecnología que usan son y la procedencia son:

Exide Electronics	On-line Alta frecuencia	EUA
Emerson	On-line doble conversión	EUA
Trip Lite	Off-line onda cuadrada	EUA
Topaz	Off-line onda senoidal	EUA
Sola	Off-line ferro, interactivo	EUA
Best	Off-line ferro	EUA
American Power	Off-line interactivo	EUA
Computer Power	On-line doble conversión	EUA
Data Save - Firmesa	Off-line onda cuadrada	ECUADOR
Deltec	Off-line interactivo	EUA
UP-Sonic	Off-line onda cuadrada	Taiwan

Se sabe que el principal uso se les da a los sistemas UPS son en la protección de equipos de computación.

Tomando en cuenta únicamente los sistemas computacionales pequeños, esto es: sistemas personales y redes de micro-computadores; se puede hacer un análisis aproximado del mercado de equipos UPS.

En el Ecuador, si bien no se tiene al alcance datos estadísticos confiables; según el catálogo técnico 1.992 de las ferias de computación COMPU, evento que tiene lugar cada año, y los directorios telefónicos de las principales ciudades; se sabe que existe un número superior a las 100 empresas, cuya actividad es la venta de computadores. Tomando valores conservadores se puede concluir que cada una vende al rededor de 25 sistemas personales de computación mensuales.

En promedio, cada sistema de computación personal fluctúa, en un costo de \$1.000 dólares americanos. Esto tiene como resultado, que: La venta anual promedio para el año de 1992 fué aproximadamente de \$30'000.000 de dólares, o 55.500 millones de sucres. Que representa el mercado potencial de equipos para protección eléctrica entre los que se encuentran los UPS.

Solo entre un 8% a 10% de los usuarios de computadores, realizan actividades consideradas realmente críticas y que justifican el uso de un sistema UPS. Por tanto el mercado nacional de sistemas de alimentación ininterrumpida está entre US\$ 2'400.000 y US\$3'000.000 cada año; es decir entre 4.440 a 5.550 millones de sucres.

Esto datos indican que la fabricación de un producto nacional con buenas especificaciones técnicas tiene perspectivas, de ventas anuales entre S/. 275'000.000 a S/. 550'000.000 (US\$150.000 a US\$300.000) al año, asumiendose una participación entre el 5% al 10% del mercado total.

CAPITULO 6

Conclusiones y Recomendaciones

6.1 CONCLUSIONES

Las actividades cotidianas del hombre se han vuelto cada vez más dependientes de las computadoras y procesos automáticos relacionados con sistemas de procesamiento de datos. Estos procesos y las máquinas no pueden ser más confiables de lo que es la energía eléctrica que los alimenta. Por lo tanto la protección de la alimentación energía eléctrica y los aparatos que la hacen posible se convierten en una necesidad cuando la pérdida de datos o atraso de los procesamientos tienen alto costo social o económico.

Los avances tecnológicos de los equipos de protección eléctrica tienen una marcada influencia con la evolución del mercado de sistemas de procesamiento electrónico de datos. Conforme la tecnología avanza, el consumo eléctrico de las nuevas computadoras es menor y por lo tanto el mercado de los equipos de protección de potencias menores a 5KVA crece muy rápidamente.

El objetivo del presente trabajo es el construir un sistema de alimentación ininterrumpida completo, capaz de trabajar en condiciones adversas en un ambiente totalmente real y que principalmente tenga una utilidad práctica, de uso continuo y de larga duración. Para esto fue necesario implementar los circuitos que permitan controlar todos los parámetros relacionados con las perturbaciones eléctricas más frecuentes.

El diseño, a demás de su simplicidad, es técnicamente realizable con elementos de fácil adquisición en el mercado. La construcción

de constituye una experiencia para proyectos similares futuros, en los que se debe tomar los correctivos a las limitaciones encontradas, mejorar las especificaciones logradas y aumentar la capacidad de potencia y rendimiento.

El circuito no tiene aislamiento galvánico entre la red y la salida, ya que esto implicaría un transformador más grande y costoso incrementando el tamaño y peso del equipo. Por lo tanto, para eliminar los ruidos de red de modo común y diferencial, se utiliza a la salida un filtro contra interferencias electromagnéticas.

El sistema opera entregando normalmente energía desde la red a la carga a través de un conmutador estático de transferencia. El inversor transitorizado de onda senoidal PWM opera solamente cuando la red falla.

El circuito de control permanece activado y el de potencia desactivado para disminuir el tiempo de arranque del inversor y disminuir el consumo. Se busca un circuito de arranque rápido del inversor para evitar las perturbaciones a la carga durante la transferencia a baterías.

Un circuito detector de red correcta se encarga de realizar las transferencias entre los modos de operación del sistema, en un tiempo corto, utilizando un conmutador estático de alta velocidad.

El equipo de topología fuera de línea, entrega onda senoidal sincronizada y regulada de buena calidad a la carga con autonomía de hasta 9 minutos.

Dispone de circuitos de monitoreo, que compara punto a punto, una referencia generada internamente con la onda de la red. Esto le permiten detectar problemas de la red en el mismo instante en que se producen, disminuyendo el tiempo de transferencia .

De los resultados experimentales se puede asegurar que en general las especificaciones del prototipo están dentro de las expectativas

inicialmente planteadas y puede ser usado para los fines para los que fue construido.

La configuración del inversor con toma media en el transformador muy utilizada para producir salida de onda cuadrada o de pulso único. Sin embargo para el presente caso con control PWM; de las pruebas con cargas inductivas se nota que el inversor construido tiene limitaciones en el control de voltaje y la forma de onda de salida. Esto se debe a que la configuración ideal del inversor y el tipo de conmutación alternada de los transistores de potencia, debería permitir un control PWM en tres niveles. Pero al desconectar el un transistor con carga inductiva, el voltaje en el bobinado de este transistor no es cero, sino que se produce un pico de polaridad inversa por la circulación de la corriente inductiva por el diodo del transistor de potencia opuesto. Esto crea problemas al control y se nota en la mala regulación y mayor distorsión con cargas inductivas. El problema fue resuelto disminuyendo la impedancia del filtro de salida, aumentando el valor del condensador, de tal manera que el inversor vea menor influencia inductiva desde la carga. Esto en cambio influye negativamente en el rendimiento ya que aumenta la corriente de disipación de onda fundamental en el filtro.

Pese a ser conmutado a alta frecuencia, la regulación dinámica del inversor es mala, esto es debido al propio control de protección de sobrecorriente que actúa desconectando los transistores de potencia lo que si bien los protege, crea un transitorio a la salida que puede ser perjudicial para la carga. Se hace notar que la condición de sobre carga es una operación anormal, por lo que esta especificación no presenta riesgo si el equipo es operado con carga nominal.

La estabilidad de frecuencia del inversor es bastante buena, pese a no utilizar un oscilador muy exacto como por ejemplo de cristal.

El rendimiento obtenido del inversor es menor al esperado, pero esto se puede mejorar realizando ciertos correctivos en el diseño del snubber y el transformador.

Las pruebas de transferencia dan buenos resultado, notándose una mínima perturbación durante la operación, sin que se produzca la potencia de salida a la carga.

Tomando en cuenta el consumo de los computadores personales (sistemas 286 o 386), se concluye que el equipo soporta sin problemas 2 estaciones de trabajo de 200W cada una con CPU, monitor e impresora. Dispone de 6 tomacorrientes para hacerlo. Fue probado el funcionamiento con esta carga y brinda autonomía de 9 minutos a los 2 equipos y 20 minutos a uno solo.

Existen muy buenas perspectivas en el mercado, y con las especificaciones logradas y protecciones implementadas, puede competir sin problemas con otros equipos similares.

6.2 RECOMENDACIONES

Se puede mejorar el desempeño del inversor con carga inductiva, cambiando el control PWM del inversor haciéndolo a 2 niveles de tal manera de conmutar los transistores no de manera alternada sino complementaria. (los dos conmutan en el mismo semiciclo)

Para mejorar el rendimiento se pueden realizar varios cambios como: Bajar la frecuencia de conmutación para disminuir las pérdidas que son proporcionales a la frecuencia.

Usar el snubber a mayor nivel de voltaje para disminuir la disipación en la resistencia. Para esto será necesario conocer si los transistores pueden aceptar mayores voltajes de bloqueo reverso.

Aumentar el calibre del cable de secundario del transformador cuyo diseño se realizo con alambre de menor calibre considerando que el trabajo del inversor no es continuo.

Es posible disminuir el tamaño del mueble optimizando la ubicación física de los elementos.

La potencia de salida puede ser incrementada con muy pocos cambios, hasta obtener un equipo de 1000VA. Para esto se recomienda:

- Adicionar 1 transistor en paralelo a cada uno de los existentes.
- Diseñar un transformador de mayor capacidad
- Utilizar un banco de baterías de mayor capacidad.

Con esto se conseguiría una mejor rentabilidad en el precio ofreciendo respaldo hasta a cuatro computadores personales.

Se puede incorporar un regulador de voltaje AC de buena calidad dentro del mueble o compartiendo un solo transformador con el inversor. Consiguiendo un equipo de protección para todo tipo de perturbaciones.

Se puede implementar todas las opciones de que dispone el equipo en un circuito de control microprocesado, con lo que se tendrá menor tamaño más confiable y la posibilidad de establecer comunicaciones con los computadores.

Los sistemas UPS en-línea, si bien tienen de manera inherente la protección contra todo tipo de perturbaciones, en cambio para equipos de bajas potencias como el presente, implica la construcción de un rectificador de operación permanente que pueda suministrar alta capacidad de corriente lo que disminuye mucho la eficiencia. Esta es la limitación para la fabricación de equipos en línea de baja capacidad y bajo voltaje de baterías prefiriéndose la configuración fuera de línea. Para solucionar este inconveniente se recomienda la configuración de triple conversión a alta frecuencia. Este sistema trabaja elevando el voltaje de las baterías lo que disminuye la corriente DC y por tanto mejora la eficiencia.

El presente trabajo constituye una gran experiencia que puede ser aprovechada probando nuevas configuraciones, utilizando los nuevos elementos semiconductores de conmutación como son los IGBT de compuerta aislada, de más altas velocidades y potencias. Una configuración interesante constituye el UPS AST de triple conversión de configuración mostrada en la figura (1.4)

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

1. National Bureau Of Standars Of The Federal Property And Administrative Service ACT USA; "Guideline On Electrical Power Fof ADP Instalations", Federal Information Processing Standar Publication 94, SEP 1.983
2. MARTINEZ GARCIA Salvador, "Alimentación de Equipos Informáticos y Otras Cargas Críticas", McGraw Hill/Interamericana de España S.A. 1992
3. COUDAL Edgar "Power Protection: Power Line Protection When, Why, and What Kind?", Engineer's Digest. Technical Consultant; May 1988.
4. MALITA Mark R., "Ferroresonant Devices Protect Computer System", Computer Power INC. Computer Technology Revier, Spring 1986
5. DAUGHTRY Vicki and KELLER David: "New Ferro Power Conditioners Deliver Computer Grade Power, Topaz INC. Computer Technology Review, Sumner 1986
6. "ISOREG Computer Power Modules"; Frequency Technology, INC. Catálogo general de productos, 1988
7. NOIVETCH Kenneth; "UPS Protect Computer from Utility Power"; Computer Technology Review pag. 198-200; Nova Electric Manufacturing Co.; Spring 1986.
8. MOMPIN José y Varios autores; "Electrónica y Automática Industriales I"; Serie Mundo Electrónico: Marcombo Editores 1980
9. BOWYER Richard N. "Rotary and Static UPS Both Convert DC to AC but Total Costs Vary"; Computer Power Products Corp. pag 217-223; Computer Technology Review; Winter 1985.

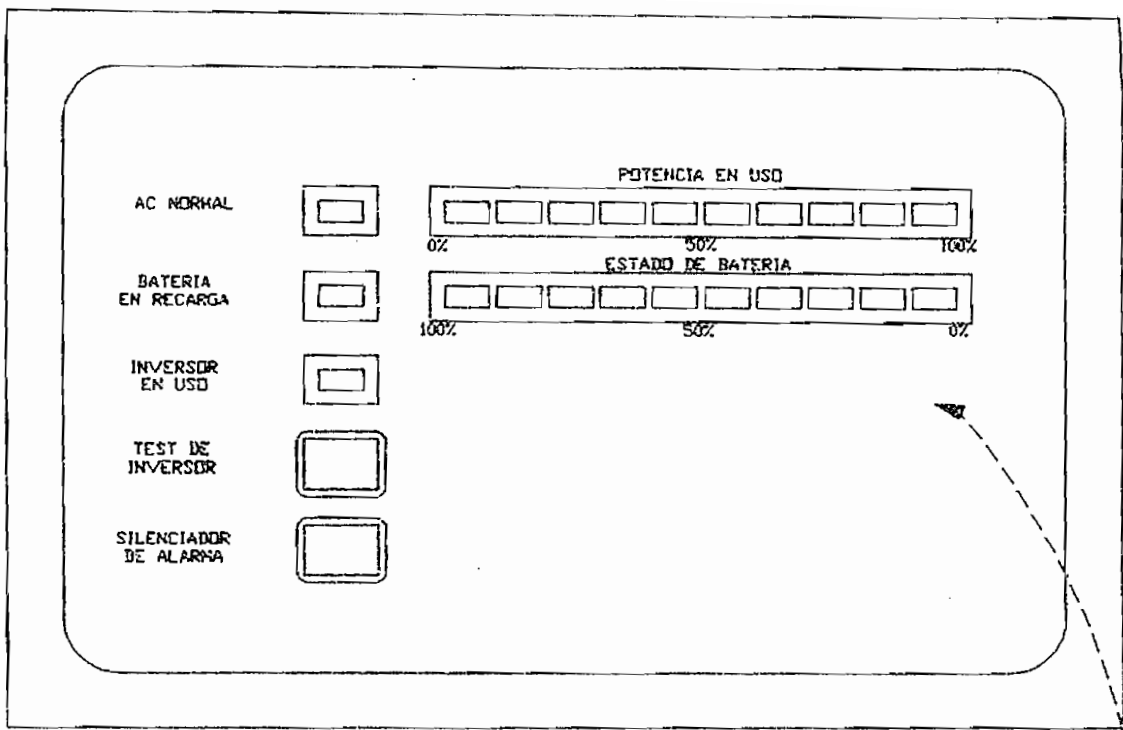
10. MCGOVERN Patrick M.; "Rotary UPS Systems have Dual Bypass mode for Grater Protection"; Power System and Controls INC. pag. 227-231; Computer Technology Review; Fall 1985.
11. ELGAR Corp.; "Uninterruptible Power System"; Elgar Customer Service Department pag 4-6; Elgar UPS Training Manual 1981.
12. RADDI William J; "UPS Technology Road Map to Success"; Chief Technology Officer; Exide Electronics; Atlanta Georgia; Octubre 1.992
13. NOLAND David W.; "Careful Planning can avoid Hidden Costs of Chosing the Right UPS"; Elgar CORP. pag 202-212; Computer Technology Review; Spring 1986.
14. EXIDE Electronics; "UPS Topologies. Power Architecture "; Review of UPS Technology and Topologies; Exide Electronics Corp. 1986
15. ISOREG Corp. "All UPS are not Created Equal"; Catalogo IsoREG 1987
16. RADDI William J. & JOHNSON Robert W.; "A Utility Interactive PWM Sine-Wave Inverter Configured as a high Efficiency UPS"; Review of UPS Technology and Topologies pag 42-46; Exide Electronics Corp. 1986
17. PINES Avi; "Dirty Utility Power Makes UPS Advisable For any Size System"; Savin Electronics INC. pag 217-225; Computer Technology Review; Fall 1985.
18. WATERMAN John J.; "Uninterumptible Systems Requirements, a Comparitve Analysis", Elgar Corparation; Febrero 26 1975.
19. EXIDE Electronics; "New gerenation of AST UPS". Exide Electronics Co. 1991
20. VARIOS Autores; "Electrónica Industrial.Técnicas de Potencia"

21. SHTTUCK D.P.; HARDEN J.D.; MC MURRAY W.; MORGAN R.E.;TURNBULL L F.G.;"Principles of Inveter Circuits"; Advanced Technology Laboratory; John Wiley & Sons INC.; 1964
22. BIRD R.B., KINGAN K.G.; "Introduction to Power Electronics"; John Wiley & Sons 1983
23. YUASA; "NP Series Maintenance free Rechargeable Batteries for UPS applications"; Application Manual; Yuasa Battery Co. Ltd; Japan. 1989
24. MILLMAN - HALKIAS; "Integrated Electronics"; McGraw-Hill International Book Company. 1972
25. BELOVE C.; "Enciclopedia de la Electrónica"; Ingeniería y Técnica Vol 3; pag 739-753; Océano Centrum. 1991
26. BELOVE C.; "Enciclopedia de la Electrónica"; Ingeniería y Técnica Vol 4; pag 1065-1072; Océano Centrum. 1991
27. OGATA Katsuhiko; "Ingeniería de Control Moderna I Parte"; University of Minnessota 1974.
28. SMITH Marvin; "Transistors Diodes"; Electronic Data Library Semiconductors; General Electric Company 1984.
29. YOSHIDA Y.-MOHRI K. "PWM Inverter Using High-Gain Pulse-Trggered Power Transistor and a New PWM Control Metod; IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. IE-333 No 2 May 1986.
30. POWEREX; "Semiconductor Data Book Volumen 1"; Powerex Incorporated; Octubre 1987.
31. Crnl. MCLYMAN Wm. T.; "Transformer and Inductor Desing Handbook"; Marcel Dekker, INC. 1978
32. "Newark Electronics"; Catalogue Number 111. International Edition; Premier Industrial Corporation; 1990

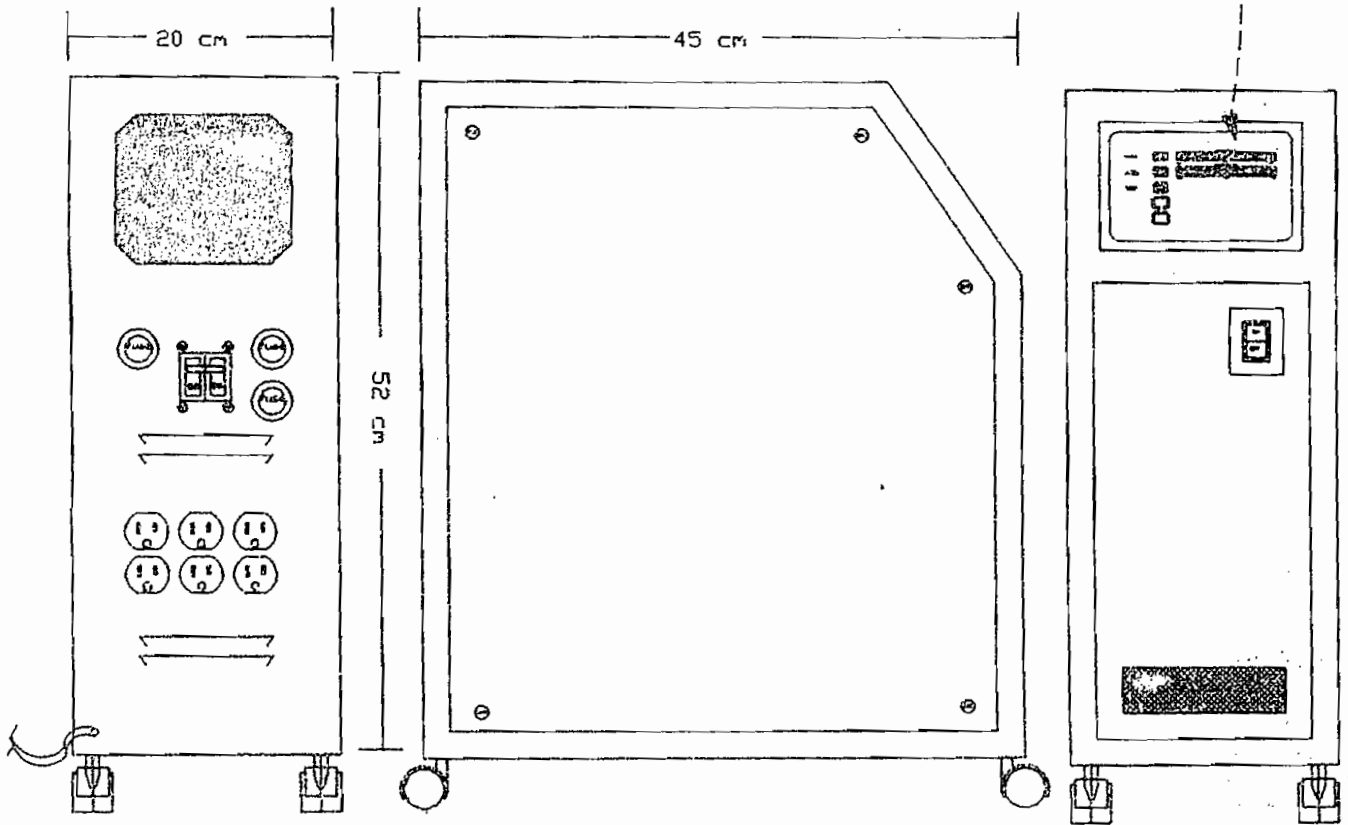
33. MOELLER-WERR; "Máquinas de Corriente Alterna (Incluso Transformadores)". Electrotécnica General y Aplicada. Primera Parte. Editorial Labor, S.A. España 1961.
34. RCA; "Integrated Circuits for Linear Applications Data Book"; RCA Solid State; Hamilton Avnet Electronics 1983
35. KAIFMAN Hilton y SEIDMAN Artur H.; "Manual para Ingenieros y Técnicos en Electrónica"; Mc Graw-Hill. 1982.
36. RCA; "CMOS Integrated Circuits Data Book"; RCA Solid State; 1983
37. BELOVE C.; "Enciclopedia de la Electrónica". Ingeniería y Técnica Vol 3; Océano Centrum. 1991
38. LILEN Henry; "Tiristores y Triacs"; Marcombo Boixareu Editores; 1986.
39. NTE Electronics Inc; "NTE Keeps You up and Running"; Technical Guide & Cross Reference; 1990-1991
40. MOTOROLA; "Semiconductor Master Selection Guide"; Motorola; 1989
41. CORCOM Co; "Corcom RFI Power Line Filter"; Corcom Catalog 871G; 1987
42. GENERAL ELECTRIC; "Transient Voltage Suppression Electronic Data Library"; General Electric Semiconductor; 1983
43. GENERAL ELECTRIC; GE-MOV Metal Oxide Varistors; General Electric Transient Voltage Suppression Devices - Selector Guide; 1985
44. HARST BUSINESS; IC Master 1,2 y 3; Integrated Circuits; Guides, Index and Directories; Harst Business Communications INC; 1992
45. CULTER Phil; "Sintesis de Circuitos con Semiconductores"; Mc Graw Hill 1982.

46. FAIRCHILD Electronics ; "Linear Data Book Fairchild"; Hamilton Avnet Electronics 1987
47. GENERAL ELECTRIC, "Analog ICs and Discrete Devices"; Data Book; GE Solid State; High Reliability Products. 1989
48. GENERAL ELECTRIC; "Intersil Component", Data Catalog; Hamilton Avnet E. 1987
49. SIEMENS; "Preis and Logurliste"; Schverpunkftypen Siemens Bauteile Service; Siemens 1989.
50. NATIONAL SEMICONDUCTOR; "Logic Data Book Vol 1"; Hamilton Avnet Electronics 1988
51. SPRAGUE ELECT., "Sprague Integrated Circuits Data Book"; Sprague Elect. Co. 1984
52. WEBSTER SESSIONS Kendal, "Master hand Book of Practical Electronics Circuits"; Tab Books Inc. 1988.
53. "The Giant Book of Electronics Projects"; By the editors of 73 Magazine 1984.
54. RADIO SHACK; "America's Technology Store"; Catalog 1991
55. DIGI-KEY Corporation; Catalog No. 894 julio-agosto 1989.
56. PCIM. "Power Conversion Intelligent Motion"; For power motion & linear electronics engineers. Octubre 1988; Noviembre 1988; Junio 1989.
57. BOIXAREU EDITORS; "Filtrado de convertidores estáticos de cc y ca"; Mundo Electrónico No. 131; Boixareu Editores; 1985

APENDICE A



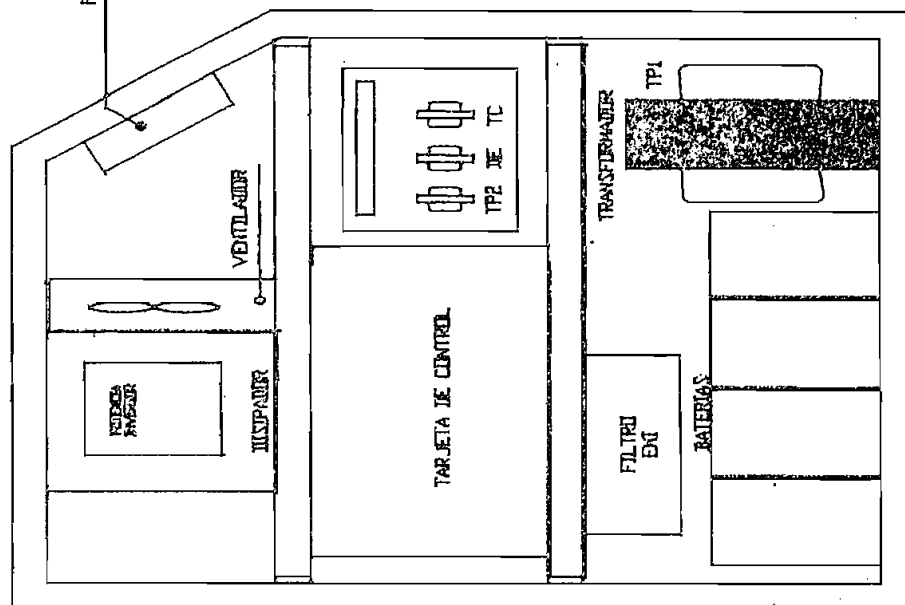
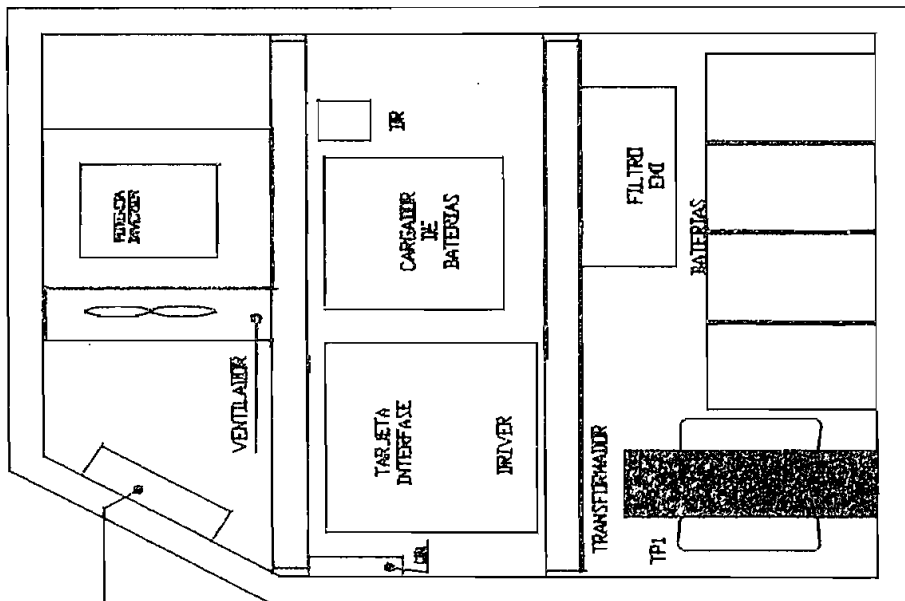
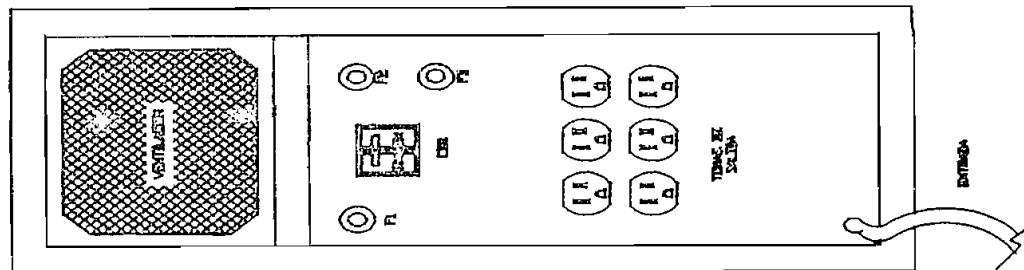
PANEL FRONTAL



VISTA POSTERIOR

VISTA LATERAL

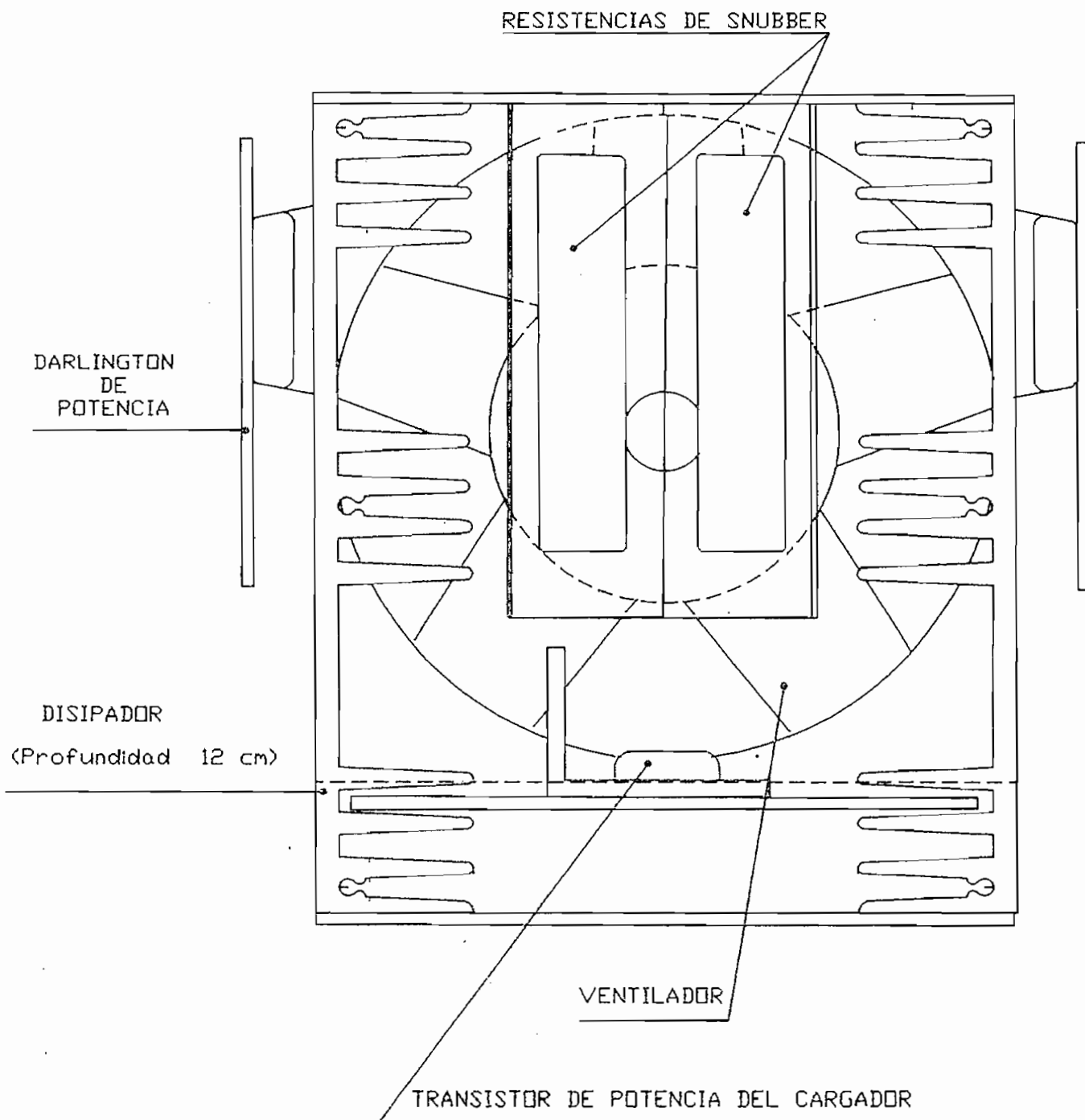
VISTA FRONTAL

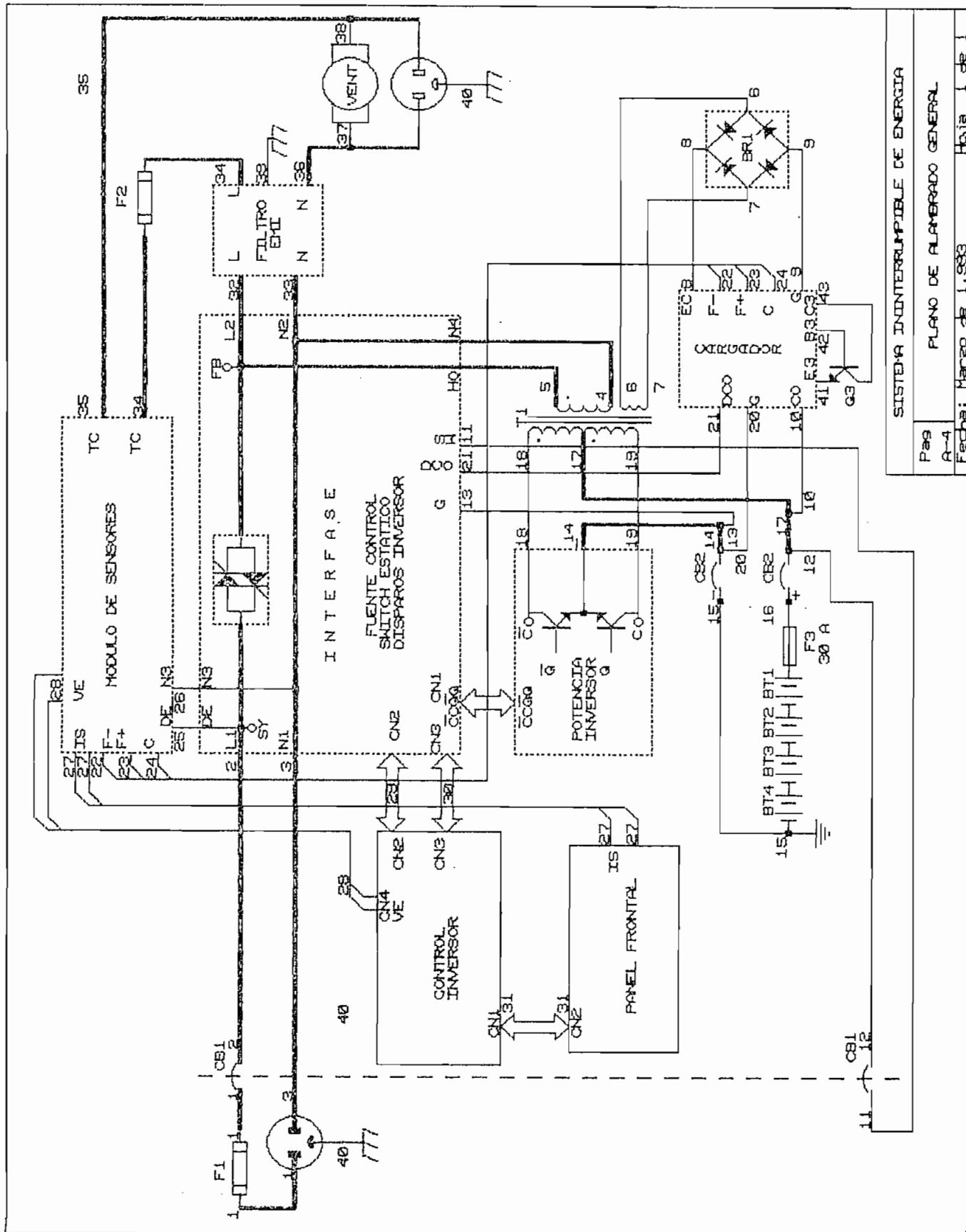


FRONTAL

MODULO DE POTENCIA DEL INVERSOR

A escala natural.



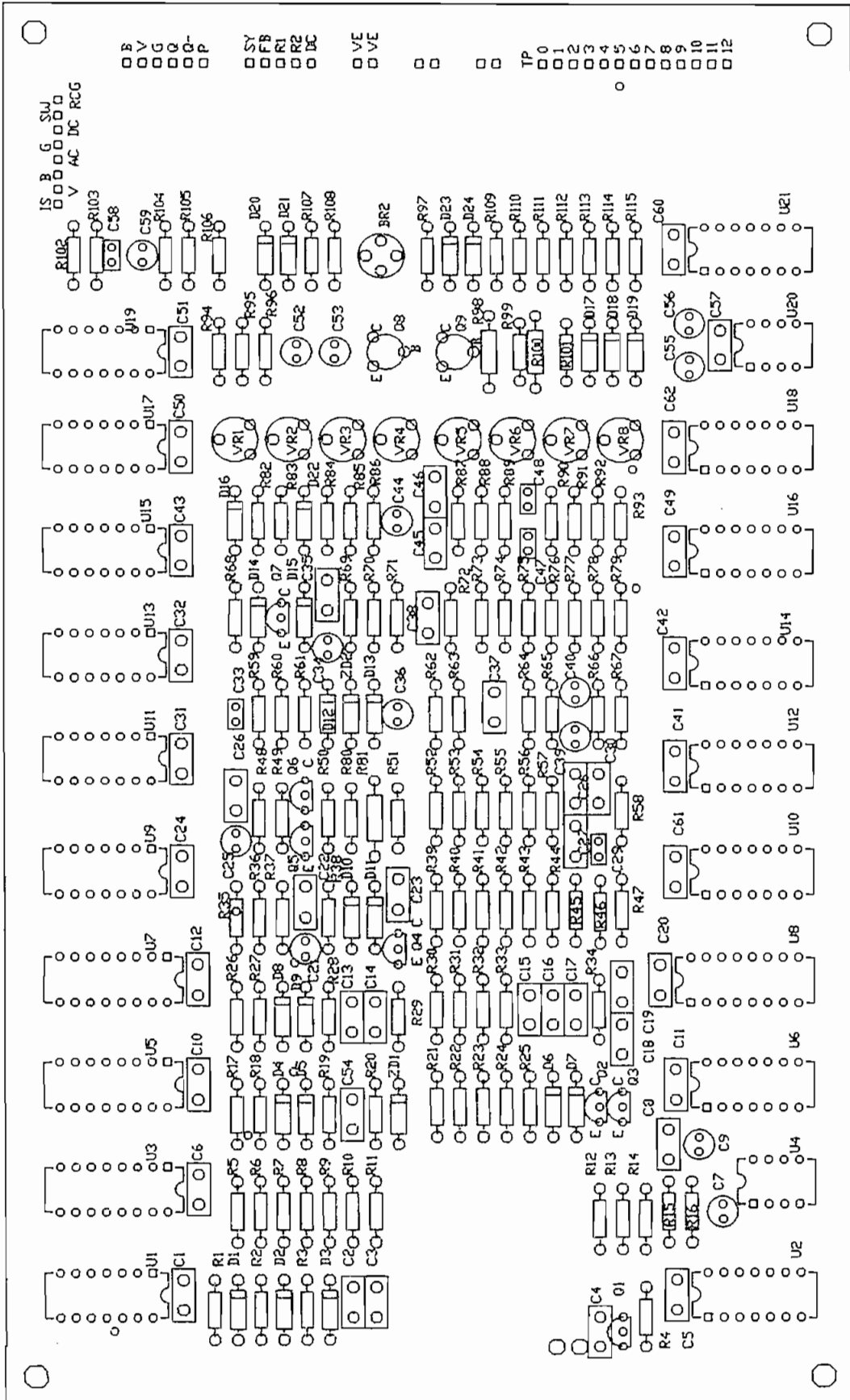


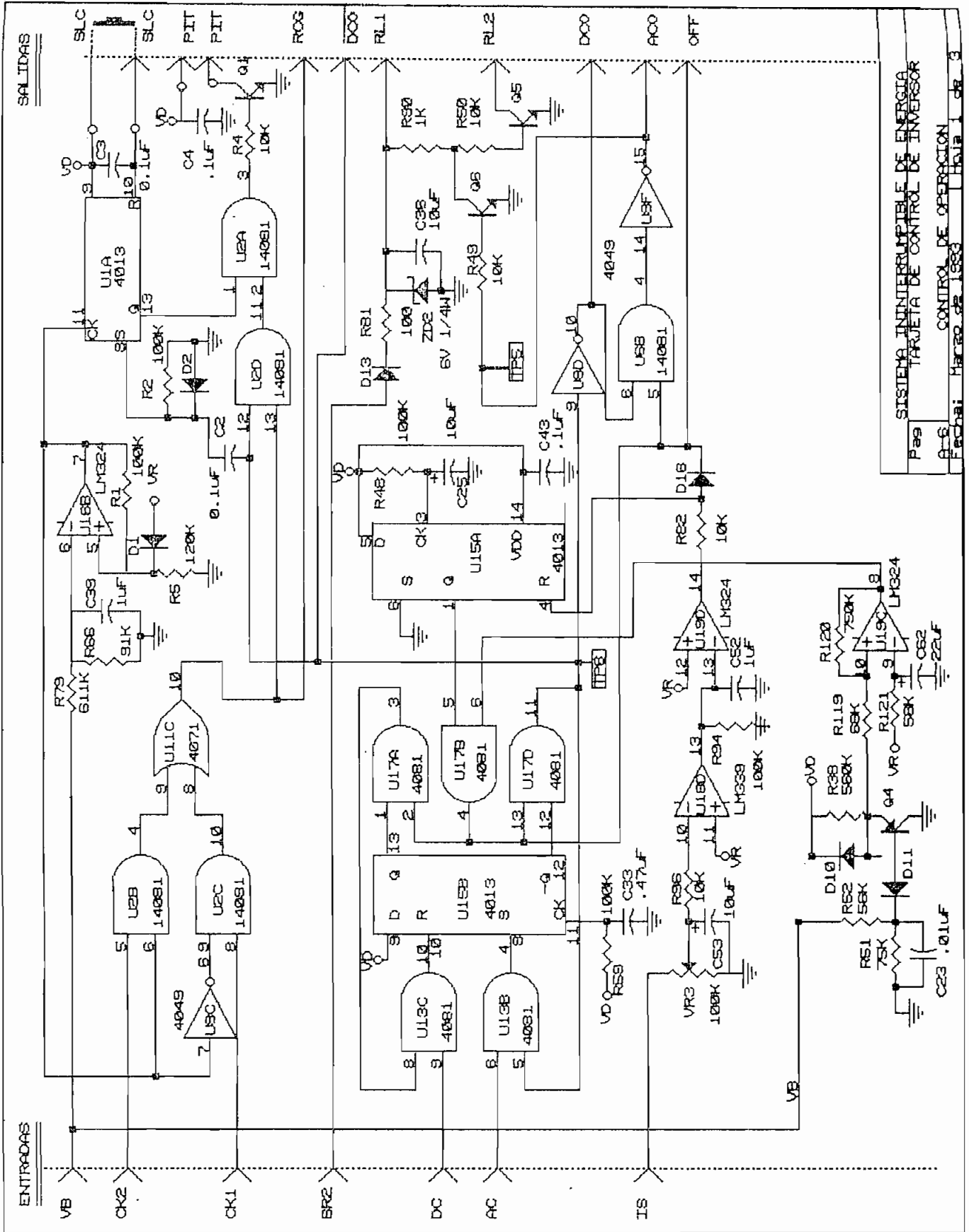
SISTEMA ININTERRUMPIBLE DE ENERGIA

País: A-4

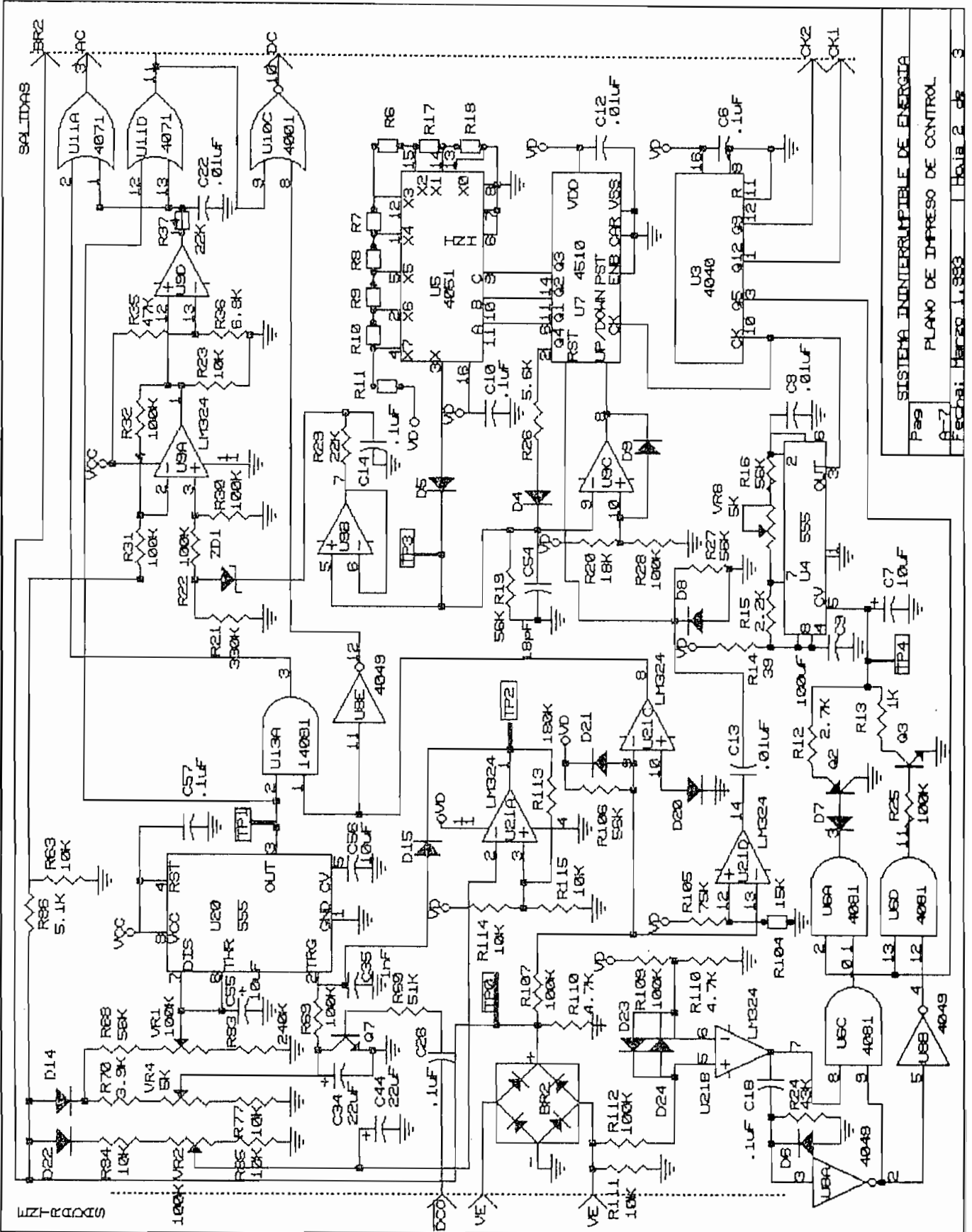
Fecha: Marzo de 1983

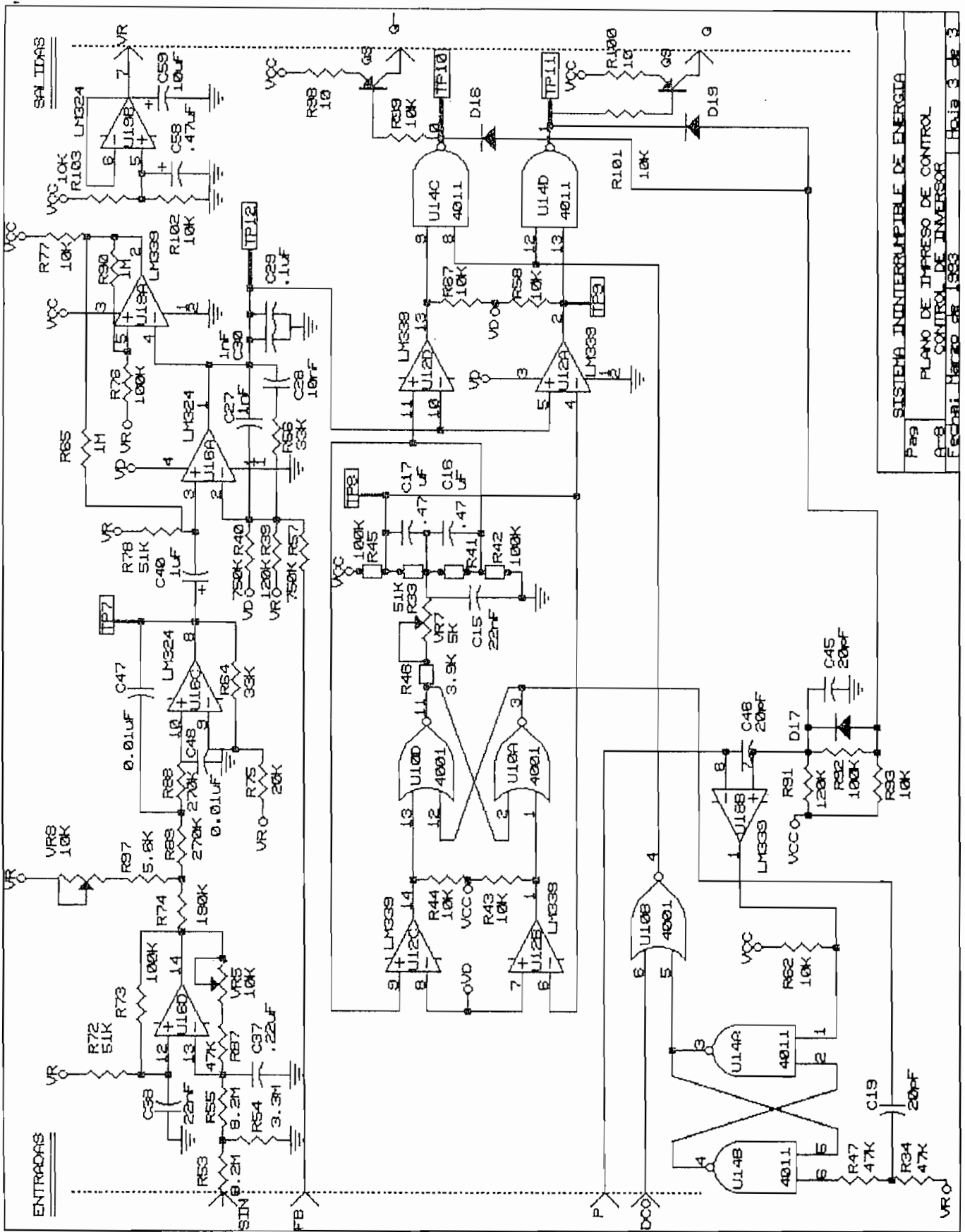
Hoja: 1 de 1



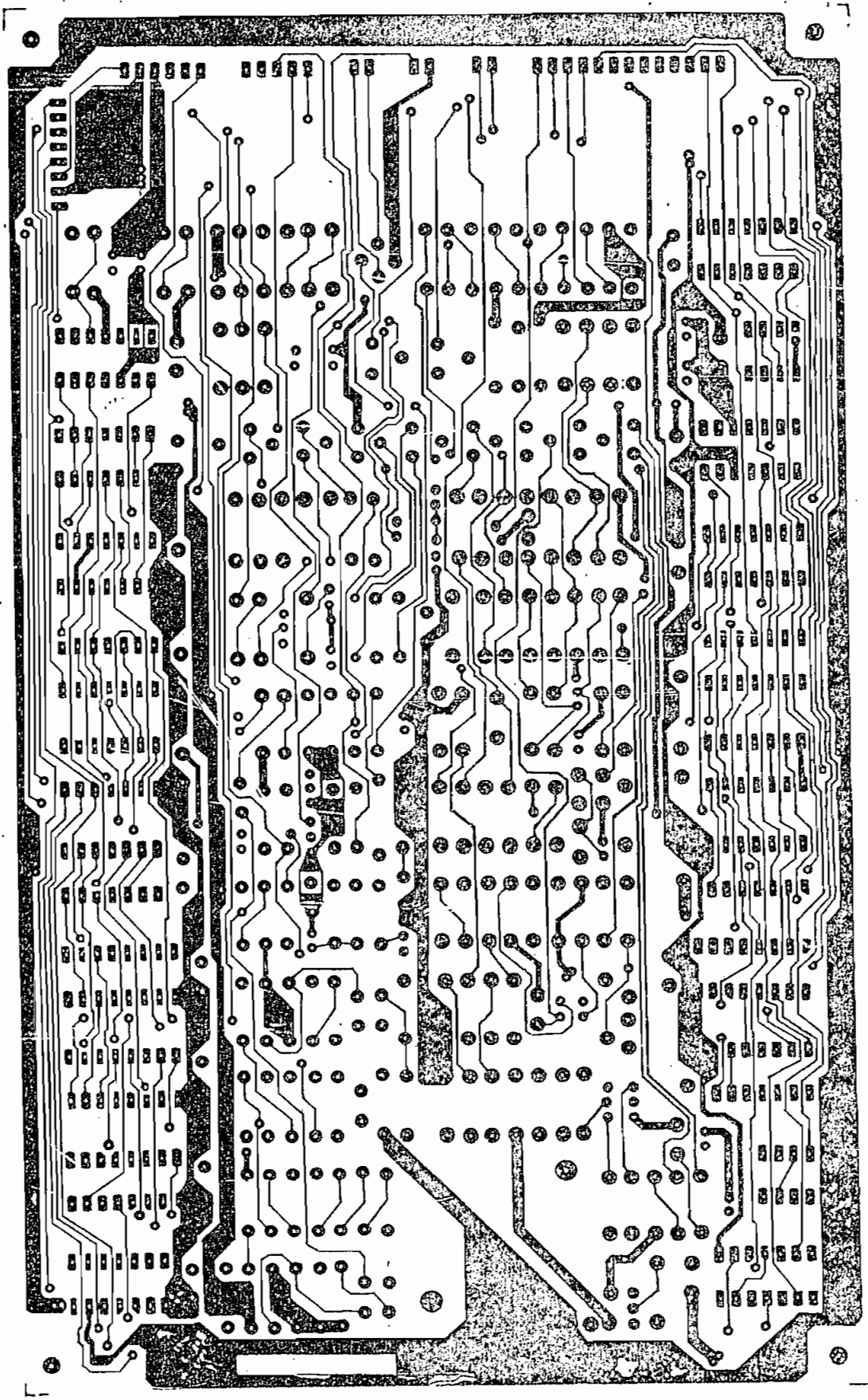


SISTEMA ININTERRUMPTIBLE DE ENERGIA
 TARJETA DE CONTROL DE INVERSOR
 Pag 1-6
 Fecha: Marzo de 1993 Hoja 1 de 3

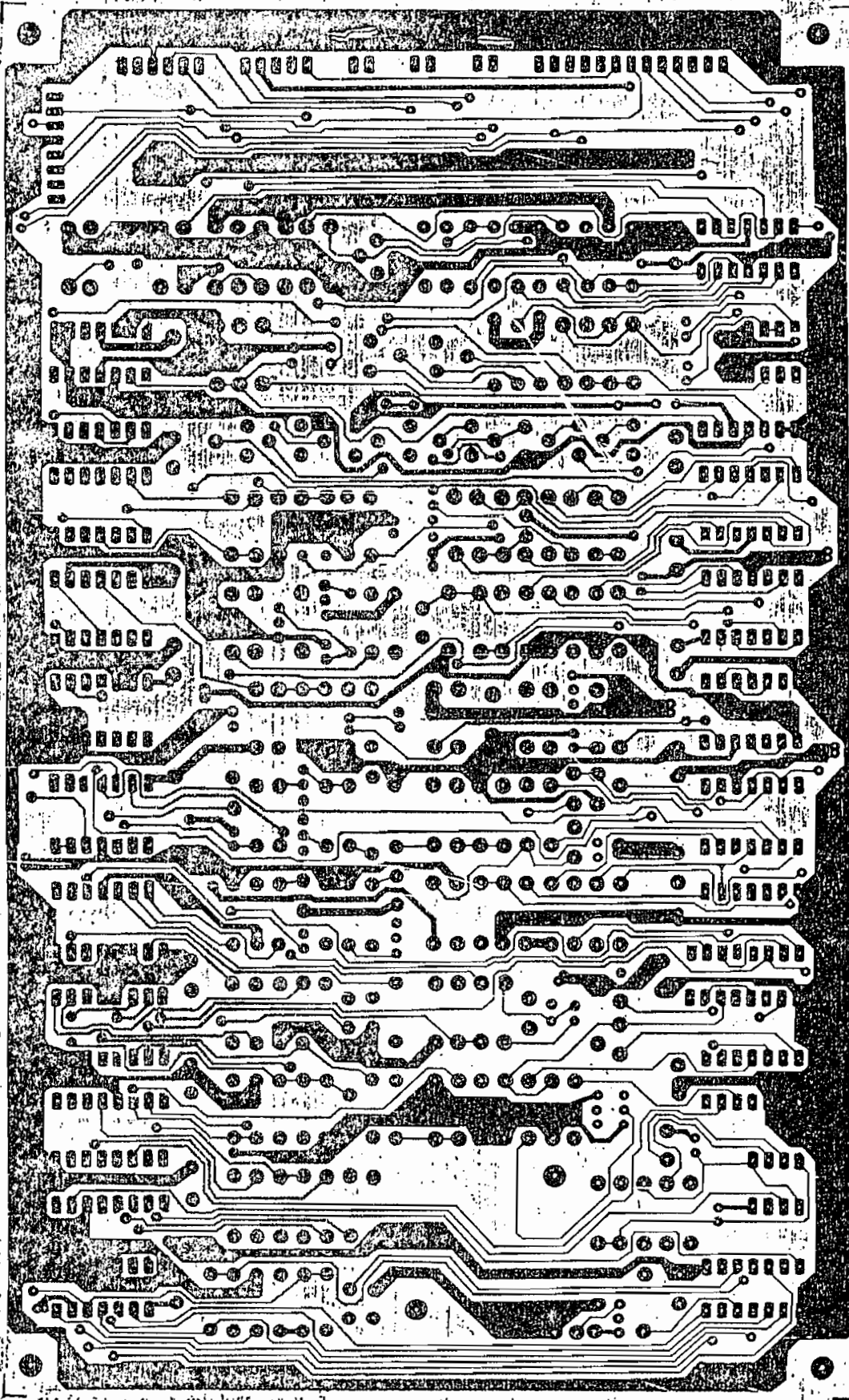


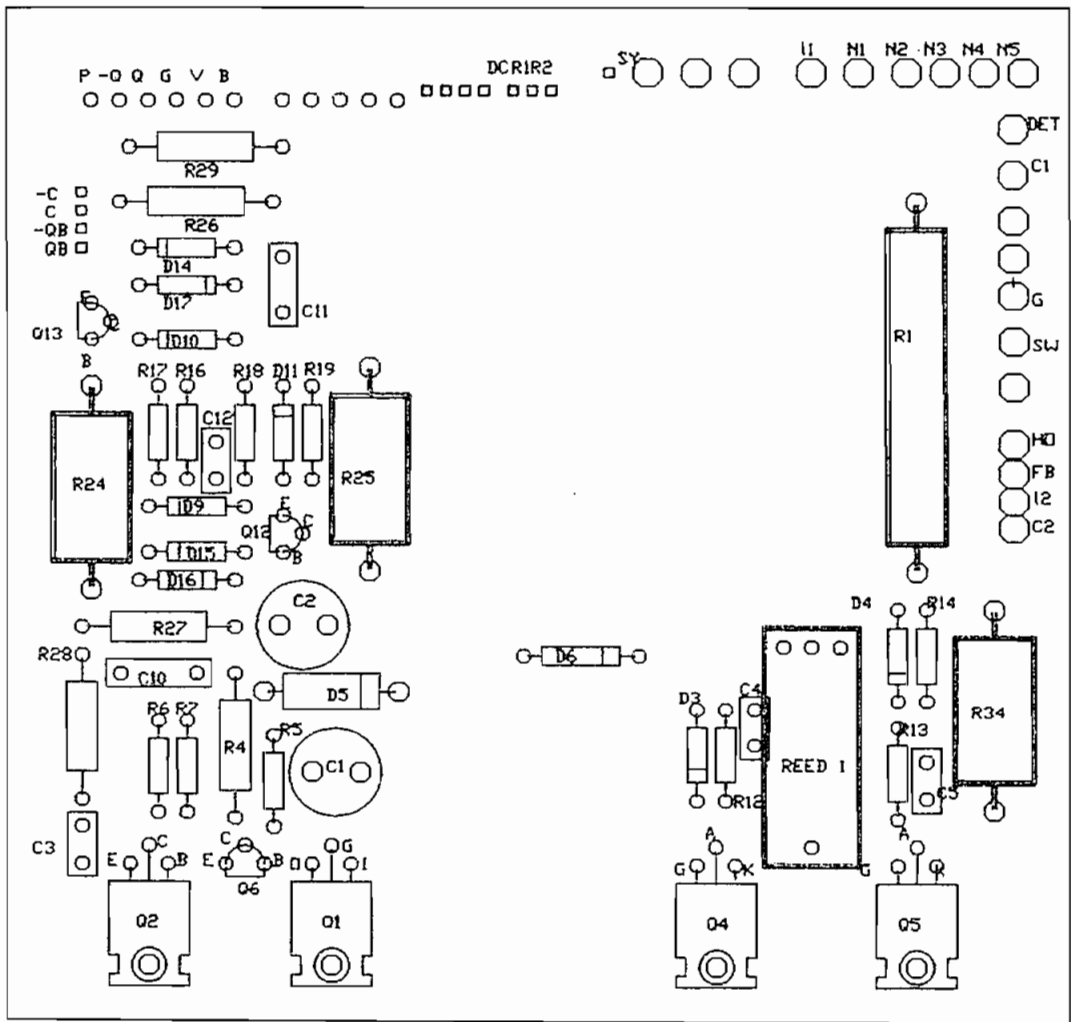


Circuito impreso de Control lado de los componentes.

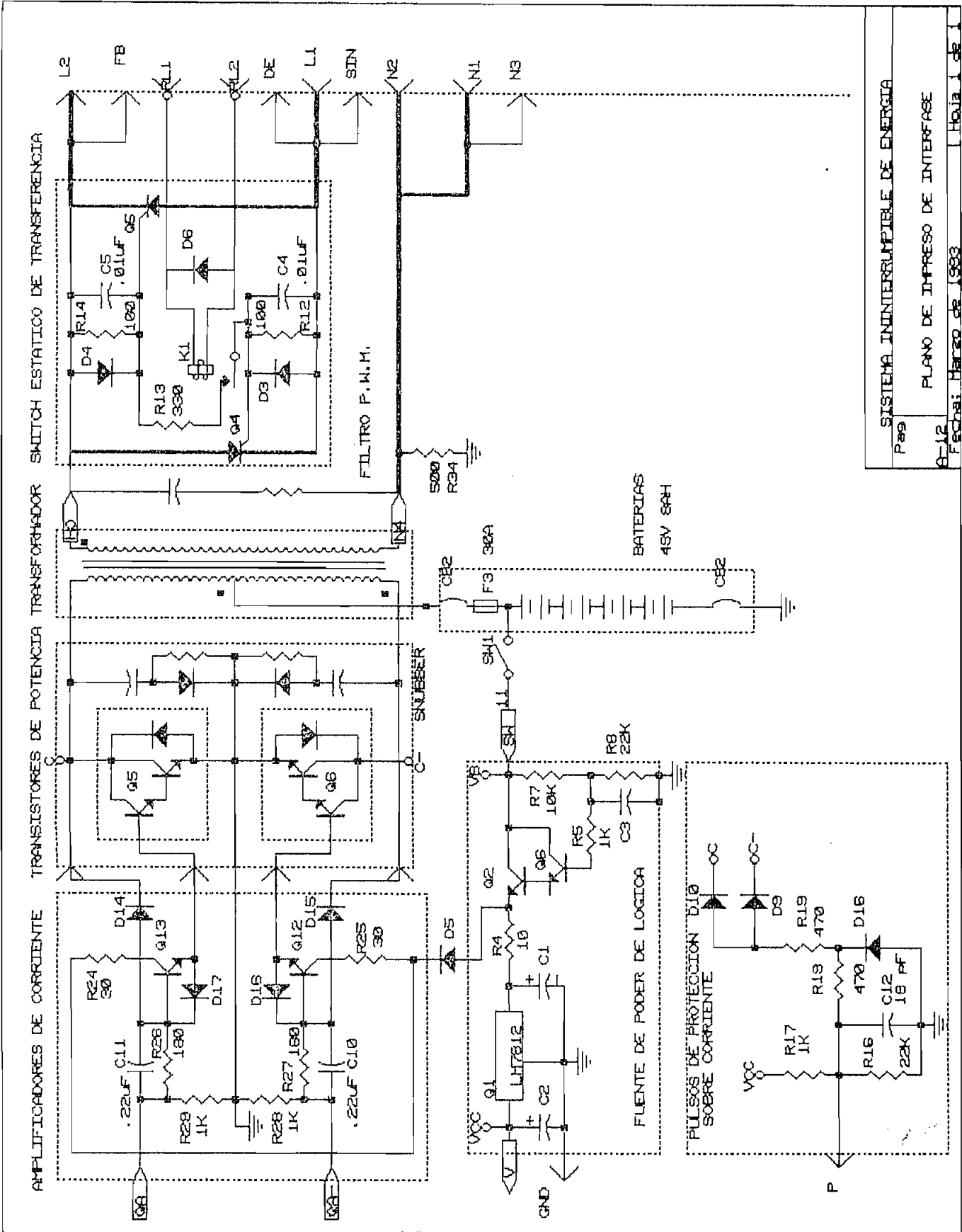


Circuito impreso de Controlado de las soldaduras

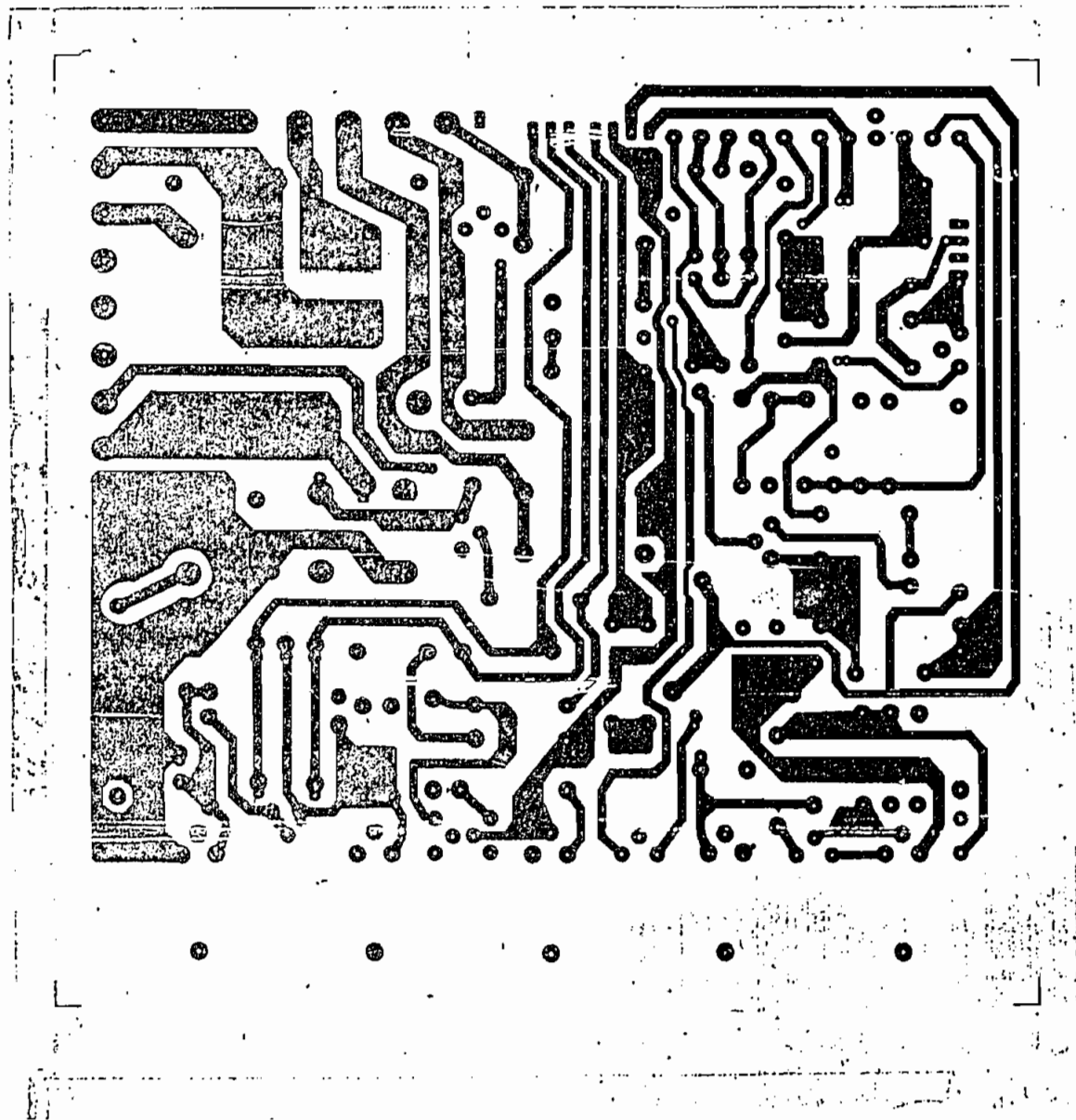




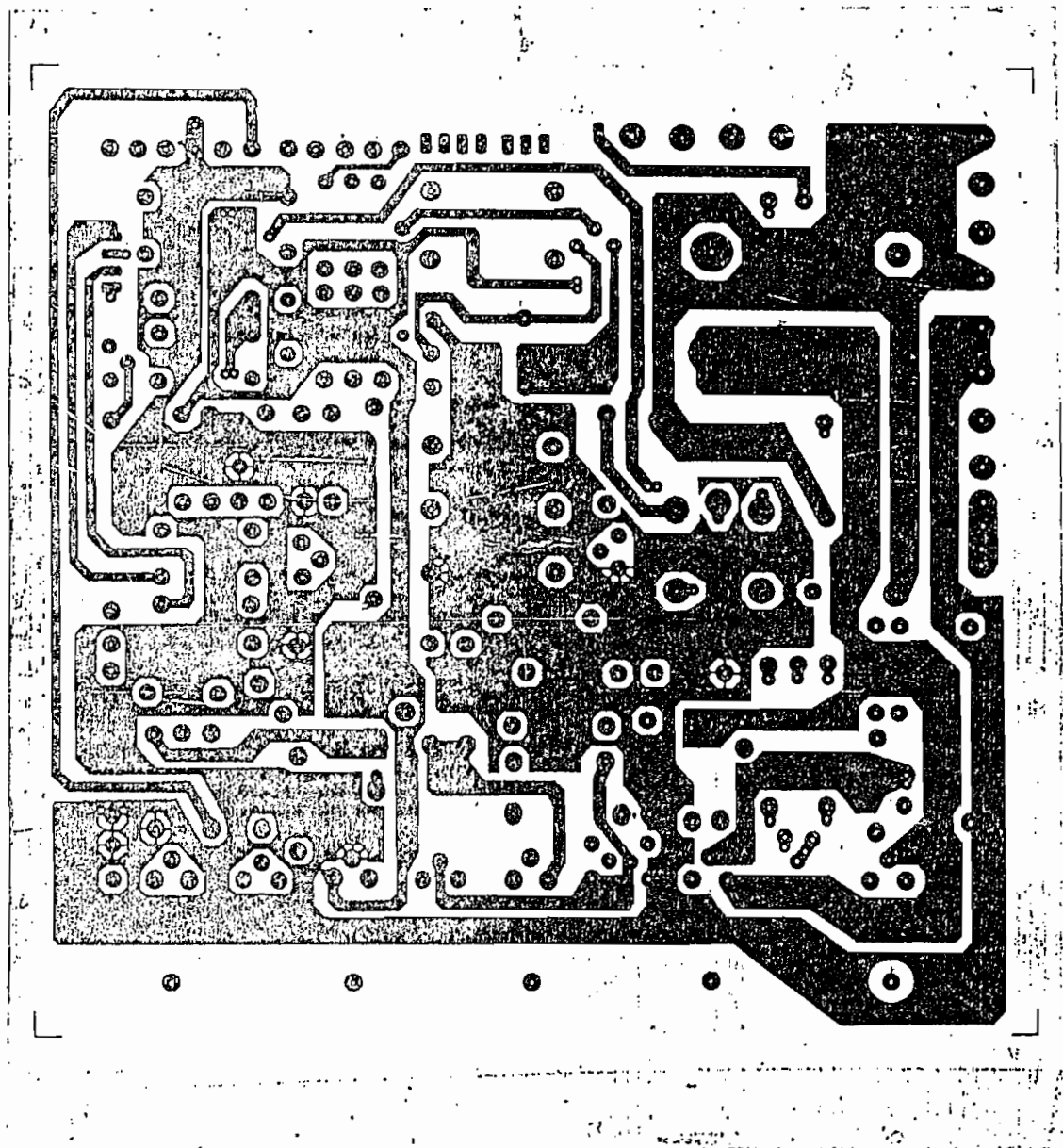
Disposición Física de los elementos del Impreso Interfase

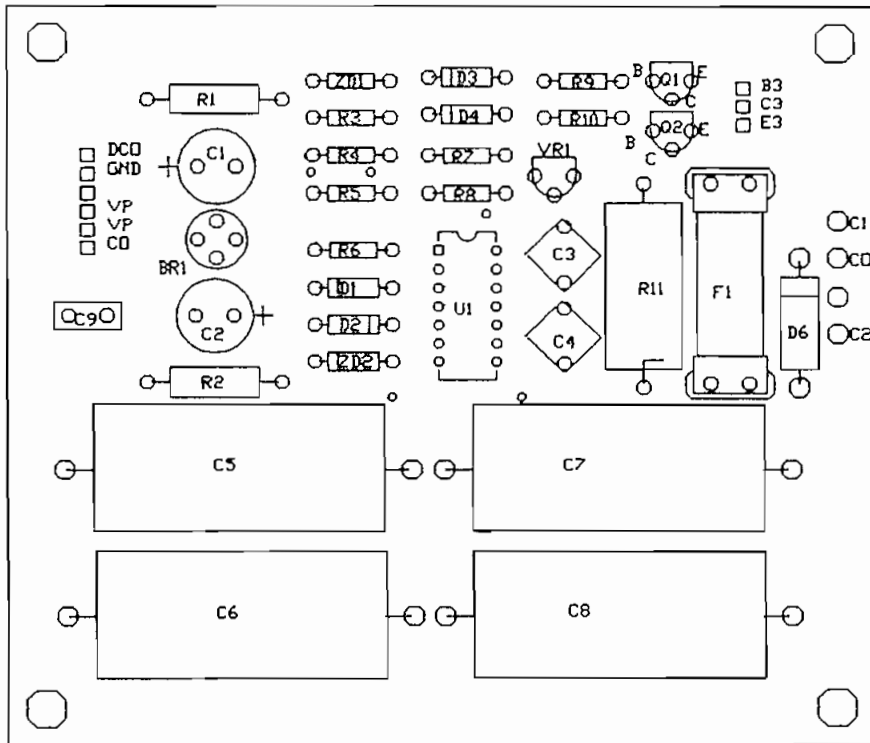


Circuito impreso de Interfase lado de los componentes

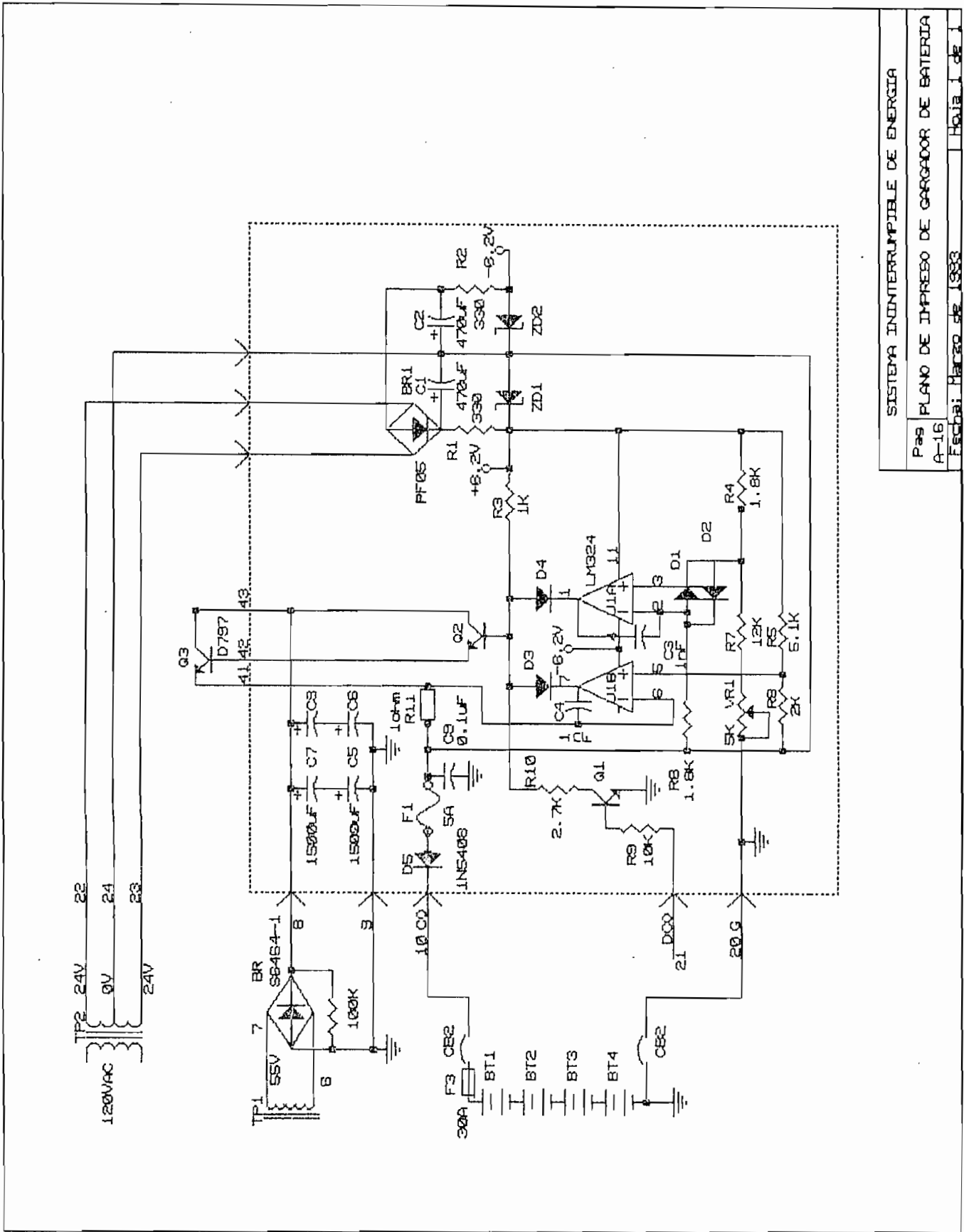


Circuito impreso de Interfase lado de las soldaduras





Disposición Física de los elementos del cargador de Baterías

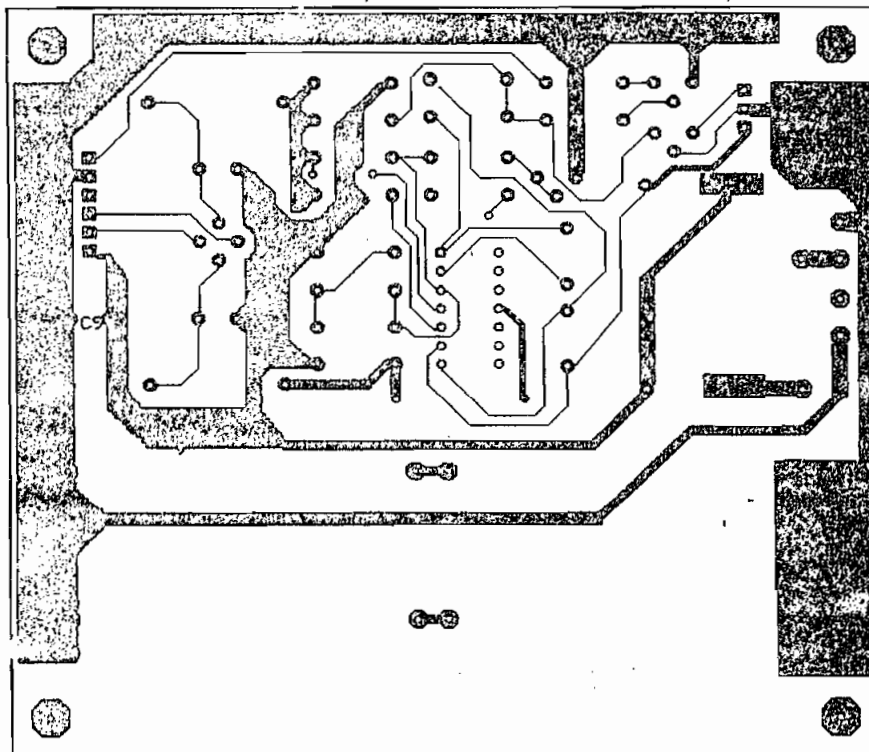


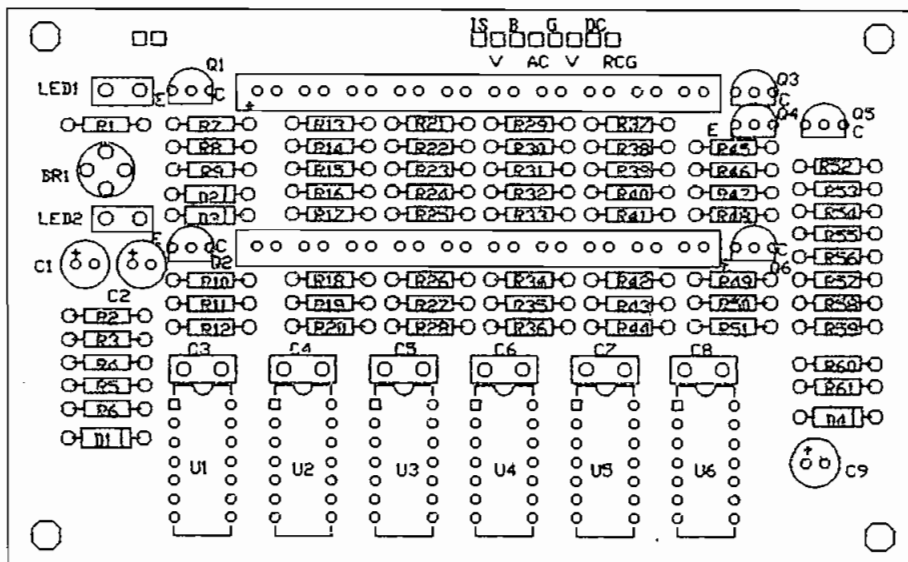
SISTEMA ININTERRUMPIBLE DE ENERGIA

Pais PLANO DE IMPRESO DE CARGADOR DE BATERIA
 A-16
 Fecha: Marzo de 1983

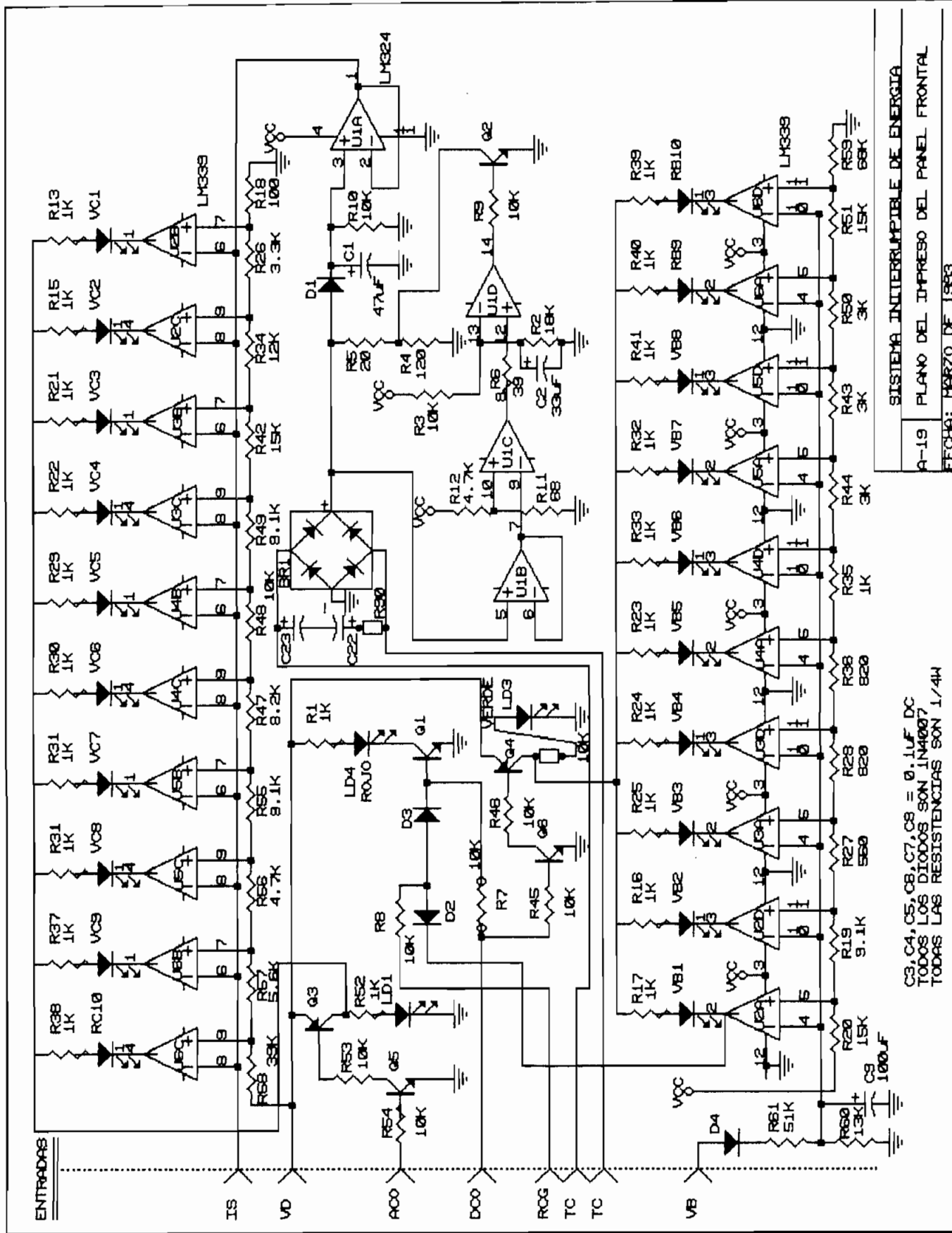
Hoja 1 de 1

Circuito impreso del Cargador de Baterías
lado de la soldadura





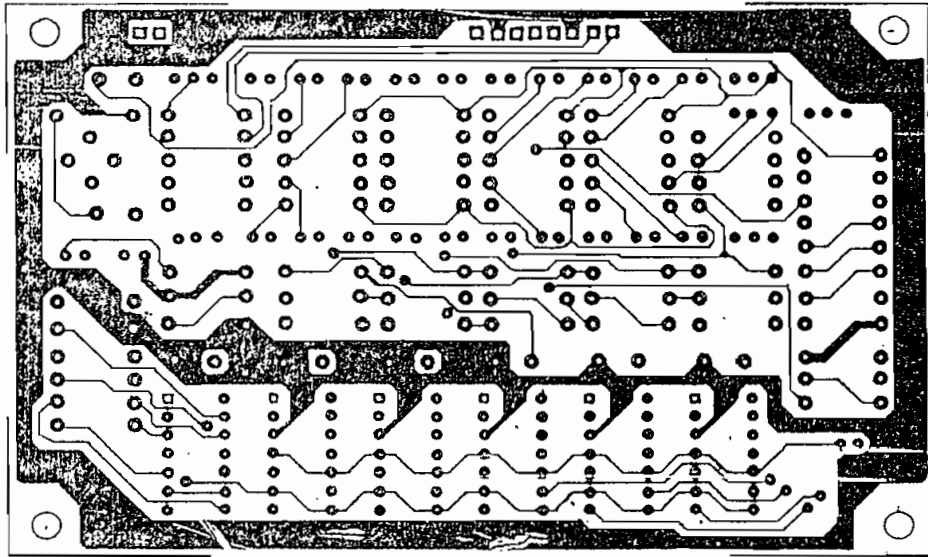
Disposición Física de los elementos impreso de Panel Frontal



SISTEMA INTERRUMPTIBLE DE ENERGIA
 A-19 PLANO DEL IMPRESO DEL PANEL FRONTAL
 FECHA: MARZO DE 1983

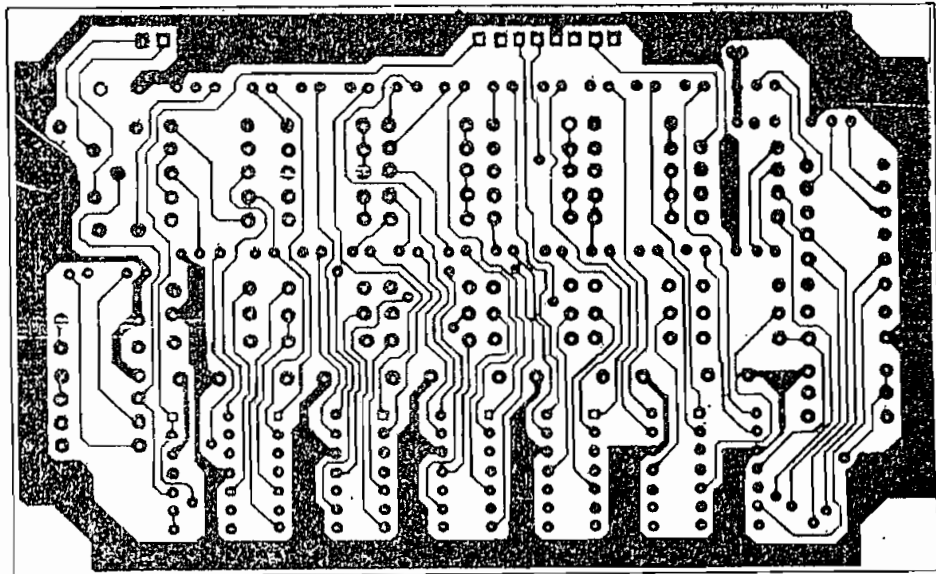
C3, C4, C5, C6, C7, C8 = 0.1UF DC
 TODOS LOS DIODOS SON 1N4007
 TODAS LAS RESISTENCIAS SON 1/4W

Circuito impreso Panel Frontal lado de los Componentes



INSTRUMENT 206 - JUL 1980 Holes + 323 Component Side Plot SIZE 4.8

Circuito impreso Panel Frontal lado de las soldaduras.



INSTRUMENT 206 - JUL 1980 Holes + 323 Solder Side Plot SIZE 4.80

APÉNDICE B

ESQUEMA DE INTERCONEXIONES

El alambrado del equipo se lo lleva a cabo según el plano de alambrado del Apéndice A página A-4. Las interconexiones se detallan a continuación.

PANEL FRONTAL

Conector de 2 pines CN1.

CN1-1 : IS cable #27 entrada de corriente de salida desde módulo de sensores.

CN1-2 : IS cable #27 retorno de corriente de salida desde módulo de sensores.

Conector de 8 pines CN2

CN2-1 : IS cable #31-1 salida de corriente de salida a tarjeta de control conector CN1-1

CN2-2 : V cable #31-2 entrada de polarización +12V desde tarjeta de control conector CN1-2

CN2-3 : B cable #31-3 entrada de voltaje de batería +48V desde tarjeta de control conector CN1-3

CN2-4 : AC cable #31-4 entrada de señal de red correcta desde tarjeta de control conector CN1-4

CN2-5 : G cable #31-5 entrada de referencia de baterías desde tarjeta de control conector CN1-5

CN2-6 : SW cable #31-6 entrada de pulsador para silenciador de alarma desde tarjeta de control conector CN1-6

CN2-7 : DC "1" cable #31-7 entrada de inversor en uso desde tarjeta de control conector CN1-7

CN2-8 : CK cable #31-8 entrada pulso de reloj para indicador de carga de batería desde tarjeta de control conector CN1-8

PANEL POSTERIOR:

Alambrado de entrada 3x18 AWG:

CABLE No	Nombre	DESDE	HASTA
1	L1	fase de enchufe	fusible entrada F1
1	L1	fusible entrada F1	conmutador CB1
3	N1	neutro de enchufe	tjta. interfase N1
40	Tierra	tierra de enchufe	mueble metálico

Alambrado de energía de salida

Cable #34 L2 de salida de filtro EMI a fusible de salida F2

Cable #34 TC de fusible de salida F2 a módulos de sensores
TC (transformador de corriente)Cable #35 TC de módulos de sensores TC a fase de
tomacorrientesCable #36 N2 de salida de filtro EMI a neutro de
tomacorrientes

Cable #37 ventilador a neutro de tomacorrientes

Cable #38 ventilador a fase de tomacorrientes

Alambrado de disyuntor de batería CB2

Cable # 16 de positivo de batería F3 de batería

Cable # 16 de F3 de batería a terminal 1 de CB2

Cable # 15 de negativo de batería a terminal 2 de CB2

Cable # 17 de terminal 1 de CB2 a toma media TP1

Cable # 14 de terminal 2 de CB2 a potencia de inversor

Cable # 12 de terminal 1 de CB2 a terminal 2 de CB1

Cable # 10 CO de terminal 1 de CB2 cargador de batería CO

Cable # 13 G de terminal 2 de CB2 a referencia interfase

Cable # 20 G de terminal 2 de CB2 a referencia de cargador

MODULO DE POTENCIA DEL INVERSOR:

Cable #18 C- de colector de Q6 a transformador TP1

Cable #14 de emisores de Q5 y Q6 a toma media TP1

Cable #19 C de colector de Q5 a transformador TP1

Cable #41-1 C- de colector Q6 a interfase CN1-1

Cable #41-2 C de colector Q5 a interfase CN1-2

Cable #41-3 Q- de base Q6 a interfase CN1-3

Cable #41-4 Q de base Q5 a interfase CN1-4

TARJETA DE CONTROL

Sus interconexiones con otros módulos son:

Conector de 8 pines con tarjeta de panel frontal

- CN1-1 : IS cable #31-1 corriente de salida a tarjeta de panel frontal CN1-1
- CN1-2 : V cable #31-2 polarización +12V a tarjeta de panel frontal CN1-2
- CN1-3 : B cable #31-3 voltaje de batería +48V a tarjeta de panel frontal conector CN1-3
- CN1-4 : AC cable #31-4 señal de red correcta a tarjeta de panel frontal conector CN1-4
- CN1-5 : G cable #31-5 referencia de baterías a tarjeta de panel frontal conector CN1-5
- CN1-6 : SW cable #31-6 entrada de pulsador para silenciador de alarma desde tarjeta de panel frontal CN1-6
- CN1-7 : DC "1" cable #31-7 inversor en uso a tarjeta de panel frontal conector CN1-7
- CN1-8 : CK cable #31-8 entrada pulso de reloj para indicador de carga de batería a tarjeta de panel frontal CN1-8

Conector CN2 de 6 pines hacia tarjeta interfase.

- CN2-1 : B cable #29-1 Voltaje de baterías
- CN2-2 : V cable #29-2 polarización +12V
- CN2-3 : G cable #29-3 referencia de negativo de batería
- CN2-4 : Q cable #29-4 señal PWM para amplificador de corriente
- CN2-5 : Q- cable #29-5 señal PWM para amplificador de corriente
- CN2-6 : P cable #29-6 sensor de voltaje de conducción de transistores de potencia

Conector CN3 de 5 pines hacia tarjeta interfase.

- CN3-1 : SY cable #30-1 Señal de red para sincronismo
- CN3-2 : FB cable #30-2 Voltaje de salida para realimentación
- CN3-3 : RL1 cable #30-3 Bobina de Reed relé de conmutador estático

CN3-4 :RL2 cable #30-4 Bobina de Reed relé de conmutador
estático

CN3-5 :DCO cable #30-5 señal para desactivar cargador

Conector CN4 de 2 pines hacia módulos de sensores

Cable #28 VE señal de 15V de DE de voltaje de entrada

MODULO DE SENSORES

Cable #28 VE	Salida de transformador DE detecta voltaje de entrada
Cable #35 TC	Transformador de corriente a tomacorriente
Cable #34 TC	Transformador de corriente a F2
Cable #26 N3	Neutro para entrada de DE y TP2 a tarjeta interfase
Cable #25 DE	Voltaje de entrada para DE y TP2 a tarjeta interfase
Cable #24 C	Toma central de TP2 para polarización del control del cargador
Cable #23 F+	Salida de TP2 para fuente positiva de polarización del control del cargador
Cable #22 F-	Salida de TP2 para fuente negativa de polarización del control del cargador
Cable #27 IS	corriente de salida desde módulo de sensores.
Cable #27 Is	retorno de corriente de salida desde módulo de sensores.

Bornera de 10 puntos para conexión de los transformadores.

FILTRO EMI

Cable #32 L2	Entrada de fase al filtro desde interfase
Cable #33 N2	Entrada de neutro al filtro desde interfase
Cable #34	Salida de fase del filtro a F2
Cable #36	Salida de neutro del filtro a tomacorriente

BATERIAS

4 baterías selladas libres de mantenimiento marca YUASA 7.0AH 12V

Cable # 16 de positivo de batería F3 de batería
 Cable # 15 de negativo de batería a terminal 2 de CB2

TRANSFORMADOR

TP1 transformador de potencia de 500VA del inversor y cargador.

Cable # 4 N4 neutro secundario de TP1 a tarjeta interfase
 Cable # 5 Ho fase secundario de TP1 a tarjeta interfase.
 Cable # 6 bobina TP1 de cargador a puente rectificador
 Cable # 7 bobina TP1 de cargador a puente rectificador
 Cable # 17 toma central de TP1 a CB2 de baterías
 Cable # 18 bobina primario TP1 a potencia de inversor
 Cable # 19 bobina primario TP1 a potencia de inversor

TARJETA DE INTERFASE

Su función fue descrita antes y el esquema de conexiones es:

Cable # 2 L1 Fase de entrada de disyuntor CB1
 Cable # 3 N1 Neutro de entrada de enchufe
 Cable # 25 DE Detector de entrada a transformador VE
 Cable # 26 N3 Neutro de transformador VE
 Cable # 32 L2 Fase de salida a filtro EMI
 Cable # 41 N2 Neutro de salida a filtro EMI
 Cable # 4 N4 Neutro de transformador TP1
 Cable # 5 HO Fase de transformador TP1
 Cable # 11 SW Encendido de fuente de control a CB1
 Cable # 21 DCO Señal de apagado de cargador
 Cable # 13 G Referencia de baterías de CB2
 Cable #41-1 C- de colector Q6 a interfase CN1-1
 Cable #41-2 C de colector Q5 a interfase CN1-2
 Cable #41-3 Q- de base Q6 a interfase CN1-3
 Cable #41-4 Q de base Q5 a interfase CN1-4
 CN3-1 : SY cable #30-1 Señal de red para sincronismo
 CN3-2 : FB cable #30-2 Voltaje de salida para
 realimentación

CN3-3 :RL1 cable #30-3 Bobina de Reed relé de conmutador
 estático
 CN3-4 :RL2 cable #30-4 Bobina de Reed relé de conmutador
 estático
 CN3-5 :DCO cable #30-5 señal para desactivar cargador

 CN2-1 : B cable #29-1 Voltaje de baterías
 CN2-2 : V cable #29-2 polarización +12V
 CN2-3 : G cable #29-3 referencia de negativo de batería
 CN2-4 : Q cable #29-4 señal PWM para amplificador de
 corriente
 CN2-5 : Q- cable #29-5 señal PWM para amplificador de
 corriente
 CN2-6 : P cable #29-6 sensor de voltaje de conducción de
 transistores de potencia

CARGADOR DE BATERIAS

Cable # 8 Entrada al cargador de rectificador BR1
 Cable # 22 F- Señal de polarización negativa de TP2 de
 sensores
 Cable # 23 F+ Polarización positiva de TP2 de sensores
 Cable # 24 C Común de fuente de polarización de TP2
 Cable # 9 G Referencia de puente rectificador a cargador
 Cable # 43 C3 Colector Q3 de potencia de cargador
 Cable # 42 B3 Base Q3 de potencia de cargador
 Cable # 41 E3 Emisor Q3 potencia de cargador
 Cable # 10 CO Salida de cargador a terminal 1 de CB2
 Cable # 20 G Referencia de salida de cargador a CB2
 Cable # 21 DCO Apagado de rectificado desde interfase

PUENTE RECTIFICADOR BR

Cable # 6 bobina TP1 de cargador a puente rectificador
 Cable # 7 bobina TP1 de cargador a puente rectificador
 Cable # 8 EC Entrada positiva rectificada al cargador
 Cable # 9 G Referencia de puente rectificador a cargador

Tabla B.1 CABLES UTILIZADOS

No.cable	Longitud (mm)	#AWG
1A	2.250	18
1B	450	16
2	150	16
3	2.600	18
4	400	18
5	400	18
6	720	16
7	720	16
8	250	18
9	200	18
10	300	22
11	250	22
12	470	22
13	520	22
14	400	12
15	500	12
16A	250	12
16B	50	12
17	850	12
18	520	22
19	600	12
20	400	22
21	200	22
22	650	22
23	650	22
24	650	22
25	50	22
26	550	22
27	450	22
28	200	22
29	400	6X22
30	400	6X22
31	400	8X24
32	200	16
33	200	16
34	550	16
35	750	16
36	170	22
37	450	22
38	450	22
39	120	16
40A	350	16
40B	2.450	18
41	270	22
42	270	22
43	270	22

TOTAL CANTIDADES DE CABLE
UTILIZADO

CABLE #	CANTIDAD
22 AWG	7740 mm
6X22 AWG	800 mm
8X24 AWG	400 mm
16 AWG	4210 mm
18 AWG	6550 mm
12 AWG	2650 mm

APENDICE C

LISTAS DE ELEMENTOS DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS

TARJETA DE CONTROL	LISTA DE ELEMENTOS UTILIZADOS	Página : 1/2
DESCRIPCION	CANT.	NOMBRE DEL COMPONENTE(S)
.47uF 35V TM	1	C58
0.1uF DC	27	C1, C10, C11, C12, C14, C18, C2, C20, C24, C26, C29 C3, C31, C32, C4, C41, C42, C43, C49, C5, C50, C51 C57, C6, C60, C61, C62
0.22uF MY	1	C37
0.47uF 35V TM	3	C16, C17, C33
1.8K 1/4	1	R9
10 1/4	2	R100, R98
100 1/2	1	R81
100K	3	VR1, VR2, VR3
100K 1/4	21	R1, R107, R109, R112, R2, R22, R25, R28, R30, R31 R32, R42, R45, R48, R59, R61, R69, R73, R76, R92 R94
100uF 25V RE	2	C36, C9
10K	3	VR4, VR5, VR6
10K 1/2	2	R44, R58
10K 1/4	18	R101, R102, R103, R111, R114, R23, R43, R49, R50 R62, R63, R67, R77, R84, R85, R93, R96, R99
10K 1/4W	2	R115, R4
10nF DC	4	C13, C22, C23, C28
10nF MY	3	C47, C48, C8
10uF 35V RE	7	C25, C34, C53, C55, C56, C59, C7
120K 1/4	3	R3, R5, R91
122K 1/4	1	R39
12K+56K 1/4	1	R68
14001	1	U10
14081	4	U13, U17, U2, U6
14510	1	U7
15K 1/4	1	R104
180K 1/2	1	R113
180K 1/4	1	R74
18K 1/4	1	R20
1K 1/2	1	R80
1K 1/4	4	R10, R108, R13, R82
1M 1/4	2	R65, R90
1N4007	13	D1, D10, D11, D12, D13, D14, D16, D2, D22, D3, D5 D6, D8
1N753	1	ZD2
1N914	11	D15, D17, D18, D19, D20, D21, D23, D24, D4, D7, D9
1nF DC	3	C27, C30, C35
1uF 160V RE	3	C39, C40, C52
2.2K 1/4	3	R15, R29, R71
2.4K 1/4	1	R8
2.7K 1/4	1	R12
20K 1/4	1	R75
20pF DC	4	C19, C45, C46, C54
22K 1/4	1	R37

TARJETA DE CONTROL

LISTA DE ELEMENTOS UTILIZADOS

Página : 2/2

DESCRIPCION	CANT.	NOMBRE DEL COMPONENTE(S)
22nF DC	1	C15
22nF MY	1	C38
22uF 50V RE	1	C44
261K 1/2	1	R89
262K 1/2	1	R88
2N2907	4	Q2,Q4,Q8,Q9
3.3K	1	R11
3.3K 1/4	1	R6
3.3M 1/4	1	R54
3.6K 1/4	1	R17
3.9K 1/4	3	R18,R46,R70
300K 1/2	1	R95
300K 1/4	1	R83
330K 1/4	1	R21
33K 1/4	2	R56,R64
39 1/4	1	R14
3K 1/4	1	R7
4.7K 1/4	1	R110
4.7uF 63V RE	1	C21
4011	1	U14
4013	2	U1,U15
4040	1	U3
4049	1	U8
4051	1	U5
4071	1	U11
43K 1/4	1	R24
47K 1/2	4	R34,R35,R47,R87
5.1K 1/4	1	R86
5.6K 1/4	2	R26,R97
51K 1/4	5	R33,R41,R60,R72,R78
51K+560K 1/4	1	R79
556K 1/4	1	R52
560K 1/4	1	R38
56K 1/4	3	R106,R19,R27
57K 1/4	1	R16
5K	2	VR7,VR8
6.8K 1/4	1	R36
6.8K+680 1/4	1	R51
750K 1/2	1	R40
750K 1/4	1	R57
75K 1/4	1	R105
8.2K 1/2	1	R53
8.2M 1/4	1	R55
91K 1/4	1	R66
BC338	5	Q1,Q3,Q5,Q6,Q7
LM324	4	U16,U19,U21,U9
LM339	2	U12,U18
LM555	2	U20,U4
NZ4614	1	ZD1
PF05	1	BR2

TARJETA DE INTERFASE

LISTA DE ELEMENTOS UTILIZADOS

Página : 1/1

DESCRIPCION	CANT.	NOMBRE DEL COMPONENTE(S)
0.1uF DC	1	C3
0.22uF MY	2	C10,C11
10 2W	1	R4
100 1/4	2	R12,R14
100uF 35V RE	1	C2
10K 1/2	2	R17,R7
10nF DC	2	C4,C5
180 2W	1	R27
180K 2W	1	R26
1K 1/4	1	R5
1K 2W	2	R28,R29
1N4006	2	D14,D15
1N4007	3	D3,D4,D6
20pF DC	1	C12
22K 1/2	2	R16,R6
30 5W	2	R24,R25
330 1/2	1	R13
470 1/4	2	R18,R19
470uF 63V RE	1	C1
500 1W	1	R34
5V 400 OHM	1	REED
7812	1	Q1
8 10W	1	R1
D1061	1	Q2
D313	2	Q12,Q13
D667	1	Q6
FR603	1	D5
MCR221-6	2	Q4,Q5
BF4002	3	D11,D16,D17
V334X	2	D10,D9

TARJETA DE CARGADOR

LISTA DE ELEMENTOS UTILIZADOS

Página : 1/1

DESCRIPCION	CANT.	NOMBRE DEL COMPONENTE(S)
0.1uF 100V DM	1	C9
1 OHM 5W	1	R11
1.5K 1/4W	2	R4,R6
10K 1/4W	1	R9
12K 1/4W	1	R7
1500uF 50V AE	4	C5,C6,C7,C8
1K 1/4W	1	R3
1N4007	4	D1,D2,D3,D4
1N5408	1	D6
1uF 50V	2	C3,C4
2.7K 1/4W	1	R10
2K 1/4W	1	R8
330 2W	2	R1,R2
3A 125V	1	DD
470uF 50V RE	2	C1,C2
5.1K 1/4W	1	R5
5K	1	VR1
6.2V 0.5W	2	ZD1,ZD2
D667	2	Q1,Q2
LM324	1	U1
PF05	1	BR1

 TARJETA DEL PANEL FRONTAL LISTA DE ELEMENTOS UTILIZADOS

Página : 1/1

DESCRIPCION	CANT.	NOMBRE DEL COMPONENTE(S)
0.1uF DC	6	C3,C4,C5,C6,C7,C8
10 NTE 3167	1	LED4
10 NTE3167	1	LED3
100 1/4	1	R18
100uF 16V RE	1	C9
10K 1/4	10	R10,R3,R45,R46,R48,R53,R54,R7,R8,R9
120 1/4	1	R4
12K 1/4	1	R34
15K 1/4	3	R20,R42,R51
18K 1/4	1	R2
1K 1/4	24	R1,R13,R14,R15,R16,R17,R21,R22,R23,R24,R25 R29,R30,R31,R32,R33,R35,R37,R38,R39,R40 R41,R52,R60
1N4007	4	D1,D2,D3,D4
20 1/4	1	R5
22uF 25V RE	1	C2
2N2907	3	Q3,Q4,Q6
3.3K 1/4	1	R26
39 1/4	1	R6
39K 1/4	1	R58
3K 1/4	3	R43,R44,R50
4.7K 1/4	2	R12,R56
47uF 25V RE	1	C1
5.6K 1/4	1	R57
51K 1/4	1	R61
560 1/4	1	R27
680 1/4	1	R11
68K 1/4	1	R59
8.2K 1/4	1	R47
820 1/4	2	R28,R36
9.1K 1/4	3	R19,R49,R55
BC338	3	Q1,Q2,Q5
LM324	1	U1
LM339	5	U2,U3,U4,U5,U6
PF05	1	BR1

 TARJETAS POTENCIA INVERSOR LISTA DE ELEMENTOS UTILIZADOS

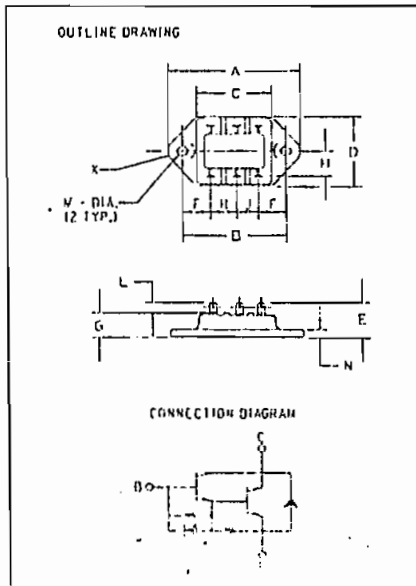
Página : 1/1

DESCRIPCION	CANT.	NOMBRE DEL COMPONENTE(S)
1N5408	2	D1,D2
1uF 250V PL	2	C1,D3
39 OHM 25W	4	R1,R2,R3,R4
XSF24505	2	Q5,Q6

APENDICE D

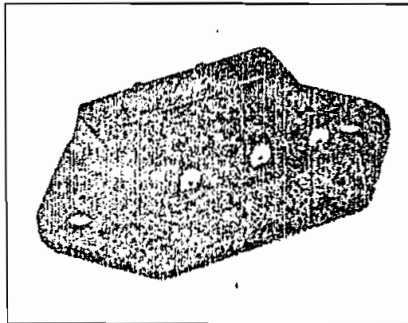
KSF24505

Fast Switching Single Darlington Transistor Module 50 Amperes/850 Volts



850 Volt KSF24505
Outline Drawing

Dimension	Inches	Millimeters
A	2.185 Max.	55.5 Max.
B	1.705 ± 0.012	43.3 ± 0.3
C	1.240	31.5
D	1.220 Max.	31 Max.
E	.590 ± 0.02	16 ± 0.5
F	.459	11.65
G	.453	11.5
H	.433 ± 0.012	11 ± 0.3
J	.354 ± 0.012	9 ± 0.3
K	.236R	R6
L	.177	4.5
M	.169 Dia.	4.3 Dia.
N	.138	3.5



KSF24505
Fast Switching Single Darlington
Transistor Module
50 Amperes/850 Volts

Description

Powerex Fast Switching Single Darlington Transistor Modules with high V_{CEV} voltage are designed for use in resonant inverter applications. The modules are isolated, consisting of one Darlington Transistor with a reverse parallel connected high-speed diode and a base emitter speed up diode.

Features:

- Isolated Mounting
- Planar Chips
- Discrete Fast Recovery Feed-Back Diode
- High Gain (h_{FE})
- Base Emitter Speed Up Diode
- Fast on Terminals

Applications:

- Induction Heater
- Resonant Inverter

Ordering Information

Example: Select the complete eight digit module part number you desire from the table - i.e. KSF24505 is an isolated 450 $V_{CE(US)}$ (850 V_{CEV}), 50 Ampere Fast Switching Single Darlington Module.

Type	$V_{CE(US)}$ Volts ($\times 10$)	Current Rating Amperes ($\times 10$)
KSF2	45	05



Powerex, Inc., Hillis Street, Youngwood, Pennsylvania 15697 (412) 925-7272

KSF24505
Fast Switching Single Darlingtong Transistor Module
50 Amperes/850 Volts

Maximum Ratings $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

	Symbol	KSF24505	Units
Junction Temperature	T_J	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{STG}	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Collector-Emitter Sustaining Voltage	$V_{CE(SUS)}$	450	Volts
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	850	Volts
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	10	Volts
Collector-Emitter Voltage $V_{BE} = -2\text{V}$	V_{CEV}	850	Volts
Continuous Collector Current	I_C	50	Amperes
Diode Forward Current	I_{FM}	30	Amperes
Continuous Base Current	I_B	3	Amperes
Diode Surge Current	I_{FSM}	300	Amperes
Power Dissipation	P_T	160	Watts
Max. Mounting Torque M4 Mounting Screws	—	12	in.-lb.
Module Weight	—	35	Grams
V Isolation	V_{HMS}	1500	Volts

Electrical and Mechanical Characteristics $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

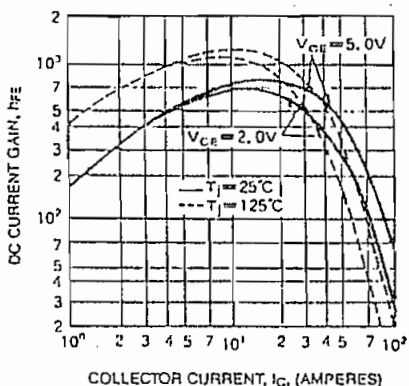
Characteristics	Symbol	Test Conditions	KSF24505			Units
			Min.	Typ.	Max.	
Collector Cutoff Current	I_{CEV}	$V_{CE} = 850\text{V}, V_{BE} = -2\text{V}$	—	—	1	mA
Emitter Cutoff Current	I_{EBO}	$V_{EB} = 10\text{V}$	—	—	300	mA
DC Current Gain	h_{FE}	$I_C = 50\text{A}, V_{CE} = 5.0\text{V}$	100	—	—	—
Diode Forward Voltage	V_{FM}	$I_{FM} = 30\text{A}$	—	—	1.8	V
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = 50\text{A}, I_B = 1\text{A}$	—	—	2.0	V
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(SAT)}$	$I_C = 50\text{A}, I_B = 1\text{A}$	—	—	2.5	V
Reverse Turn On	t_{on}	$V_{CE} = 300\text{V}$	—	—	2.0	μs
Load Storage Time	t_s	$I_C = 50\text{A}$	—	—	5.0	μs
Switch Times Fall Time	t_f	$I_{FM} = 1\text{A}, I_{CP} = -5\text{A}$	—	—	2.0	μs
Thermal Resistance, Case to Sink Lubricated	$R_{\theta CS}$	—	—	—	—	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	Transistor Part	—	—	0.8	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	Diode Part	—	—	1.2	$^\circ\text{C/W}$

POWEREX

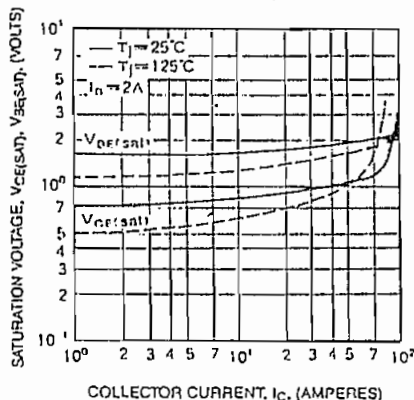
Powerex, Inc., Hillis Street, Youngwood, Pennsylvania 15697 (412) 925-7272

KSF24505
Fast Switching Single Darlington Transistor Module
50 Amperes/850 Volts

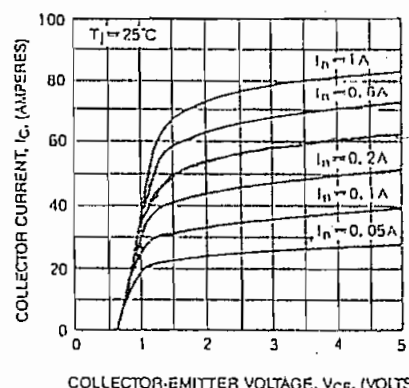
DC CURRENT GAIN (TYPICAL)



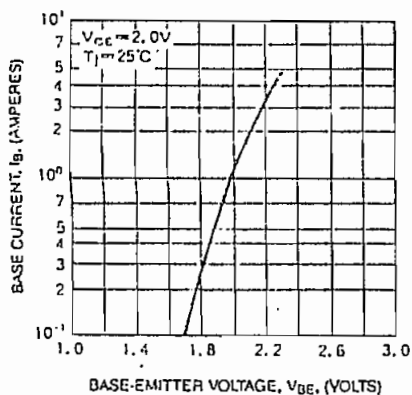
SATURATION VOLTAGE (TYPICAL)



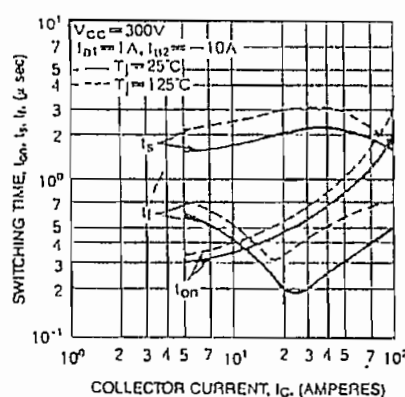
COMMON EMITTER OUTPUT CHARACTERISTICS (TYPICAL)



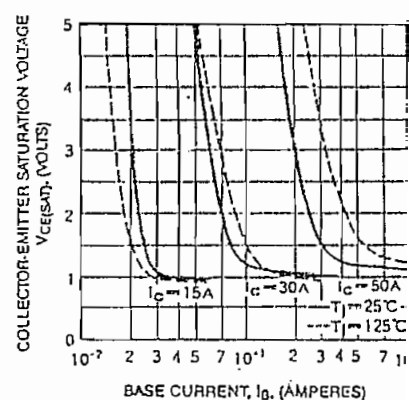
COMMON EMITTER INPUT CHARACTERISTICS (TYPICAL)



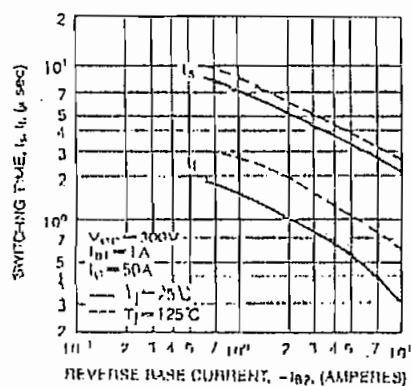
SWITCHING CHARACTERISTICS (TYPICAL)



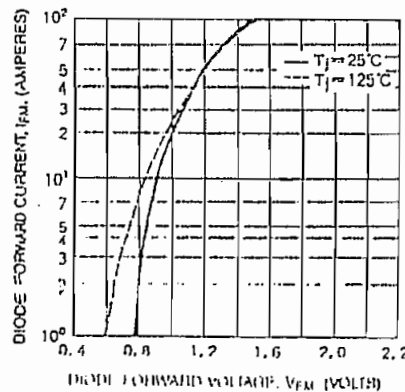
COLLECTOR-EMITTER SATURATION VOLTAGE (TYPICAL)



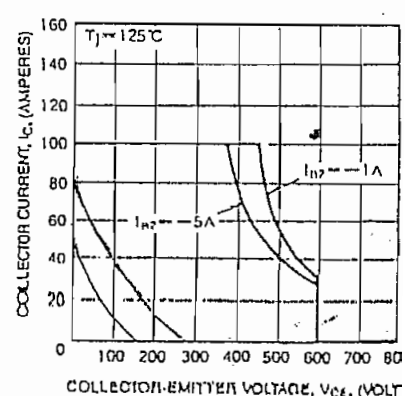
SWITCHING TIME VS. BASE CURRENT (TYPICAL)



DIODE CHARACTERISTICS (TYPICAL)

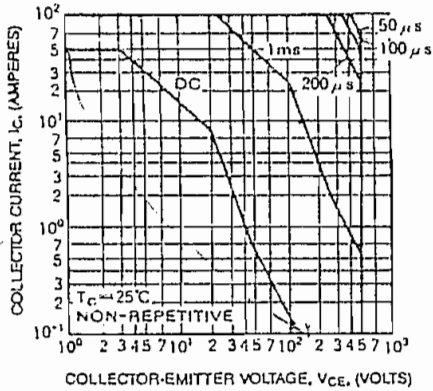


REVERSE BIAS SAFE OPERATING AREA (R.B.S.O.A.)

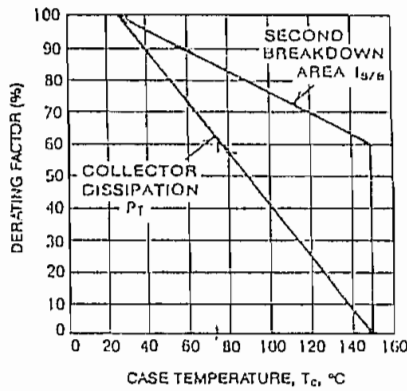


KSF24505
Fast Switching Single Darlington Transistor Module
50 Amperes/850 Volts

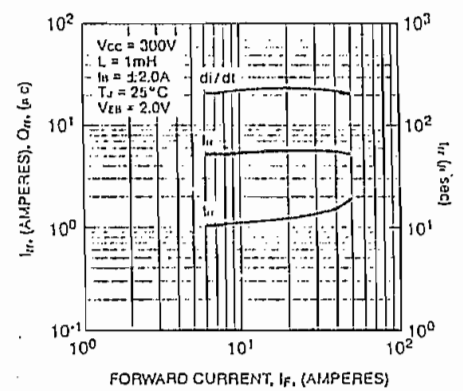
FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA (S.O.A.)



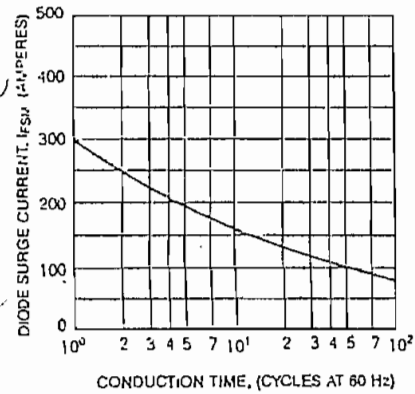
DERATING FACTOR OF SAFE OPERATING AREA (S.O.A.)



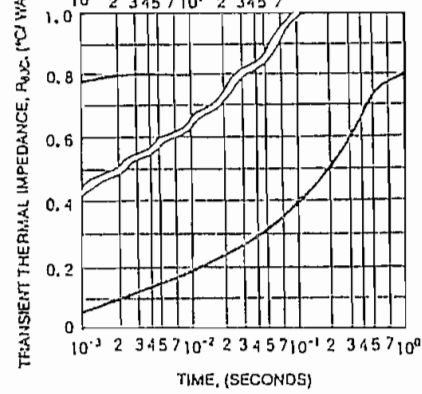
REVERSE RECOVERY CHARACTERISTICS OF FREE-WHEEL DIODE (TYPICAL)



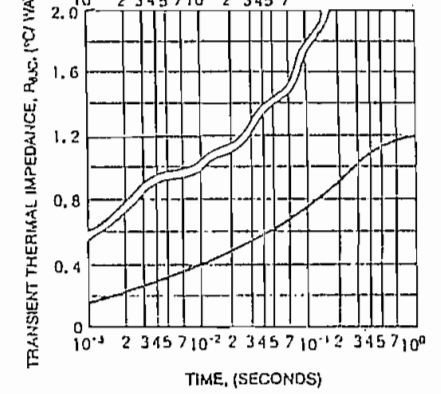
DIODE FORWARD SURGE CURRENT



TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (TRANSISTOR)



TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (DIODE)



EP Series

For Switching Power Supply
Noise Suppression



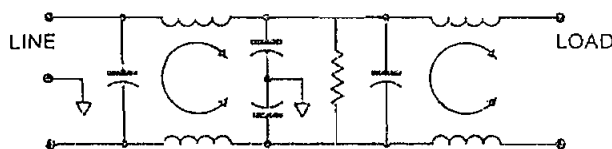
UL Recognized,
CSA Certified,
VDE Approved,
SEV Approved.

EP Series

The EP series of RFI filters has been developed to reduce conducted noise to acceptable limits for equipment that must comply with the requirements of VDE 0871 in West Germany and the FCC specifications in the USA.

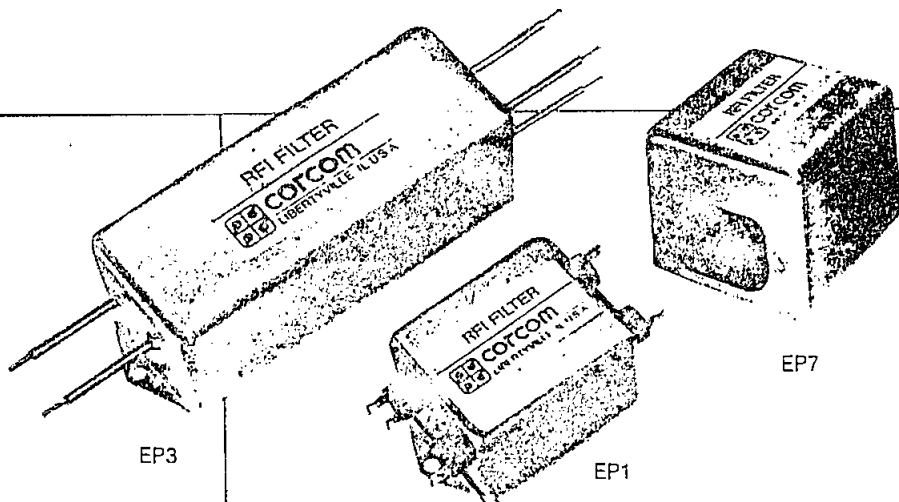
These filters provide high insertion loss for both line-to-ground and line-to-line emissions throughout the frequency range. They are particularly well suited for equipment that must meet both stringent emissions specifications (such as VDE 0871, B-level and FCC Part 15J, Class B) and very low leakage current requirements (such as SEV, VDE portable equipment, and (120 Volt) UL544 nonpatient medical equipment).

Electrical Schematic



Line Cord

Line Cord No. 80-1245:
7½ foot, 3-conductor line cord to mate with EP7 models.



Specifications

Maximum leakage current, each
line-to-ground @ 120 VAC 60 Hz: .25 mA
@ 250 VAC 50 Hz: .40 mA

Hipot rating (one minute):
line-to-ground 2250 VDC
line-to-line 1450 VDC

Operating frequency: 50 60 Hz

Rated voltage: 120 250 VAC

Rated current:	SEV		
	@ 120 VAC	@ 250 VAC	@ 250 VAC
3EP	3A	3A	1.5A
6EP	6A	5A	4A
10EP	10A	8A	6A

Maximum rated current peaks:	
3EP	10A
6EP	18A
10EP	30A

Minimum insertion loss in dB:
Line-to-ground in 50 ohm circuit

	Frequency—MHz								
	.01	.04	.05	.15	.5	1	5	10	30
All	1	1	10	58	65	65	65	60	25

Line-to-line in 50 ohm circuit

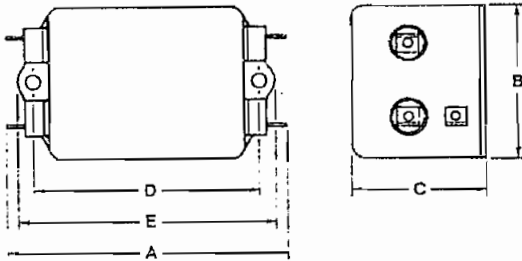
	Frequency—MHz								
	.01	.09	.15	.5	1	5	10	20	30
3A†	1	5	36	65	65	65	65	58	58
3EP7	1	5	36	55	55	54	53	51	50
6A, 10A	1	5	30	65	65	65	65	35	35

†Except 3EP7.

Case Styles

Metric shown in italics.

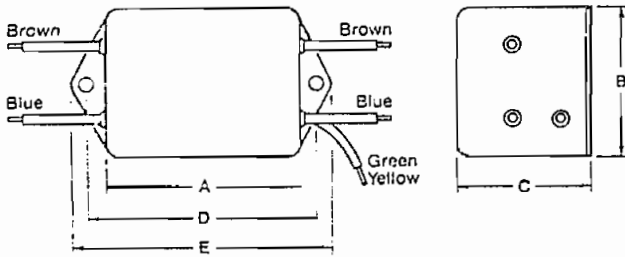
EP1



Typical dimensions

Fastons: $\frac{25.0}{0.98}$ (5) Holes: $\frac{07}{1.8}$ Dia. Mounting holes: $\frac{188}{3.78}$ Dia. (2)

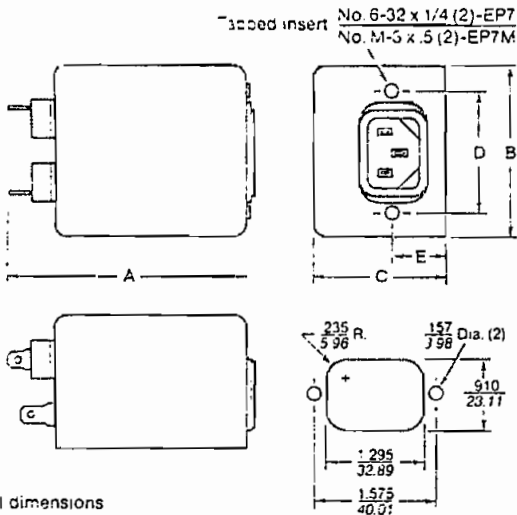
EP3



Typical dimensions

Wire leads: $\frac{1.0}{0.75}$ Min. Mounting holes: $\frac{188}{3.78}$ Dia. (2)

EP7 and EP7M (with metric insert)



Typical dimensions

Fastons: $\frac{25.0}{0.98}$ (3)

Holes: $\frac{07}{1.8}$ Dia.

Panel cutout (Back mount)
Tolerance = $\frac{0.05}{0.13}$

Case Dimensions

Metric shown in italics.

Part No.	A (max)	B (max)	C (max)	D $\pm .015$ $\pm .38$	E (max)
3EP1	$\frac{3.85}{97.7}$	$\frac{2.07}{52.3}$	$\frac{1.78}{45.1}$	$\frac{2.938}{74.63}$	$\frac{3.35}{85.1}$
3EP3	$\frac{2.56}{65.0}$	$\frac{2.07}{52.3}$	$\frac{1.78}{45.1}$	$\frac{2.938}{74.63}$	$\frac{3.35}{85.1}$
3EP7	$\frac{3.21}{81.5}$	$\frac{2.25}{57.1}$	$\frac{1.78}{45.1}$	$\frac{1.575}{40.01}$	$\frac{0.66}{16.8}$
3EP7M	$\frac{6.62}{168.1}$	$\frac{2.07}{52.4}$	$\frac{2.28}{57.9}$	$\frac{5.625}{142.88}$	$\frac{6.03}{153.2}$
6EP1	$\frac{6.62}{168.1}$	$\frac{2.07}{52.4}$	$\frac{2.28}{57.9}$	$\frac{5.625}{142.88}$	$\frac{6.03}{153.2}$
6EP3	$\frac{6.62}{168.1}$	$\frac{2.07}{52.4}$	$\frac{2.78}{70.6}$	$\frac{5.625}{142.88}$	$\frac{6.03}{153.2}$
10EP1	$\frac{6.62}{168.1}$	$\frac{2.07}{52.4}$	$\frac{2.78}{70.6}$	$\frac{5.625}{142.88}$	$\frac{6.03}{153.2}$
10EP3	$\frac{6.62}{168.1}$	$\frac{2.07}{52.4}$	$\frac{2.78}{70.6}$	$\frac{5.625}{142.88}$	$\frac{6.03}{153.2}$

$\pm .02$
 $\pm .5$

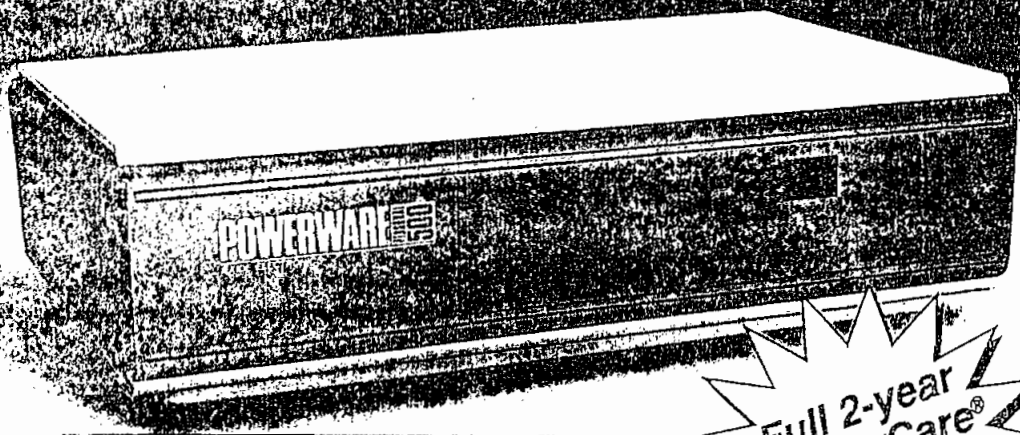
Price List

Part No.	Unit Price	Part No.	Unit Price
3EP1	\$20.33	6EP1	\$30.76
3EP3	20.33	6EP3	30.76
3EP7	22.15	10EP1	45.71
3EP7M	22.15	10EP3	45.71
Line Cord No. 80-1245			\$ 6.07



APENDICE E

**POWERWARE
PERSONAL**



**Full 2-year
PowerCare®
Warranty**

CELCO CIA. LTDA.

TELF.: 444846	TELF.: 312987
444677	566456
Fax: 593-2/444846	Fax: 593-4/313324
P.O. Box: 17-01-04093	P.O. Box: 09-01-08535
QUITO	GUAYAQUIL

**Powerware Personal Series Model 500
On-Line Uninterruptible Power Systems**

350VA/200Watts 500VA/325Watts

System Description

The Powerware Personal Series Model 500 UPS products provide *on-line* power protection for applications up to 500VA, such as:

- Small personal computers
- Graphics workstations
- Research/laboratory equipment
- Computer terminals.

Reliable, compact, and portable; easy to use and install, these power protection systems incorporate many of the same features found in larger, more expensive UPS units.

Microprocessor control technology provides continuously-filtered output power and emergency backup power for computers or other non-linear loads. The on-line inverter continuously filters incoming utility power to remove spikes, surges, transients, and other irregularities, as well as provide backup power during outages and interruptions.

Powerware Personal Series 350VA

Ratings

VA Rating: 350VA
Upgradeable to: 500VA

Input Power Specifications

Input Volts: 120VAC (+10% to -18%)
Input Amps: 4.5 Amps
Input Frequency: 50Hz or 60Hz ($\pm 5\%$)¹

Output Power Specifications

Watt Capacity: 200W
Output Volts: 117VAC (+3% to -4%)
Output Amps: 3.0 A (continuous)
9.0 A (peak)
Output Frequency: 50Hz or 60Hz¹
($\pm 5\%$)², ($\pm 0.1\%$)³

Power Connections

Power cord: Six-foot cord with standard plug (5-15P)
Receptacles: Three 5-15R receptacles

Protection Specifications

Surge Protection: 280 Joules/6500 Amps
Surge

Withstandability: ANSI/IEEE C 62.41
(formerly IEEE 587A&B)

Fusing: 7 Amp (in)
5 Amp (out)

Electrical Noise 80 dB (Normal mode)
(@100KHz): 40 dB (Common mode)

Product Dimensions

Weight: 14 lbs./ 6.4 kg
Size (H x W x D): 4" x 13.6" x 8.5"
102mm x 345mm x
216mm

Powerware Personal Series 500VA

Ratings

VA Rating: 500VA
Upgradeable to: N/A

Input Power Specifications

Input Volts: 120VAC (+10% to -18%)
Input Amps: 5.6 Amps
Input Frequency: 50Hz or 60Hz ($\pm 5\%$)¹

Output Power Specifications

Watt Capacity: 325W
Output Volts: 117VAC (+3% to -4%)
Output Amps: 4.3 A (continuous)
13.0 A (peak)
Output Frequency: 50Hz or 60Hz¹
($\pm 5\%$)², ($\pm 0.1\%$)³

Agency Listings

U.L. Listed Standard 1778
CSA Certification available in Canada
Meets FCC requirements
Novell compatible



1. Input frequency automatically sensed; Output frequency same as input.
2. Normal operation; output synchronized to input.
3. Input frequency out of acceptable limits or input not present.

All operating parameters shown at nominal conditions.
All specifications apply at 77° F (25°C).
Specifications subject to change without notice.

Powerware Personal Series 600VA

Ratings

VA Rating: 600VA
Upgradeable to: 800VA, 1000VA

Input Power Specifications

Input Volts: 120VAC* (+10% to -18%)
Input Amps: 6.5 Amps
Input Frequency: 50Hz or 60Hz (±5%)¹

Output Power Specifications

Watt Capacity: 400W
Output Volts: 117VAC (+3% to -4%)
Output Amps: 5.1 A (continuous)
15.0 A (peak)
Output Frequency: 50Hz or 60Hz¹ (±5%)² (±0.1%)¹

Powerware Personal Series 800VA

Ratings

VA Rating: 800VA
Upgradeable to: 1000VA

Input Power Specifications

Input Volts: 120VAC* (+10% to -18%)
Input Amps: 8.4 Amps
Input Frequency: 50Hz or 60Hz (±5%)¹

Output Power Specifications

Watt Capacity: 525W
Output Volts: 117VAC (+3% to -4%)
Output Amps: 6.8 A (continuous)
20.0 A (peak)
Output Frequency: 50Hz or 60Hz¹ (±5%)², (±0.1%)¹

Powerware Personal Series 1000VA

Ratings

VA Rating: 1000VA
Upgradeable to: N/A

Input Power Specifications

Input Volts: 120VAC* (+10% to -18%)
Input Amps: 10.3 Amps
Input Frequency: 50Hz or 60Hz (±5%)¹

Output Power Specifications

Watt Capacity: 650W
Output Volts: 117VAC (+3% to -4%)
Output Amps: 8.5 A (continuous)
25.0 A (peak)
Output Frequency: 50Hz or 60Hz¹ (±5%)² (±0.1%)¹

Power Connections

Power cord: Six-foot cord with standard plug (5-15P)
Receptacles: Six 5-15R receptacles

Protection Specifications

Surge Protection: 280 Joules/6500 Amps
Surge Withstandability: ANSIT/IEEE C62.41 (formerly IEEE 587 A&B)
Fusing: 15 Amp (in)
12 Amp (out)
Electrical Noise (@100KHz): 80 dB (Normal mode)
40 dB (Common mode)

Product Dimensions

Powerware Personal Series unit only

Weight: 38 lbs./ 17.2 kg
Size (H x W x D): 13.5" x 5.25" x 12.4"
343mm x 133mm x 314mm

Single Extension Battery pack

Weight: 28 lbs./12.7 kg
Size (H x W x D): 13.5" x 2.6" x 12.4"
343mm x 66mm x 314mm

Double Extension Battery pack

Weight: 52 lbs./23.6 kg
Size (H x W x D): 13.5" x 5.2" x 12.4" 343mm
x 133mm x 314mm

Agency Listings

U.L. Listed
CSA Certification available in Canada
Meets FCC requirements
Novell listed



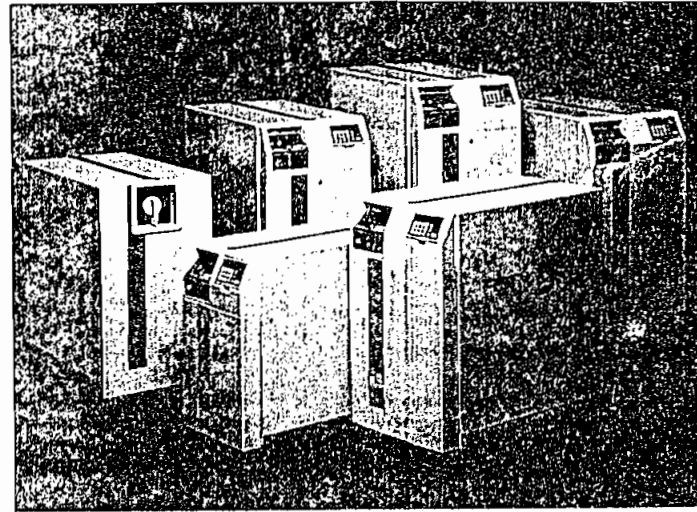
* 220VAC capability available (contact factory)

1. Input frequency automatically sensed; Output frequency same as input.
 2. Normal operation; output synchronized to input.
 3. Input frequency out of acceptable limits or input not present.
- All operating parameters shown at nominal conditions.
All specifications apply at 77° F (25°C).
Specifications subject to change without notice

UPS FERRUPS

*Para instalaciones grandes
(4,3 a 18kVA)*

No importa si su instalación es de minicomputadora, red local u otro sistema multiusuario de computo o telefónico — éstas unidades FERRUPS pueden llenar con sus necesidades de protección de energía.



La línea mayor FERRUPS



CLIENTE SATISFECHO

El Banco de Nueva Escocia protege su equipo UNISYS

Steve Barnett, contador en jefe de la División de Servicios Ambientales de UNISYS, explica porqué escogieron ellos una unidad FERRUPS de 10kVA para el Banco de Nueva Escocia:

"Han comprobado su confiabilidad en cuanto a tiempos de entrega, su habilidad de responder a preguntas y su sensibilidad a nuestras necesidades y a las de nuestros clientes".

Aplicaciones:

- △ Minicomputadoras
- △ Computadoras personales
- △ Puestos de trabajo
- △ Centrales telefónicas particulares
- △ Equipo electrónico vital
- △ Aplicaciones sin tiempo interrumpido
- △ Aplicaciones con tiempos extendidos de funcionamiento
- △ Configuraciones "a la medida"

Especificaciones

- ▲ Protección contra sobretensiones y descargas eléctricas: Pasa las pruebas ANSI/IEEE C62.41 Clases A y B.
- ▲ Atenuación de picos de tensión: 2000 a 1.
- ▲ Aislamiento galvánico: Completa desde la línea. Línea neutra conectada a tierra.
- ▲ Aislamiento del ruido (RF): 120dB en modo común, 60dB en modo normal.
- ▲ Tensión de entrada: 120V: 96VCA-138VCA; 208V: 166VCA-239VCA; 240V: 192VCA-276VCA.
- ▲ Tensión de salida: 120VCA, 208VCA, 240VCA.
- ▲ Regulación: $\pm 3\%$.
- ▲ Forma de onda de salida: Onda sinusoidal pura, menos de 5% de distorsión armónica total (DAT).
- ▲ Protección de salida: El transformador ferrosresonante proporciona una protección inherente de sobrecarga (limitador de corriente).
- ▲ Seguridad: Hay disponibles certificaciones TUV/GS y UL.
- ▲ Eficiencia: 90% a 92% en línea.
- ▲ Ruido audible: 50dB a 57dB en línea.
- ▲ Condiciones ambientales de funcionamiento: 0° a 40°C (32° a 104°F), 0 a 95% de humedad relativa (sin condensación).
- ▲ Garantía: Un año completo, partes y servicio de fábrica.

Modelo	Capacidad (kVA/AW)	Tiempo func. a carga plena/media	Dimensiones (mm) sin baterías al x an x pr	Dimensiones (mm) paquete de baterías al x an x pr
FD4.3KVA	4.3/3.0	10M/24M	790/400/650	internas
FD5.3KVA	5.3/3.7	20M/50M	790/400/650	internas
FD7KVA	7.0/5.0	12M/33M	930/480/820	internas
FD10KVA	10.0/7.5	11M/26M	930/480/820	940/480/820
FD12.5KVA	12.5/10.0	11M/27M	930/480/820	940/480/820
FD18KVA	18.0/15.0	10M/26M	930/480/820	940/480/820

Modelo	Entrada A requeridos (amps)			Btu/h En línea	kW/h En línea	kcal/h En línea	Peso (kg)		
	120V	208V	240V				Total	Sólo UPS	Baterías
FD4.3KVA	40	25	20	1138	.333	286.8	157.9	157.9	no disponible
FD5.3KVA	50	30	25	1403	.411	353.6	219.5	219.5	no disponible
FD7KVA	65	40	35	1896	.556	477.8	262.2	262.2	no disponible
FD10KVA	n/c	60	50	2844	.833	716.7	379.7	200.5	179.2
FD12.5KVA	n/c	75	65	3375	.989	850.5	471.8	229.1	242.7
FD18KVA	n/c	110	95	4452	1.3	1121.9	589.7	283.5	306.2

También se ofrecen en modelos de 50 Hz. Comuníquese con su representante BEST.

Opciones para tiempos extendidos de funcionamiento

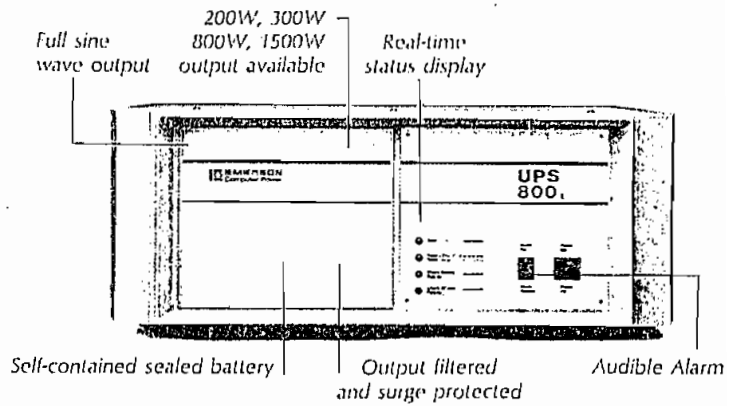
Todos los tiempos de funcionamiento listados a continuación son a carga plena nominal del UPS.

Modelo	Opción 1		Opción 2		Opción 3	
	Tiempo	Opción	Tiempo	Opción	Tiempo	Opción
FD4.3KVA	27M	ERT4.3	1H11	EBP2F*	1H49	EBP3F*
FD5.3KVA	27M	EBP1F*	49M	EBP2F*	1H12	EBP3F*
FD7KVA	18M	ERT7	34M	EBP2F*	48M	EBP3F*
FD10KVA	27M	EBP8F*	1H13	EBP10F*	3H7	EBP13F*
FD12.5KVA	18M	EBP8F*	27M	EBP9F*	49M	EBP10F*
FD18KVA	14M	EBP16F*	27M	EBP17F*	37M	EBP18F*

*Las baterías para estas unidades se mantienen en uno o más gabinetes exteriores. Hay disponibles otros paquetes de baterías exteriores (EBPs). Comuníquese con su representante BEST.

The AP1000 Series Fits Easily Into Your Workspace

The cool, quiet operation of the AP1000 units allow placement anywhere in the workspace. No special environment or wiring is necessary. The AP1000 Series is also User Friendly. Plug in the AP1000 unit, then plug your computer components into the back of the Emerson system and you are ready to enjoy the benefits of complete power protection. The LED status panel keeps you aware of system operation. The audible alarms notify you of power line conditions such as low voltages and blackouts. Complete Power Protection is waiting for you at your nearest Emerson Computer Power Dealer.



Technical Specifications

AP1000 SERIES	UPS200	UPS300	UPS800	UPS1500
PERFORMANCE				
Output (Normal & Back-up)				
Wattage	200W	300W	800W	1500W
Voltage	120V	120V	120V	120V
Frequency	60Hz	60Hz	60Hz	60Hz
Waveform	Full Sine	Full Sine	Full Sine	Full Sine
Harmonic Distortion (total)	5%	5%	5%	5%
Input				
Voltage	120V	120V	120V	120V
Frequency	60Hz	60Hz	60Hz	60Hz
Ampere	1.7A	2.5A	6.7A	12.5A
Back-up Operation				
Back-up Power Time (approximate)				
Full load	15-20 min	15-20 min	15-20 min	15-20 min
Half load	30-40 min	30-40 min	30-40 min	30-40 min
Transfer Time (in phase typical)	4 milliseconds	4 milliseconds	4 milliseconds	4 milliseconds
Transfer Points - (± 2 VAC)				
AC line to back-up	102V	102V	102V	102V
Back-up to AC line	110V	110V	110V	110V
Recharge Time (from total discharge)	10-12 hrs.	10-12 hrs.	10-12 hrs.	10-12 hrs.
No. of Batteries	2	2	2	4
Battery Type	12V, 6ah Sealed Cell	12V, 10ah Sealed Cell	12V, 24ah Sealed Cell	12V, 24ah Sealed Cell
SURGE, NOISE & OVERLOAD PROTECTION				
Power Dissipation (100microsec)	1,000,000 W	1,000,000 W	1,000,000 W	1,000,000 W
Energy Dissipation	100 Joules	100 Joules	100 Joules	100 Joules
RFI Dissipation Frequency	100kHz to 300MHz	100kHz to 300MHz	100kHz to 300MHz	100kHz to 300MHz
Attenuation (100kHz to 80MHz)	-25dB	-25dB	-25dB	-25dB
Clamping Voltage level (peak)	198V	198V	198V	198V
Overload-Output	Current Limiting	Current Limiting	Current Limiting	Current Limiting
Overload-Input	2.5A fuse	4A fuse	10A breaker	15A breaker
SYSTEM				
Noise Level (1 Meter)				
Normal Operation (w/background)	55dB	55dB	55dB	55dB
Back-up Operation	60dB	57dB	62dB	63dB
Heat Dissipation	nominal	nominal	nominal	nominal
Size (HxWxL inches)	6 x 8 x 14.5	8.5 x 20.25 x 10	8.5 x 20.25 x 15.5	2 cabinets each 8.5 x 20.25 x 15.5
Weight (pounds)	29	52	86	178 (76UPS & 102Bat)
Receptacles (grounded)	2	4	4	4

* 50 Hz, 240V models also available.

For your nearest Emerson
UPS Dealer Call —

1-800-BackUPS

ELECTRO SISTEMAS ESTABIL CIN. LTDA.
OFICINA CENTRAL
Av. Colón No. 2 y 7m. 30.000
Telefs: 522860 - 564731

EMERSON
Computer Power

Emerson Electric Co.
Industrial Controls Division
3300 South Standard Street
Santa Ana, California 92702
(714) 545-5581 Telex 67-8460

Emerson Electric Co.
Industrial Controls, Ltd.
Hwy. 48/Major MacKenzie Dr.
Markham, Ontario
Canada L3P 3J6
(416) 294-9340 Telex 06-986754

Emerson Electric Co.
Industrial Controls, Ltd.
Elgin Drive
Swindon, SN2 6DX, Wilts, England
0793 24121 Telex 449101

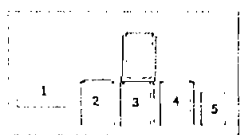
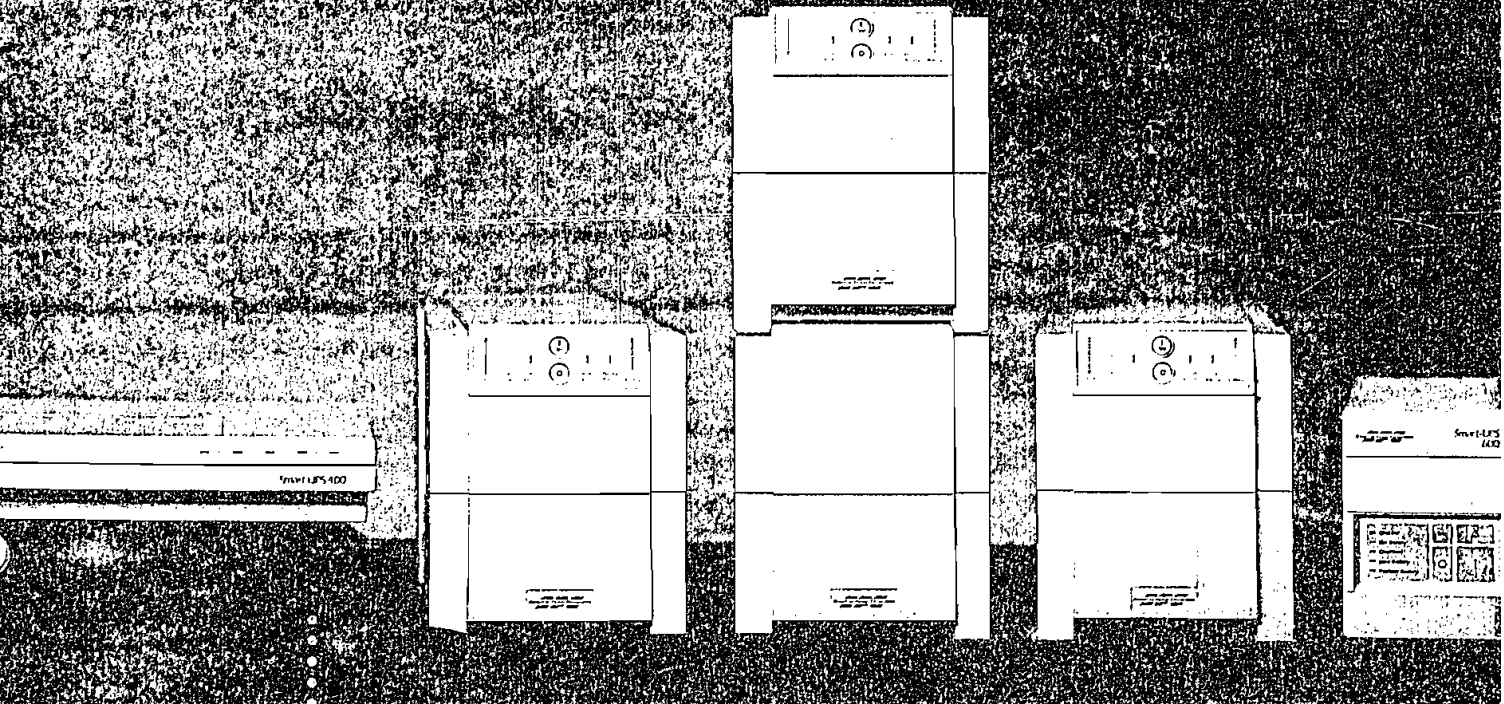
AP4-016A
December 1986

© Emerson Electric Co.

Printed in USA

The Smart-UPS Series

High-performance protection for LANs, Unix systems, engineering workstations, and minicomputers



1. Smart-UPS 400 for 286, 386 desktop systems and servers
2. Smart-UPS 900 for CAD/CAM, engineering workstations and servers
3. Smart-UPS 2000 for minicomputers, multiple servers
4. Smart-UPS 1250 for multiple servers, telecom equipment
5. Smart-UPS 600 for tower-type servers and engineering workstations

Featuring

Line Interactive design

An innovative design in which the UPS inverter is connected to the output, providing a cleaner response to utility problems and superior filtering when compared to standby UPS technology.

Battery replacement warning

A Smart-UPS automatically tests the health of its batteries and alerts you to potential problems before batteries wear out.

SmartBoost™

A Smart-UPS provides true brownout correction, allowing you to work through problems that shut other UPS systems down.

Sine wave output

For complete compatibility with all applications.

UPS - Link™ Control language

With a Smart-UPS, your site's power quality can actually be monitored and events can be logged automatically. You'll have hard-copy evidence of your return on investment.

Lightning, surge and noise protection

The Smart-UPS outperform other UPSs when subjected to ANSI/IEEE class "A" and "B" surge tests. Full-time EMI/RFI filters prevent line noise from corrupting data files.

Site and unit diagnostics

Automatically spot poor ground and reversed polarity, two common miswirings which usually require an electrician to diagnose.

Full approvals and warranty

UL, CSA, TUV and Novell approvals mean a safe, reliable solution to your power problems.



Smart-UPS *High-performance UPS protection from American Power Conversion*

	SU 400	SU 600	SU 900	SU 1250	SU 2000
Communications interface	■	■	■	■	■
SmartBoost	■	■	■	■	■
UPS-Link Control Language	■	■	■	■	■
Replace Battery Indicator	■	■	■	■	■
Load Power and voltage meters	■	■	■	■	■
Low Battery Indicator	■	■	■	■	■
Overload indicator	■	■	■	■	■
Site wiring fault indicator (120V units only)	■	■	■	■	■
Test switch	■	■	■	■	■
Warranty	2 years				
Approvals	UL listed, CSA certified, TUV certified, VDE certified, FCC Class A compliance, Novell-approved				
120V and 220/240V versions	■	■	■	■	■ [208V]*
Input line	6ft. detachable for 120V units, male IEC 320 for 230V units				6ft. attached
Output receptacles (NEMA 5-15R for 120V units, IEC 320 female app. couplers for 230V)	4	4	6 [4 for 230V]	6 [4 for 230V]	4 NEMA 5-15R, 1 1.5-30R, [4 for 230V] other options available
Maximum dimensions (HxWxD)	15.5 x 11.9 x 2.25" (39.4 x 30.2 x 5.7 cm)	6.6 x 4.7 x 14.2" (17 x 12 x 36 cm)	9.1 x 6.9 x 17.8" (23.1 x 17.5 x 45.2 cm)	9.1 x 6.9 x 17.8" (23.1 x 17.5 x 45.2 cm)	18.0 x 6.9 x 17.8" (45.7 x 17.5 x 45.2 cm)
Net weight, Shipping weight	17lbs (7.7kg), 20lbs (9.1kg)	28lbs (12.7kg), 30lbs (13.6kg)	41lbs (19.5kg), 46lbs (20.9kg)	54lbs (24kg), 56 lbs (25.4kg)	112lbs (50.9kg), 118lbs (53.6kg)

* Where appropriate specs for 220/240 VAC models are given in brackets following those of 120 VAC models. A 208 VAC model is available for Smart-UPS 2000 model only.

OPERATION					
Nominal input voltage	120 [230] Vac user adjustable using dip switches to 115 [240] Vac, single phase				
Input voltage window	103 [196] Vac 136 [260] Vac, user adjustable using dip switches to 98 [204] - 130 [271] Vac				
Transfer time (typical/max)	2/4 milliseconds, includes detection time				
On-battery output voltage	Pure sine wave output at 115 [225] Vac +/- 5%, -10% after low battery warning, synchronized to utility line				
SmartBoost operation	SmartBoost increases output voltage 12% above input voltage if -15% to -21% of nominal. Transfer to SmartBoost is 103 [196] Vac, re-transfer to utility is 111 [211] Vac, user adjustable using dip switches to 98 [204] Vac, re-transfer to utility is 106 [222] Vac.				
Maximum capacity (Volt-Amps, Watts)	400, 250	600, 400	900, 630	1250, 900	2000, 1500
Load power factor range/crest factor range	0.5 to 1.0 / <5				
Surge energy rating, peak current capability	240 Joules, 6500 A	240 Joules, 6500 A	480 Joules, 6500 A	480 Joules, 6500 A	480 Joules, 6500 A
Normal, common mode clamping response time	0 ns, <5 ns typical	0 ns, <5 ns typical	0 ns, <5 ns typical	0 ns, <5 ns typical	0 ns, <5 ns typical
Normal mode surge voltage let through when subjected to IEEE S87 Cat. A 6kV test	< 0.7% of peak typical	< 0.7% of peak typical	< 0.3% of peak typical	< 0.3% of peak typical	< 0.3% of peak typical
Normal/common mode noise suppression at 1.0MHz, 3.0MHz, 10.0MHz	40/5, 50/15, 55/25 dB	45/10, 45/20, 45/20 dB	55/45, 65/55, 60/25 dB	55/45, 65/55, 60/25 dB	55/45, 50/55, 50/25 dB
Sealed, maintenance-free lead acid batteries with 3-6 year typical lifetime	four 6 volt, 4 AH	two 12 volt, 6.5 AH	four 6 volt, 10 AH	two 12 volt, 17 AH	four 12 volt, 17AH
Recharge time to 90% capacity after discharge into 50% load	7 hours	10 hours	6 hours	10 hours	10 hours
Ambient operation	10,000ft. (3,000 meters) max. elevation, 0-95% humidity non-condensing, 32-113 deg. F, 0-45 deg. C				
Audible noise at 3ft from surface of unit	<40 dBA	<40 dBA	<45 dBA	<45 dBA	<45 dBA
On utility/on battery thermal dissipation (BTU/hr)	60/150	60/150	60/500	60/800	60/1000

SYSTEM	LOAD (va)	TYPICAL RUNTIMES IN MINUTES				Extended run options in bold option	
Portable 386	75	77	113	125	516	250	400
IBM PS/2 30 mono. monitor	100	54	85	100	444	210	350
IBM PS/2 30 w/ VGA, Sun SpareStation 1+ w/mon.	150	33	55	75	354	160	280
IBM PS/2 55sx with VGA, Sun SpareStation 1PC w/mon.	200	22	38	58	276	120	220
Compaq 386/25e w/VGA	250	15	26	44	222	90	180
Compaq 386/33 w/VGA	300	11	20	36	180	70	145
IBM PS/2 80 server w/VGA	350	8	17	28	144	50	109
IBM PS/2 95 server w/XGA	375	7	15	26	132	44	100
Compaq 386/33 w/19" mon.	400	5	14	24	120	38	88
IBM RS/6000 320 w/ 19" mon	450	--	11	20	102	32	70
Compaq SystemPro server	500	--	9	18	90	27	55
DECstation 5000	600	--	6	13	48	22	40
Two IBM PS/2 80 file servers	700	--	--	11	42	17	35
IBM AS/400 mini	800	--	--	9	36	14	29
DEC MicroVax	900	--	--	7	30	12	25
HP 9000 834	1200	--	--	--	--	7	17
Eight IBM PS/2 55sx w/ VGA	1600	--	--	--	--	--	11
Four SystemPro servers	2000	--	--	--	--	--	8

© 1990, APC. LAN's Best Friend, Smart-UPS, Back-UPS, PowerChute, PowerDoctor are trademarks of APC. Other trademarks are the property of their owners. Specifications subject to change.

(800)800-4APC in USA and Canada
132 Fairgrounds Road, West Kingston, RI 02892
Phone (401)789-5735 FAX (401)789-3180

(+33)(1)64.62.59.00 in Europe
4, rue Sainte Claire Deville - ZAC du Mandinet - Bâtiment Espace -
LOGNES - 77447 Marne la Vallée - Cédex 2 - FRANCE
FAX (+33)(1)60.17.80.29

Back-UPS *Reliable, cost-effective UPS protection from American Power Conversion*

	250	400	600	800	1200	
Communications interface		■	■	■	■	
Full time surge suppression and filtering	■	■	■	■	■	
Audible alarm	■	■	■	■	■	
Low battery alarm	■	■	■	■	■	
Alarm disable		■	■	■	■	
Load power and voltage meters				■	■	
Low battery indicator				■	■	
Overload indicator				■	■	
Test switch		■	■	■	■	
Warranty	2 years					
Approvals				TUV, VDE certified		
Input line	male IEC 320 appliance coupler					
Receptacles IEC 320 female app. couplers	4	4	4	6	6 (options available)	
Maximum dimensions (HxWxD)	6.6 x 4.7 x 14.2" (17 x 12 x 36 cm)	6.6 x 4.7 x 14.2" (17 x 12 x 36 cm)	6.6 x 4.7 x 14.2" (17 x 12 x 36 cm)	11.5 x 7.7 x 14.5" (29 x 20 x 37 cm)	11.5 x 7.7 x 14.5" (29 x 20 x 37 cm)	
Net weight, shipping weight	12lbs (5.4kg), 14lbs (6.4kg)	21lbs (9.5kg), 23lbs (10.4kg)	25lbs (11.3kg), 27lbs (12.2kg)	52lbs (24kg), 55lbs (25kg)	71lbs (32kg), 74lbs (34kg)	
OPERATION						
Nominal input voltage	single phase, 220 to 240 Vac					
Nominal input frequency	50 Hz			50 / 60 Hz		
Input voltage limit for utility operation	197 Vac, user adjustable			197 Vac, 260 Vac		
On-battery output voltage	Step-sine wave output at 22.5 Vac +/- 5%, synchronized to utility line			Sine wave, 22.5 Vac +/- 5%		
On-battery frequency	50 Hz +/- 3%			50 / 60 Hz +/- 3%		
Maximum capacity (Volt-Amps, Watts)	250, 170	400, 250	600, 400	800, 600	1200, 1000	
Load power factor range, crest factor range	0.5 to 1.0, <5					
Surge energy rating, peak current capability	320 Joules, 6500 A	320 Joules, 6500 A	320 Joules, 6500 A	450 Joules, 6500 A	450 Joules, 6500 A	
Normal, common mode clamping response time	0 ns, <5 ns typical	0 ns, <5 ns typical	0 ns, <5 ns typical	0 ns, <5 ns typical	0 ns, <5 ns typical	
Normal mode surge voltage let through when subjected to IEEE 587 Cat. A 6k VA test	<0.9% of peak typical	<0.9% of peak	<0.9% of peak	<0.7% of peak	<0.7% of peak	
Normal/common mode noise suppression	Full time EMI/RFI	Full time EMI/RFI	Full time EMI/RFI	Full time EMI/RFI	Full time EMI/RFI	
Sealed, maintenance-free lead acid batteries with 3-6 year typical lifetime	Two 6volt, 4 amp	One 12volt, 6.5 amp	Two 6volt, 10 amp	Four 6volt, 10 amp	Two 12Volt, 24 amp	
Recharge time to 90% capacity after discharge into 50% load	6 hours	7 hours	10 hours	6 hours	8 hours	
Ambient operation	10,000ft. (3,000 meters) max. elevation, 0-95% humidity non-condensing, 32-113 deg. F, 0-40 deg. C					
Audible noise at 3ft from surface of unit	<40 dBA	<40 dBA	<40 dBA	<40 dBA	<60 dBA	
On line, on battery thermal dissipation (BTU/hr)	10, 100	15, 200	15, 200	15, 200	130, 350	
SYSTEM		LOAD (w)		TYPICAL RUNTIMES		
Portable 386	75	29	72	105	125	260
IBM PS/2 30 mono, monitor	100	23	47	79	100	220
IBM PS/2 30 w/ VGA, Sun SpareStation 1+ w/mon.	150	14	30	54	75	170
IBM PS/2 55SX with VGA, Sun SpareStation 1PC w/mon.	200	8	19	41	58	125
Compaq 386/25 w/ VGA	250	5	13	31	44	95
Compaq 386/33 w/ VGA	300	..	9	22	36	80
IBM PS/2 80 server w/ VGA	350	..	7	17	28	65
IBM PS/2 95 server w/ VGA	375	..	6	15	26	60
Compaq 386/33 w/ 19" mon.	400	..	5	13	24	55
IBM RS/6000 320 w/ 19" mon	450	10	20	43
Compaq SystemPro server	500	7	18	36
DECstation 5000	600	5	13	29
Two IBM PS/2 80 file servers	700	11	23
IBM AS/400 mini	800	9	20
DEC MicroVax	900	17
HP 9000 B34	1200	12

(800)800-4APC in USA and Canada

132 Fairgrounds Road, West Kingston, RI 02892
Phone (401)789-5735 FAX (401)789-3180

996-0054 rev.11.91

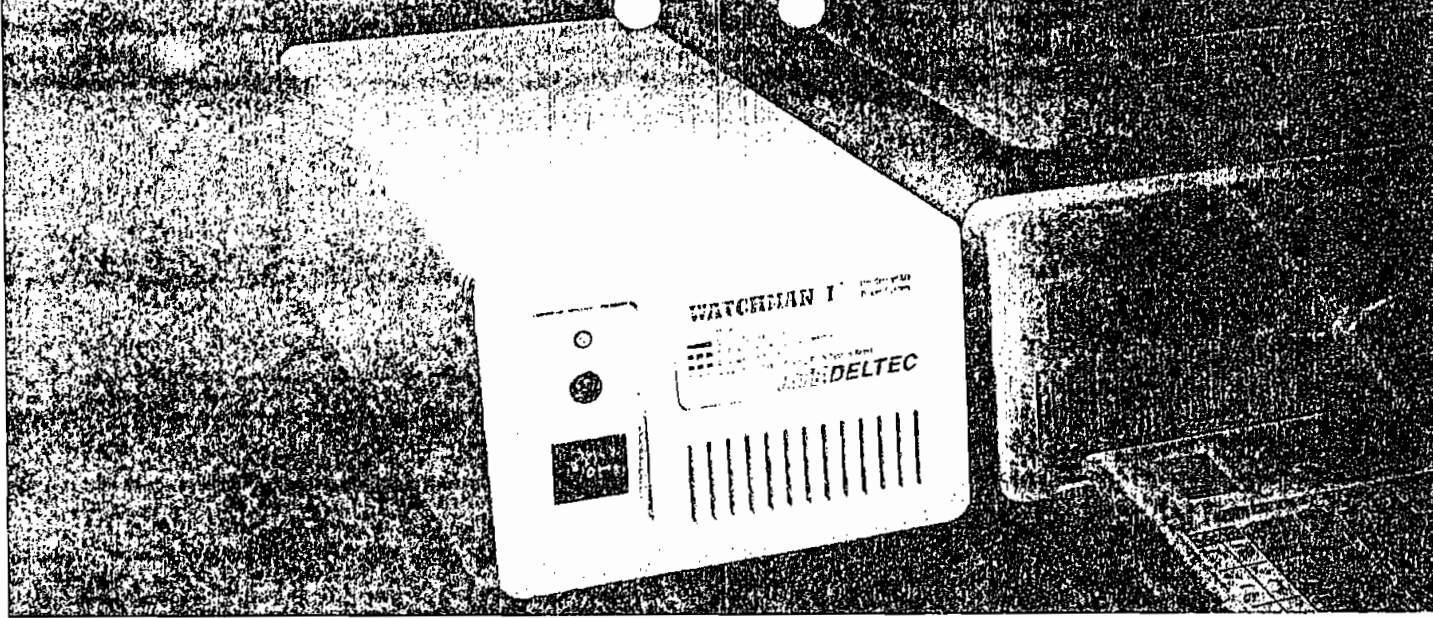
(+33)(1)64.62.59.00 in Europe

4, rue Sainte Claire Deville - ZAC du Mandinet - Bâtiment Espace -
LOGNES - 77447 Marne la Vallée - Cédex 2 - FRANCE
FAX (+33)(1)60.17.80.29

© 1990, APC. AN's Best friend, Smart-PS, Back-UPS, PowerChute, PowerDoctor are trademarks of APC. Other trademarks are the property of their owners. Specifications subject to change.

WATCHMAN I

Uninterruptible Power Systems



Next time someone cuts your power, you'll be glad you bought your little computer a Watchman I.

Uninterruptible Power Systems

You bought that small computer and you've filled it with important data. Everything's fine until someone inadvertently cuts your power. Your data disappears ... gone!

The Watchman I prevents that. When power fails, an alarm sounds, a red light blinks, and the Watchman I instantly takes over with up to 60 minutes of smooth, dependable power provided by sealed, rechargeable batteries. Your computer's memory is saved. A steady green light indicates that AC input is operating normally.

The Watchman I is inexpensive, attractive, and easy to use. Ask your dealer about it.

Typical Installations

Manufacturer	Model	Manufacturer	Model
IBM	PC, AT, XT, Clones, PS/30	Kaypro	II/IV
Apple	Ile, IIC	Kaypro	10MB
Apple	Macintosh 512, Plus, SE	NBI	Workstations (non-archiving)
Atari	All	NEC	AP IV/V
AST	286	Panasonic	Sr Partner
ALR	286	Seiko	8600 10/20MB, Terminal
Compaq	Dual Floppy	Sanyo	A
Compaq	10MB Hard Disk	Sperry	PC/IT
Columbia	All	Televideo	1600
Commodore	All	Televideo	800, 900
Eagle	PC11 w/Monitor	Texas Instruments	PC w/ Color Monitor
Eagle	Spirit 10MB w/Monitor	Toshiba	3100
Epson	PC	Wang	PC
HP	Vectra	Wang	Work Stations (non-archiving)

Input

Voltage:	102 VAC to 127 VAC
Frequency:	60 Hz
Current:	2.5 Amps
Protection:	3 Amp line fuse and MOV overvoltage transient suppressor
Battery:	Rechargeable, sealed, lead-acid 24 VDC, 6.5 Ampere-Hour

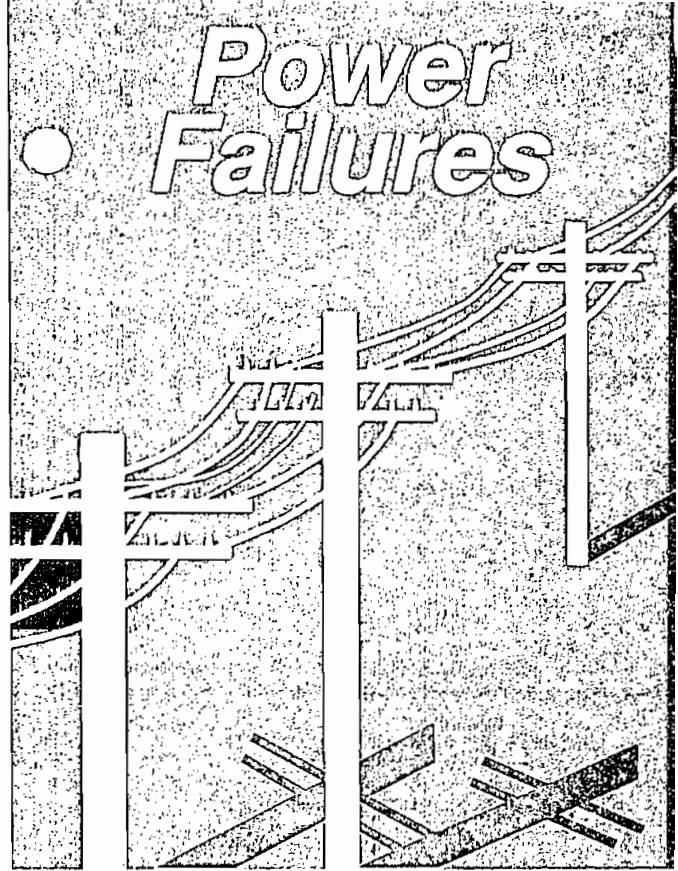
Output

Normal Mode:	Same as input
Inverter Mode:	115 Vrms square wave, 60 Hz $\pm 1\%$
Protection:	3 Amp output fuse; 15 Amp battery fuse
Transfer Time:	1/2 cycle (maximum)
Back-Up Time	
200W:	20 minutes (typical)
100W:	40 minutes (typical)
60W:	60 minutes (typical)

Physical

Operating Temperature:	0°C to 45°C without derating
Relative Humidity:	10% to 90%, non-condensing
Dimensions	
Height:	5.1 inches (130 mm)
Width:	7.7 inches (196 mm)
Depth:	13.5 inches (343 mm)
Weight:	29.1 pounds (13.2 kg)
Connections	
Input:	Standard NEMA 5-15P plug
Output:	Two NEMA 5-15R receptacles
Indicators	
Visible:	LEDs to indicate Normal AC line operation (Green); Power Failure — Inverter ON (blinking, if not reset); and AC Power Restored (Green blinking, if not reset)
Audible:	Sonic Alarm sounds when AC power is interrupted and the inverter is on. NOTE: The alarm may be silenced by the Alarm Reset button. After AC power has recovered from a failure, the user must push the Alarm Reset button to ensure proper operation during the next power outage.

Note: Due to continuing product improvement programs, specifications are subject to change without notice.



and Your Small Computer

RTE DELTEC

2727 Kurtz Street, San Diego, CA 92110
Telephone: (619) 291-4211 • TWX: 910-335-1241

© RTE Deltec Corp. 1986 jn7/25-134

RTE DELTEC

POWERMAKER™ MICRO UPS

RELIABLE BLACKOUT AND BROWNOUT PROTECTION FOR SMALL-BUSINESS COMPUTERS

The Powermaker Micro UPS is specifically designed to protect small-business computers against blackouts, voltage sags and electrical noise. Under normal conditions, when commercial power is within computer tolerance, the Powermaker UPS filters the power, eliminating problem-causing noise transients and voltage spikes. If commercial power fails or drops below tolerance, the Powermaker UPS begins supplying AC power to the computer typically within four milliseconds. When commercial power returns to normal, the unit automatically switches the computer back to the power line.

The Powermaker Micro UPS provides up to 35 minutes of steady sine wave power. This sine wave matches the wave-shape of commercial power, ensuring compatibility with any computer system.

The Powermaker Micro UPS also features an audible alarm to alert operators when the unit is supplying power to the computer. In addition, the Powermaker Micro UPS can be equipped with a status monitor which sends a logic signal to the protected computer when primary power has failed. This feature can automatically initiate system shutdown, or it can even be used to alert the operator by printing a warning message on the computer's viewing screen.

SPECIFICATIONS

Output Voltage: 120V \pm 3.5V at 60 Hz; 220/230/240V \pm 7V at 50 Hz

Output Frequency: 60 Hz \pm 1%; 50 Hz \pm 1%

Output Waveform: Sine wave

Total Harmonic Distortion: 7% maximum

Backup Time: Refer to table

Overload Protection: Current-limiting inverter circuit

Noise Attenuation: Begins at 10 kHz; 40 dB minimum at 100 kHz and above

Transfer Time:

Power line to inverter -- 4 milliseconds typical
10 milliseconds maximum

Inverter to power line -- 2 milliseconds typical
4 milliseconds maximum

TRANSFER POINTS (APPROXIMATE)

Power line to inverter:	Inverter to power line:
102 VAC for 120 VAC	109 VAC for 120 VAC
187 VAC for 220 VAC	200 VAC for 220 VAC
195 VAC for 230 VAC	209 VAC for 230 VAC
204 VAC for 240 VAC	219 VAC for 240 VAC

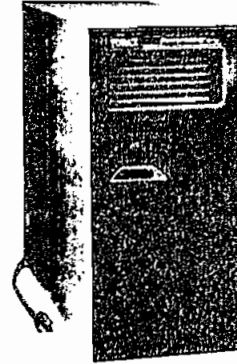
Operating Temperature: 0° to 40°C

Operating Humidity: 95% maximum, without condensation

Battery: Maintenance free

Power Cord:

Six-foot power cord with NEMA plug type 5-15P for 60 Hz models, Dual European plug for 220V, 50 Hz models, and UK Standard plug for 240V, 50 Hz models



FEATURES

- Protection against Blackouts, Brownouts and Voltage Dips
- Protection against Noise Transients and Spikes
- Exceptionally Fast Response
- Sine Wave Output
- High Reliability
- Maintenance-free Battery
- Easy Plug-in Installation
- Attractive, Compact Styling

MODELS

Output Rating	Model Number	Input	Typical Backup Time in Minutes		Typical Recharge Time	Status Monitor	Connector Style
			Full Load	Half Load			

60 HZ MODELS

400 VA	84461	120 VAC	9	25	8 hrs	No	A
400 VA	84462	120 VAC	35	75	16 hrs	No	A
400 VA	84462-01	120 VAC	35	75	16 hrs	Yes	A
800 VA	84864	120 VAC	12	35	16 hrs	No	A
800 VA	84864-01	120 VAC	12	35	16 hrs	Yes	A
1000 VA	84126-01	120 VAC	9	30	16 hrs	Yes	A

50 HZ MODELS

400 VA	84455-10	220 VAC	9	25	8 hrs	No	B
400 VA	84455-20	220 VAC	9	25	8 hrs	No	C
400 VA	84455-30	240 VAC	9	25	8 hrs	No	D
400 VA	84456-10	220 VAC	35	75	16 hrs	No	B
400 VA	84456-11	220 VAC	35	75	16 hrs	Yes	B
400 VA	84456-20	220 VAC	35	75	16 hrs	No	C
400 VA	84456-21	220 VAC	35	75	16 hrs	Yes	C
400 VA	84456-30	240 VAC	35	75	16 hrs	No	D
400 VA	84456-31	240 VAC	35	75	16 hrs	Yes	D
800 VA	84858-10	220 VAC	12	35	16 hrs	No	B
800 VA	84858-11	220 VAC	12	35	16 hrs	Yes	B
800 VA	84858-20	220 VAC	12	35	16 hrs	No	C
800 VA	84858-21	220 VAC	12	35	16 hrs	Yes	C
800 VA	84858-30	240 VAC	12	35	16 hrs	No	D
800 VA	84858-31	240 VAC	12	35	16 hrs	Yes	D
1000 VA	84125-11	220 VAC	9	30	16 hrs	Yes	B
1000 VA	84125-21	220 VAC	9	30	16 hrs	Yes	C
1000 VA	84125-31	240 VAC	9	30	16 hrs	Yes	D

Output Receptacles:

Style A	Style B	Style C	Style D
Receptacles	Receptacles	Receptacles	Receptacles
NEMA 5-15R	PIN GROUND	SIDE GROUND	TRIANGLE BRITISH STANDARD