ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CARGADOR AUTOMÁTICO DE BATERÍAS DE 120(V) / 10 (A)

PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y CONTROL

JOSÉ ALFREDO EGAS ESCOBAR

DIRECTOR: ING. PATRICIO CHICO, MSc.

QUITO, FEBRERO 2002

DECLARACIÓN

Yo, José Alfredo Egas Escobar, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

José Alfredo Egas Escobar

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por el Sr. José Alfredo Egas Escobar, bajo mi supervisión.

MSc. Patricio Chico H.
DIRECTOR DE PROYECTO

AGRADECIMIENTOS

Deseo expresar mi agradecimiento al Sr. Ing. Patricio Chico por su constante apoyo y acertada dirección a la terminación de este proyecto.

También deseo agradecer profundamente a mis padres y hermanos por su apoyo incondicional.

Agradezco además al Sr. Ing. Mario Egas, mi hermano, por su invalorable aporte a este proyecto.

Un agradecimiento especial a mi esposa por su incansable ayuda.

DEDICATORIA

A mis padres, mi esposa y mis hijos,
en reconocimiento al amor y apoyo
que siempre me han brindado.

CONTENIDO

PRESENTACIÓN **1**

CAPÍTULO 1
MARCOTEÓRICO **3**
1.1 CONSIDERACIONES SOBRE BATERÍAS 3
1.2 CARGA DE BATERÍAS 10
1.3 TIPOS DE CARGADORES DE BATERÍAS EXISTENTES EN EL MERCADO 15
1.4 TOPOLOGÍA 17

CAPÍTULO 2
DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA **19**
2.1 ANÁLISIS DEL PUENTE CONTROLADO DE TIRISTORES 19
2.2 DISEÑO DEL TRANFORMADOR PRINCIPAL 27
2.3 DISEÑO DE LA INDUCTANCIA 32
2.5 FORMAS DE ONDA EN LOS SEMICONDUCTORES 38
2.6 DISEÑO DE REDES SNUBBER 39
2.7 PROTECCIONES DEL EQUIPO 42

CAPÍTULO 3
DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL **43**
3.1 ESPECIFICACIONES 43
3.2 CONTROL DE VOLTAJE 44
3.3 CONTROL DE CORRIENTE 46
3.4 CONVERTIDOR VOLTAJE/ÁNGULO 47
3.5 GENERADOR DE RAMPAS 48
3.6 DISPARO DE LOS TIRISTORES 49
3.7 FUENTES DE PODER 50
3.8 VISUALIZADOR DIGITAL 51
3.9 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA 52

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS **70**

4.1 PROTOCOLO DE PRUEBAS 70

4.2 VOLTAJE Y CORRIENTE VS. TIEMPO DE CARGA 74

4.3 FORMA DE ONDA DE DISPARO Y RIZADO DE LA CORRIENTE 74

4.4 ESTADO TRANSITORIO DE LA CORRIENTE 78

4.5 VOLTAJES V_{AK} DE LOS TIRISTORES Y VOLTAJE V_D 79

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES **81**

5.1 CONCLUSIONES 81

5.2 RECOMENDACIONES 82

BIBLIOGRAFÍA **85**

ANEXOS **86**

RESUMEN

En este proyecto se presenta el diseño y construcción de un Cargador Automático de Baterías, de 120(V) / 10(A), adecuado para recargar bancos de baterías como los que se usan en sistemas UPS de mediano y gran tamaño. El equipo incorpora un visualizador digital que indica, mediante un selector, el voltaje del banco de baterías o la corriente de carga. Se añade que el equipo disponga de dos potenciómetros externos para regular el voltaje y la corriente.

Se inicia el Capítulo 1 con una breve introducción sobre baterías, se continúa con una descripción de baterías secundarias y dentro de éstas se hace hincapié en las de ácido-plomo, que son de uso común en nuestro medio. Prosigue el trabajo con una explicación de los métodos de carga que recomiendan los fabricantes de baterías, y se escoge la topología adecuada para este propósito.

En el Capítulo 2 se presenta el análisis de un puente semicontrolado de tiristores, con carga L-E, se diseñan las especificaciones de los semiconductores de potencia, y se describe en detalle el proceso de diseño del transformador y la inductancia.

En el Capítulo 3 se desarrolla todo el circuito de control, poniendo especial énfasis en el cálculo de los compensadores para tener un sistema estable y preciso.

El Capítulo 4 trata sobre las pruebas realizadas con el equipo terminado, y se analizan los resultados obtenidos. Para el efecto, se conecta el cargador a un banco de diez baterías de 12(V) / 115 (AH), que ha sido previamente descargado y se observa la evolución del voltaje en bornes de la batería, así como de la corriente de carga.

Finalmente en el Capítulo 5 se presentan las conclusiones de este proyecto y se formulan algunas recomendaciones de carácter puntual.

PRESENTACIÓN

El avance tecnológico en diversos ámbitos del mundo actual como la informática, la medicina, transferencia de datos, proveedores de Internet, telefonía celular, y otras aplicaciones consideradas como críticas, en las que una interrupción del suministro eléctrico puede ocasionar severas pérdidas de información, pérdidas económicas y aún pérdidas de vidas humanas, ha permitido que fuentes de energía ininterrumpible ó UPS (Uninterruptible Power Supply), de mediano y gran tamaño, sean utilizadas con mayor frecuencia para proteger y proveer energía de respaldo a esas aplicaciones.

Generalmente los UPS proporcionan un tiempo de autonomía en baterías, a plena carga, de diez a quince minutos, tiempo que es suficiente en muchas de las aplicaciones; sin embargo hay ocasiones en que se requiere de tiempos de respaldo más prolongados, con lo que se hace necesaria la instalación de bancos de baterías conectados en paralelo para aumentar la reserva de energía.

Se debe mencionar que nuestro país sufre ocasionalmente de crisis de generación de energía eléctrica, originadas en el estiaje de los meses de Julio, Agosto y Septiembre. Este problema afecta al austro ecuatoriano y en particular a la principal central hidroeléctrica generadora de energía del Ecuador, que es la central de Paute. Esto ha obligado que las empresas eléctricas del país impongan racionamientos, como los que se produjeron en el verano de 1997. Se recuerda que en esa ocasión el racionamiento de energía eléctrica provocado por la sequía, obligó a cortes de energía cada dos días y de ocho horas de duración.

La amenaza de nuevos racionamientos eléctricos en al año 2002 es todavía latente, fundamentalmente debido al estiaje, hecho al que se suman otros factores como la disminución en generación de energía desde las principales centrales térmicas del país debido al envejecimiento de los generadores y no

reposición de los mismos, y al aumento en la demanda de energía eléctrica ocasionado por el inicio de la recuperación económica del país.
Esto obliga que muchas empresas e industrias aseguren su provisión de energía eléctrica de respaldo, con el uso de equipos UPS instalados con bancos externos de baterías de mucha mayor capacidad.

Normalmente un banco de baterías adicional que incremente el respaldo a varias horas requerirá de un cargador externo que permita reponer rápidamente la carga al banco de baterías, en el evento de que se produjera una descarga profunda de ellas.

Por otra parte, puesto que los UPS son equipos sofisticados y sus diseños exhiben tecnología electrónica de vanguardia, el cargador externo que se conecte para trabajar con ellos debe presentar características idóneas de funcionamiento, de manera que no perjudique ningún parámetro asociado al buen desempeño de los equipos UPS.

Hay que anotar otros campos en los que se necesita de bancos de baterías muy grandes, tales como los de la telefonía celular, proveedores de Internet, etc. Estas aplicaciones de uso creciente demandan también la utilización de cargadores de óptima calidad.

Por ello este proyecto trata del diseño y construcción de un equipo cargador de baterías que cumpla con los requerimientos impuestos por un mercado altamente tecnológico y exigente de la mejor calidad.

CAPÍTULO 1

MARCO TEÓRICO

1.1 CONSIDERACIONES SOBRE BATERÍAS.

Una batería es una disposición de dos o más celdas electroquímicas, conectadas en serie y/o en paralelo, para proporcionar una corriente y un voltaje dados.

[1]En la actualidad se encuentra una gran variedad de equipos activados por baterías, lo que refleja la versatilidad y conveniencia de este tipo de fuentes de energía eléctrica.

[2]Las aplicaciones de las baterías se pueden clasificar de acuerdo al nivel de energía y potencia que desarrollan, de la siguiente manera: 1) *De baja energía y alta potencia*, como por ejemplo para arrancar motores, 2) *Energía elevada y alta potencia,* como por ejemplo para alimentar vehículos eléctricos y equipos mineros e industriales, y 3) *Energía alta y potencia moderada*, como la que se requiere para iluminación de emergencia y energía de reserva en general.

[3]Otra manera de clasificar las aplicaciones de baterías es de acuerdo al uso, si se trata de baterías como fuente primaria de energía, o si se trata de baterías de reserva: 1) *Fuente de energía primaria*, como en instrumentos y herramientas portátiles, linternas, telefonía inalámbrica y celular, equipos médicos, juguetes, arrancadores de motores, robótica, electrónica de consumo, etc; y 2) *Fuente de energía de reserva o standby*, como en sistemas UPS, iluminación de emergencia, alarmas contra incendio y robo, dispositivos de control de acceso, equipos de telecomunicaciones, control industrial, equipo electrónico que

---

[1] M. Kaufman y A. Seidman, *Electrónica Práctica, México*, Mc Graw Hill, 1989, p.11-1
[2] ibid
[3] POWERSONIC, *Sealed Lead Acid Batteries, Technical Handbook*, Redwood City, p.1.

requiere protección de la memoria, sistemas de energía solar, electrónica del vehículo, etc.

1.1.1 TIPOS DE BATERÍAS.

[1]Las baterías se clasifican como PRIMARIAS si no se pueden recargar o se destinan a una descarga simple, SECUNDARIAS si se pueden recargar o se destinan a ciclos repetidos de carga y descarga. Se tiene otro tipo de baterías que son las de RESERVA, que deben permanecer estables durante largos períodos de almacenamiento y activarse inmediatamente antes de su uso mediante el calentamiento o la adición de agua o electrolito.

[2]Baterías primarias comunes son las de carbono-zinc o LeClanche, las alcalinas-manganeso, las de mercurio, las de magnesio, y las de plata-zinc. Las principales baterías secundarias son las de níquel-cadmio, plomo-ácido sulfúrico, plata-zinc, plata-cadmio, níquel-hierro o de Edison y níquel-zinc. Las baterías de reserva más importantes son las de cloruro cuproso-magnesio, cloruro de plata-magnesio y las celdas térmicas.

Nuestro interés estará centrado en las baterías secundarias, que son recargables, y dentro de éstas, principalmente en las baterías de plomo-ácido que son las de mayor aplicación en equipos de energía ininterrumpible (UPS).

En la Figura 1.1 se muestran procesos de carga y descarga que ocurren en una batería secundaria[3] típica.

---

[1] M. Kaufman , op. cit., p11.1
[2] ibid, p. 11-5
[3] ibid, p. 11-17

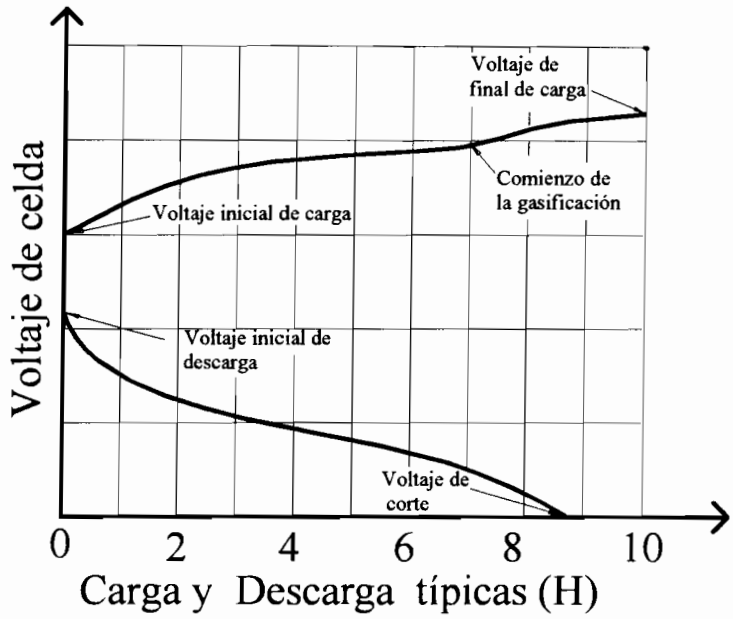


Figura 1.1: Curvas de carga y descarga típicas de una batería secundaria.

1.1.2 TERMINOLOGÍA DE LAS BATERÍAS

[1]CAPACIDAD: Cantidad de energía eléctrica que puede proporcionar una batería en condiciones especificadas de descarga. Se suele expresar en Amperios – Hora (AH).

CELDA: Unidad básica capaz de convertir la energía química en eléctrica. Consiste de dos electrodos sumergidos en un electrolito común; uno de los electrodos puede recibir electrones durante la reacción química y el otro libera electrones como resultado de dicha reacción.

CARGA: Proceso de proporcionar energía eléctrica a una celda con el propósito de convertirla en energía química almacenada.

[1] M. Kaufman, op. cit. p.11-2

ENERGÍA[1]: La energía acumulada en una celda (en VAH) se da por el producto entre la Capacidad (en AH) y el Voltaje de la celda (en V).

ELECTROLITO: Contiene una especie química capaz de reaccionar con los electrodos, ya sea para liberar o absorber electrones. Suele ser líquido pero puede ser también sólido.

VOLTAJE DE CORTE: Voltaje mínimo al que la batería puede proporcionar energía útil en las condiciones específicas de descarga.

CICLO: Secuencia de carga y descarga de una celda.

DESCARGA: Retiro de energía eléctrica de una celda por medio de un circuito externo.

DENSIDAD DE ENERGÍA: Razón de la energía proporcionada por una batería a su peso o volumen. Por lo común se expresa en watt-hora por libra o watt-hora por pulgada cúbica.

CARGA DE FLOTACIÓN: Método para mantener una batería recargable en carga completa mediante el mantenimiento continuo de un voltaje constante sobre la batería, de magnitud tal que la corriente de carga compense exactamente las diversas pérdidas que se producen.

RESISTENCIA INTERNA: Oposición al flujo de una corriente en el interior de una celda. Se mide en Ohms.

VOLTAJE NOMINAL: El voltaje nominal está sujeto a una definición individual, pero en general es el voltaje de una celda completamente cargada, cuando proporciona energía a índices muy bajos de descarga.

---

[1] D. Fink y H. Wayne, *Manual de Ingeniería Eléctrica,* México, Mc Graw-Hill, 1996, p.24-28 a 24-30

VOLTAJE DE CIRCUITO ABIERTO: Voltaje cuando la batería no proporciona energía a un circuito externo.

POLARIZACIÓN: Diferencia entre el voltaje de circuito abierto y el que proporciona en realidad durante una descarga.

REGULACIÓN DE VOLTAJE: Uniformidad de voltaje con que la batería proporciona su energía durante todo el período de descarga.

VIDA EN DEPÓSITO O ALMACENAMIENTO: O retención de carga, es el período medido a partir de la fecha de fabricación de la batería hasta cuando la capacidad cae al 90 % de su valor nominal, a 70 °F (21.1 °C).

CARGA LENTA: Método en el que se utiliza una corriente constante para llevar una batería a la carga completa y, a continuación, mantenerla en una condición de carga plena. Difiere de la carga de flotación en que ésta última suele ser un proceso de voltaje constante.

VIDA EN CICLOS: Es el número de veces que una batería puede cargarse y descargarse antes que el voltaje de la misma descienda abajo de un nivel prescrito.

1.1.3 FUNCIONAMIENTO DE LAS BATERÍAS SECUNDARIAS.

Todas las celdas que conforman las baterías constan de dos medias celdas cuyos electrodos son sumergidos en un electrolito común.

Si una media celda absorbe electrones, la otra debe liberarlos con el fin de completar la celda. En la formación de la celda completa, la liberación o absorción de electrones cesa rápidamente debido a que los electrodos se hacen

muy polarizados y se impide la transferencia de electrones[1]. Sin embargo, si los electrodos se interconectan a través de un circuito externo, la carga en cada electrodo se neutraliza y se puede realizar la reacción química. La corriente que fluye en el circuito externo puede realizar trabajo y esto representa la energía química liberada por la batería. El circuito eléctrico se completa dentro de la batería mediante el paso de partículas cargadas por el electrolito, denominadas iones.

El funcionamiento de una pila implica dos reacciones químicas, en cada una de ellas se produce la transferencia de una partícula cargada hacia un electrodo; el índice al que se produce esa transferencia depende de: a) el potencial generado entre cada electrodo y la partícula cargada y b) la capacidad de la partícula para desplazarse hacia el electrodo bajo la influencia del campo eléctrico establecido entre los electrodos opuestos y la diferencia de concentración de la especie reactiva en la superficie del electrodo y la masa del electrolito.

[2]Las celdas que tienen un potencial elevado suelen proporcionar índices más altos de descarga. Así mismo, cualquier cosa que reduzca la capacidad para desplazarse que tienen estos iones, reduce el índice al que puede descargarse la batería. Algunos de estos factores son la temperatura, la viscosidad del electrolito, el área superficial por la que se puede desplazar el material que se difunde, la distancia lineal que tiene que recorrer y los separadores de electrodos.

1.1.4 BATERÍAS DE PLOMO-ÁCIDO

[3]En este tipo de baterías se tiene un cátodo de plomo, un ánodo de dióxido de plomo, y el electrolito es una solución de ácido sulfúrico en agua. Los dos

---

[1] M. Kaufman, op. cit. p.11-3
[2] ibid, p11-4
[3] POWERSONIC, art. cit., p. 4

electrodos son porosos o esponjosos, para optimizar la superficie de contacto con el electrolito y por tanto mejorar la capacidad de la batería.

En una batería de plomo-ácido se produce la siguiente reacción química:

$$Pb + H_2SO_4 + PbO_2 \rightarrow 2Pb\,SO_4 + 2\,H_2O \qquad \text{Ec 1.1}$$

Las reacciones de descarga se muestran con la flecha hacia la derecha, mientras que en la carga la reacción química es hacia la izquierda.

[1]Se puede ver que durante la descarga, tanto el plomo como el dióxido de plomo de los electrodos, reaccionan con el ácido sulfúrico para formar agua y sulfato de plomo que se deposita en las placas. Es decir, los dos electrodos terminan con la misma composición química y en descarga completa el voltaje de la celda tiende a caer a cero.

Las baterías de plomo-ácido son únicas y difieren de las demás baterías secundarias en que los componentes del electrolito (agua y ácido sulfúrico) se consumen durante la descarga y se regeneran durante la carga. Este hecho permite seguir el curso de la carga y descarga midiendo la densidad del ácido.

Otra peculiaridad importante del sistema plomo-ácido es que la tensión de gasificación para hacer evolucionar hidrógeno en el cátodo y oxígeno en el ánodo, es elevada. Cuando una batería de plomo-ácido se aproxima a su carga completa y comienza a salir gas de los electrodos, hay una elevación repentina y muy grande del voltaje necesario para que siga circulando una corriente por la celda. Por tanto, si se fija la tensión que impulsa la corriente de carga en un valor tal que sea suficientemente alto como para cargar los electrodos, pero no tanto que produzca emisión de gases, el voltaje de la batería se elevará hasta que sea igual a la fuente de carga, punto en el cual la corriente de carga caerá a

[1] M. Kaufman, op. cit., p.11-17 a 11-19

cero y no se producirán otras reacciones electroquímicas, y no se descompondrá el agua ni habrá gasificación.

Con el uso de materiales electródicos muy puros, se consigue que la tensión de gasificación sea muy alta, entonces es fácil establecer la tensión de carga de manera que no se produzcan gases. Se podrá entonces sellar esta batería ya que no necesitará adiciones periódicas de agua. Este es el principio en que se basan la baterías selladas libres de mantenimiento. [1]En este último tipo de baterías, los electrodos suelen ser construidos con una aleación de plomo y calcio que le añade rigidez y fuerza a las placas, a la par que ayuda a evitar la corrosión; además el electrolito se aplica en forma de pasta o gel de ácido a las placas, con el fin de inmovilizarlo, para evitar que se pueda filtrar.

1.2 CARGA DE BATERÍAS.

La carga se producirá siempre que se le aplique a la batería un potencial de corriente continua mayor que el suyo.

[2]Durante el proceso de carga, se debe introducir la cantidad de carga necesaria, en Amperios–Hora, para que la batería quede completamente cargada.

La carga se suministra por medio de una corriente eléctrica. Al aumentar el tiempo de carga, la tensión de carga también aumentará, hasta alcanzar el valor de saturación, que para las baterías de ácido-plomo, es de 2.4 (V/celda). Al finalizar el proceso de carga, el voltaje en bornes vuelve a bajar a aproximadamente 2.15 (V/celda). Es importante que la batería no esté expuesta a un voltaje superior a 2.4 (V/celda) durante mucho tiempo, pues además de la carga, se produce descomposición electrolítica del agua, quedando libres

---

[1] INVENSYS Saturnia-Hawker, *Baterías estacionarias plomo-ácidas reguladas por válvula, Tipo OpzV, Banda B*, Sao Paulo, Saturnia, Ed. Octubre 2000

[2] Hübscher y otros, *Electrotecnia curso elemental*, Barcelona, Ed. Reverté, 1983, p.207-209

hidrógeno y oxígeno. Por ello al alcanzarse la tensión de gasificación, debe reducirse siempre la intensidad de corriente de carga.

[1]El hidrógeno y oxígeno forman gas fulminante que al inflamarse y quemarse explota. Por ello no deberá trabajarse con llamas libres en las proximidades de un acumulador en carga. Los locales donde se cargan baterías deben estar bien ventilados. La electrólisis supone pérdida de agua, pero no de ácido sulfúrico, por ello cuando sea necesario deberá rellenarse la batería con agua destilada o desmineralizada. No se debe emplear agua corriente, pues los minerales que contiene reducen la efectividad del acumulador.

Durante la gasificación, las burbujas de gas arrancan dióxido de plomo de la masa activa de las placas positivas, lo que provoca un envejecimiento precoz.

Cuando se carga una batería con una corriente excesiva, se tiene las siguientes consecuencias: a) Reducción de la capacidad, b) Transformación incompleta de las placas, c) Peligro de cortocircuito debido a depósitos, d) Aumento de la temperatura, e) Mayor suministro de energía durante la carga.

[2]Es costumbre describir la corriente de carga o descarga en función de la capacidad de la batería. Así, si se retira la capacidad total C de la batería en t horas, el régimen de descarga será de C / t (A), y si se recarga la batería a su capacidad completa en t' horas, el régimen de carga será de C / t' (A).

Normalmente los fabricantes recomiendan una corriente de carga igual a 0.1C, con lo que la batería recuperará su capacidad nominal en diez horas. Si se desea una carga rápida se puede subir la corriente a 0.25C, con lo que el proceso de carga durará cuatro horas.

---

[1] Hübscher, op. cit., p.210
[2] M. Kaufman, op. cit., p.11-17

[1]Es necesario que las baterías siempre se carguen completamente, una carga incompleta les puede provocar un desgaste prematuro, pues las placas no se transformarán completamente en dióxido de plomo y plomo esponjoso. El sulfato de plomo restante se acumula y tapona los poros, con lo que se reduce el rendimiento del acumulador y su vida útil.

Puesto que en general no se conoce la energía suministrada por una batería durante su descarga, para reponer la carga completamente a la batería el proceso de carga debe ser controlado. Como durante la carga se modifican la densidad de carga y la tensión, estos dos hechos pueden servir para determinar el estado de carga de la batería.

[2]En las baterías que tienen electrolito líquido, se puede utilizar el densímetro para medir la densidad del ácido sulfúrico diluido. La densidad a plena carga depende de cada acumulador, pero en general una batería bien cargada presenta densidades de 1.20 a 1.28 (Kg/dm^3). Por el contrario, en una batería descargada la densidad está en el orden de 1.12 (Kg/dm^3).

En las baterías de ácido-plomo selladas, se debe utilizar la tensión en bornes para determinar el estado de carga, pero la batería debe estar conectada a un circuito de consumo.

[3]Para una batería de ácido-plomo, se tiene los siguientes parámetros de interés: la tensión a circuito abierto de una batería completamente cargada es de 2.15 (V/celda) o 12.9 (V) @ 6 celdas; la tensión de una batería completamente descargada es de 1.94 (v/celda) ó 11.6 (V) @ 6 celdas. La tensión de flotación debe ser de 2.25 a 2.30 (V/celda) ó 13.5 a 13.8 (V) @ 6 celdas; la tensión de gasificación suele estar entre 2.45 y 2.50 (V/celda) ó 14.7 a 15 (V) @ 6 celdas, y la tensión de corte se suele especificar a 1.75 (V/celda) ó 10.5 (V) @ 6 celdas.

---

[1] M. Kaufman, op. cit., p.11-17
[2] ibid
[3] POWERSONIC, art. cit., p.8

Algunos procesos posibles de carga son los siguientes:

1.2.1 CARGA A TENSIÓN CONSTANTE

Los acumuladores se pueden cargar con corrientes iniciales muy altas si se aplica una tensión constante (tensión de gasificación) en bornes de la batería. Este método produce una carga rápida, pero establece esfuerzos enormes a la batería y al aparato de carga.

1.2.2 CARGA A CORRIENTE CONSTANTE

[1]En este método el equipo de carga mantiene constante la intensidad de corriente hasta alcanzar la tensión de gasificación.

No es un método muy recomendado pues si se somete a las baterías a este procedimiento por un período muy largo de tiempo, luego de que ya han alcanzado su estado de carga completa, puede ocurrir sobrecarga severa en las baterías con el consiguiente daño de las mismas.

En todo caso, se usa esta método para cargar en serie un número grande de baterías, y como un método de ecualización de la carga de todas ellas, para corregir variaciones en la capacidad entre un grupo de baterías.

Este método exige controlar el voltaje final de las baterías, para apagar el equipo cargador a tiempo.

1.2.3 CARGA A VOLTAJE CONSTANTE CON LIMITACIÓN DE CORRIENTE

Este método aplica en bornes de las baterías el voltaje de flotación, pero si las

---

[1] YUASA, *Sealed Rechargeable Lead Acid Battery Application Manual*, Yuasa, p.14

baterías exigen demasiada corriente, el cargador debe estar diseñado para limitar la corriente máxima que puede entregar[1]. Una vez que se ha alcanzado el voltaje final o de flotación, la corriente disminuye paulatinamente, hasta reducirse a un valor apenas necesario para compensar las pérdidas internas de las baterías.

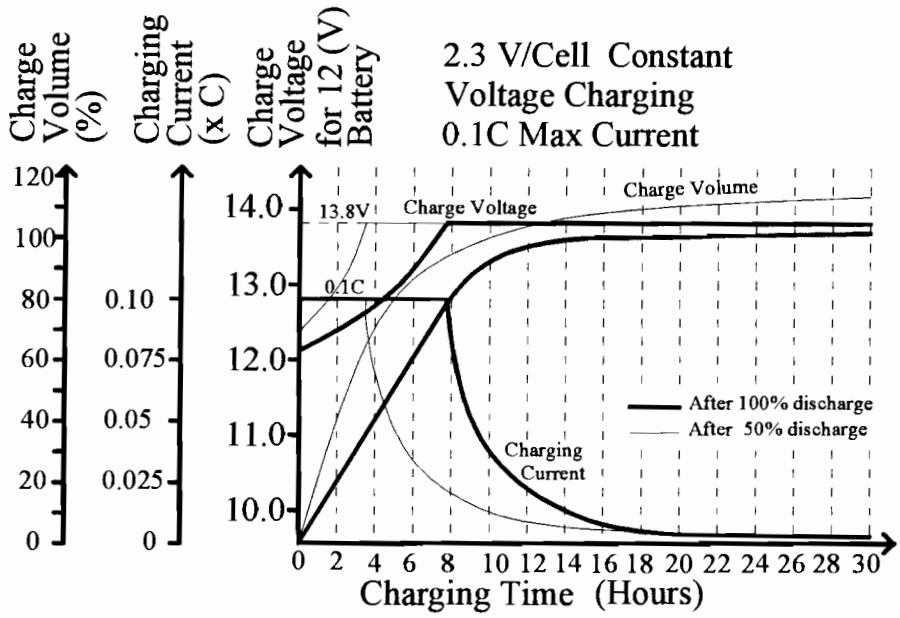


Figura 1.2: Características de carga a voltaje constante con limitación de corriente[2].

[3]Se recomienda realizar la limitación de corriente a un valor de 0.1C a 0.25 C, donde C es la capacidad de la batería.

La corriente final que absorben las baterías o carga de mantenimiento, suele estar entre 0.001C a 0.002C.

En la Figura 1.2 se presenta una curva típica de carga de una batería de 12 (V), de marca *Yuasa*.

---

1 YUASA, art.cit., p.18
[2] YUASA, art. cit., p.11
[3] POWERSONIC, op. cit. , p.16

1.3 TIPOS DE CARGADORES DE BATERÍAS EXISTENTES EN EL MERCADO

En el mercado se encuentra varios tipos de cargadores de baterías. Todos ellos consisten de un convertidor AC/DC, que proporciona corriente unidireccional hacia el banco de baterías que se va a cargar; sin embargo, dependiendo de la topología, complejidad y versatilidad del circuito utilizado, se puede clasificar a los cargadores en varios tipos: mantenedores de carga, cargadores a voltaje constante, cargadores a voltaje constante con limitación de corriente, cargadores con ecualización de carga, etc.

1.3.1 MANTENEDORES DE CARGA

Son cargadores muy simples, que consisten de un transformador y un rectificador de media onda o de onda completa, sin limitación de corriente ni control de voltaje. Encuentran aplicación doméstica y se usan, como indica el nombre, para mantener una batería a un óptimo nivel de carga, pero no para reponer la energía perdida en un ciclo de descarga, pues estos equipos al no tener limitación de corriente, pueden tratar de entregar toda la corriente que les exige la batería descargada y en consecuencia dañarse.

1.3.2 CARGADORES A VOLTAJE CONSTANTE

Son cargadores algo más elaborados que el tipo anterior, pues regulan el voltaje final de carga de las baterías. Para conseguir esto, necesitan de un circuito que controle el encendido y apagado de un interruptor electrónico tal como un transistor o un SCR. Para poder recuperar una batería descargada, a veces estos equipos incluyen alguna forma de limitación de corriente, sea en base a inductancia de dispersión en el transformador, o con resistencias o inductancias externas en serie con el banco de baterías.

1.3.3 CARGADORES AUTOMÁTICOS A VOLTAJE CONSTANTE CON LIMITACIÓN DE CORRIENTE

Son cargadores similares a los del tipo anterior, pero incorporan un circuito electrónico que permite regular y limitar la corriente máxima de carga que puede entregar a la batería. Para conseguir esto, deben poseer un medidor de corriente de carga, y en base a la medición efectuada el circuito controla el ángulo de disparo de los semiconductores de potencia. Es decir, tienen una regulación lineal de la corriente, y la regulación de voltaje puede ser lineal o del tipo ON-OFF. Estos cargadores se calibran de manera que las baterías conectadas a ellos alcancen el voltaje de FLOTACIÓN especificado por el fabricante de las baterías.

Este tipo de cargadores presentan mejores características de funcionamiento respecto de los anteriores puesto que a más de autoprotegerse de daños por corrientes excesivas, también alargan la vida útil de las baterías, al no exponerlas a corrientes elevadas.

Es deseable además que la corriente de carga sea continua con bajo rizado, por ello este tipo de cargadores incluyen inductancia en serie con la batería, para disminuir el rizado de la corriente.

Si el tamaño del banco de baterías que se desea cargar es grande, se puede utilizar cargadores trifásicos con la topología anterior, para no sobrecargar el consumo a una sola fase de la red de acometida.

1.3.4 CARGADORES AUTOMÁTICOS CON ECUALIZACIÓN DE VOLTAJE.

A los cargadores anteriores se les puede dotar de una cualidad adicional que consiste en tener un período de ecualización del voltaje de las baterías, luego de un ciclo de descarga profunda. El voltaje de ecualización es mayor que el voltaje de flotación.

Este período permite igualar el voltaje y en consecuencia la carga de todas las celdas que conforman el banco de baterías, lo que es muy importante para prolongar su vida útil y conseguir de ellas el máximo rendimiento en cuanto a energía acumulada se refiere.

Una vez que ha transcurrido el período de ecualización del voltaje, el cargador automáticamente pasa al modo de voltaje de flotación.

Este tipo de cargadores es complejo y normalmente deberá ser asistido por un microprocesador que tome control del tiempo y voltaje de ecualización, así como de otras variables que afectan el ciclo de carga como la temperatura del ambiente, la temperatura de las baterías, la corriente máxima de carga, la impedancia serie del banco de baterías, etc. Todo esto con la finalidad de conseguir el rendimiento óptimo del banco de baterías y no afectar su vida útil.

1.4 TOPOLOGÍA.

Para el desarrollo de esta tesis se propone el diseño y construcción de un equipo cargador de baterías, que trabaje como fuente de voltaje constante igual al voltaje de flotación, y con limitación de corriente. El voltaje nominal de salida del cargador se escoge que sea de 120 (V), pues en el mercado se encuentra varios modelos de UPS que trabajan con este voltaje de baterías, como son por ejemplo el *Prestige 6 KVA,* de la marca *POWERWARE,* o el *Axxium Pro* de la marca *BEST POWER.* En el Anexo 4, se presenta las características técnicas del UPS *Prestige 6 KVA.*

El voltaje nominal de 120 (V) corresponde a una cadena de diez baterías de 12 (V) en serie, por tanto el voltaje de flotación del equipo a diseñar será de 138 (V), para cumplir con la especificación de 2.3 (V/celda) o 13.8 (V) para una batería.

Por otra parte, los equipos UPS como por ejemplo el *Prestige 6 KVA,* vienen con baterías internas cuya capacidad es de 10 (AH), que les permite un tiempo de autonomía de 6 (min) a plena carga. Por ejemplo, cuando se desea aumentar el respaldo a una hora, es decir diez veces más, entonces se debe aumentar la capacidad de las baterías a 100(AH) aproximadamente. Por tanto, si se utiliza un cargador con un régimen de carga razonable de 0.1C, entonces la limitación de corriente del equipo será de 10 (A). Este es el parámetro de corriente que se utilizará en el diseño del cargador que es motivo de esta tesis.

Además, para los niveles de corriente y voltaje que se desea obtener, se requiere de una topología que ofrezca un control sencillo del voltaje y la corriente hacia el banco de baterías, bajo rizado en la corriente y buen rendimiento. Un cargador de baterías que cumpla con estos requisitos se consigue realizar mediante un rectificador monofásico semicontrolado y un filtro de corriente con inductancia. Ésta es la topología del circuito que se diseñará.

CAPÍTULO 2

DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA

En este capítulo se diseñará el circuito de fuerza, que consiste de un puente semicontrolado monofásico de tiristores, el transformador principal, la inductancia y las protecciones del equipo.

2.1 ANALISIS DEL PUENTE SEMICONTROLADO DE TIRISTORES.

En la figura 2.1 se muestra el circuito de fuerza que se utiliza en este trabajo. Los rectificadores D1, D2 y los tiristores SCR1, SCR2 conforman el puente semicontrolado monofásico. Se ha escogido esta topología pues permite obtener en la carga un voltaje siempre positivo, como lo requiere la batería. Es decir, el puente operará siempre como rectificador y no como inversor, lo que es indispensable en un equipo cargador que debe transferir energía hacia las baterías y no consumir de ellas.

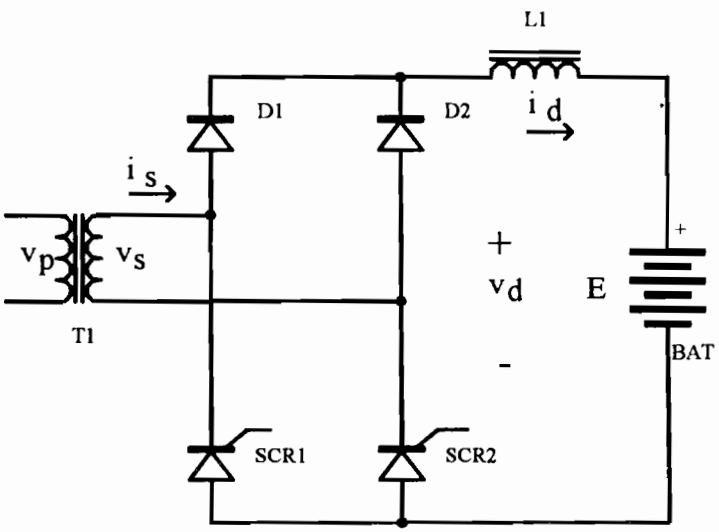


Figura 2.1: Puente semicontrolado de tiristores.

En la Figura 2.2 se puede ver las ondas de corriente en los diferentes semiconductores, así como en el primario y secundario del transformador. Los niveles de corriente se muestran sin rizado, pues se asume que la inductancia del choque L es suficientemente grande que permite atenuar considerablemente las componentes alternas de la corriente, lo que además garantiza que la corriente en las baterías sea continua, no pulsante. También se muestra la onda de voltaje v_d a la salida del puente.

Se utiliza los dos tiristores en el lado inferior del puente pues normalmente ellos tienen conectado el ánodo al encapsulado metálico exterior, con lo que se facilita el montaje de los dos tiristores en un solo disipador de calor. También los dos rectificadores serán del tipo de cátodo común, para poder montarlos en un solo disipador.

2.1.1 VOLTAJE PROMEDIO.

Para calcular el valor promedio de v_d, se asume que la conducción de corriente a través de la inductancia es continua y la onda en la carga es como se indica en la Figura 2.2, por tanto:

$$V_d = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V_s \operatorname{sen}(\omega t) d(\omega t) \qquad \text{Ec 2.1}$$

De donde:

$$V_d = \frac{\sqrt{2}V_s}{\pi}(1+\cos\alpha) \qquad \text{Ec 2.2}$$

Si se define:

$$V_{d(\max)} = \frac{2\sqrt{2}V_s}{\pi} \qquad \text{Ec 2.3}$$

Entonces,

$$\frac{V_d}{V_{d(\max)}} = \frac{1}{2}(1+\cos\alpha) \qquad \text{Ec 2.4}$$

En la Figura 2.2 se muestra gráficamente la ecuación anterior.

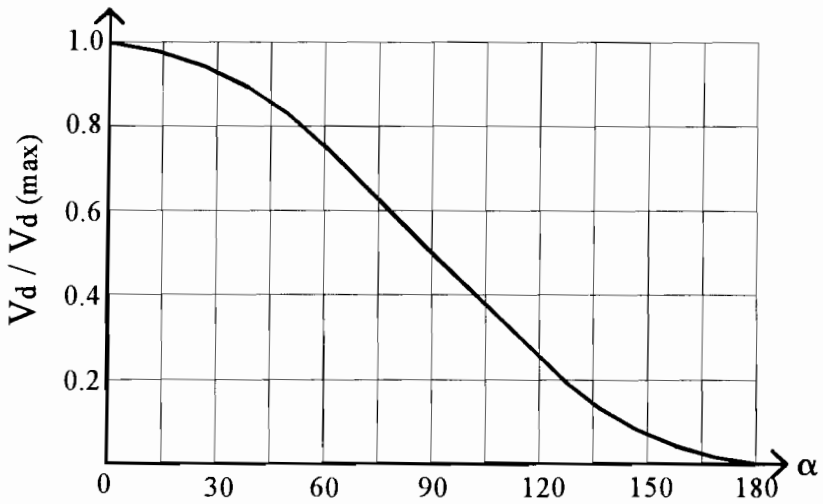


Figura 2.2 : Voltaje del rectificador V_d en función del ángulo α

2.1.2 CORRIENTE EN LA INDUCTANCIA.

El cálculo de la corriente se divide en dos partes: la primera que dura desde α hasta π, en que el voltaje aplicado al sistema *L-E* es el del secundario v_s, y la segunda que dura desde π hasta $\pi+\alpha$, en que el voltaje es aproximadamente cero (realmente igual a la caída de voltaje en un rectificador más la caída en un tiristor).

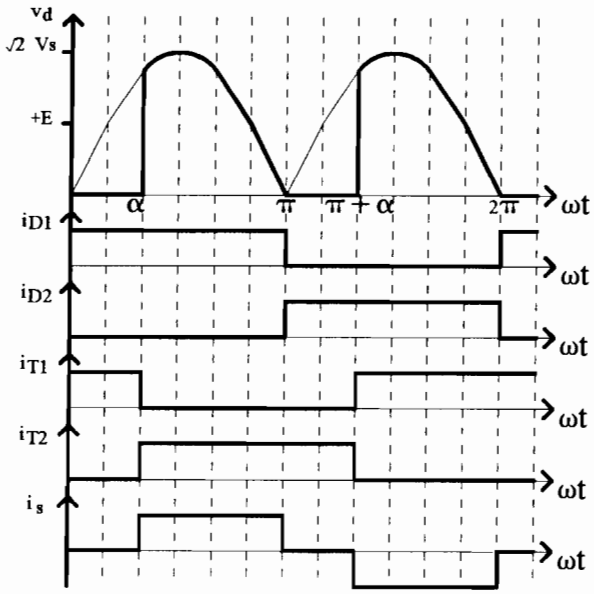


Figura 2.3: Corriente en los semiconductores y transformador.

[1]Para $\alpha \leq \omega t \leq \pi$, se tiene:

$$v_s = \sqrt{2}V_s sen\omega t = L\frac{di_L}{dt} + E \qquad i_L(\alpha) = 0 \qquad \text{Ec 2.5}$$

Se asume que la corriente tiene un valor de 0 al inicio del período de conducción. Al resolver esta ecuación diferencial, se obtiene:

$$i_L(t) = \frac{1}{\omega L}\left\{\sqrt{2}V_s(\cos\alpha - \cos\omega t) + E(\alpha - \omega t)\right\} \qquad \text{Ec 2.6}$$

El valor al final del período es:

$$i_L(\pi_-) = \frac{1}{\omega L}\left\{\sqrt{2}V_s(\cos\alpha + 1) + E(\alpha - \pi)\right\} \qquad \text{Ec 2.7}$$

[1] Gottfried Möltgen, *Line Commutated Thyristor Converters*, Munich, Pitman Publishing, 1a Ed., p. 275

Para $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$, se tiene:

$$0 = L\frac{di_L}{dt} + E \qquad \text{Ec 2.8}$$

El valor inicial de la corriente en este período es igual al valor final del período anterior. Esto se debe a que la onda de corriente en una inductancia no puede presentar discontinuidades. Es decir:

$$i_L(\pi_-) = i_L(\pi_+) = i_L(\pi)$$

Por tanto,

$$i_L(t) = \frac{E}{\omega L}(\pi - \omega t) + i_L(\pi) \qquad \text{Ec 2.9}$$

[1]En el límite de corriente discontinua, la corriente nuevamente toma el valor cero a un ángulo $(\pi + \alpha)$. Al reemplazar estas condiciones en la ecuación 2.7, se obtiene que:

$$E = \frac{\sqrt{2}V_s}{\pi}(1 + \cos\alpha) \qquad \text{Ec 2.10}$$

2.1.3 CALCULO DEL VOLTAJE SECUNDARIO

De la ecuación 2.10 se puede despejar V_s en función de E y de α, y se obtiene:

$$V_s = \frac{\pi E}{\sqrt{2}}\frac{1}{(1 + \cos\alpha)} \qquad \text{Ec 2.11}$$

Esta ecuación permite evaluar el voltaje del devanado secundario del transformador principal, si se conoce el voltaje nominal de las baterías y se fija el ángulo de trabajo normal del rectificador semicontrolado.

---

[1] Gottfried Möltgen, op. cit., p.276

Con ayuda de la Figura 2.2, se puede fijar el ángulo de trabajo en 60°; por tanto, de la ecuación 2.10 se calcula el voltaje del devanado secundario en 178 (V).

El punto de trabajo escogido permite una operación a corriente continua del rectificador, a un régimen de carga nominal de 10 (A) y un voltaje de baterías superior en un 15 % al valor nominal de 120 (V), con voltajes de entrada al equipo menores en 10 % al valor nominal primario de 208 (V).

2.1.4 CORRIENTE PROMEDIO EN LA INDUCTANCIA.

Para calcular la corriente promedio, se integra la corriente i_L desde α hasta $\pi + \alpha$,

$$I_L = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_L(t)\,d\omega t \qquad \text{Ec 2.12}$$

Por tanto[1],

$$I_L = \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega L}\left\{\frac{1}{2}\cos\alpha + \frac{1}{\pi}sen\alpha + \frac{\alpha}{\pi} - \frac{1}{2}\right\} \qquad \text{Ec 2.13}$$

I_L es la corriente promedio en la inductancia y por tanto la corriente de carga de la batería, para el caso de corriente mínima discontinua.

De esta ecuación se puede calcular el valor de inductancia que se requiere en el límite de corriente discontinua, conociéndose V_s, I_L y α.

$$L = \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega I_L}\left\{\frac{1}{2}\cos\alpha + \frac{1}{\pi}sen\alpha + \frac{\alpha}{\pi} - \frac{1}{2}\right\} \qquad \text{Ec 2.14}$$

Con los datos que se tiene:

---

[1] Gottfried Möltgen, op. cit., p. 277

V_s = 178 (V)

I_L = 10 (A)

α = 60°,

Se halla que:

L = 24 (mH)

2.1.5 CORRIENTE PROMEDIO EN LOS SEMICONDUCTORES.

La corriente promedio en los semiconductores es la mitad de la corriente en la inductancia, puesto que conducen sólo durante la mitad del tiempo, por tanto:

$$I_d = \frac{I_L}{2} = 5(A) \qquad \text{Ec 2.15}$$

2.1.6 CORRIENTE RMS EN LOS SEMICONDUCTORES.

La corriente RMS en los semiconductores se puede calcular de la siguiente manera:

$$Id_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_L^2 d\varpi t} \qquad \text{Ec 2.16}$$

De aquí se obtiene:

$$Id_{rms} = \frac{I_L}{\sqrt{2}} = \frac{10}{\sqrt{2}} = 7(A) \qquad \text{Ec 2.17}$$

2.1.7 SELECCIÓN DE LOS SEMICONDUCTORES.

Se utiliza un criterio de diseño que permita garantizar un funcionamiento seguro y confiable de los semiconductores. El dimensionamiento de los semiconductores

se hará con un factor de 2 a 1 en la corriente, por ello los rectificadores y los SCR deben cumplir con el requerimiento de corriente RMS de 14 (A) como mínimo, y de corriente media de 10 (A) como mínimo.

En cuanto a la especificación de voltaje, los semiconductores de potencia están expuestos como mínimo al voltaje pico del devanado secundario del transformador, que como se determinó anteriormente, tiene un valor RMS de 178 (V), en consecuencia el valor pico es de 252 (V). Por tanto, con el mismo margen de seguridad anterior, el voltaje de los semiconductores debe ser mínimo de 500 (V). Para el propósito de este proyecto, se consiguieron los siguientes semiconductores de potencia:

2.1.7.1 Selección del Rectificador:

Se escoge el rectificador **1N3214,** de la casa International Rectifier, cuyas especificaciones principales son:

$$I_f = 15(A)$$

$$V_{RRM} = 600(V)$$

2.1.7.2 Selección del Tiristor:

Se escoge el tiristor **MCR3935-7,** de la casa Motorola, cuyas especificaciones son:

$$I_{TRM} = 35(A)$$

$$V_{DRM} = 500(V)$$

$$dV/dt = 50(V/us)$$

$$I_{G\max} = 40(mA)$$

La corriente RMS del tiristor es sobredimensionada, pero este componente se halló en el mercado a un costo razonable. Ésto permitirá trabajar con confiabilidad en el momento de realizar las pruebas de funcionamiento.

En el Anexo 1 se presentan las especificaciones del rectificador 1N3214 y del tiristor MCR3935-7

2.2 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR PRINCIPAL

El voltaje secundario se escogió de manera que el punto de trabajo normal ocurra a 60°, con un voltaje del banco de baterías de 120 (V), mediante la ecuación 2.11. Se halló que:

V_s = 178 (V), y

El voltaje primario que se utilizará en este diseño es:

V_p = 208 (V)

Si se asume que el voltaje de entrada cae un 10 % por debajo del valor nominal, y que el voltaje del banco de baterías es de 138 (V), es decir un 15 % mayor al valor nominal de 120 (V), el ángulo de trabajo será de aproximadamente 30°, y éste será tomado como el caso extremo de conducción para el cálculo de la corriente del transformador. Si se supone que la inductancia es lo suficientemente grande como garantizar que la corriente se mantenga constante, se halla que los valores RMS de las corrientes del transformador son:

$$I_{s(rms)} = I_L\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}} \qquad \text{Ec 2.18}$$

$$I_{s(rms)} = I_L\sqrt{\frac{180-30}{180}}$$

$$I_{s(rms)} = 9.1(A)$$

La corriente primaria será:

$$I_{p(rms)} = I_{s(rms)} \frac{V_s}{V_p} \qquad \text{Ec 2.19}$$

$$I_{p(rms)} = 7.8(A)$$

Por tanto ya se dispone de todos los datos necesarios para el cálculo del transformador.

En primer lugar se debe determinar el tamaño de lámina magnética que se usará, para ello se dispone de la siguiente fórmula que relaciona la potencia deseada con las dimensiones físicas de las chapas[1]:

$$P_o = 7.45 * 10^{-7} B_{max} f d A_e A_c \qquad \text{Ec 2.20}$$

Donde:
- P_o es la potencia deseada en (W),
- $B_{máx}$ la máxima densidad de flujo en (gauss),
- f frecuencia en (Hz),
- d densidad de corriente en(A/mm^2)
- A_eA_c medida del tamaño de las láminas, en (cm^4)
- A_e área del núcleo de hierro en (cm^2), y
- A_c área de bobinado en (cm^2).

Los datos que se tiene son:

P_o = 178 (V) * 9.1(A) = 1620 (VA)

$B_{máx}$ = 10000 (gauss)

f = 60 (Hz)

d = 3 (A/mm^2) (uso común en transfs. secos).

Por tanto, se halla que:

---

[1] Abraham Pressman; *Switching and Linear Power Supply, Power Converter Design*; Hayden Book Company; New Jersey; 1977; 9a Ed.; pág. 241-245

A_eA_c = 1208 (cm^4)

En el mercado local, se puede hallar algunos tamaños de láminas, se hace en este caso referencia al manual de acero silicoso de la fábrica Tempel do Brasil[1], que tiene varios tamaños de lámina estándar, algunos de ellos se presentan a continuación por claridad, en la tabla 2.1. Este método permite escoger el tamaño de las láminas de hierro necesario para obtener un potencia dada en el transformador. En el Anexo 7 se presenta la curva de saturación magnética del hierro utilizado, así como un gráfico del tipo de lámina utilizada.

Tabla 2.1: Tamaños de lámina de acero silicoso, Tempel do Brasil

ITEM	CODIGO	A_eA_c (cm^4)	A_e (cm^2)	A_c (cm^2)
1	TBEI 0112	50	8.2	6.1
2	TBEI 0150	158	14.5	10.9
3	TBEI 0175	293	19.8	14.8
4	TBEI 0225	800	32.7	24.5
5	TBEI 0300	2528	58.1	43.5

Es claro que para conseguir el valor deseado de 1280 (cm^4), se podría trabajar con el item 4 ó el item 5. Se escoge el item 4, pero se deberá posteriormente realizar un ajuste en A_e, es decir en el área del núcleo.

A continuación, se determina el calibre de los conductores del primario y secundario, para lo cual se debe remitir a una tabla de capacidad de conducción de corriente de alambre de cobre esmaltado para transformadores, por ejemplo la tabla de Sao Marco[2], Brasil.

---

[1] TEMPEL DO BRASIL, *Transformer Laminations,*
[2] SAO MARCO , *Conductores Eléctricos*, Sao Paulo, Brasil

[1]Se evalúa primero el área de los conductores primario y secundario, en base a una densidad de corriente de 3 (A/mm^2):

A_p = 2.60 (mm^2), y
A_s = 3.03 (mm^2)

Por tanto se escoge para el primario y el secundario el conductor No 12 AWG, que tiene 3.12 (mm^2).

Se debe determinar el número máximo de espiras que caben en el área disponible para el devanado A_c, de la siguiente manera: el factor de llenado de la ventana es de aproximadamente 75 %, con lo que el área útil de la lámina tipo 4 es:

$A_{ú}$ = 0.75 x 24.5 = 18.4 (cm^2)
= 1840 (mm^2)

El conductor No. 12AWG tiene un diámetro, incluido el recubrimiento, de 2.39 (mm), por tanto ocupa un área de 5.71 (mm^2). Entonces, el máximo número de espiras es:

$n_{máx}$ = 1840/5.71 = 322

Puesto que $n_p + n_s = (208/178)n_s + n_s = 2.168\ n_s = 322$

$n_s = 148.5$

Se toma $n_s = 148$, y por tanto
$n_p = 172$

Por último, se debe ajustar el área del núcleo para que el hierro no se sature[1]:

---

[1] Abraham Pressman, op. cit. , p.242-243

$$V = 4.44nSfB_{\max} \qquad \text{Ec 2.21}$$

Donde: n es el número de espiras

S área efectiva del núcleo de hierro en (m^2),

f frecuencia en (Hz),

$B_{máx}$ densidad de flujo máxima, en teslas (T).

V es el voltaje RMS, en (V).

Los datos que se tiene son:

$V = 208$ (V)

$n = 172$

$f = 60$ (Hz)

$B_{máx} = 1$(T)

Por tanto, $S = 45.4 * 10^{-4}$ (m^2) = 45.4 (cm^2)

Si el brazo central de la lámina tipo 4 mide 5.7 (cm), luego el espesor del núcleo, será:

$e = 45.4/5.7 = 7.8$ (cm)

Incluyendo un factor de apilamiento de las láminas del 97%, puesto que las láminas de hierro tienen un recubrimiento aislante, el espesor será:

$e = 7.8/0.97 = 8.1$ (cm)

Con esto el diseño del transformador queda completo.

---

[1] Fitzgerald y otros, *Teoría y Análisis de las Máquinas Eléctricas,* Barcelona, Ed. Hispano Europea, 1975, 5a. Ed., pág. 16-17

2.3 DISEÑO DE LA INDUCTANCIA.

Para diseñar el valor de la inductancia se va a utilizar un criterio por el cual se limita el rizado de la onda de corriente a ±25% del valor deseado de corriente de salida del cargador. Por ello se presenta nuevamente la fórmula de la corriente en función del tiempo:

$$i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L}(\sqrt{2}V_s(\cos\alpha - \cos\omega t) - E(\omega t - \alpha)) \qquad \text{Ec 2.22}$$

Donde:

- i_L es la corriente en la inductancia en (A),
- ω la frecuencia angular : 377 (rad/s) @ 60 (Hz),
- α es el ángulo de disparo en (rads.),
- L la inductancia en (H),
- V_s el voltaje RMS del secundario en (V),
- E el voltaje del banco de baterías en (V), e

Se puede ver que:

$$i_L(\alpha) = 0$$

Para hallar el ángulo m que hace que la corriente sea máxima, se deriva la ecuación 2.22 con respecto al tiempo, y luego se iguala a céro, con lo que se obtiene que ese ángulo es:

$$m = \text{sen}^{-1}\left\{\frac{E}{\sqrt{2}V_s}\right\} \qquad \text{Ec 2.23}$$

Con E = 120 (V) y V_s = 178 (V), se tiene que

m = 0.4974 = 28.5° , ó

$m = \pi$ - 0.4974 = 151.5°

Solamente en uno de los ángulos: m ó π - m, la corriente es máxima.

En realidad, se puede demostrar que es el ángulo π - m, en la vecindad de 180°, el que hace máxima a la corriente, por tanto:

$$i_{L\max} = \frac{1}{\omega L}(\sqrt{2}V_s(\cos\alpha + \cos m) - E(\pi - m - \alpha)) \qquad \text{Ec 2.24}$$

El incremento Δi en la corriente desde $\omega t = \alpha$ hasta $\omega t = \pi - m$, será:

$$\Delta i = \frac{1}{\omega L}(\sqrt{2}V_s(\cos\alpha + \cos m) - E(\pi - m - \alpha)) \qquad \text{Ec 2.25}$$

Δi es el rizado en la corriente, y se lo desea mantener bajo, por tanto se escoge que sea ±25 % alrededor del valor central, por lo que se hace $\Delta i = 0.5\ I_L$,

De donde,

$$L = \frac{2}{\omega I_L}(\sqrt{2}V_s(\cos\alpha + \cos m) - E(\pi - m - \alpha)) \qquad \text{Ec 2.26}$$

Se dispone de los siguientes datos:

V_s = 178 (V)
α = 60° = 0.667π (rads)
m = 151.5° = 0.842π (rads)
ω = 377 (s^{-1})
I_L = 10 (A)

Por tanto: L = 0.082 (H)

Este valor es mayor que la inductancia que se halló en la sección 2.1.2, donde el valor de 24 (mH) producía una corriente promedio de 10 (A), pero con gran rizado.

Una condición de diseño como la de reducir el rizado en la corriente a ±25 % alrededor del valor central, exige un valor mayor de inductancia, que incide en el costo del equipo, pero mejora su desempeño al no cargar la batería con picos de corriente elevados.

Se procede ahora al cálculo de la realización física de la inductancia. En primer lugar, al igual que en el caso del transformador, se debe determinar el tamaño apropiado de las láminas de hierro que se debe utilizar. Para ello se usa la siguiente relación[1]:

$$A_e A_c = \frac{1.33 * 10^8 L I_{\max} A_t}{B_{\max}} \qquad \text{Ec 2.27}$$

Donde: $A_e A_c$ es el tamaño del núcleo de hierro en (cm^4),

L la inductancia en (H),

$I_{máx}$ la corriente máxima en (A),

A_t el área del conductor en (cm^2), y

$B_{máx}$ la máxima densidad de flujo, en (gauss).

El área del conductor A_t se determina en base a la corriente RMS que circula y la densidad de corriente permitida[2]:

$$A_t = \frac{I_{RMS}}{d} \qquad \text{Ec 2.28}$$

En este caso, I_{RMS} es muy similar a I_L, dado que el rizado en la corriente es bajo, por lo que:

I_{RMS} = 10 (A), y

d = 3 (A/mm^2)=300(A/cm^2)

[1] Abraham Pressman, op. cit., p. 305-306

[2] Abraham Pressman, op. cit., p. 243

Por tanto, $A_t = 3.33*10^{-2}(cm^2)$

Al consultar un manual de conductores eléctricos esmaltados para uso en transformadores, tal como el de Sao Marco, se halla que el cable que cumple con este requisito es el No 11 AWG, que tiene:

$$A_t = 4.12*10^{-2}(cm^2).$$

Los datos disponibles son:

$L = 0.082$ (H)
$I_{máx} = 12.5$ (A) (I_L nominal + 25 %)
$A_t = 4.12 *10^{-2}(cm^2)$ y
$B_{máx} = 10000$ (gauss)

Se concluye que:

$$A_e A_c = 564 \ (cm^4).$$

Al comparar este valor con la Tabla 2.1, nuevamente se escoge la lámina tipo 4 para el diseño de la inductancia.

La lámina tipo 4 tiene un área para devanado $A_c = 24.5$ (cm^2). De éstos, el 75 % es disponible para espiras:

$$A_{ú} = 0.75 * 24.5 = 18.4 \ (cm^2) = 1840 \ (mm^2)$$

El conductor No 11 AWG tiene un diámetro, incluido el recubrimiento, de 2.63 (mm); luego el área cuadrada que ocupa es de 6.92 (mm^2). Por tanto, el máximo número de espiras de conductor No 11 AWG que caben en la ventana es:

$$n_{max} = \frac{1840}{6.92} = 265$$

Para tener ocho capas completas de conductor, cada una con 32 espiras, se escoge:

$$n_{max} = 256$$

Se determina ahora el área del núcleo, necesaria para que el hierro no se sature, mediante la siguiente fórmula[1]:

$$A_e = \frac{10^8 \, L I_{max}}{n B_{max}} \qquad \text{Ec 2.29}$$

Donde: A_e es el área del núcleo en (cm^2),
L la inductancia en (H),
$I_{máx}$ la máxima corriente en la bobina, en (A),
n es el número de espiras, y
$B_{máx}$ es la máxima densidad de flujo, en (gauss).

Con los datos que se tiene:

L = 0.082 (H),
$I_{máx}$ = 12.5 (A),
n = 256 espiras, y
$B_{máx}$ = 10000 (gauss),

se obtiene: A_e = 40 (cm^2).

Puesto que el ancho del brazo central de la lámina tipo 4 es 5.7 (cm), el espesor del núcleo, incluido un factor de apilamiento de 0.97 es :

[1] Abraham Pressman, op. cit., p. 307

$e = 7.2$ (cm)

Sólo resta calcular el entrehierro, con ayuda de la siguiente relación:

$$g \approx \frac{\mu_o n^2 S}{L} \qquad \text{Ec 2.30}$$

Donde: g es el entrehierro en (m),

n el número de espiras,

S el área del núcleo en (m^2),

L la inductancia en (H), y

μ_o la permeabilidad magnética del vacío, $\mu_o = 4\pi*10^{-7}$ (H/m).

Los datos disponibles son :

$n = 256$ espiras,

$S = 40*10^{-4}$ (m^2), y

$L = 0.082$ (H).

Se obtiene entonces:

$g = 4.01*10\text{-}3(m) \approx 4$ (mm).

Por tanto, el entrehierro real que se debe dejar es 2(mm) en el brazo central más 2 (mm) en los brazos laterales.

Con esto se ha concluido el diseño de la inductancia. Se hace notar que en el procedimiento de diseño es de fundamental importancia el cálculo del espesor de lámina para evitar la saturación magnética del material, la que se traduciría en picos de corriente de carga más altos que los esperados, por tanto en un incremento de las pérdidas en el cobre y el hierro del choque, además en un

ruido audible mayor, esto sin mencionar el deterioro de la vida útil de las baterías al exponerlas a pulsos de corriente altos.

2.5 FORMAS DE ONDA EN LOS SEMICONDUCTORES.

En la Figura 2.4 se muestra las formas de onda de voltaje ánodo-cátodo en el SCR1, para ángulos de disparo de 60° y 120°. Se ha supuesto que la conducción es continua.

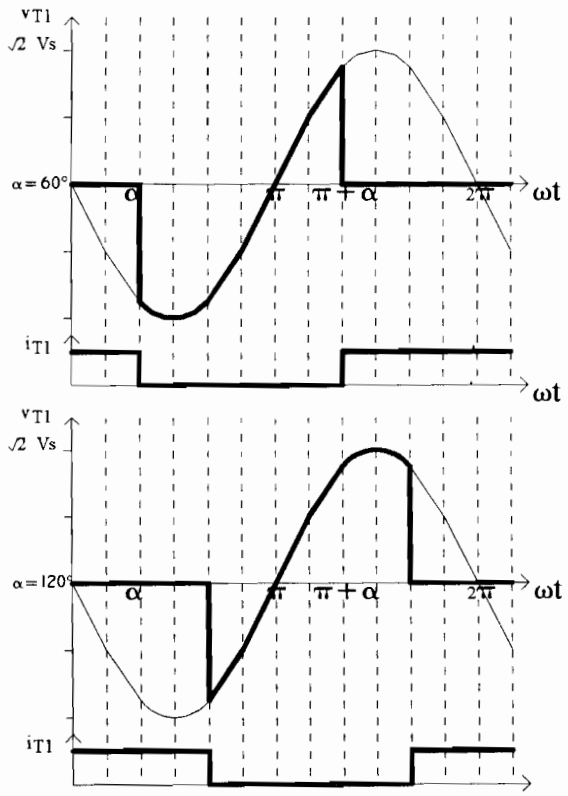


Figura 2.4: Forma de onda en los semiconductores, para 60° y 120°.

2.6 DISEÑO DE REDES SNUBBER.

Los tiristores y rectificadores se deben proteger mediante el uso de redes snubber o supresoras , las mismas que sirven para:

1) Limitar la razón de crecimiento del voltaje A-K (dv/dt), para evitar encendidos indeseados de los tiristores y,

2) Reducir el voltaje transitorio pico, debido a la extinción de la corriente de recuperación inversa[1], a un valor razonable.

Las redes snubber normalmente se componen de un circuito serie resistencia-capacitor, que se conecta en paralelo con el semiconductor. La resistencia reduce la corriente de descarga del capacitor en el siguiente encendido del tiristor y amortigua la oscilación entre el capacitor y la inductancia de dispersión del transformador. En ocasiones se utiliza un rectificador adicional en paralelo con la resistencia, con la misma polaridad que el tiristor, que tiene por finalidad permitir que cuando se aplica voltaje directo al semiconductor, mejore el efecto de la limitación al dv/dt que ocasiona el capacitor. En la Figura 2.4 se muestra el circuito de un tiristor y su red snubber asociada.

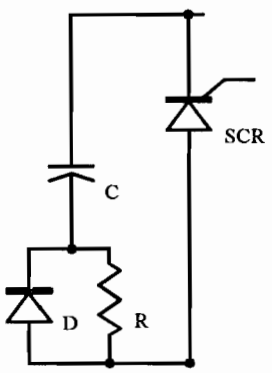


Figura 2.5: SCR y red snubber.

[1] Gottfried Möltgen,op. cit., p.113-114

Para el cálculo de los componentes R y C de la red snubber se debe conocer el valor de la inductancia de dispersión del transformador. Para calcular la inductancia de dispersión del transformador se realiza la prueba de cortocircuito: se aplica con ayuda de un variac un voltaje variable al primario del transformador, con el secundario en cortocircuito. Se incrementa el voltaje en el primario empezando con cero voltios hasta obtener en el devanado secundario una corriente igual a la corriente nominal de salida del secundario:

Vcc= 8.3 (VAC)

Icc = 9.1 (A)

Por tanto la inductancia de dispersión es:

$$L = \frac{Vcc}{\omega \cdot Icc} \qquad \text{Ec 2.31}$$

Donde: ω = 377 (rad/s)

Por tanto L_d = 2.4 (mH).

Este valor de inductancia es referido al primario. Interesa la inductancia de dispersión vista en el secundario, que se calculará de la siguiente manera:

$$Ld_s = \frac{Ld_p \cdot n_s^{\ 2}}{n_p^{\ 2}} \qquad \text{Ec 2.32}$$

Donde: n_s = 148 espiras, y

n_p = 172 espiras

Se obtiene por tanto que la inductancia de dispersión en el secundario vale 1.8 (mH).

En la Figura 2.5 se muestra el circuito que se usa para el cálculo de la red snubber[1]. La relación entre los valores de R, L y C se da mediante las siguientes fórmulas:

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\max} = \frac{V_{pk}.R}{L} \qquad \text{Ec 2.33}$$

$$R = \frac{2}{\varepsilon}\sqrt{\frac{L}{C}} \qquad \text{Ec 2.34}$$

Donde: ε es la relación de amortiguación,

$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\max}$ es el máximo *dv/dt* aplicado en (V/s),

L es la inductancia de dispersión en (H),

C es el capacitor del snubber en (F), y

R es la resistencia del snubber en (Ω).

Normalmente se escoge que la relación de amortiguación esté entre 0.5 y 1, para controlar el *dv/dt* y el sobretiro aplicados al semiconductor. Con un factor de 0.7 el sobretiro es del 20%, y con un factor de 1, no hay sobretiro[2]. Usualmente R se escoge de un valor bajo, para evitar excesiva disipación en la resistencia y no perjudicar a la eficiencia del equipo.

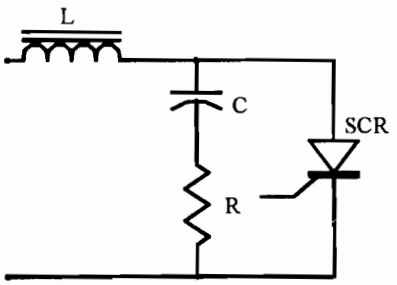


Figura 2.6: Circuito para el cálculo del snubber.

[1] D. R. Grafham, F. B. Golden, *SCR Manual Sixth Edition*, General Electric, Auburn N.Y., 1979, 6a Ed., p482-484

[2] Richard Hoft, *SCR Applications Handbook, International Rectifier*, , El Segundo, CA 1974, 1a Ed., p.104-105

El tiristor tiene una especificación de máximo *dv/dt* aplicado de 50 (V/μs). Reemplazando este valor en la primera fórmula se obtiene que la resistencia debe valer máximo 354 (Ω). Se escoge R de 300(Ω), por tanto de la segunda fórmula y con una relación de amortiguación de 1, el capacitor debe valer 0.08 (μF). Se escoge un capacitor de 0.1 (μF), y se conecta en paralelo con la resistencia un diodo rectificador que mejora el desempeño del snubber, en cuanto a limitar el máximo *dv/dt* aplicado al tiristor se refiere. También para los rectificadores se usará un snubber formado por un capacitor de 0.1(μF) en serie con una resistencia de 300(Ω).

2.7 PROTECCIONES DEL EQUIPO.

Se dota al equipo de dos protecciones contra corrientes excesivas. En primer lugar se utiliza a la entrada, en el lado de 208 (V), un disyuntor termomagnético, bifásico, cuya capacidad se escoge de un valor 25% mayor a la máxima corriente eficaz esperada en el primario, que es de 7.8 (A); por tanto la especificación del disyuntor es 10(A) / 250(V).

La segunda protección consiste de un fusible[1] que se conecta en serie con el devanado secundario, en donde la corriente eficaz máxima es de 9.1 (A); se dimensiona el fusible a una corriente 50 % mayor , por tanto se escoge un fusible de quemado normal, de 15 (A).

El objetivo del fusible en un arreglo en el que protege simultáneamente a varios semiconductores es aislar rápidamente una condición de falla en la capacidad de bloqueo de voltaje de alguno de los semiconductores, cuya especificación de corriente sea la menor. En este caso la corriente de los rectificadores es de 15 (A) y de los SCR's es de 35(A).

[1] Richard Hoft, op. cit., p. 378.

CAPÍTULO 3

DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

3.1 ESPECIFICACIONES.

El equipo que es motivo de este proyecto se ha decidido que será un : "Cargador Automático de Baterías, de 120 (V) dc, con limitación de corriente a 10 (A), incluye visualizador digital de voltaje y corriente ".

En el capítulo anterior se escogió el circuito de fuerza en base a un rectificador semicontrolado monofásico, y a continuación se presenta el desarrollo del esquema de control que se usará en este proyecto.

El método de control que se utilizará para conseguir las especificaciones arriba mencionadas, se determina que estará basado en un sistema de control con realimentación de corriente y realimentación de voltaje.

El lazo de realimentación de corriente, que es un lazo interno, permitirá conseguir que cuando el banco de baterías exija demasiada corriente del cargador, por ejemplo cuando las baterías están muy descargadas luego de una descarga profunda, entonces el equipo no entregue sino sólo la corriente máxima que está diseñado para suministrar, que en el caso de este equipo es de 10 (A). Es decir, se tendrá un funcionamiento a corriente constante.

La realimentación de voltaje permitirá tener un control preciso del voltaje final de carga de las baterías (voltaje de flotación). Se tendrá en este caso un funcionamiento como fuente de voltaje.

En suma, se podrá decir que este equipo cargador de baterías se desempeñará como una fuente de corriente constante con transición a fuente de voltaje

constante, lo cual es muy deseable para un proceso de carga moderadamente rápido, eficiente y confiable de un banco de baterías.

En este capítulo se presenta el diseño del circuito de control, el mismo que está basado en el siguiente diagrama de bloques:

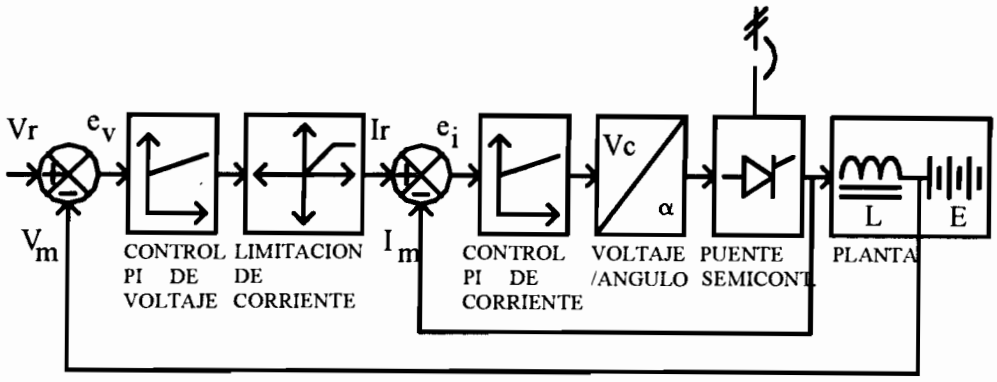


Figura 3.1: Diagrama de Bloques.

3.2 CONTROL DE VOLTAJE.

Como primer elemento del diagrama de bloques se tiene el comparador que genera la señal de error de voltaje, esto es la diferencia entre el voltaje de referencia y el voltaje deseado a la salida del sistema o voltaje en bornes del banco de baterías. La señal de error de voltaje se aplica a un controlador proporcional e integral, formado por U4B, R8, R9, C13, R44, R57 y C5, que se muestran en la Figura 3.2. Este controlador tiene por objeto eliminar el error en estado estacionario en el voltaje de flotación a la salida. A la salida del amplificador operacional U4B se conecta una red limitadora de voltaje formada por R58 y el zener Z1 de 10 (V). Cuando el voltaje de referencia que se aplica al pin positivo, es mayor que el voltaje medido, la salida se pone en un voltaje máximo de 10 (V). Los 10 (V) de salida en alto servirán como referencia de corriente para la siguiente etapa que es el amplificador de error de corriente. Por otra parte, cuando el voltaje medido, que se aplica al pin negativo, es mayor que el voltaje de referencia, entonces la salida debería ir hacia un voltaje de

saturación negativo, pero como la alimentación es con fuente positiva única, la salida se queda en 0 (V). Es decir, la salida está limitada entre 0 y 10 (V), y este es el rango o *span* de la señal de control.

La realización física de estos tres elementos: comparador de voltaje, controlador y limitador, se muestra en la Figura 3.2.

El potenciómetro R61 de 10 (KΩ) sirve para calibrar el voltaje de flotación del cargador de baterías, que en este caso se regula a 138 (V) para un banco de diez baterías en serie, pues cada batería se debe cargar a 13.8 (V), ó 2.30 (V/celda).

El voltaje de referencia se obtiene con el potenciómetro R61, y juntamente con R1 y R2 permiten un ajuste a 6 (V) ó su equivalente de 138 (V), con excursiones hacia arriba y hacia abajo del valor central, para poder ajustar el voltaje de flotación del banco de baterías al valor que se necesite.

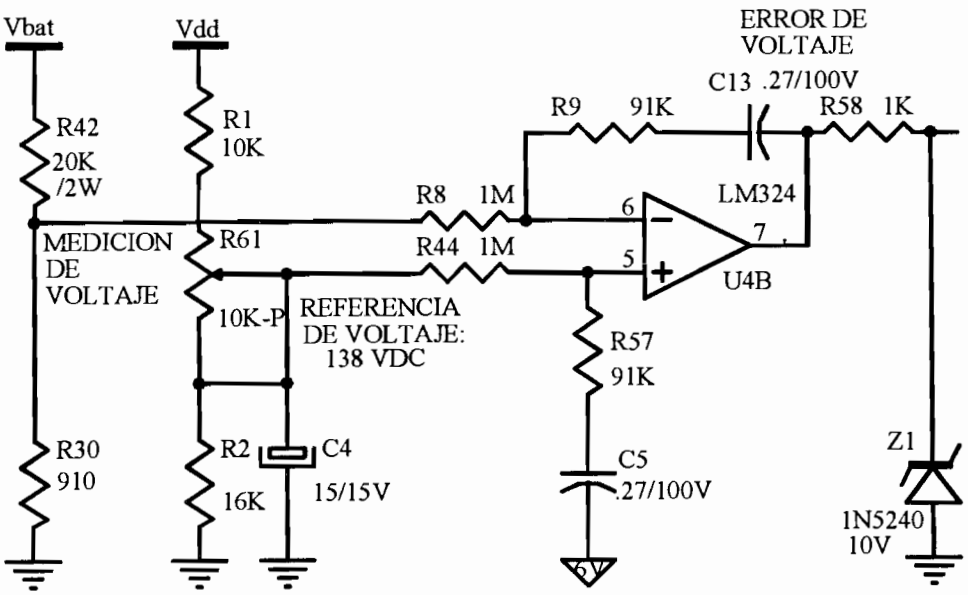


Figura 3.2: Comparador, Controlador PI y Limitador de Voltaje.

EL valor de las constantes K_P y K_I, se determina en la siguiente sección en donde se utiliza el método del lugar de las raíces, para estabilizar el sistema.

3.3 CONTROL DE CORRIENTE.

El siguiente bloque que aparece en el Diagrama de Bloques es el Control PI de Corriente. El circuito que realiza el control de corriente se presenta en la Figura 3.3. En ella se puede observar que U3A, R10, R16, R17, C16 , R16, R34 y C9 son los componentes que realizan la generación de la señal de error en la corriente y el control proporcional e integral. Se trata de un amplificador diferencial que resta la señal de corriente medida, de la corriente de referencia que proviene del bloque anterior.

Como se verá en la siguiente sección, es necesario utilizar un controlador proporcional e integral para tener una regulación precisa de la corriente (anular el error en estado estacionario), así como para mejorar la estabilidad del sistema.

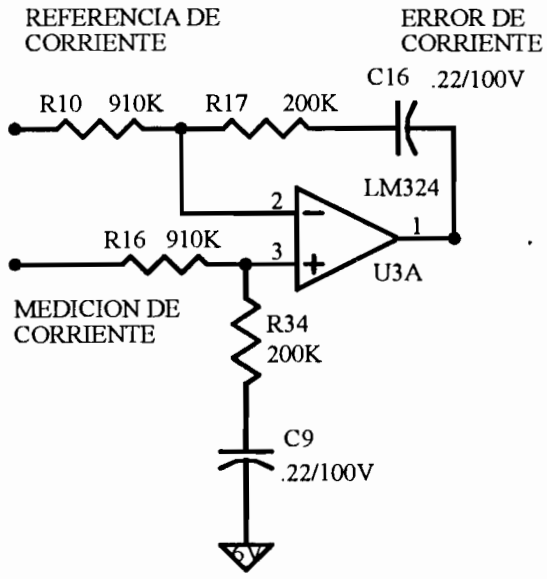


Figura 3.3: Comparador y Controlador de Corriente.

La medición de la corriente se realiza mediante un amplificador inversor formado por U3B, R29, R60 y R56 . Esto se muestra en la Figura 3.4.

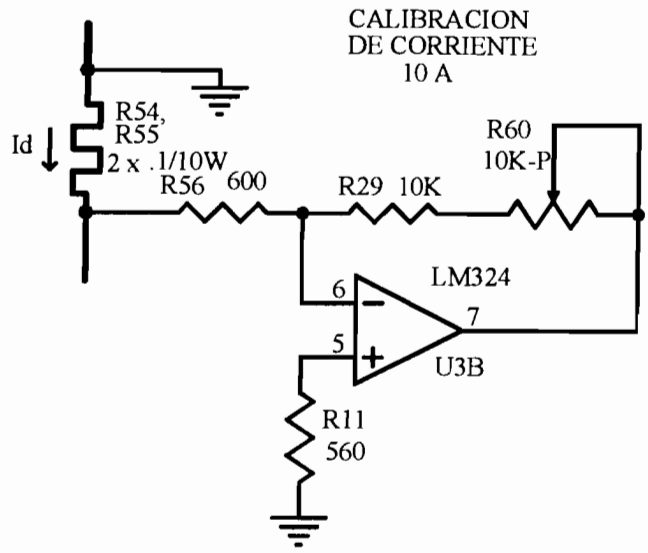


Figura 3.4: Medición de la corriente de salida.

La salida de U3B es un voltaje proporcional a la corriente del conversor, pero con polaridad contraria a la corriente de realimentación, que es negativa. Es decir, la medición de corriente a la salida de U3B es positiva. El valor de la medición se regula mediante el potenciómetro R60, que permitirá ajustar la corriente desde 6 hasta 12 (A) aproximadamente.

En forma idéntica al bloque anterior, la salida de U3B tiene un rango de 0 a 10 (V).

La determinación de las constantes proporcional e integral se realiza en la siguiente sección.

3.4 CONVERTIDOR VOLTAJE /ÁNGULO.

La salida de U3B es el voltaje de control, que se aplica al convertidor de Voltaje/Ángulo, realizado con U4A. Este bloque compara el voltaje de control con las rampas generadas cada semiperíodo de la red. Cuando la rampa tiene un valor mayor que el voltaje de control, en ese instante se produce la señal de disparo a los tiristores, según se indica en la figura 3.5.

En el comparador U4A se ha colocado una pequeña histéresis para asegurar un disparo sin ruido.

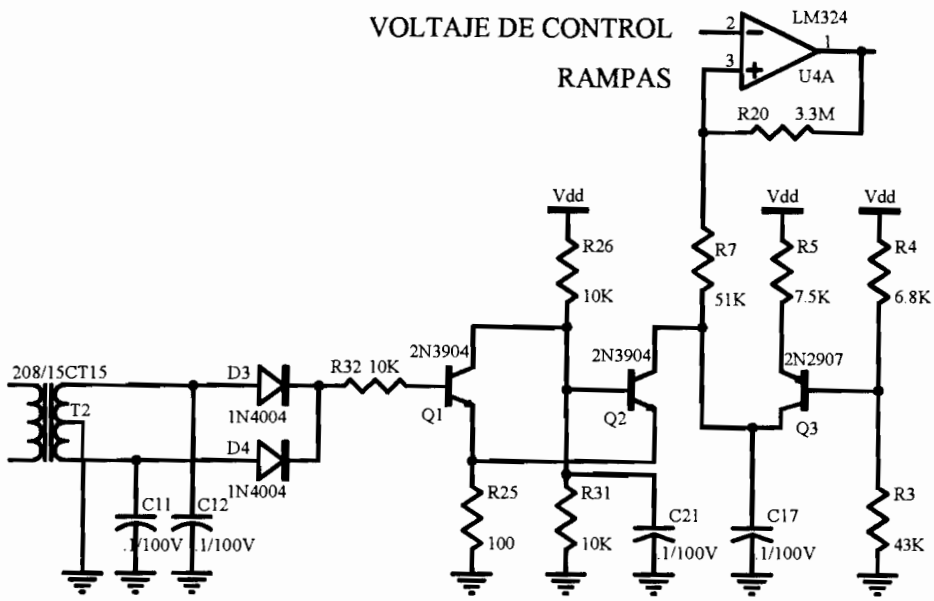


Figura 3.5: Generador de rampas y Convertidor Voltaje / Ángulo.

3.5 GENERADOR DE RAMPAS.

Para generar las rampas se utiliza un circuito basado en una fuente de corriente con Q3, que es un transistor PNP.

Se realiza la descarga del capacitor C17 en cada semiciclo de red mediante Q2, que recibe la señal de sincronismo desde el secundario del transformador de fuente.

Las rampas generadas realizan una excursión de voltaje desde 0 a 10 (V). Esto permitirá un control del ángulo de disparo desde 0 a 180°, aproximadamente.

El circuito mostrado en la Figura 3.5, aunque simple pues está diseñado sólo con transitores, cumple confiablemente con el cometido de generación de rampas.

En la Figura 3.6 se muestran las rampas generadas juntamente con el voltaje de control que viene de U3A. Allí se puede ver el punto en el que ocurre el disparo de los tiristores.

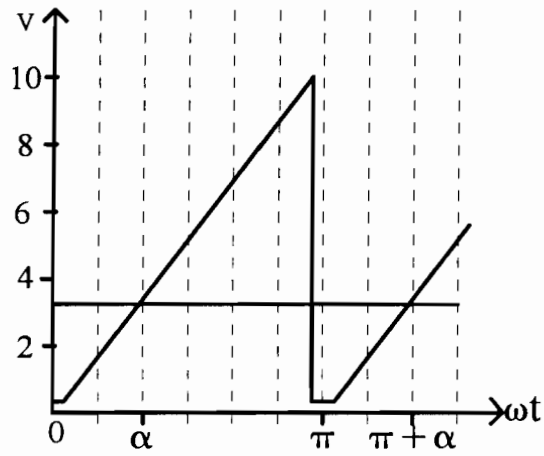


Figura3.6: Rampas y voltaje de control.

3.6 DISPARO DE LOS TIRISTORES.

El disparo de los tiristores se realiza mediante los opto tiristores U1 y U2, cuyo número de parte es H11M3. Las especificaciones de voltaje y corriente de estos dispositivos son: Vak = 600(V) e Id = 1 (A), por lo que encajan bien en un circuito en el que el voltaje pico es 252 (V) y la corriente de disparo de la compuerta de los tiristores es 40 (mA). En el Anexo 2, se presentan en detalle las características técnicas del integrado H11M3.

En la Figura 3.7 se muestra el circuito de disparo del SCR1. La corriente de disparo se toma del propio ánodo del tiristor, a través de la resistencia R23 de 51(Ω). La resistencia R22 de 33 (KΩ) sirve para evitar disparos falsos del optotiristor.

La señal de disparo es común para los dos tiristores del puente semicontrolado, y se encenderá aquel que esté con polaridad positiva en el ánodo.

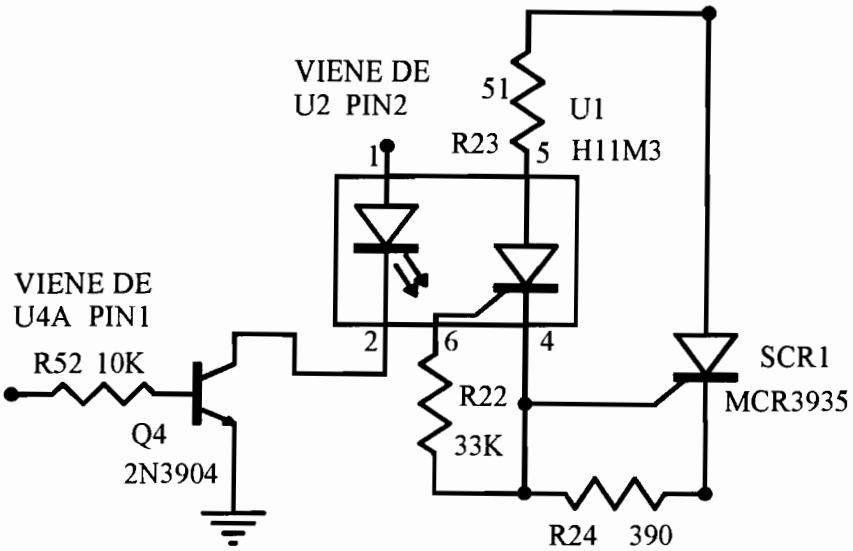


Figura 3.7: Circuito de disparo de los tiristores.

3.7 FUENTES DE PODER.

Se tiene dos fuentes de poder que alimentan al circuito de control. Una es de 12 (V) para el control propiamente dicho, y otra de 5 (V) para el visualizador digital.

En la Figura 3.8 se muestran las dos fuentes de poder.

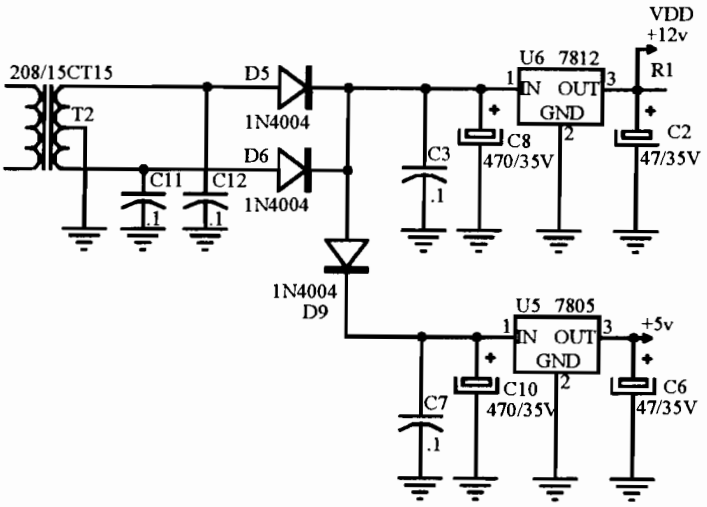


Figura 3.8: Fuentes de Poder.

La fuente de 12 (V) se hace en base a U6 que es un integrado regulador de voltaje LM7812, y la fuente de 5 (V) en base a U5 que es un regulador de voltaje LM7805. Los dos integrados se montan en la tarjeta de control, con pequeños disipadores de calor.

3.8 VISUALIZADOR DIGITAL.

Se tiene un visualizador digital que muestra, mediante un selector, el voltaje en bornes de la batería o la corriente de carga. Se escoge para este propósito el subsistema de voltímetro digital recomendado por la casa ECG[1], en base a los integrados ECG2054 y ECG2032. El integrado ECG2054 es un convertidor analógico-digital de 3 dígitos, que acepta una máxima tensión en la entrada de 999 (mV), correspondiente a una lectura de 999. Las salidas del convertidor vienen en formato BCD y se aplican a las entradas del integrado ECG2032, que es un driver de BCD a 7 segmentos que maneja visualizadores de 7 segmentos en base a leds en configuración de ánodo común.

[1] ECG Semiconductors, *Linear Modules and Integrated Circuits Volume 3*, Philips ECG, Williamsport Penn., 1985, 1a Ed., p.691-693

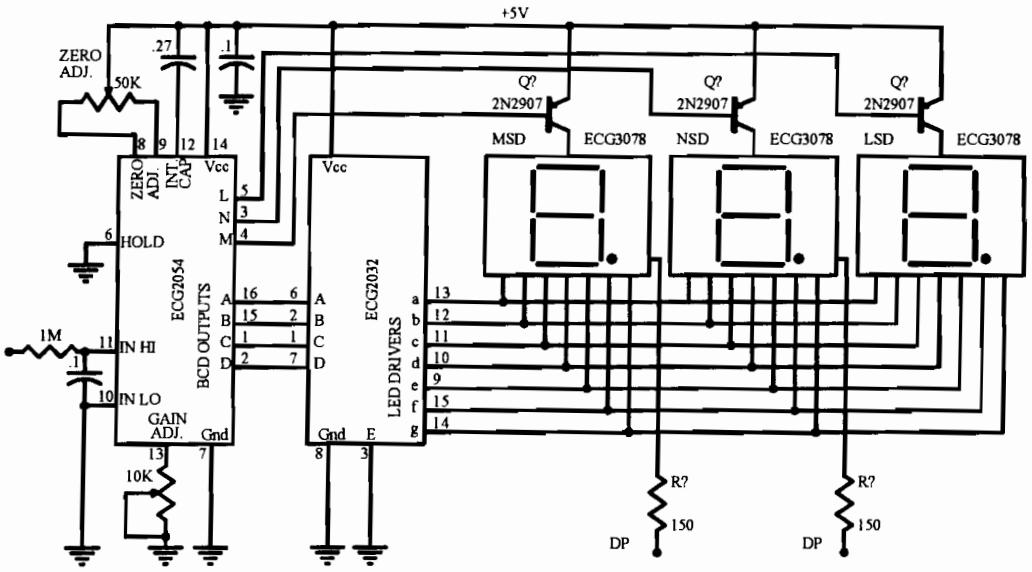


Figura 3.9: Visualizador digital.

El subsistema simplificado se muestra en la Figura 3.9, aunque información completa y detallada se presenta en el Anexo 3. Este subsistema es un visualizador digital de tres dígitos, con lecturas desde 0 hasta 999, correspondientes a voltajes de entrada de señal entre 0 y 999 (mV). Mediante un selector se escoge que la lectura sea de voltaje o corriente de la batería. La lectura de corriente se presenta con un decimal, por lo que en este caso se pone la entrada de manejo del punto decimal del dígito central en 0(V). Se tiene dos potenciómetros, uno de ajuste de cero, y otro de ajuste de ganancia. Este último permite igualar la lectura del visualizador a una lectura obtenida con un voltímetro de precisión.

3.9 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA

Para poder analizar el funcionamiento del cargador, se tiene que obtener las funciones de transferencia de los diferentes bloques que lo componen y que son: los controladores PI, el convertidor voltaje-ángulo, el puente semicontrolado y la planta en sí misma que es la batería o banco de baterías cuya carga se desea controlar.

3.9.1 PLANTA: INDUCTANCIA Y BATERÍA.

La inductancia y la batería constituyen la planta en este sistema de control. Es necesario desarrollar un modelo eléctrico de la batería para poder aplicar los criterios de control automático.

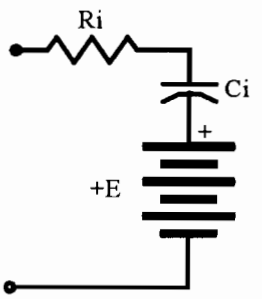


Figura 3.10: Circuito Equivalente de la Batería.

En el modelo de carga de la batería que se propone, en la Figura 3.10, hay dos parámetros de interés que son la resistencia interna y la capacitancia interna que acumula carga eléctrica.

Estos elementos están conectados en serie con una fuente de tensión constante de valor igual a la tensión nominal de la batería.

3.9.1.1 Resistencia interna.

La resistencia interna es la oposición al flujo de corriente dentro de una batería y depende de su estado de carga. Es mínima cuando la batería está totalmente cargada, y aumenta gradualmente con la descarga[1]. En el Anexo 6 se presenta información sobre las baterías Yuasa, y en la Figura 3.11 se muestra la dependencia de la impedancia o resistencia interna con el tiempo de descarga, de una batería de 12 (V) / 7 (AH). Se puede observar que la resistencia interna al comienzo de la descarga mide 40 (mΩ) y al término de la descarga, mide 140

[1] Yuasa, op. cit p.10-11

(mΩ). La resistencia aumenta levemente sobre los 40 (mΩ), durante la mitad inicial de la descarga, por ello este valor nos da una idea del orden de magnitud de la resistencia interna de una batería de 7 (AH), que está en el rango de decenas de miliohms.

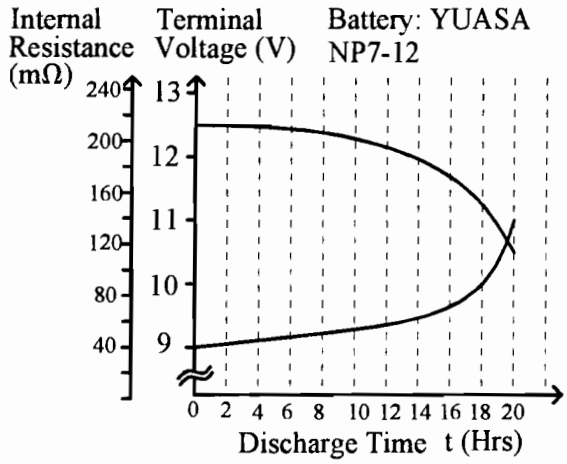


Figura 3.11: Resistencia Interna en función del Tiempo de descarga.

Para medir a resistencia interna de una batería, se puede utilizar el siguiente método que consiste en cargar completamente una batería, dejarla en reposo por unos minutos, conectar en los bornes una resistencia de valor conocido R_1 que consuma una corriente comparable numéricamente a la capacidad en (AH), medir la corriente que consume I_1, conectar después otra resistencia R_2 , y medir la corriente resultante I_2. La resistencia interna será entonces:

$$R_i = \frac{I_1 R_1 - I_2 R_2}{I_2 - I_1} \qquad \text{Ec 3.1}$$

Se realiza esta prueba a una batería nueva AC DELCO, modelo S2000, de 12 (V) / 115 (AH). Se obtiene el siguiente resultado:

I_1 = 11.3 (A) @ R_1 = 1.050 (Ω), e

I_2 = 22.4 (A) @ R_2 = 0.522(Ω)

Por tanto, R_i = 15 (mΩ).

Si el banco de baterías que se desea cargar estuviera formado por diez baterías de 12 (V) / 115 (AH) en serie, como es el caso que nos interesa en este proyecto, entonces la resistencia interna del banco sería de 150 (mΩ).

3.9.1.2 Capacitancia interna.

Un capacitor es un elemento que almacena carga eléctrica según la siguiente relación[1]:

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V \qquad \text{Ec 3.2}$$

Donde: ΔQ es el cambio de carga en (coulombs) ó (As),

C la capacitancia en (F), y

ΔV el cambio en voltaje en (V).

En la Figura 3.12, se muestra la Característica de Carga vs. Tiempo, de una batería típica de 12 (V). Se trata de un proceso de carga a corriente constante igual a 0.1C (A), hasta un voltaje final de flotación de 2.3 (V/celda) ó 13.8 (V). La batería inicia el proceso de carga, luego de una descarga al 100%. De esta figura se puede deducir lo siguiente: el régimen de carga a corriente constante dura

aproximadamente 8 (H), tiempo en el cual el voltaje ha subido desde 12.1 (V) hasta 13.8 (V) y se ha almacenado un volumen de carga del 80 %, equivalente a 0.8C (AH).

Por tanto, la capacitancia interna será:

$$C_i = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \frac{0.8C \cdot 3600}{13.8 - 12.1} = 1694C(F)$$

[1] M. Kaufman, op. cit., p. 3-4

Por ejemplo, para una batería AC DELCO con una capacidad *C* de 115 (AH),

$$C_i = 194810(F)$$

Para un banco de diez baterías de 115 (AH) en serie, la capacitancia interna valdrá la décima parte, o sea:

$$C_i = 19481(F)$$

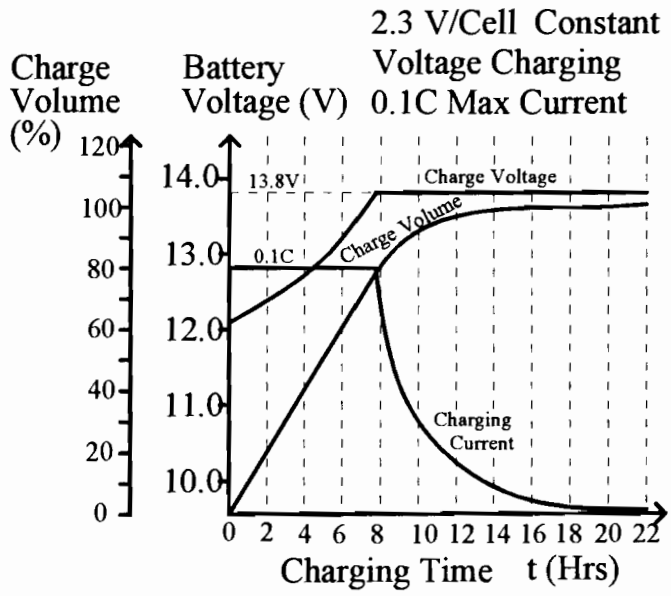


Figura 3.12: Características de carga de una batería de 12 (V), luego de una descarga del 100 %.

3.9.1.3 Resistencia del devanado del choque.

El devanado del choque presenta también una resistencia interna que se debe sumar a la resistencia interna de la batería, por lo que es necesario estimar su valor:

Primero se calcula la longitud total del alambre de cobre, de la siguiente manera:

$$l = n\bar{l}_e$$

Donde: l es la longitud total del devanado,

n es el número de espiras, y

$\bar{l}_e$ es la longitud promedio de cada espira.

Los datos que se tiene son:

n = 256 espiras

$\bar{l}_e$ = 0.37 (m)

Por tanto, la longitud total del devanado vale:

l = 94.7 (m)

Luego se calcula la resistencia total del devanado, mediante la siguiente relación:

$$R_L = \zeta \cdot l \qquad \text{Ec 3.3}$$

Donde: ζ es la resistividad lineal[1] en (mΩ/m).

Para el calibre No 11 AWG, la resistividad lineal vale 4.2 (mΩ/m), por tanto, la resistencia del devanado del choque vale:

R_L = 398 (mΩ).

3.9.1.4 Modelo de la planta.

El circuito de control tiene dos lazos de realimentación: uno interno de corriente y otro externo de voltaje. En primer lugar se desarrolla un modelo para la

[1] Abraham Pressman, op. cit. p. 248

corriente, posteriormente se lo hará para el voltaje. Para desarrollar el modelo de la corriente de la planta, se debe estudiar la corriente I_d en el circuito de la Figura 3.13. En este circuito R es la suma de R_L y R_l, por tanto vale 548 (mΩ) ó 0.548 (Ω). La corriente de carga I_L se encuentra que es:

$$I_L(s) = \frac{V_d(s) - E}{sL + R + \frac{1}{sC_i}} \qquad \text{Ec 3.4}$$

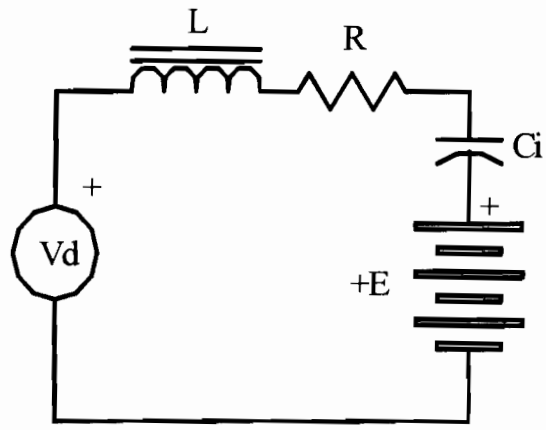


Figura 3.13: Modelo de la Planta

Se puede volver a escribir la ecuación anterior, de la siguiente forma:

$$I_L(s) = \frac{s(V_d(s) - E)}{L\left(s^2 + s\frac{R}{L} + \frac{1}{LC_i}\right)}$$

Las raíces del denominador que son los polos de la función de transferencia de la planta, son:

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC_i}} \qquad \text{Ec 3.5}$$

Los polos caerán en el eje real si:

$$\frac{R^2}{4L^2} \geq \frac{1}{LC_i} \qquad \text{Ec 3.6}$$

Se tiene que:

R = 0.548(Ω)

L = 0.082 (H)

Ci = 19481 (F)

Al reemplazar en la Ec. 3.6 los valores R, L y C_i *que* ya se han encontrado anteriormente, se tiene :

$$\frac{(0.548)^2}{4(0.082)^2} = 11.16$$

y

$$\frac{1}{0.082 \cdot 19481} = 0.00026$$

Claramente se puede observar que el primer término de la Ec. 3.6 es mucho mayor que el segundo término, por lo que éste último se lo puede despreciar, quedando por tanto:

$$s_1 = -\frac{R}{L}$$

$$s_2 = 0$$

Por lo tanto la función de transferencia de la planta se puede simplificar, y si se considera además que la fuente de tensión continua de valor E se puede igualar a cero para un análisis de señal, queda entonces la función de transferencia de la siguiente forma:

$$I_L = \frac{V_d(s)}{L\left(s + \frac{R}{L}\right)} \qquad \text{Ec 3.7}$$

Al reemplazar los valores de *R* y *L* en la ecuación anterior, se obtiene la función de transferencia de la planta constituida por diez baterías de 12(V)/115 (AH) AC DELCO, y la inductancia:

$$I_L = \frac{12.2V_d(s)}{(s + 6.7)} \qquad \text{Ec 3.8}$$

3.9.2 RECTIFICADOR SEMICONTROLADO

Para determinar la función de transferencia del bloque constituido por el rectificador semicontrolado, se hace referencia a la Figura 2.2 en la que se muestra la dependencia del voltaje de salida del rectificador V_d como función del ángulo de disparo α.

La ecuación 2.2, que se repite aquí por facilidad, muestra esa dependencia:

$$V_d = \frac{\sqrt{2}V_s}{\pi}(1 + \cos\alpha)$$

Para hallar la ganancia de este bloque, se toma la derivada parcial de V_d con respecto a α, y se tiene:

$$\frac{\partial V_d}{\partial \alpha} = -\frac{\sqrt{2}V_s}{\pi} sen\alpha$$

3.9.2.1 Retardo de transporte

Se debe añadir a la ganancia anterior, el efecto del retardo de transporte, para un rectificador semicontrolado, por tanto:

$$RT = e^{-s\tau}$$

Donde:

$$\tau = \frac{T}{2P}$$

P	es el número de pulsos del rectificador, que es dos, y
T	es el período de la onda de 60 (Hz).
τ	tiene dimensión de tiempo: (s)

Por tanto:

$$\tau = \frac{1}{240}$$

El retardo de transporte en un sistema de control con realimentación tiende a producir inestabilidad[1].

Por otra parte, se puede hacer la siguiente aproximación:

$$e^{-s\tau} \approx 1 - s\tau \approx \frac{1}{1+\tau s} = \frac{1}{\tau\left(s + 1/\tau\right)}$$

Con lo que la función de transferencia del rectificador semicontrolado queda como:

$$\frac{\partial V_d}{\partial \alpha} = -\frac{\sqrt{2}V_s}{\tau\pi\left(s + 1/\tau\right)} sen\alpha \qquad \text{Ec 3.9}$$

Si se reemplazan los valores de V_s = 178 (V), α=60° y τ = 1/240 en la ecuación anterior, se tendrá la función de transferencia del rectificador semicontrolado:

[1] Richard Dorf, *Sistemas Automáticos de Control*, Fondo Educativo Interamericano, México D.F., 1a Ed., p.262

$$\frac{\partial V_d}{\partial \alpha} = -\frac{16654}{(s+240)} \qquad \text{Ec 3.10}$$

3.9.3 GANANCIA DEL CONVERTIDOR VOLTAJE-ÁNGULO

En la Figura 3.6 de la sección anterior se mostró la dependencia entre el ángulo de disparo α y el voltaje de control V_c. Se puede ver que para un cambio en V_c de 10 (V), el cambio en el ángulo de disparo es de π(rads), por tanto la ganancia del convertidor voltaje-ángulo es:

$$\frac{\partial \alpha}{\partial V_c} = \frac{\pi}{10} = 0.1\pi \qquad \text{Ec 3.11}$$

3.9.4 DETERMINACIÓN DEL CONTROLADOR PI DE CORRIENTE

Se utiliza un controlador proporcional e integral para anular el error en estado estacionario y por tanto tener una regulación exacta de la corriente de carga de las baterías.

El controlador PI de corriente se construye en base al circuito mostrado en la Figura 3.14.

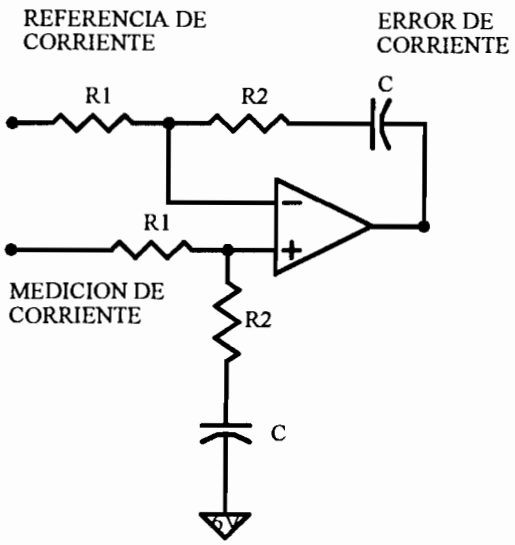


Figura 3.14: Circuito para determinar el controlador PI

La función de transferencia de este bloque se da mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{V_s}{V_r - V_m} = -\left(K_P + \frac{1}{sT_i}\right) \qquad \text{Ec 3.12}$$

Donde K_P es la Ganancia proporcional, y T_i es el Tiempo integral:

$$K_P = \frac{R_2}{R_1} \qquad \text{Ec 3.13}$$

$$T_i = CR_1 \qquad \text{Ec 3.14}$$

Se puede escribir la ecuación 4.12 de la siguiente manera:

$$\frac{V_s}{V_r - V_m} = -\frac{K_P\left(s + \frac{1}{K_P T_i}\right)}{s} \qquad \text{Ec 3.15}$$

Se nota que la función de transferencia del controlador PI presenta un cero en $1/K_P T_i$ y un polo en el origen. Se debe escoger la ubicación del cero en el plano s para modificar el lugar geométrico de las raíces de manera que se mejore las

características de estabilidad relativa del sistema. Esto se hará en la siguiente sección, con ayuda del programa MATLAB.

3.9.5 GANANCIA DE LA REALIMENTACIÓN

Para completar el diagrama de bloques del lazo de realimentación de corriente, se tiene que determinar la ganancia del camino de realimentación. Para esto, se debe recordar que la referencia de corriente (medida en V) en el circuito de *control*, *con* la que se debe comparar la tensión de realimentación, mide 10 (V), y la corriente de salida nominal del cargador es de 10 (A), por tanto la ganancia en la realimentación es:

$$H = \frac{10(V)}{10(A)} = 1(\Omega) \qquad \text{Ec 3.16}$$

Es decir, se tiene un lazo de control con realimentación unitaria.

3.9.6 DISEÑO DEL CONTROLADOR PI DE CORRIENTE

Para anular el error en estado estacionario en la corriente, ante una entrada de escalón, es necesario utilizar un controlador PI[1].

El diagrama de bloques del lazo de control de corriente se muestra en la Figura 3.15. Es necesario establecer especificaciones de funcionamiento: del tiempo de estabilización de la corriente[2] y de la estabilidad relativa:

$$T_s = \frac{4}{\sigma} \qquad \text{Ec 3.17}$$

Donde: σ es la parte real de las raíces dominantes del sistema.

---

[1] Richard Dorf, op. cit., p. 106
[2] ibid., p.103

T_s es el tiempo de estabilización

Se establece una condición de tiempo de estabilización en la corriente de 0.1 (s), para que el control en la corriente sea rápido y evite corrientes excesivas en el equipo cargador, con lo que las raíces de lazo cerrado deben estar en la vecindad de $\sigma = -40$. También se decide que la respuesta sea en lo posible subamortiguada, o que tenga un valor máximo de sobretiro del 20%.

Con ayuda del programa MATLAB se halla el lugar geométrico de las raíces para el sistema descrito, ubicando el cero del control PI a la izquierda del polo en –*6.7,* en las posiciones: *-20, -22 y -30* . Los resultados se muestran en el Anexo 5.

Se observa que al ubicar el cero en –22, se tiene raíces reales de lazo cerrado en la vecindad de $\sigma = -40$, con lo que la respuesta será subamortiguada, sin sobretiro. Por tanto se escoge poner el cero del controlador en –22, es decir:

$$\frac{1}{K_P T_i} = \frac{1}{R_2 C} = 22 \qquad \text{Ec 3.18}$$

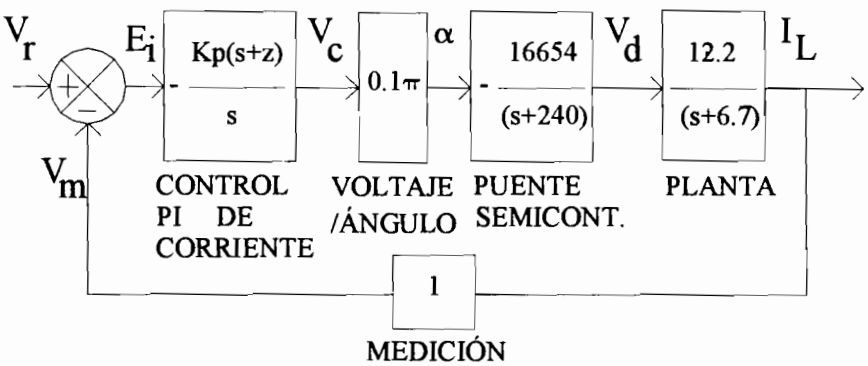


Figura 3.15: Control de corriente

Para determinar la ganancia del controlador K_P se debe aplicar la condición de módulo igual a 1, con un valor de $s = -40$:

$$|G(s)| = \left| \frac{63830K_P(s+22)}{s(s+240)(s+6.7)} \right| = 1 \qquad \text{Ec 3.19}$$

De la ecuación anterior se obtiene que:

$$63830K_P = \frac{40 * 200 * 33.3}{18} = 14800$$

Por tanto:

$$K_P = \frac{R_2}{R_1} = 0.23 \qquad \text{Ec 3.20}$$

De las ecuaciones 3.18 y 3.20, y asignando al capacitor C el valor de 0.22(uf), se obtiene: R_1 = 910(KΩ), R_2 = 200(KΩ) y C = 0.22(uF). De acuerdo a la denominación de componentes utilizada en la Figura 3.3, se tiene:

$R_{10} = R_{16}$ = 910(KΩ)
$R_{17} = R_{34}$ = 200(KΩ)
$C_{16} = C_9$ = 0.22(uF)

Las raíces de lazo cerrado de la corriente, con una ganancia de *14800* se evalúan al resolver la siguiente ecuación:

$$s(s+6.7)(s+240)+14800(s+22)=0$$

Y se obtiene que las raíces de lazo cerrado son:

s_1 = -40
s_2 = -54
s_3 = -153

La función de lazo cerrado de la corriente es por tanto:

$$\frac{14800(s+22)}{(s+40)(s+54)(s+153)} \qquad \text{Ec 3.21}$$

3.9.7 DISEÑO DEL CONTROLADOR PI DE VOLTAJE

Una vez que se han hallado las raíces de lazo cerrado del control de corriente, se puede desarrollar el diagrama de bloques del control de voltaje:

En primer lugar se halla la función de transferencia del voltaje en bornes de la batería en función de la corriente de carga; para ello si se observa la Figura 3.10, se concluye que:

$$V_B = \left(R_i + \frac{1}{sC_i}\right) I_L$$

Y la función de transferencia queda entonces como:

$$\frac{V_B}{I_L} = \frac{R_I\left(s + 1/R_iC_i\right)}{s} \qquad \text{Ec 3.22}$$

Al reemplazar los valores conocidos de R_i y C_i, *se obtiene:*

$$\frac{V_B}{I_L} = \frac{0.15(s+0.00034)}{s} \qquad \text{Ec 3.23}$$

La constante de tiempo del voltaje de la batería es 2922(s) o 48.7(min).

El voltaje de referencia se ha fijado en 6 (V), y este voltaje debe reflejar 138 (V) en la batería, por tanto la ganancia de realimentación es:

$$\frac{V_m}{V_B} = \frac{6}{138} = \frac{1}{23} \qquad \text{Ec 3.24}$$

El diagrama de bloques completo queda como:

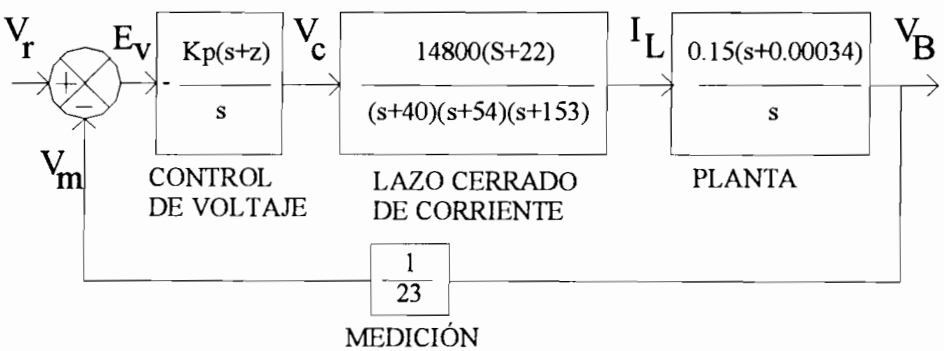


Figura 3.16: Diagrama de Bloques del control de voltaje.

Con ayuda del programa Matlab se halla el lugar geométrico del las raíces de esta función de transferencia, ubicando el cero del compensador en *–40,* es decir:

$$\frac{1}{K_P T_i} = \frac{1}{R_2 C} = 40 \qquad \text{Ec.3.25}$$

El polo adicional en el origen que incorpora el controlador PI, produce un efecto que se nota en la vecindad de *–0.00034,* al haber dos trayectorias que se originan en los dos polos en el origen, y que se encuentran en un punto en el eje real que es aproximadamente *–0.0007*, ver el anexo 5.

Se escoge que la raíz dominante del sistema se encuentre en el eje real, a la izquierda del cero del modelo de carga en *–0.00034,* en un valor de *-.000345.* La ganancia en este punto es:

$$96.5K_P = \frac{54*153*0.000345^2}{22*0.000005} = 8.94$$

Por tanto la ganancia proporcional vale:

$$K_P = \frac{8.94}{96.5} = 0.093 \qquad \text{Ec 3.26}$$

De las ecuaciones 3.25 y 3.26, y asignando al capacitor *C* el valor de 0.27(uf), se obtiene: R_1 = 1(MΩ), R_2 = 91(KΩ) y *C* = 0.27(uF). De acuerdo a la denominación de componentes utilizada en la Figura 3.2, se tiene:

$R_8 = R_{44} = 1(M\Omega)$

$R_9 = R_{57} = 91(K\Omega)$

$C_{13} = C_5 = 0.27(uF)$.

odas las raíces de lazo cerrado de voltaje, con una ganancia de *8.94* se evalúan al resolver la siguiente ecuación:

$$s^2(s+54)(s+153)+8.94(s+22)(S+0.00034)=0$$

Y se obtiene que las raíces de lazo cerrado son:

s_1 = -54

s_2 = -153

s_3 = -0.000345

s_{34}= -0.024

Todas estas raíces son reales, y están en el semiplano izquierdo del plano *s*, por lo que el sistema es estable.

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

En la Figura 4.1 se muestra el diagrama completo que incluye el circuito de fuerza y el de control. En las Figuras 4.2 y 4.3 se muestra al equipo cargador de baterías totalmente terminado. Se puede observar claramente las principales partes constitutivas del mismo. En el frontal se tiene el visualizador de tres dígitos, con la perilla selectora de corriente o voltaje. Además se tiene dos potenciómetros que regulan, así mismo, el voltaje de flotación de salida del cargador y la corriente de carga. Éstos están ubicados a la izquierda y derecha del frontal, respectivamente. Además está el interruptor termomagnético de 10 (A), que conmuta el voltaje de entrada

4.1 PROTOCOLO DE PRUEBAS

Para poder efectuar las pruebas de funcionamiento, se utilizó un banco de diez baterías de marca AC DELCO y 12(V) / 115(AH), en una conexión en serie. El banco de baterías fue previamente descargado a una tensión de 1.75 (V/celda), ó 105 (V) en bornes, (equivalente a una descarga del 100%) para que se exija del aparato de carga, la máxima corriente, y que además se pueda realizar un seguimiento del proceso de carga del banco de baterías.

Para realizar la descarga de las baterías se dispone de un grupo de resistencias cuyo voltaje de trabajo es igual a 120 (V), y que consumen 5 ó 10 (A), según se desee. Estas resistencias también se pueden utilizar para simular una condición de baterías bajas, al conectarlas en paralelo con el banco de baterías y el equipo cargador. Se puede comprobar de esta manera la limitación de corriente del aparato; también con el potenciómetro respectivo se puede regular la corriente máxima que puede entregar el cargador.

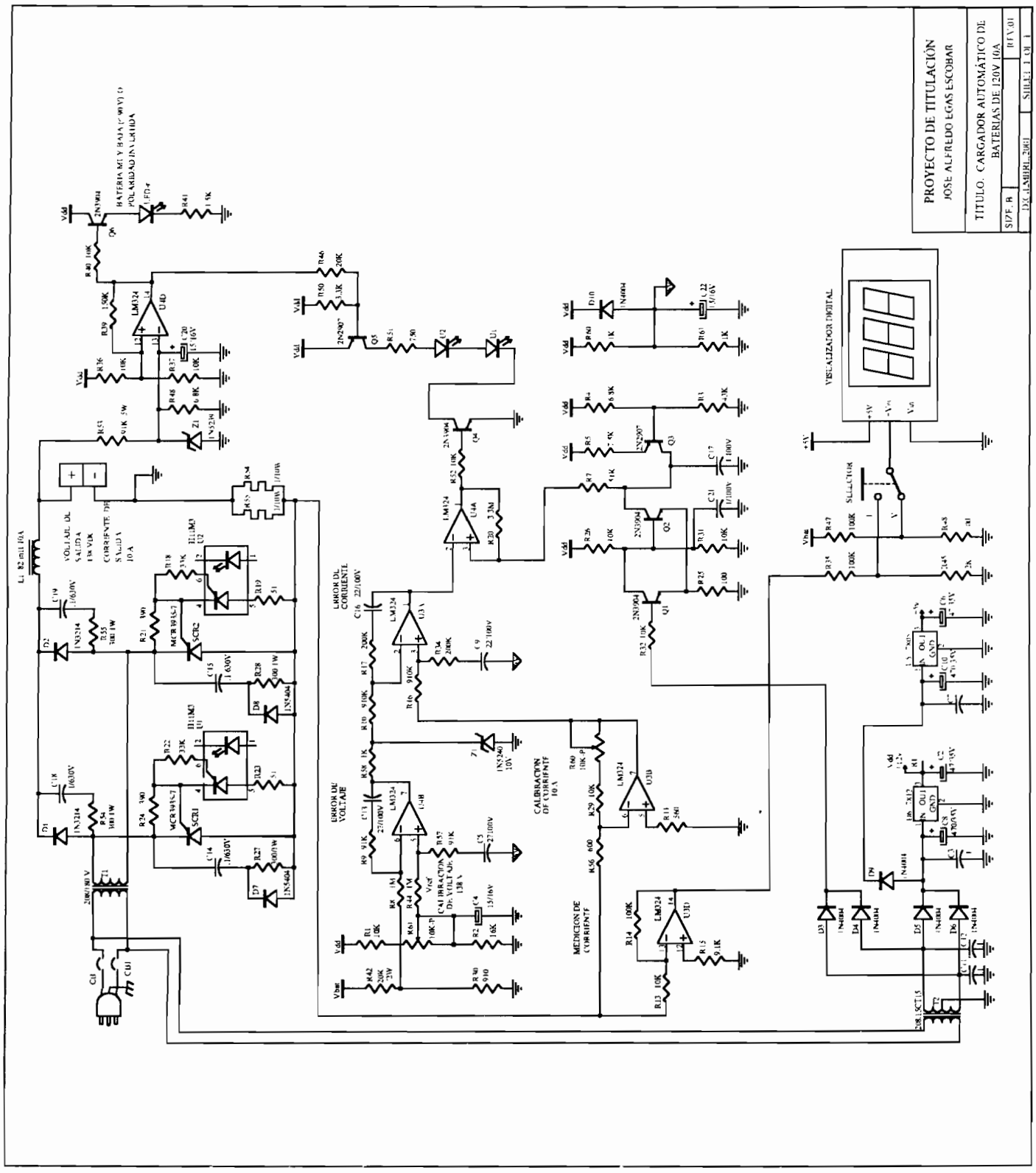


Figura 4.1: Circuito general del equipo

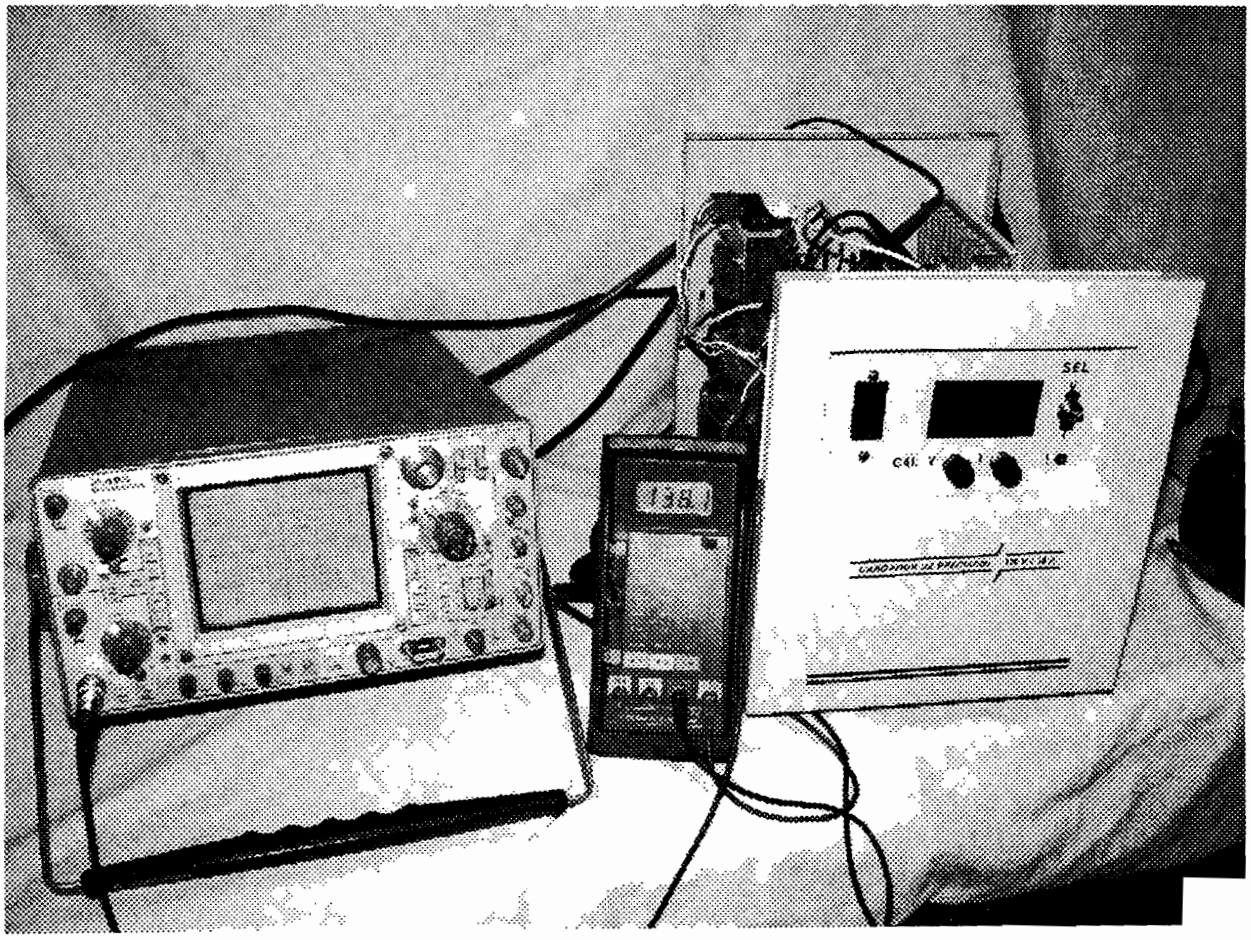


Figura 4.2: Equipo cargador durante las pruebas

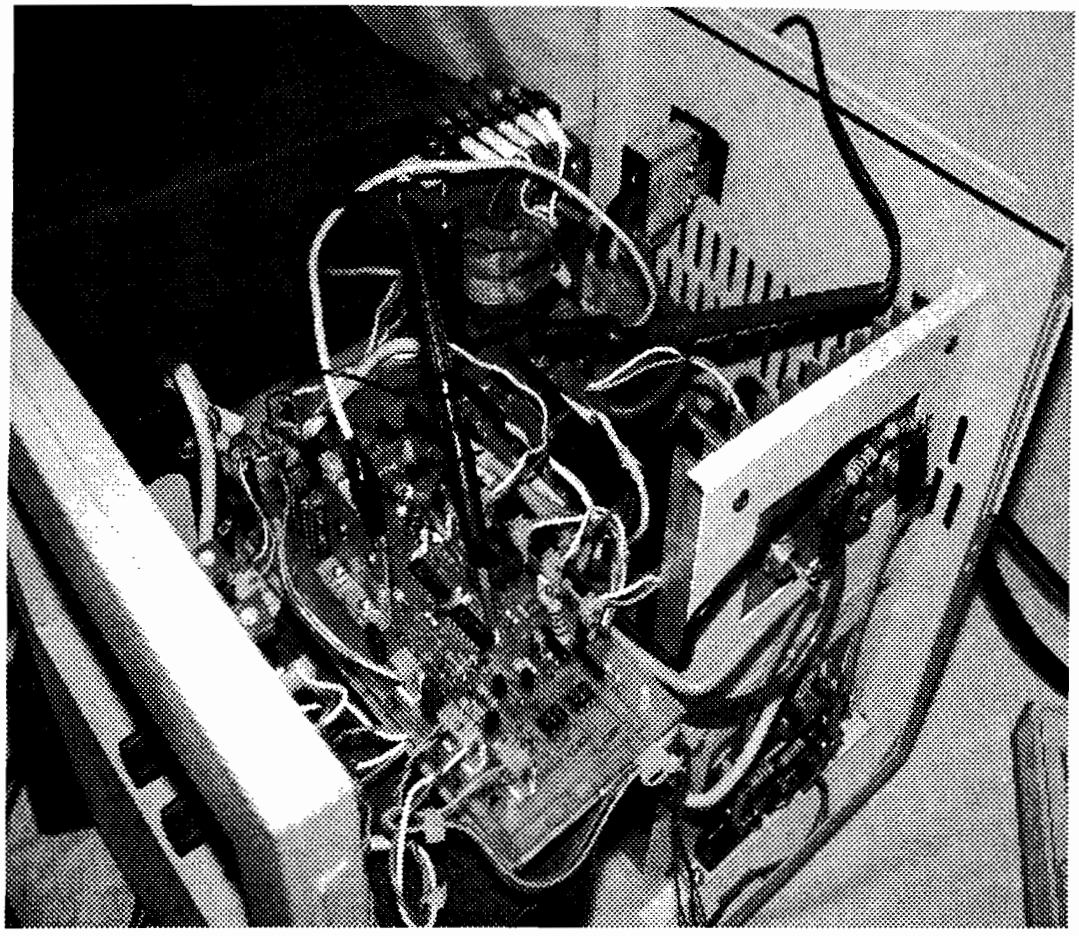


Figura 4.3 Vista interior del Cargador de Baterías.

Se desea medir los siguientes parámetros:

1. Características Voltaje y Corriente vs Tiempo de carga,
2. Forma de onda de disparo y rizado de la corriente a 10 (A) y 2(A),
3. Estado transitorio de la corriente.
4. Formas de onda del voltaje de ánodo de los tiristores y del voltaje V_D.

4.2 VOLTAJE Y CORRIENTE VS. TIEMPO DE CARGA

Para obtener estas características, se somete el banco de baterías a un proceso de carga con el equipo motivo de este proyecto, partiendo de un estado de total descarga, y una limitación de corriente a 10 (A). Se anotan en a Tabla 4.1 los voltajes en bornes y corrientes de carga a intervalos de 1 hora. Los resultados se presentan a continuación:

TABLA 4.1

VOLTAJE Y CORRIENTE VS. TIEMPO DE CARGA

TIEMPO (HRS)	VOLTAJE (V)	CORRIENTE (A)
0	121.1	10.1
1	122.8	10.0
2	124.2	10.0
3	126.0	10.1
4	127.3	10.1
5	129.0	10.0
6	130.8	9.9
7	132.7	9.7
8	134.3	9.7
9	136.3	9.8
10	138.1	8.8
11	138.1	5.8
12	138.1	3.1
13	138.1	1.0
14	138.1	0.5
15	138.1	0.3

Se puede ver que a las diez horas de carga se alcanza la tensión de flotación en bornes. La corriente se mantiene constante nueve horas después de conectado el cargador; luego de ello desciende paulatinamente hasta niveles muy bajos al cabo de quince horas. Esta prueba demuestra que el equipo cumple bien con la transición de fuente de corriente a fuente de voltaje.

4.3 FORMA DE ONDA DE DISPARO Y RIZADO DE LA CORRIENTE

En las Figuras 4.4 y 4.5 se muestra las rampas de sincronismo y los pulsos de disparo que alimentan los leds de los optoacopladores.

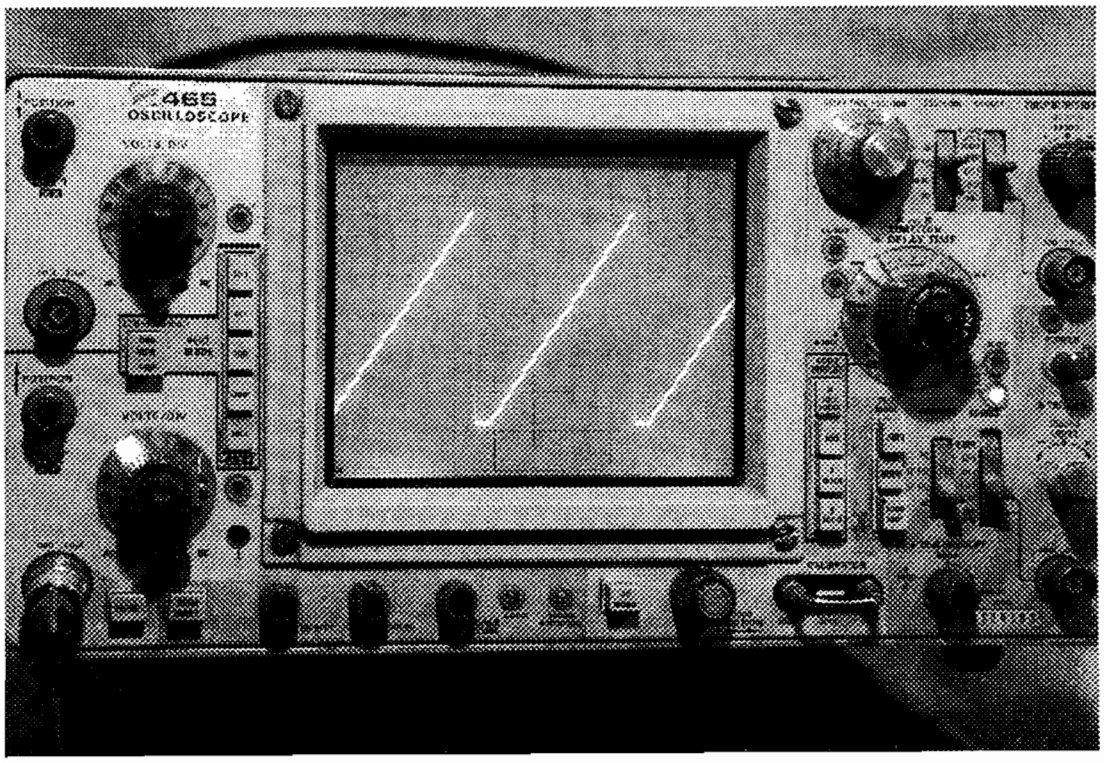


Figura 4.4: Rampas de sincronismo.

La Figura 4.5 muestra el caso del disparo en el límite de corriente discontinua.

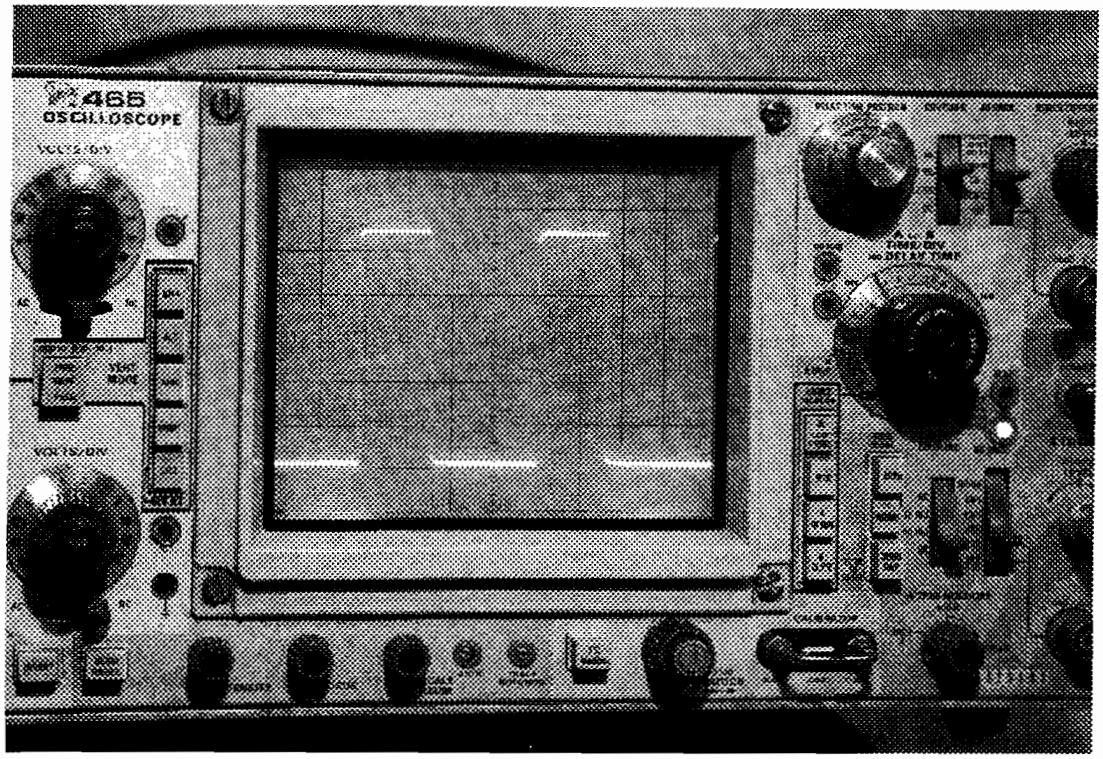


Figura 4.5: Señal de disparo

Las Figuras 4.6 y 4.7 muestran las formas de onda de corriente y rizado, para corrientes de 2 y 10 (A) respectivamente. El primer caso corresponde al límite de corriente discontinua, que se obtiene con 208 (V) de entrada y una corriente de aproximadamente 2 (A) de corriente media. El ángulo de disparo está en la vecindad de 100°. La escala es de 1 (A/div).

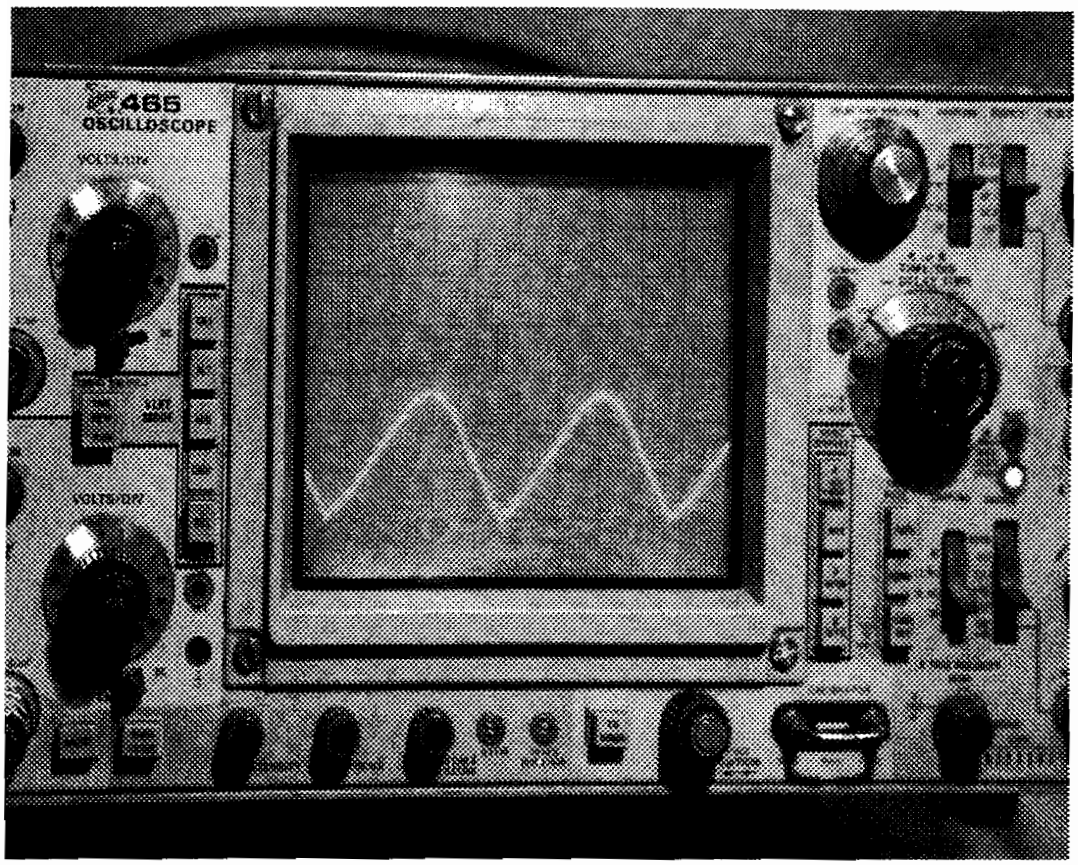


Figura 4.6: Límite de corriente continua.

En la Figura 4.7 se muestra el caso de corriente continua igual a 10 (A). La escala es de 5 (A/div). Aquí es importante notar que el rizado pico–pico en la corriente es de aproximadamente 2.5 (A), valor que es igual al 25% de la corriente nominal de salida. Sin embargo el equipo se diseñó para que presente un rizado pico-pico del 50% , por lo que se puede decir que el equipo cumple muy bien la especificación de rizado en la corriente.

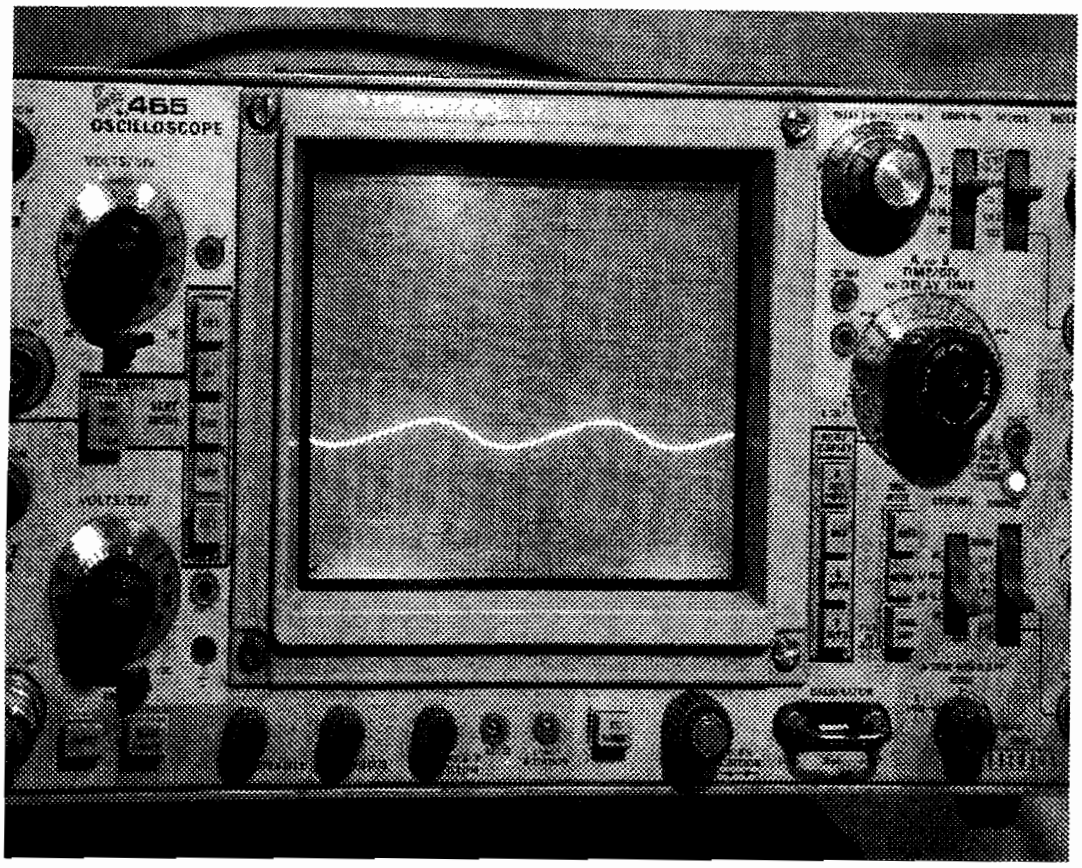


Figura 4.7: Onda de corriente a 10 (A) de carga.

4.4 ESTADO TRANSITORIO DE LA CORRIENTE

En las pruebas realizadas, el comportamiento transitorio de la corriente durante el arranque del equipo fue muy estable, subamortiguado; es decir no presentó un valor de sobrepico que pudiera ser perjudicial al buen desempeño del equipo.

Sin embargo, se notó una oscilación amortiguada en el voltaje de flotación, pero de largo tiempo de estabilización, que obligó a modificar las ganancias de los controladores PI de corriente y voltaje, así como la ubicación de los ceros correspondientes. Se mejoró bastante el tiempo de estabilización del sistema así como la estabilidad relativa.

4.5 VOLTAJES V_{AK} DE LOS TIRISTORES Y VOLTAJE V_D

La Figura 4.8 muestra la onda de voltaje ánodo-cátodo en los tiristores, cuando el cargador entrega una corriente de 10 (A).

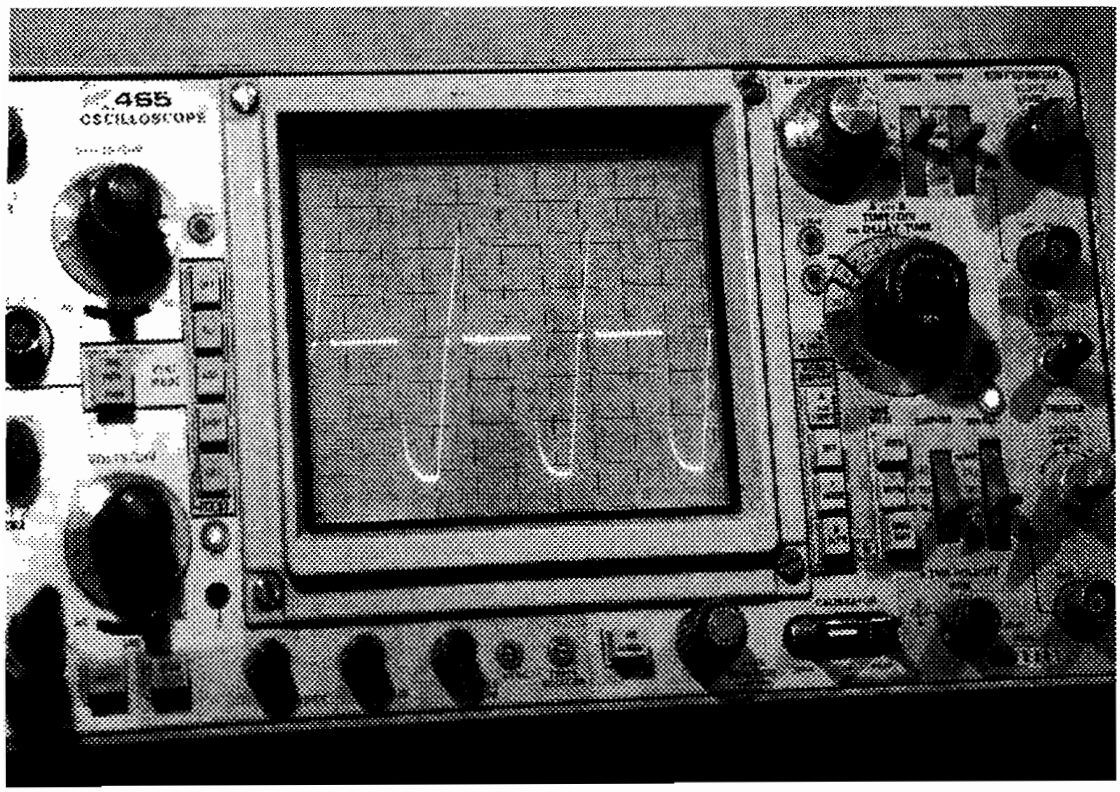


Figura 4.8: Voltaje A-K, con 10 (A) de corriente.

La Figura 4.9 muestra el voltaje V_D en la misma condición anterior de corriente de salida igual a 10 (A).

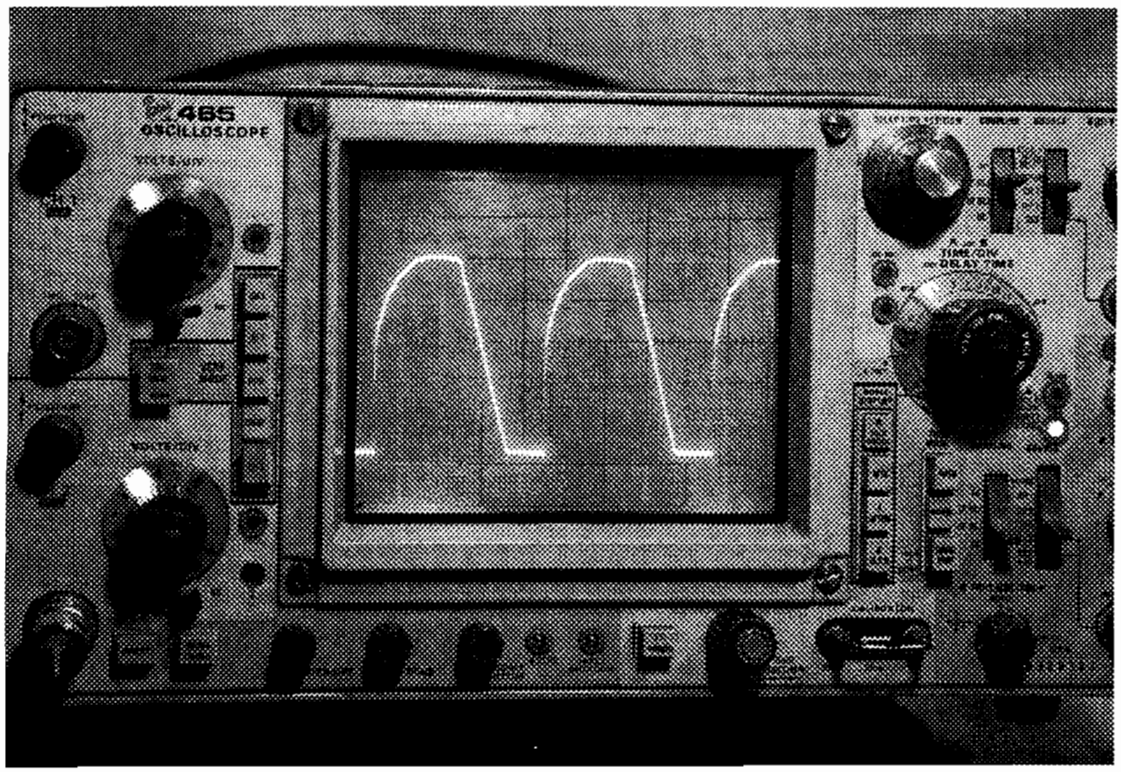


Figura 4.9: Voltaje rectificado V_D, con 10 (A) de corriente.

CAPITULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

El equipo que se ha diseñado y construido cumple con las especificaciones de funcionamiento propuestas.

El funcionamiento de este equipo como fuente de corriente es satisfactorio pues se tiene buena regulación de la corriente, con muy bajo rizado a plena carga, según se observa en las formas de onda del capítulo anterior. El cumplimiento de esta especificación es muy importante pues permite trabajar a este cargador con equipos UPS de alta tecnología. En estas condiciones de trabajo no se ha presentado ningún tipo de inestabilidad.

El funcionamiento transitorio de la corriente es satisfactorio, el sistema no presenta un sobretiro en el arranque ni en otras perturbaciones como conexión de un consumo equivalente a 10 (A).

La limitación de corriente del equipo se puede calibrar con facilidad en base al potenciómetro R60, obteniéndose una buena exactitud en la salida debido al controlador PI del lazo de corriente.

La exactitud en el voltaje de salida es muy buena, ésto se nota claramente pues el equipo carga las baterías al voltaje final deseado; es decir, el error en estado estacionario es nulo.

Así mismo, cuando las baterías han alcanzado el voltaje de flotación, no se nota ninguna oscilación de baja frecuencia, lo que indica que el sistema es estable.

Sin embargo, se hace notar que fue necesario realizar un trabajo de prueba y error en los parámetros de los controladores para conseguir que el sistema opere adecuadamente.

Se probó el equipo a plena carga, es decir 10 (A), por un tiempo prolongado, cargando un banco de diez baterías S2000 de12 (v) / 10 (AH). El calentamiento del equipo fue normal, por lo que se puede decir que el diseño del transformador, inductancia y semiconductores de potencia, es correcto.

El indicador digital funciona bastante bien, aunque se nota una pequeña desviación en el cero de la lectura de corriente, esto se puede subsanar principalmente mejorando el cableado de tierra en la tarjeta; aunque al tratarse de un voltímetro digital de tres dígitos, es inherente al sistema una exactitud en el voltaje de salida de ± 1 dígito.

Durante las pruebas iniciales se halló que el sistema presentaba oscilaciones de baja frecuencia en el voltaje de salida, que fueron eliminadas cuando se aparearon lo más exactamente posible las resistencias y capacitores correspondientes en los controladores PI de voltaje y corriente. Se determinó que una desviación del 5% provoca las oscilaciones.

5.2 RECOMENDACIONES

En la configuración de los controladores PI de voltaje y corriente que se basan en un amplificador diferencial, se debe utilizar resistencias y capacitores de precisión.

A plena carga el equipo presenta cierto ruido audible, que se podría disminuir por ejemplo con un mejor diseño del gabinete metálico o mediante el uso de algún amortiguador entre el choque y el gabinete.

BIBLIOGRAFÍA

1. **Dorf R.** , *Sistemas Automáticos de Control,* Fondo Educativo Interamericano, México D.F., 1a Ed.
2. **ECG SEMICONDUCTORS**, *Linear Modules and Integrated Circuits Volume 3,* Philips ECG, Williamsport Penn., 1985, 1a Ed.
3. **Fink D. y H. Wayne**, *Manual de Ingeniería Eléctrica,* México, Mc Graw-Hill, 1996.
4. **Fitzgerald y otros**, *Teoría y Análisis de las Máquinas Eléctricas*, Barcelona, Ed. Hispano Europea, 1975, 5a. Ed.
5. **Gottlieb M. I.**, *Electronic Power Control, Circuits, Devices & Techniques*, Tab Books, 1991.
6. **Grafham D. R.** y, F. B. Golden, *SCR Manual Sixth Edition,* General Electric, Auburn N.Y., 1979, 6a Ed.
7. **Hoft R.,** *SCR Applications Handbook,* International Rectifier, Columbia, 1974,1a Ed.
8. **Hübscher y otros**, *Electrotecnia CursoElemental,* Barcelona, Ed. Reverté, 1983.
9. **Kaufman M. y A. Seidman**, *Electrónica Práctica,* México, Mc Graw Hill, 1989.
10. **Kosow, I.**, *Máquinas Eléctricas y Transformadores,* EE UU, Prentice-Hall Inc, 1978.
11. **Möltgen G.** , *Line Commutated Thyristor Converters,* Munich, Pitman Publishing, 1a Ed.
12. **POWERSONIC**, *Sealed Lead Acid Batteries, Technical Handbook,* Redwood City, Powersonic.
13. **Pressman A.**, *Switching and Linear Power Supply, Power Converter Design,* New Jersey, Hayden Book Company, 1977, 9a Ed.
14. **SAO MARCO**, *Conductore Eléctricos,* Sao Paulo, 2000.
15. **TEMPEL DO BRASIL**, *Transformer Laminations,* Sao Paulo, 1996.
16. **YUASA**, *Sealed Rechargeable Lead Acid Battery Application Manual,* Yuasa.

ANEXO 1: ESPECIFICACIONES DEL RECTIFICADOR 1N3214 Y DEL SCR MCR3935-7

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

$I_{F(AV)}$	Max. average forward current (1 phase operation) @ $T_C = 150^oC$	15 A*
$I_{FM\ (surge)}$	Max. peak one cycle, non-repetitive surge current (60 Hz half sine wave, 1 phase operation) @ max. rated load conditions	250 A*
I^2t	Max. I^2t for fusing (non-repetitive, for 5 to 8.3 msec)	260 A^2sec
V_{FM}	Max. peak forward voltage drop @ rated $I_{F(AV)}$ (1 phase operation) and $T_C = 150^oC$	1.5V*
$I_{R(AV)}$	Max. average reverse current @ max. rated $I_{F(AV)}$ and $V_{RM(REP)}$, $T_C = 150^oC$ (1 phase operation)	10 mA*

THERMAL MECHANICAL SPECIFICATIONS

T_J	Max. operating junction temperature range	-65° to 175^oC*
T_{stg}	Max. storage temperature range	-65° to 175^oC*
$R_{\theta JC}$	Max. thermal resistance, junction-to-case	$0.65^oC/W$
$R_{\theta CS}$	Thermal resistance, case to sink (mounting surface flat, smooth, and greased)	$0.25^oC/W$
	Mounting torque (non-lubricated threads)	20 lb-in. Min. 30 lb-in. Max.
	Approximate weight	1.0 oz.
	Case style	

DEVICE RATINGS

TYPE NUMBER ①	1N3208 1N3208R	1N3209 1N3209R	1N3210 1N3210R	1N3211 1N3211R	1N3212 1N3212R	1N3213 1N3213R	1N3214 1N3214R
$V_{RM(REP)}$ — Max. repetitive peak reverse voltage (V)	50*	100*	200*	300*	400*	500*	600*
$V_{R(RMS)}$ — Max. RMS reverse voltage (V)	35*	70*	140*	210*	280*	350*	420*
V_R — Max. dc blocking voltage (V)	50*	100*	200*	300*	400*	500*	600*

① Basic number indicates cathode-to-case. For anode-to-case, add "R" to part number, as shown.

* JEDEC Registered value.

IN3208 Series, Data Sheet No. PD-2.010

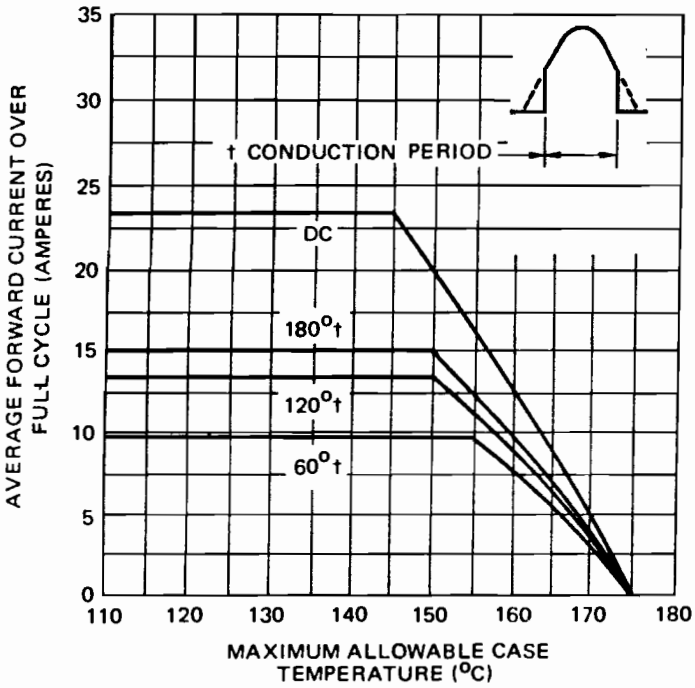


Fig. 1 – Average Forward Current Vs. Case Temperature (Sinusoidal Current Waveform)

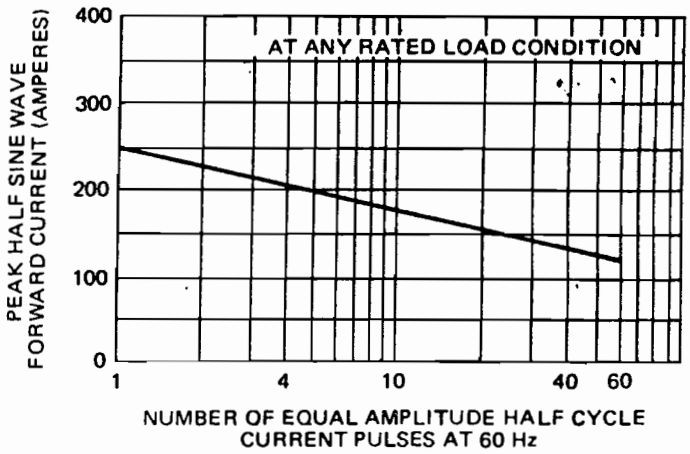


Fig. 2 – Maximum Non-Repetitive Surge Current

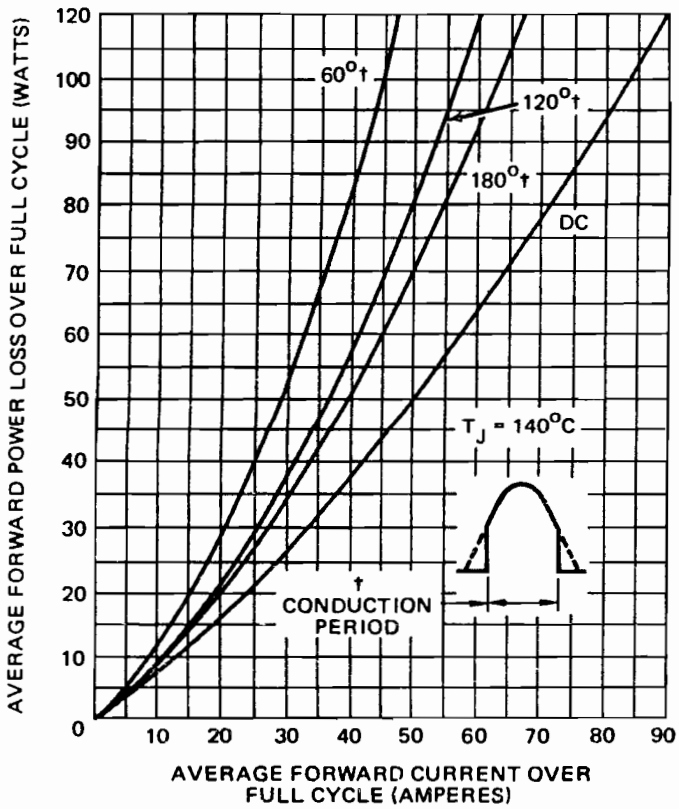


Fig. 3 – Maximum Forward Power Loss Vs. Low Level Forward Current (Sinusoidal Current Waveform)

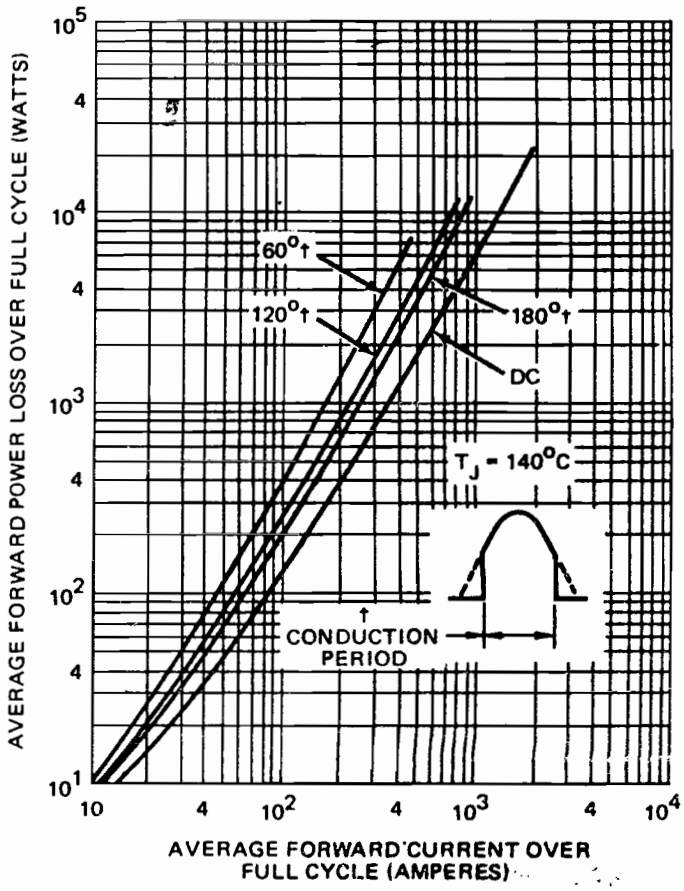


Fig. 4 – Maximum Forward Power Loss Vs. High Level Forward Current (Sinusoidal Current Waveform)

MCR3835-1 thru MCR3835-10
MCR3935-1 thru MCR3935-10

MOTOROLA

REVERSE BLOCKING TRIODE THYRISTOR

. . . designed for industrial and consumer applications such as power supplies, battery chargers, temperature, motor, light and welder controls.

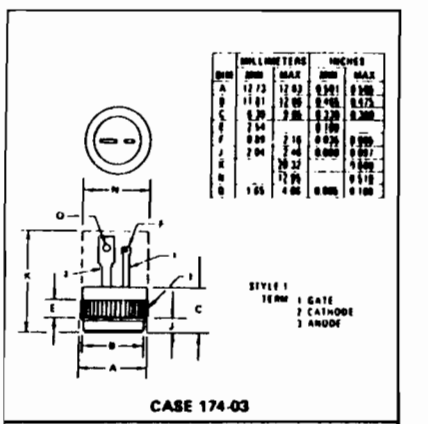
- Economical for a Wide Range of Uses
- High Surge Current — I_{TSM} = 350 Amp
- Low Forward "On" Voltage — 1.2 V (Typ) @ I_{TM} = 35 Amp
- Practical Level Triggering and Holding Characteristics — 10 mA (Typ) @ T_C = 25°C
- Rugged Construction in Either Pressfit or Stud Package
- Glass Passivated Junctions for Maximum Reliability

SILICON CONTROLLED RECTIFIER

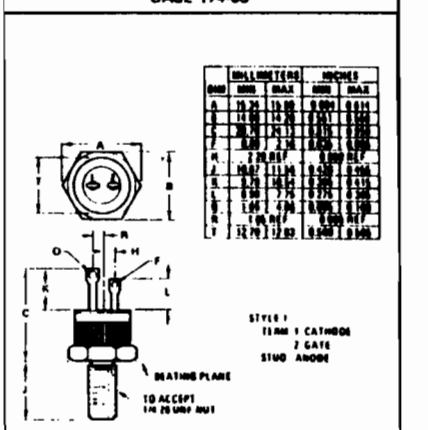
35 AMPERES RMS
25—800 VOLTS

CASE 174-03 — MCR3835 Series

CASE 175-02 — MCR3935 Series



CASE 174-03



CASE 175-02

2.3

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Forward and Reverse Blocking Voltage	V_{DRM}(1) V_{RRM}		Volts
MCR3835 -1		25	
-2		50	
-3		100	
-4		200	
-5		300	
MCR3935 -6		400	
-7		500	
-8		600	
-9		700	
-10		800	
Peak Non-Repetitive Reverse Blocking Voltage (t ≤ 5.0 ms)	V_{RSM}		Volts
MCR3835 -1		35	
-2		75	
-3		150	
-4		300	
-5		400	
MCR3935 -6		500	
-7		600	
-8		700	
-9		800	
-10		900	
Forward Current RMS	$I_{T(RMS)}$	35	Amp
Peak Surge Current (One cycle, 60 Hz) (T_J = -40 to +100°C)	I_{TSM}	350	Amp
Circuit Fusing (T_J = -40 to +100°C) (t = 1.0 to 8.3 ms)	I^2t	510	A^2s
Peak Gate Power	P_{GFM}	5.0	Watts
Average Gate Power	$P_{GF(AV)}$	0.5	Watt
Peak Forward Gate Current	I_{GFM}	2.0	Amp
Peak Gate Voltage — Forward	V_{GFM}	10	Volts
Reverse	V_{GRM}	10	
Operating Junction Temperature Range	T_J	-40 to +100	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +150	°C
Stud Torque	—	30	in. lb.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
nce, Junction to Case	$R_{\theta JC}$		°C/W
5		1.2	
6		1.3	

V_{RRM} for all types can be applied on a continuous dc basis rring damage. Ratings apply for zero or negative gate voltage. ll not have a positive bias applied to the gate concurrently tive potential on the anode.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Forward Blocking Current (V_D = Rated V_{DRM}, with gate open, T_J = 100°C)	I_{DRM}		1.0	5.0	mA
Peak Reverse Blocking Current (V_R = Rated V_{RRM}, with gate open, T_J = 100°C)	I_{RRM}		1.0	5.0	mA
Forward "On" Voltage (I_{TM} = 35 A Peak)	V_{TM}		1.2	1.5	Volts
Gate Trigger Current (Continuous dc) (V_D = 7.0 V, R_L = 100 Ω)	I_{GT}		10	40	mA
Gate Trigger Voltage (Continuous dc) (V_D = 7.0 V, R_L = 100 Ω)	V_{GT}		0.7	1.5	Volts
(V_D = Rated V_{DRM}, R_L = 100 Ω, T_J = 100°C)	V_{GD}	0.2			
Holding Current (V_D = 7.0 V, gate open)	I_H		10	50	mA
Turn On Time (t_d + t_r) (I_{TM} = 35 Adc, I_{GT} = 40 mAdc)	t_{on}		1.0		μs
Turn Off Time (I_{TM} = 10 A, I_R = 10 A)	t_q		20		μs
(I_{TM} = 10 A, I_R = 10 A, T_J = 100°C)			30		
Forward Voltage Application Rate (V_D = Rated V_{DRM}, T_J = 100°C)	dv/dt		50		V/μs

(1) V_{DRM} for all types can be applied on a continuous dc basis without incurring damage. Ratings apply for zero or negative gate voltage. Devices should not be tested with a constant current source for forward or reverse blocking capability such that the voltage applied exceeds the rated blocking voltage.

2.3

FIGURE 1 – CURRENT DERATING

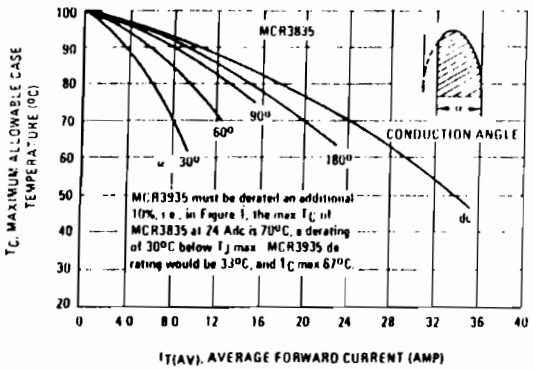


FIGURE 2 – TYPICAL POWER DISSIPATION

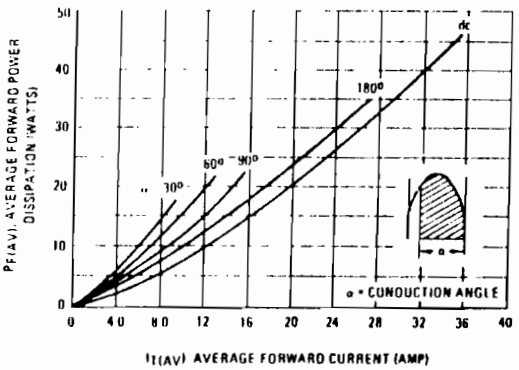


FIGURE 3 – TYPICAL GATE TRIGGER CURRENT

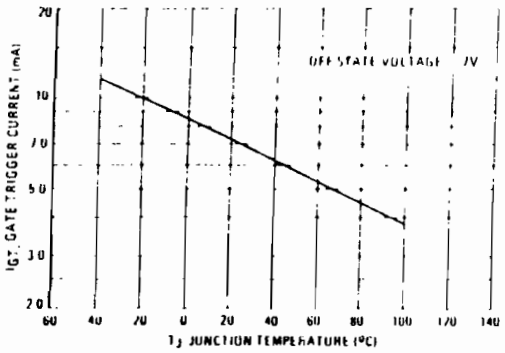
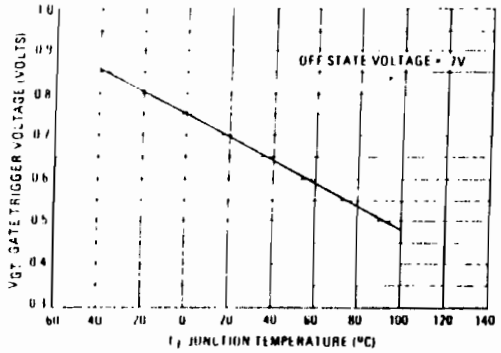


FIGURE 4 – TYPICAL GATE TRIGGER VOLTAGE



ANEXO 2: ESPECIFICACIONES DEL OPTOACOPLADOR H11M3

OPTOCOUPLER—SCR OUTPUT

ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C)

Part Number	Isolation Voltage Min. V_{ISO}	I_F Trigger Max. mA	@V_{AK} V	R_{GK} KΩ	Reverse Current T_A = 100°C, I_F = 0 Max. μA	@ V_{DM} V	R_{GK} KΩ	Blocking Voltage T_A = 100°C, R_{GK} = 10K V	Typical t_{ON} μs	Forward Voltage Max. V	@I_F mA	Typical Characteristics Figures
4N39	2500	14	100	27	50	200	10	200	1.0	1.5	10	1-12
4N40	2500	14	100	27	150	400	10	400	1.0	1.5	10	1-12
CNY30	2500	20	50	10	50	200	10	200	1.0	1.5	10	1-12
CNY34	2500	20	50	10	150	400	10	400	1.0	1.5	10	1-12
H11C1	4000	20	50	10	50	200	10	200	1.0	1.5	10	1-12
H11C2	2500	20	50	10	50	200	10	200	1.0	1.5	10	1-12
H11C3	2500	30	50	10	50	200	10	200	1.0	1.5	10	1-12
H11C4	4000	20	50	10	150	400	10	400	1.0	1.5	10	1-12
H11C5	2500	20	50	10	150	400	10	400	1.0	1.5	10	1-12
H11C6	2500	30	50	10	150	400	10	400	1.0	1.5	10	1-12
H11M1	4000	7	6.0	27	100	800	10	800	1.0	1.5	10	13-21
H11M2	4000	15	6.0	27	100	800	10	800	1.0	1.5	10	13-21
H11M3	4000	7	6.0	27	100	600	10	600	1.0	1.5	10	13-21
H11M4	4000	15	6.0	27	100	600	10	600	1.0	1.5	10	13-21
MCS2	4000	14	100	27	50	200	10	200	1.0	1.5	20	1-12
MCS2400	4000	14	100	27	150	400	10	400	1.0	1.5	20	1-12
MCS2401	4000	20	50	10	100	400	10	400	1.0	1.5	20	1-12

OPTOCOUPLER—SCR OUTPUT

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C)

Part Number	INFRARED DIODE Power Dissipation mW	Forward Current mA	I_F Peak** A	Reverse Voltage V	PHOTO SCR Power Dissipation mW	Off State Reverse Voltage V	Peak Gate Reverse Voltage V	Peak Gate Current mA	On State Current mA	Surge Current A	μs
4N39	100*	60	1.0	6.0	400†	200	6.0	10	300	10	100
4N40	100*	60	1.0	6.0	400†	400	6.0	10	300	10	100
CNY30	100*	60	1.0	6.0	400†	200	6.0	10	300	10	100
CNY34	100*	60	1.0	6.0	400†	400	6.0	10	300	10	100
H11C1	100‡	60	3.0	6.0	400§	200	6.0	—	300	5.0	10
H11C2	100‡	60	3.0	6.0	400§	200	6.0	—	300	5.0	10
H11C3	100‡	60	3.0	6.0	400§	200	6.0	—	300	5.0	10
H11C4	100‡	60	3.0	6.0	400§	400	6.0	—	300	5.0	10
H11C5	100‡	60	3.0	6.0	400§	400	6.0	—	300	5.0	10
H11C6	100‡	60	3.0	6.0	400§	400	6.0	—	300	5.0	10
H11M1	100‡	60	1.0	6.0	400§	800	5.0	—	300	3.0	10
H11M2	100‡	60	1.0	6.0	400§	800	5.0	—	300	3.0	10
H11M3	100‡	60	1.0	6.0	400§	600	5.0	—	300	3.0	10
H11M4	100‡	60	1.0	6.0	400§	600	5.0	—	300	3.0	10
MCS2	100‡	60	1.0	3.0	400§	200	6.0	10	300	10	10
MCS2400	100‡	60	1.0	3.0	400§	400	6.0	10	300	10	10
MCS2401	100‡	60	1.0	3.0	400§	400	6.0	10	300	10	10

*Derate 2.0 mW/°C above 25°C †Derate 8.0 mW/°C above 25°C ‡Derate 1.33 mW/°C above 25°C §Derate 5.3 mW/°C above 25°C **100usec pulse, 1% duty cycle

OPTOCOUPLER—SCR OUTPUT TYPICAL CHARACTERISTICS

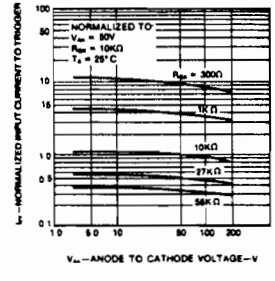


FIGURE 1—Input Current to Trigger vs Anode-Cathode Voltage

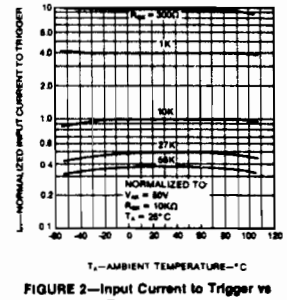


FIGURE 2—Input Current to Trigger vs Temperature

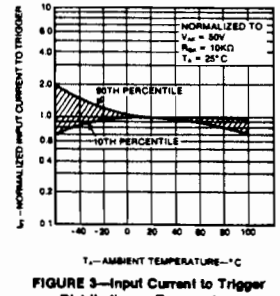


FIGURE 3—Input Current to Trigger Distribution vs Temperature

OPTOCOUPLER—SCR OUTPUT TYPICAL CHARACTERISTICS

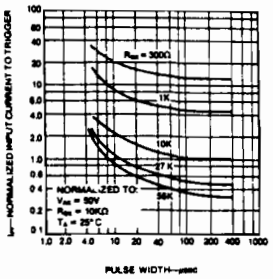


FIGURE 4—Input Current to Trigger vs Pulse Width

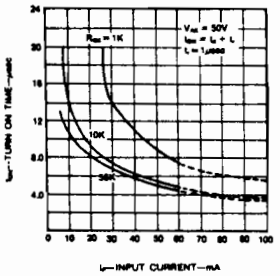


FIGURE 5—Turn On Time vs Input Current

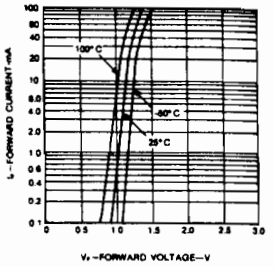


FIGURE 6—Input Characteristics

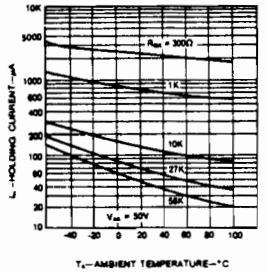


FIGURE 7—Holding Current vs Temperature

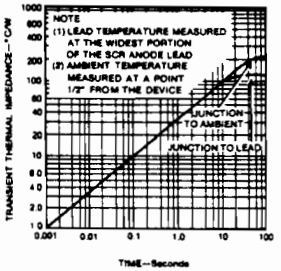


FIGURE 8—Maximum Transient Thermal Impedance

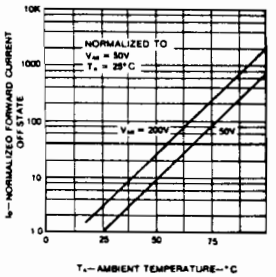


FIGURE 9—Off State Forward Current vs Temperature

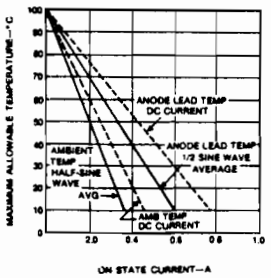


FIGURE 10—On State Current vs Maximum Allowable Temperature

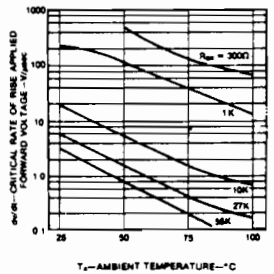


FIGURE 11—dv/dt vs Temperature

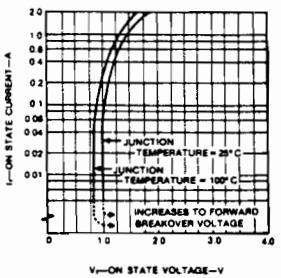


FIGURE 12—On State Characteristics

OPTOCOUPLER—SCR OUTPUT TYPICAL CHARACTERISTICS

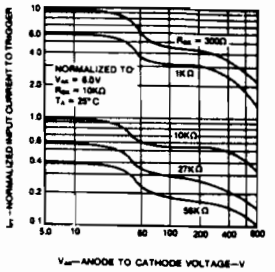


FIGURE 13—Input Current to Trigger vs Anode to Cathode Voltage

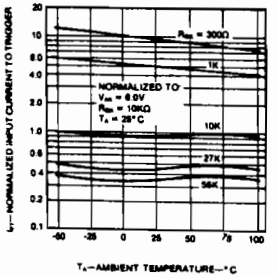


FIGURE 14—Input Current to Trigger vs Temperature

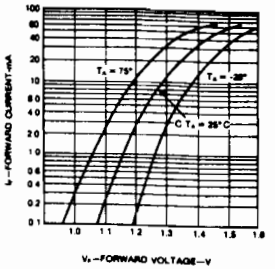


FIGURE 15—Input Voltage vs Input Current

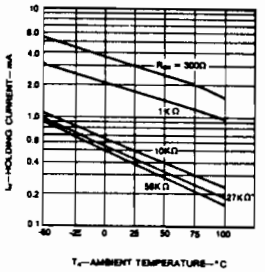


FIGURE 16—Holding Current vs Temperature

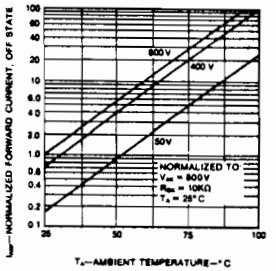


FIGURE 17—Off State Leakage vs Temperature

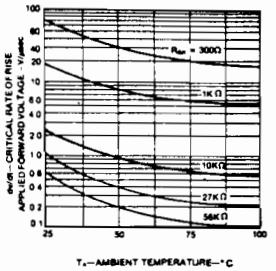


FIGURE 18—dv/dt vs Temperature

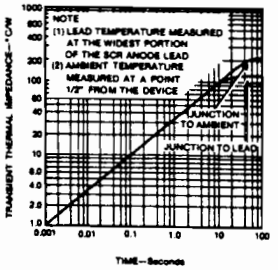


FIGURE 19—Maximum Transient Thermal Impedance

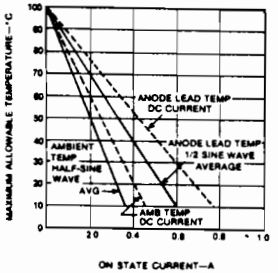


FIGURE 20—On State Current vs Maximum Allowable Temperature

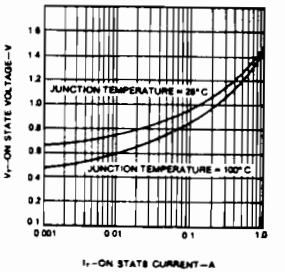


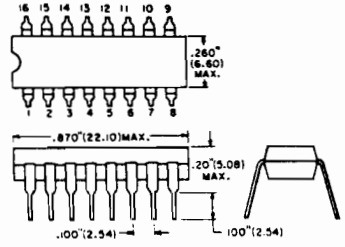
FIGURE 21—On-State Characteristics

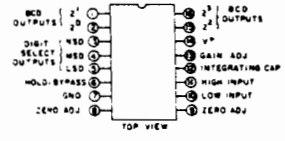
ANEXO 3: ESPECIFICACIONES DEL SUBSISTEMA VOLTÍMETRO DIGITAL: ECG2054 Y ECG2032

ECG® Semiconductors

ECG2054

3 Digit Analog to Digital Subsystem



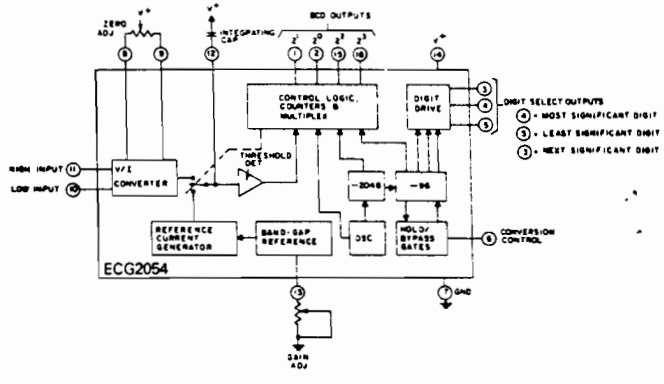


atures

- Dual-slope A/D conversion
- Ultra-stable internal band-gap voltage reference
- Capabla of reading 99 mV below ground with single supply
- Differantial input
- Intarnal timing — no external clock required
- Choice of low-speed (4-Hz) or high-speed (96-Hz) conversion rate
- "Hold" inhibits conversion but maintains display
- Multiplexed operation for high efficiency
- Overrange indication — "EEE" for reading greater than +999 mV, "..." for reading more negative than −99 mV when used with ECG2032 BCD-to-Seven Segment Decoder/Driver

e ECG2054 is a monolithic integrated cir-it that comprises the A/D converter sec-n of a 3-digit digital readout system. It is d with the ECG2032 BCD-to-Seven-gment Decoder/Driver and a minimum of ernal parts to implement a complete tem.

ure 1. Functional Block Diagram



Absolute Maximum Ratings

DC Supply Voltage (Between Terminals 7 and 14) ..... +7 V
Input Voltage (Terminal 10 or 11 to Ground) ..... ±15 V
Device Dissipation:
Up to T_A = +55°C ..... 750 mW
Above T_A = +55°C ..... Derate linearly at 7.9 mW/°C
Operating Temperature Range ..... 0 to +75°C
Storage Temperature Range ..... −65 to +150°C

Electrical Characteristics

(T_A = 25°C, V^+ = 5 V, Zero pot centered, gain pot = 2.4 kΩ unless otherwise stated)

Characteristic	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
Operating Supply Voltage Range, V^+		4.5	5	5.5	V
Supply Current, I^+	100 kΩ to V^+ on Terminals 3, 4, 5	--	--	17	mA
Input Impedance, Z_I		--	100	--	mΩ
Input Bias Current, I_{IB}	Terminals 10 and 11	--	−80	--	nA
Unadjusted Zero Offset	$V_{11}-V_{10}$ = 0 V, Read Decoded Output	−12	--	+12	mV
Unadjusted Gain	$V_{11}-V_{10}$ = 900 mV, Read Decoded Output	846	--	954	mV
Linearity	See Notes 1 and 2	−1	--	+1	Count
Conversion Rate: Slow Mode	Terminal 6 = Open or Gnd	--	4	--	Hz
Fast Mode	Terminal 6 = 5 V	--	96	--	
Conversion Control Voltage (Hold Mode) at Terminal 6		0.8	1.2	1.6	V
Common-Mode Input Voltage Range, V_{ICR}	See Note 3	−0.2	--	+0.2	V
BCD Sink Current at Terminals 1, 2, 15, 16	V_{BCD} ≤ 0.5 V, at Logic Zero State	0.4	1.6	--	mA
Digit Select Sink Current at Terminals 3, 4, 5	$V_{Digit\ Select}$ = 4 V at Logic Zero State	1.6	2.5	--	mA
Zero Temperature Coefficient	V_I = 0 V, Zero Pot Centered	--	10	--	μV/°C
Gain Temperature Coefficient	V_I = 900 mV, Gain Pot = 2.4 kΩ	--	0.005	--	%/°C

Note 1: Apply zero volts across V_{11} to V_{10}. Adjust zero potentiometer to give 000 mV reading. Apply 900 mV to input and adjust gain potentiometer to give 900 mV reading.

Note 2: Linearity is measured as a difference from a straight line drawn through zero and positive full scale. Limits do not include ±0.5 count bit digitizing error.

Note 3: For applications where negative terminal 10 is not operated at terminal 7 potential, a return path of not more than 100 kΩ resistance must be provided for input bias currents.

Circuit Description

The functional block diagram of the ECG2054 is shown in Figure 1. The heart of the system is the V/I converter and reference-current generator. The V/I converter converts the input voltage applied between terminals 10 and 11 to a current that charges the integrating capacitor on terminal 12 for a pre-determined time interval. At the end of the charging interval, the V/I converter is disconnected from the integrating capacitor, and a band-gap reference constant-current source of opposite polarity is connected. The number of clock counts that elapse before the charge is restored to its original value is a direct measure of the signal induced current.

The restoration is sensed by the comparator, which in turn latches the counter. The count is then multiplexed to the BCD outputs.

The timing for the circuit is derived from a 786-kHz ring oscillator. The oscillator frequency is divided by 2048 to provide the multiplex rate of 384 Hz. This rate is further divided by 96 to obtain the slow-speed conversion rate of 4 Hz (terminal 6 open or grounded). When the "hold" terminal (terminal 6) is biased to ±1.2 V, conversion ceases, but multiplex continues and the reading is held and displayed continuously.

When terminal 6 is biased at +5 V, a portion of the divide-by-96 circuitry is disabled so that the conversion rate increases to 24 times the slow-speed rate (4 x 24 = 96 Hz). Note that the multiplex rate is unchanged. Figure 3 shows the timing of conversion and digit select pulses for the high-speed mode. Note that the basic A/D conversion process requires approximately 5 ms in both modes.

The "EEE" or "...." displays indicate that the range of the system has been exceeded in the positive or negative direction, respectively. Negative voltages −99 mV are displayed with the minus sign in the MSD. The BCD code is 1010 for a negative overrange (....) and 1011 for a positive overrange (EEE).

Applications

Figure 2 is the block diagram of a basic system using the ECG2054 and the ECG2032. An actual-size PC board layout for this circuit is shown in Figure 4. The BCD outputs of the ECG2054 drive the BCD inputs of the ECG2032 BCD-to-7-segment decoder directly. The seven-segment outputs are multiplexed to the three LED displays. The digits are selected by terminals 3, 4, and 5 (ECG2054), which provide base current to the external p-n-p transistors. The p-n-p's, in turn, provide current to the anodes of the display. Adjustment procedures for the gain and zero potentiometers are given in Note 1 of the Electrical Characteristics chart.

Figure 3. High Speed Mode Timing Diagram

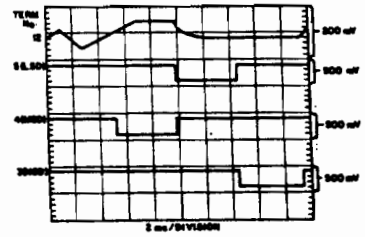


Figure 2. Basic Digital Readout System Using the ECG2054 and the ECG2032

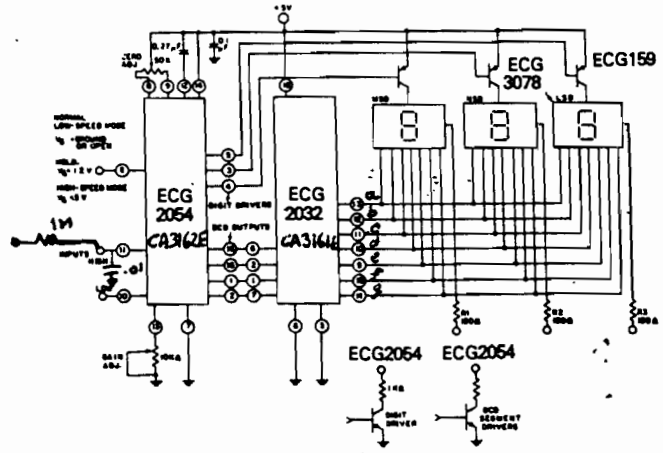
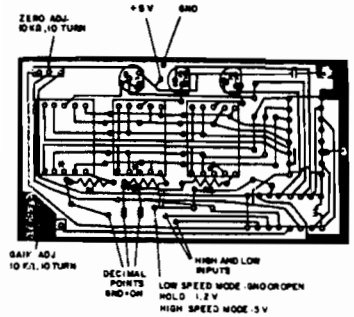


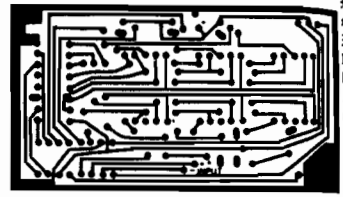
Figure 4. Component Side of PC Board



Terminal 3 of Readout ECG3078

R1, R2, R3 ≅ 150 Ω Q1, Q2, Q3 = ECG159
C1 = 0.27 μF C2 = 0.1 μF

Figure 5. PC Board Layout for a Basic Digital Readout System Using the ECG2054 and ECG2032



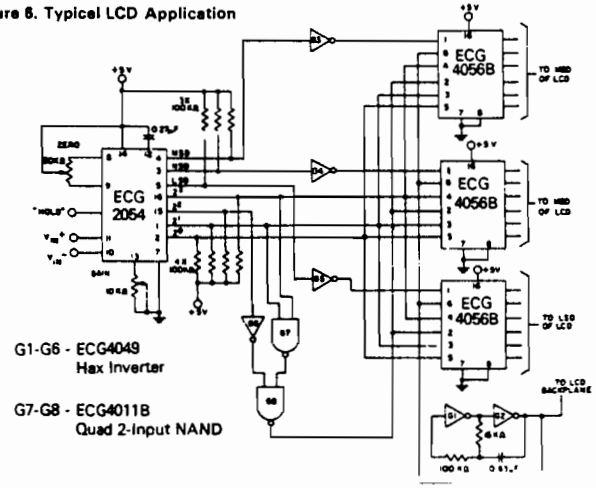
Liquid Crystal Display (LCD) Application

Figure 6 shows the ECG2054 in a typical LCD application. LCD's may be used in favor of LED displays in applications requiring lower power dissipation, such as battery-operated equipment, or when visibility in high-ambient-light conditions is desired.

Multiplexing of LCD digits is not practical, since LCD's must be driven by an ac signal and the average voltage across each segment is zero. Three ECG4056B liquid-crystal decoder/drivers are therefore used. Each ECG4056B contains an input latch so that the BCD data for each digit may be latched into the decoder using the inverted digit-select outputs of the ECG2054 as strobes.

Inverters G1 and G2 are used as an astable multivibrator to provide the ac drive to the LCD backplane. Inverters G3, G4, and G5 are the digit-select inverters and require pull-up resistors to interface the open collector outputs of the ECG2054 to MOS logic. The BCD outputs of the ECG2054 may be connected directly to the corresponding ECG4056B inputs (using pull-up resistors). In this arrangement, the ECG4056B decodes the negative sign (−) as an "L" and the positive overload indicator (E) as an "H".

Figure 6. Typical LCD Application

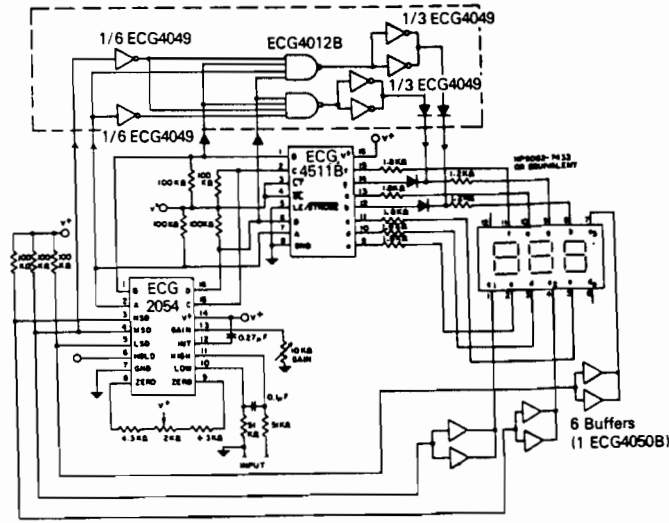


;ommon-Cathode, LED Display ıpplication

;igure 7 shows the ECG2054 connected to a ;CG4511B decoder/driver to operate a ;ommon-cathode LED display. Unlike the ;CG2032, the ECG4511B remains blank for all ;CD codes greater than nine. After 999 mV ;he display blanks rather than displaying EEE, ;s with the ECG2032. When displaying ;egative voltage, the first digit remains blank instead of (−), and during a negative overrange the display blanks.

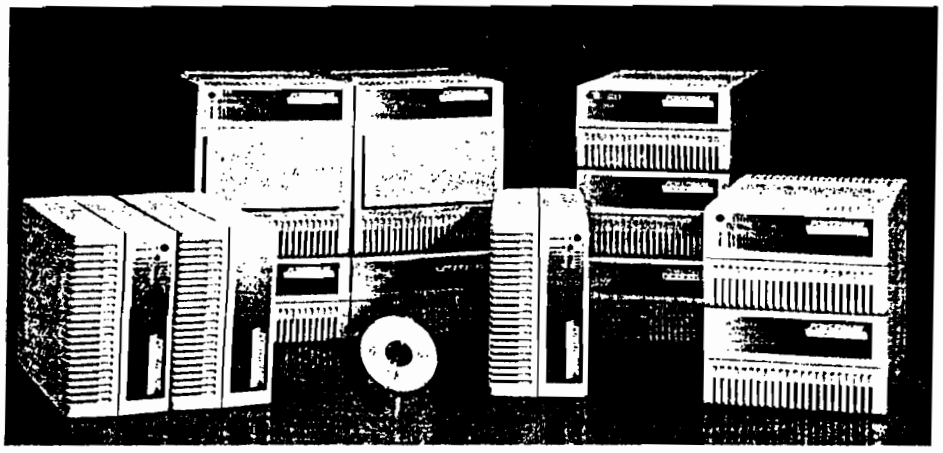
The additional logic shown within the dotted area of Figure 7 restores the negative sign (−), allowing the display of negative numbers as low as −99 mV. Negative overrange is indicated by a negative sign (−) in the MSD position. The rest of the display is blanked. During a positive overrange, only segment b of the MSD is displayed.

Figure 7. Typical Common-Cathode LED Application



ANEXO 4: CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL UPS PRESTIGE 6 KVA

Powerware® 9 Prestige UPS



Product Snapshot

Rating:	650-6000 VA
Input Voltage:	120 Vac; 200–240 Vac
Output Voltage:	120 Vac; 120/208 120/240 Vac
Frequency:	50/60 Hz
Configuration:	Modular; rack-mount and cabinet

The Powerware 9 Prestige is a versatile uninterruptible power system (UPS) designed to protect mission-critical applications such as hospitals, server farms, internet service providers, and manufacturing facilities. As a Series 9 UPS, the Prestige offers unparalleled online performance that protects against all nine of the most common power problems that can destroy your valuable data and computer hardware. Protecting your business from these nine power problems is the only business of the Prestige. Whether you rely on information, communications, or industrial equipment, the Prestige increases your productivity by providing you with clean, reliable power at all times.

In addition to maximum protection from the nine power problems, the Prestige increases the life of your overall UPS investment by incorporating Cell Saver technology to condition power during brownouts and sags without using the UPS battery. The Prestige also offers extended battery packs for applications requiring extended run times and is bundled with LanSafe III and FailSafe III power management software to ensure data integrity.

Features

- True online design ensures continuous, clean power
- Cell Saver' technology reduces battery replacement costs
- Additional hot-swappable battery packs extend backup times
- Versatile, modular design provides easy setup and service
- FailSafe III and LanSafe III power management software included to ensure data integrity
- Automatic internal bypass adds redundant power path

Exclusive Triple Power Warranty
(U.S. and Canada)

- 10-Year Pro-Rated Warranty
- 60-Day Money Back Guarantee
- $25,000 Load Protection Guarantee

Editor's Choice

. . . because it is a tried and tested product, is well-supported by the manufacturer and has optional extras, it should receive this [Secure Computing Best Buy] award."
- Secure Computing Magazine, November 1997

POWERWARE
UNINTERRUPTIBLE POWER SYSTEMS

Technical Specifications[1]

Electrical

Allowable Input Voltage Range	650–2000 VA: 85-144 Vac (full load); 75-144 (half load); 3000 VA, 120V: 90–144 Vac 3000 VA, 230V 160–276 Vac 4500/6000 VA: 170–276 Vac
Input Power Factor	650–2000 VA: .95 typical @ full load 3000-6000 VA: .90 typical @ full load
Surge Protection	120 volt input models: Tested to IEEE 587/ANSI C62.41 Categories A & B 230 volt input models: per EN 50082-1, meets IEC 801-4, IEEE 587
Output Wave Form	Sine wave
Output Regulation	±3%
Output Voltage THD	650-2000 VA: <5%, 100% non-linear load 3000-6000 VA: <3%, linear load
Load Crest Ratio	3:1
Common Mode Noise Rejection	>60 dB
Transverse Mode Noise Rejection	>80 dB

Mechanical

Optional Battery Pack Weight	Full pack: 52 lb/23.6 kg Half pack (1000-2000 EXT models only): 29.5 lb/13.4 kg
Optional Battery Pack Dimensions	(H x W x D): 5.6 x 9.9 x 15.8 inches/14.3 x 25.2 x 40.0 cm

Battery

Battery Type	Sealed, lead-acid, maintenance free
Recharge Time	650–2000 VA, 4 hours to 80% capacity 3000–6000 VA, 6 hours to 90% capacity
Diagnostics	Automatic online test without exposing the load

General

Architecture	True online, double-conversion, powerline isolated
Diagnostics	Full system self-test on power up
UPS Bypass	Automatic on overload or UPS failure
Replacement Modules	Hot-swappable external battery packs and electronics via PowerPass maintenance bypass module
Communications	RS-232, LAN contacts, AS/400, Novell, 3 COM
Networks	Connectivity via Ethernet & Token Ring SNMP Adapter
Safety	All models: UL 1778, CSA-C22.2 No. 107.1 EN 50091-1 for all models except 3000 VA, 120V 4500/6000 VA also EN 60950

Environmental

Audible Noise	650–2000 VA: 45 dBA @ 1 meter 3000–6000 VA: 50 dBA @ 1 meter
Ambient Operating Temperature	10 to 40°C (50 to 104°F)
Ambient Storage Temperature	-20 to 60°C (-4 to 140°F)
Relative Humidity	5–95% non condensing
EMI Suppression	All models: FCC Part 15, Subpart J, Class A, Class B available on selected models ≤ 2kVA, 230 volt input models also CISPR Class A
Packaging	No CFCs, recyclable

PowerPass: 650 to 1500 VA Model[2]

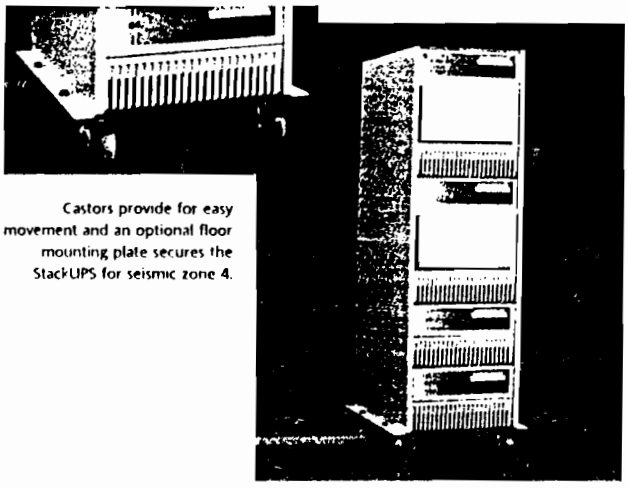
Input/Output Frequency	50/60 Hz
Input/Output Current	15 amp maximum (when not connected to UPS)
Surge Protection	IEEE 587, UL 1449
ESD Protection	Withstands 25 kV
Safety	UL 1778, CSA C22.2

1. For additional specifications, see the Model Selection Guide. Specifications are subject to change without notice. 2. For 3000-6000 VA models, see PowerPass Primer 3000 and PowerPass Primer 6000.

Options

StackUPS

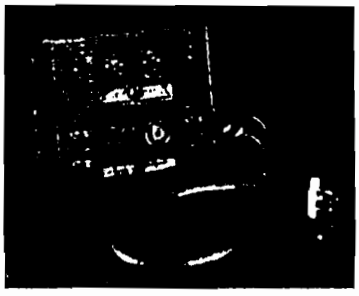
The modular design of the Prestige is easily housed in a rugged casing, called the StackUPS. The StackUPS is available in 4 different sizes (largest model pictured).

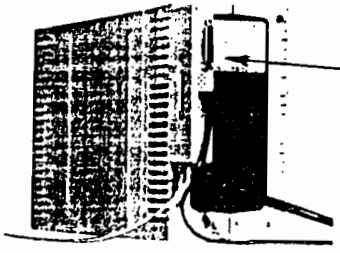


Castors provide for easy movement and an optional floor mounting plate secures the StackUPS for seismic zone 4.

Extended Power Distribution Module (EPDM)

If the PowerPass selections do not match your application, the EPDM provides further receptacle and mounting options.

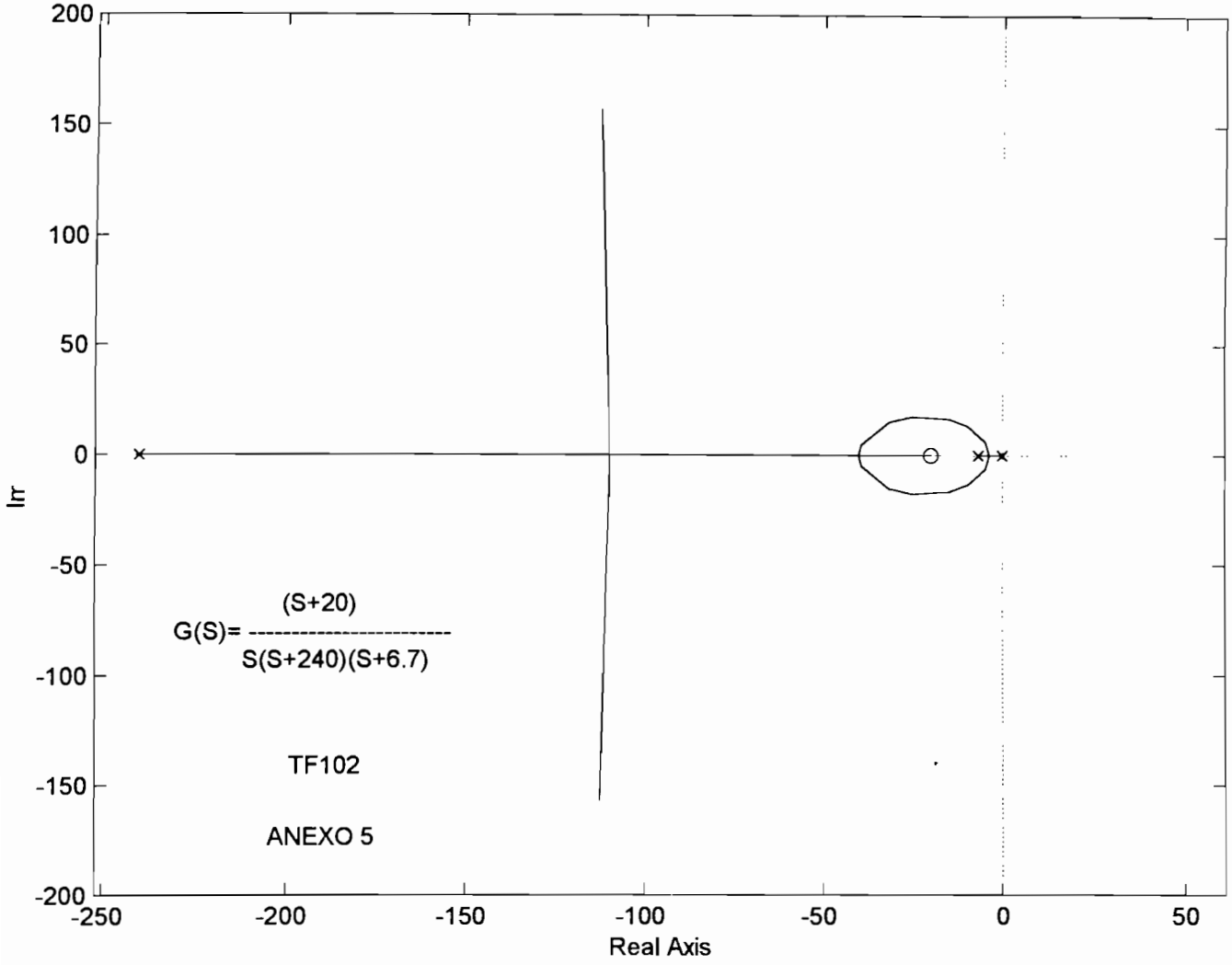


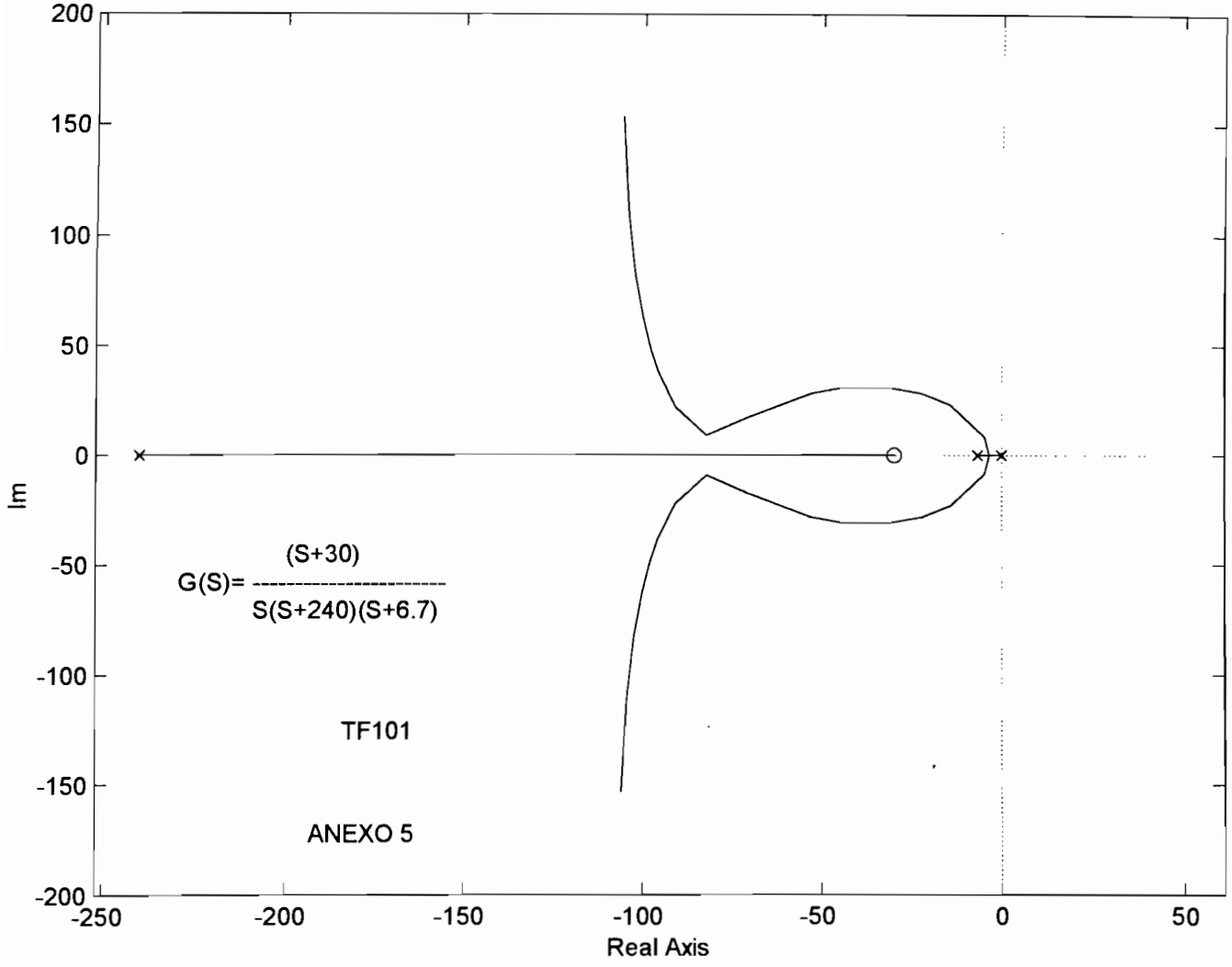


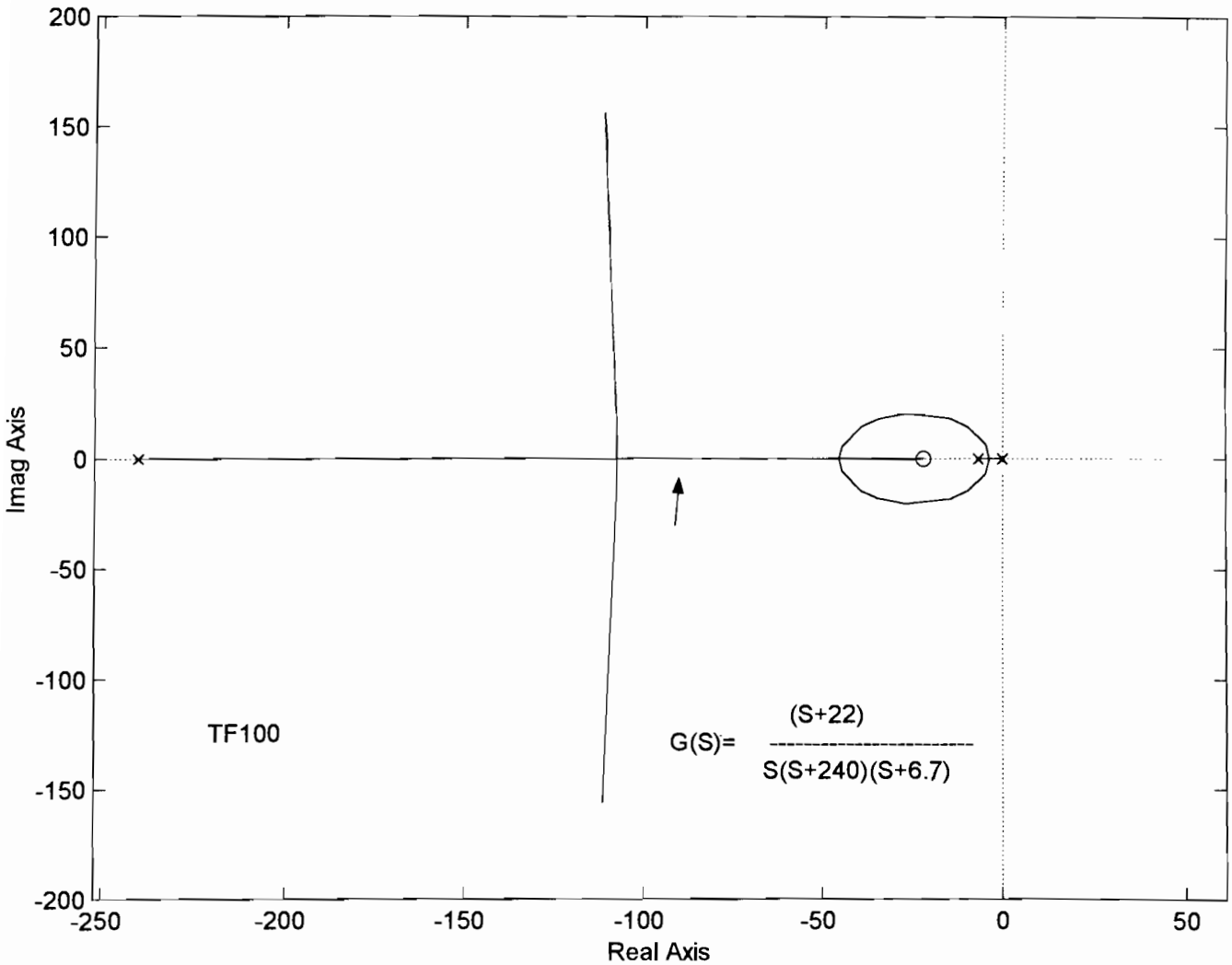
ConnectUPS SNMP Adapter

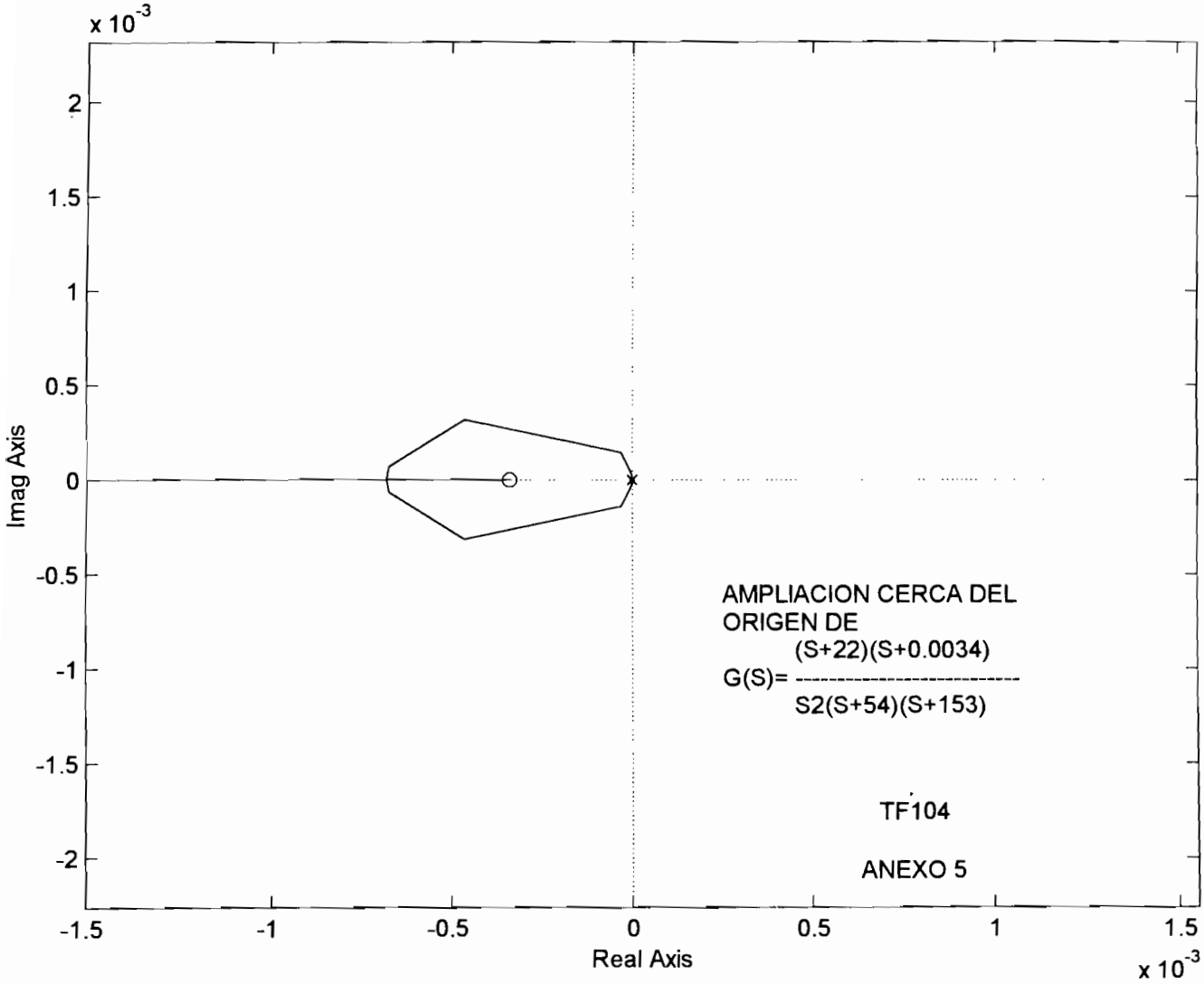
The ConnectUPS is ideal for managing Prestige UPSs protecting network devices not running a commercial operating system.

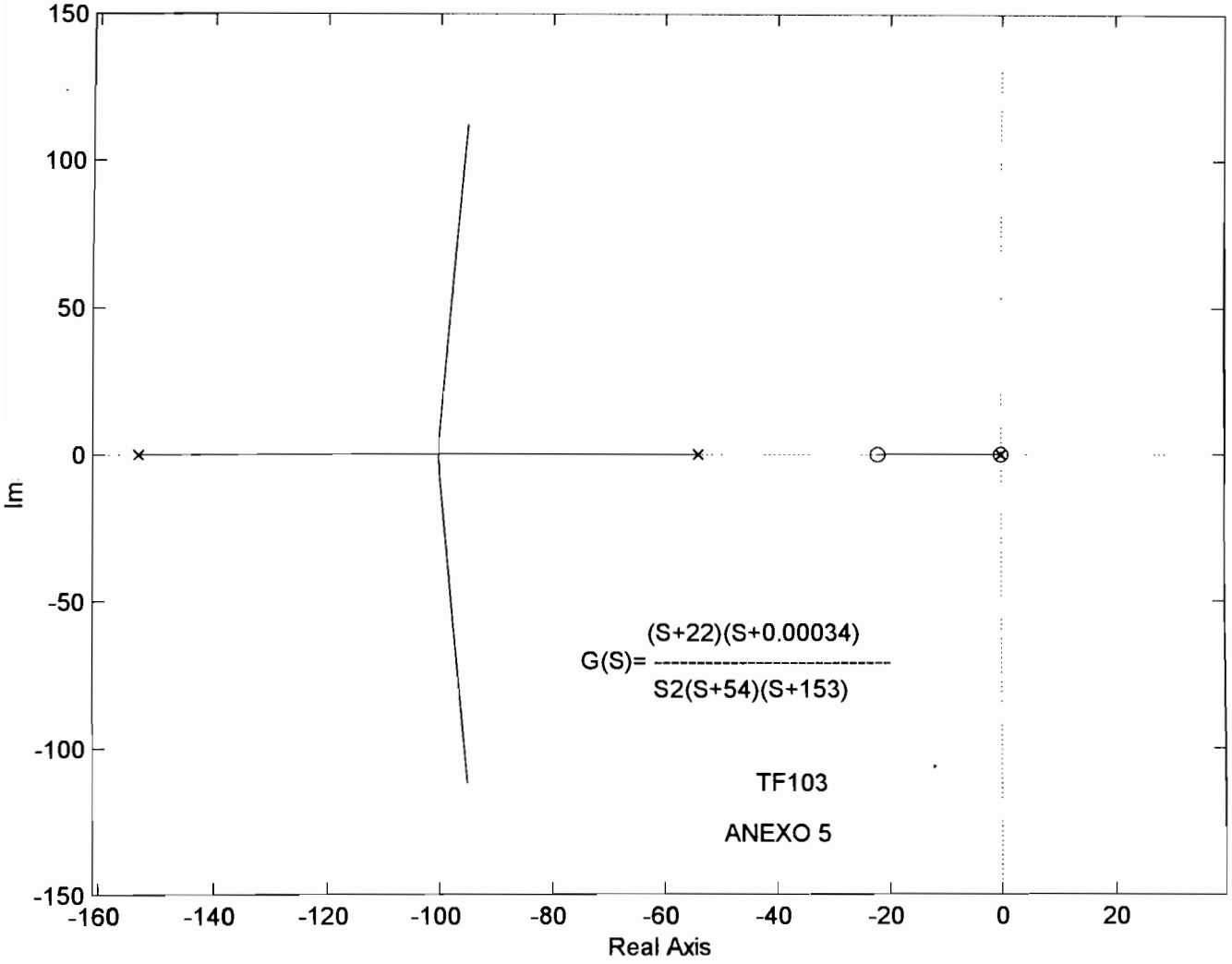
ANEXO 5: LUGAR GEOMÉTRICO DE LAS RAÍCES


200
150
100
50
0
-50
-100
-150
-200
Im
-250
-200
-150
-100
-50
0
50
Real Axis
(S+20)
G(S)= ----------
S(S+240)(S+6.7)
TF102
ANEXO 5


200
150
100
50
0
-50
-100
-150
-200
Im
-250
-200
-150
-100
-50
0
50
Real Axis
G(S)= (S+30) / S(S+240)(S+6.7)
TF101
ANEXO 5


200
150
100
50
0
-50
-100
-150
-200
Imag Axis
-250
-200
-150
-100
-50
0
50
Real Axis
TF100
G(S)= (S+22) / S(S+240)(S+6.7)


x 10^-3
2
1.5
1
0.5
0
-0.5
-1
-1.5
-2
Imag Axis
-1.5
-1
-0.5
0
0.5
1
1.5
Real Axis
x 10^-3
AMPLIACION CERCA DEL
ORIGEN DE
(S+22)(S+0.0034)
G(S)= ----------
S2(S+54)(S+153)
TF104
ANEXO 5


150
100
50
0
-50
-100
-150
Im
-160
-140
-120
-100
-80
-60
-40
-20
0
20
Real Axis
(S+22)(S+0.00034)
G(S)= ----------
S2(S+54)(S+153)
TF103
ANEXO 5

ANEXO 6: CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE BATERÍAS YUASA

INTRODUCTION

Founded in 1918, Yuasa began development of the maintenance free sealed lead acid battery in 1958. Today's NP Series is the culmination of over seven decades of battery manufacturing experience.

High energy density, sealed leak proof construction, excellent performance in either float or cyclic applications and long service life combine to make the Yuasa NP Series the most reliable and versatile maintenance free rechargeable sealed lead acid batteries available.

TECHNICAL FEATURES

- Sealed Construction ..... The unique construction and sealing techniques of the NP battery guarantee leakproof operation in any position with no adverse effect to capacity or service life.
- Electrolyte Suspension System ..... All NP batteries utilize an electrolyte suspension system consisting of a high porosity, glass fiber material which in conjunction with plates, totally absorb and contain the electrolyte. No silica gels or any other contaminants are used.
- Gas Generation ..... NP batteries incorporate a built-in design that controls gas generation and induces recombination of more than 99% of gases generated during float usage.
- Maintenance Free Operation ..... There is no need to check specific gravity of the electrolyte or add water to NP batteries during float service life. In fact, there is no provision for this type of maintenance.
- Low Pressure Valve Regulated System.. All NP batteries are equipped with safety release valves, designed to operate between 2 and 5 psi and automatically reseal. Hence, there is never an excessive accumulation of gas within the battery.
- Heavy Duty Grids ..... Heavy duty lead calcium tin alloy grids provide an extra margin of performance and service life in either float or cyclic applications, even after repeated over discharges.
- Cyclic Service Life ..... More that 1000 discharge/recharge cycles can be realized from Yuasa NP batteries, dependent on the average depth of discharge.
- Float Service Life ..... NP Series batteries have an expected life span of 3 to 5 years in float service applications.
- Self Discharge - Shelf Life ..... The self discharge rate of the NP series at room temperature is approximately 3% of rated capacity per month.
- Operating Temperature ..... Yuasa NP Batteries may be operated over a broad range of ambient temperatures.
- Deep Discharge Recovery ..... NP batteries recover their capacities even after repeated deep discharges.

APPLICATIONS

A partial list of common applications include:

FLOAT SERVICE

- Burglar and Fire Alarm
- Office Machines
- Cash Registers
- Solar Power Devices
- Telecommunications
- U.P.S. Equipment
- Emergency Lighting
- Computers

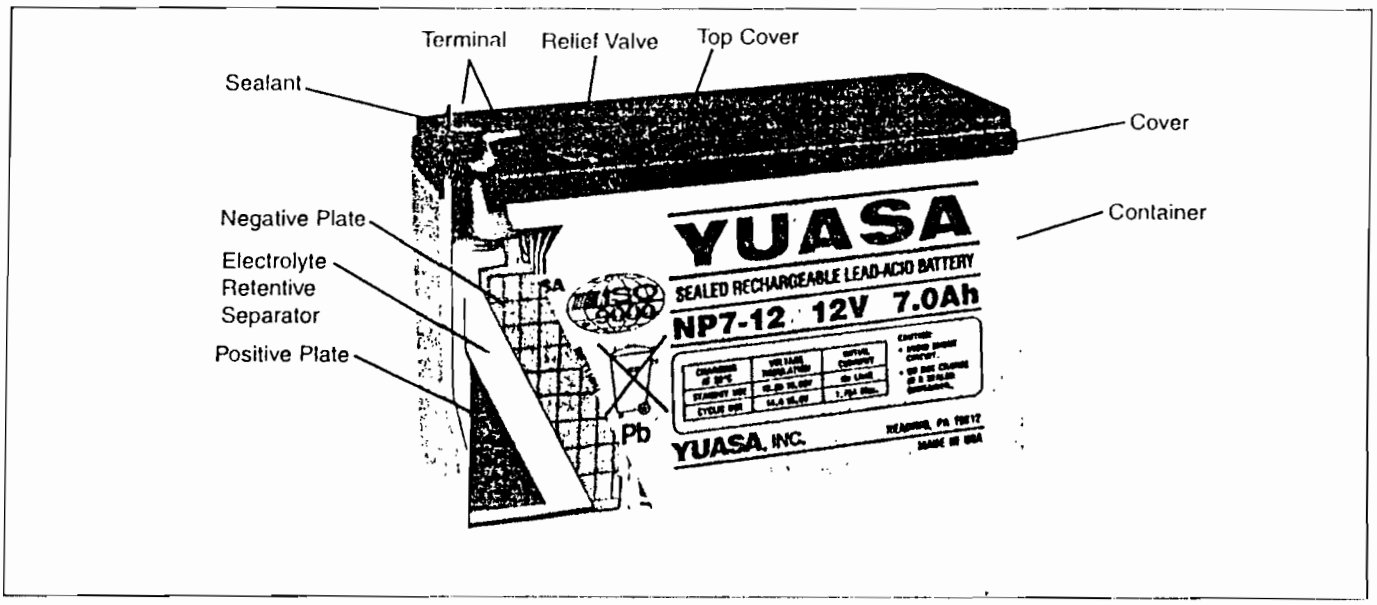
CYCLIC SERVICE

- Audio & Video Equipment
- Portable Lights
- Electric Wheelchairs
- Test Equipment
- Geophysical Equipment

FLOAT/CYCLIC SERVICE

- Medical Equipment
- Communications
- Cellular Telephones

YUASA NP BATTERY CONSTRUCTION



SEALED LEAD BATTERY MUST BE RECYCLED OR DISPOSED OF PROPERLY

NPH SERIES

Type	FR Type	Volts	Nominal Capacity (10 hr rate - Ah)	Length mm.	Length (in.)	Width mm.	Width (in.)	Overall Height Incl. Terminals mm.	Overall Height Incl. Terminals (in.)	Weight Kgs.	Weight (lbs.)	Cycle	Case	
NPH2-12	NPH2-12FR	12	2.0	68.0	2.68	51.0	2.01	88.0	3.46	0.84	1.85	2	A	†
NPH3.2-12	NPH3.2-12FR		3.2	134.0	5.28	67.0	2.64	64.0	2.52	1.40	3.09	3	A	†

NP SERIES

			20 hr Rate (Ah)											
NP4.2-4	-	4	4.2	48.0	1.89	35.5	1.40	119.0	4.68	0.56	1.23	6	–	†
NP1.2-6	NP1.2-6FR	6	1.2	97.0	3.82	25.0	0.98	54.5	2.15	0.30	0.66	1	A	†
NP3-6	-		3.0	134.0	5.28	34.0	1.33	64.0	2.52	0.65	1.43	1	A	†
NP4-6	-		4.0	70.0	2.76	47.0	1.85	105.5	4.15	0.85	1.87	5	A	†
NP7-6	NP7-6FR		7.0	151.0	5.95	64.0	1.33	97.5	3.84	1.35	2.98	1	A/D	†
NP10-6	NP10-6FR		10.0	151.0	5.95	50.0	1.97	97.5	3.84	2.00	4.41	1	A/D	†
NP0.8-12	NP0.8-12FR**	12	0.8	96.0	3.78	25.0	0.98	61.5	2.42	0.35	0.77	7	I	†
NP1.2-12	NP1.2-12FR		1.2	97.0	3.82	48.0	1.89	54.5	2.15	0.57	1.25	3	A	†
NP2-12	-		2.0	150.0	5.91	20.0	0.79	89.0	3.50	0.70	1.54	8	B	†
NP2.3-12	NP2.3-12FR		2.3	178.0	7.01	34.0	1.34	64.0	2.52	0.94	2.07	1	A	†
NP2.6-12	NP2.6-12FR		2.6	134.0	5.28	67.0	2.64	64.0	2.52	1.12	2.47	3	A	†
NP4-12	NP4-12FR		4.0	90.0	3.54	70.0	2.76	106.0	4.17	1.70	3.74	1	A/D	-†
NP7-12	NP7-12FR		7.0	151.0	5.94	65.0	2.56	97.5	3.84	2.65	6.17	4	A/D	-†
NP12-12	NP12-12FR		12.0	151.0	5.94	98.0	3.86	97.5	3.84	4.00	8.82	4	D	†
NP18-12B	NP18-12BFR		17.2	181.0	7.13	76.2	2.99	167.0	6.57	6.20	13.64	2	E	-
NP24-12	NP24-12FR		24.0	166.0	6.54	175.0	6.89	125.0	4.92	8.65	19.05	2	C	-
NP24-12B	NP24-12BFR		24.0	166.0	6.54	175.0	6.89	125.0	4.92	8.65	19.05	2	E	-
	NP26-12B		26.0	166.0	6.54	125.0	4.92	175.0	6.89	9.30	20.50	2	J	-
	NP26-12R		26.0	166.0	6.54	125.0	4.92	175.0	6.89	9.30	20.50	2	K	-
	NP38-12B		38.0	197.0	7.74	165.0	6.50	175.0	6.89	13.80	30.40	2	F	-
	NP38-12R		38.0	197.0	7.74	165.0	6.50	175.0	6.89	13.80	30.40	2	K	-
NP65-12	NP65-12FR		65.0	350.0	13.78	166.0	6.54	174.0	6.85	22.80	50.20	2	G	†

NPX SERIES

			W/Cell to 1.67 End Voltage (15 Min Rate)											
NPX-50	NPX-50FR	6	50W/Cell	151.0	5.95	50.0	1.97	97.5	3.84	2.00	4.41	1	A/D	-
NPX-25	NPX-25FR	12	23W/Cell	90.0	3.54	70.0	2.75	106.0	4.17	2.00	4.41	1	D	-
NPX-35	NPX-35FR		35W/Cell	151.0	5.94	65.0	2.56	97.5	3.84	2.67	6.24	4	A/D	-
NPX-80B	NPX-80B		80W/Cell	181.0	7.13	76.2	2.99	167.0	6.57	6.60	14.50	2	E	-
	NPX-100B		95W/Cell	166.0	6.54	125.0	4.92	175.0	6.89	9.30	20.80	2	J	-
	NPX-100R		95W/Cell	166.0	6.54	125.0	4.92	175.0	6.89	9.30	20.80	2	K	-
	NPX-150B		150W/Cell	197.0	7.76	165.0	6.50	175.0	6.89	15.50	34.10	2	J	
	NPX-150R		150W/Cell	197.0	7.76	165.0	6.50	175.0	6.89	15.50	34.10	2	K	

FOOTNOTES:

* FR: Containers and covers made from Flame Retrardant materials (UL1778 and UL94/L.O.I.28%).

** FR: Containers and covers made from Flame Retardant materials UL1778 and UL94-V2, L.O.I.28%).

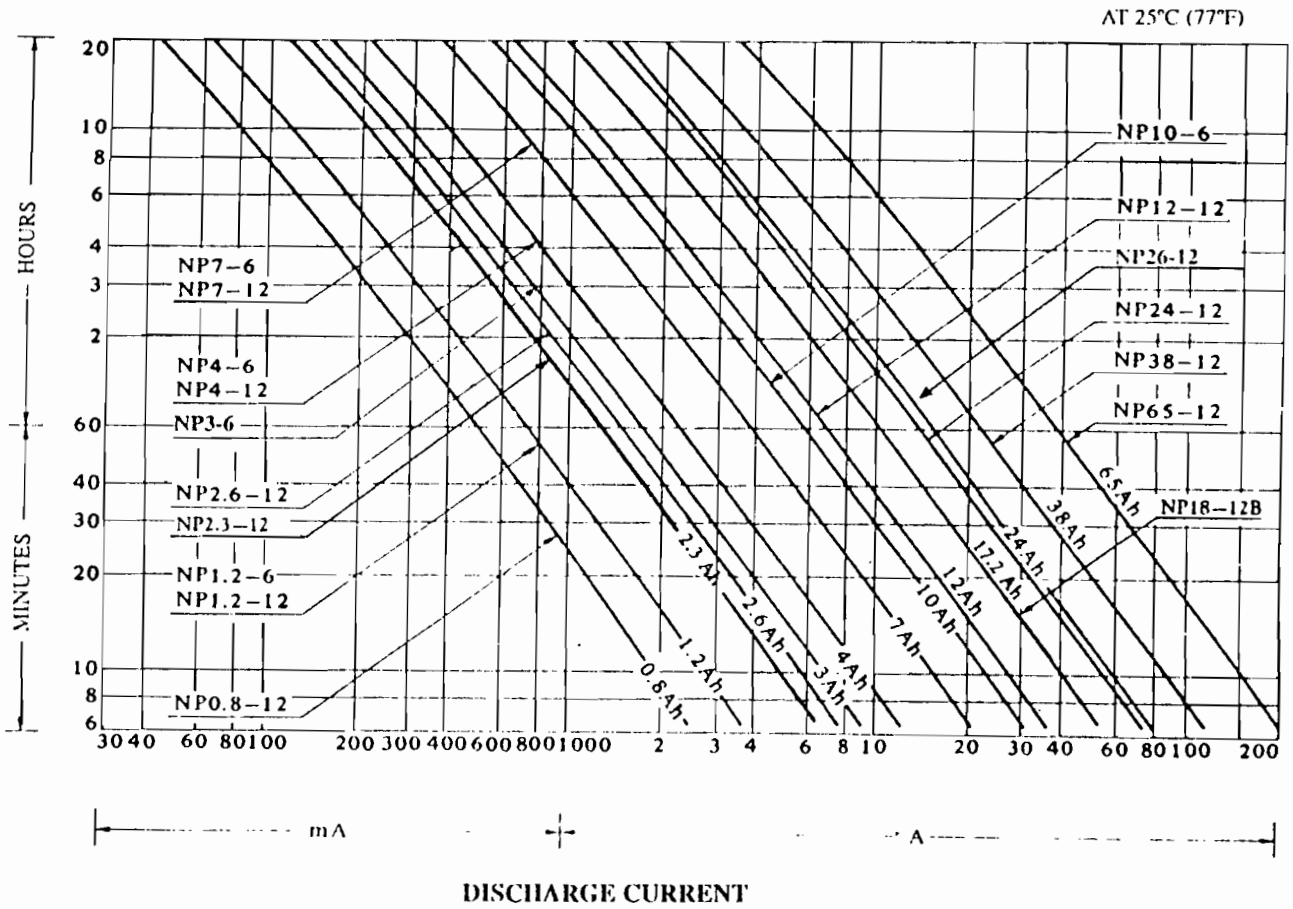
† Recognized by UI File No. MH 12970

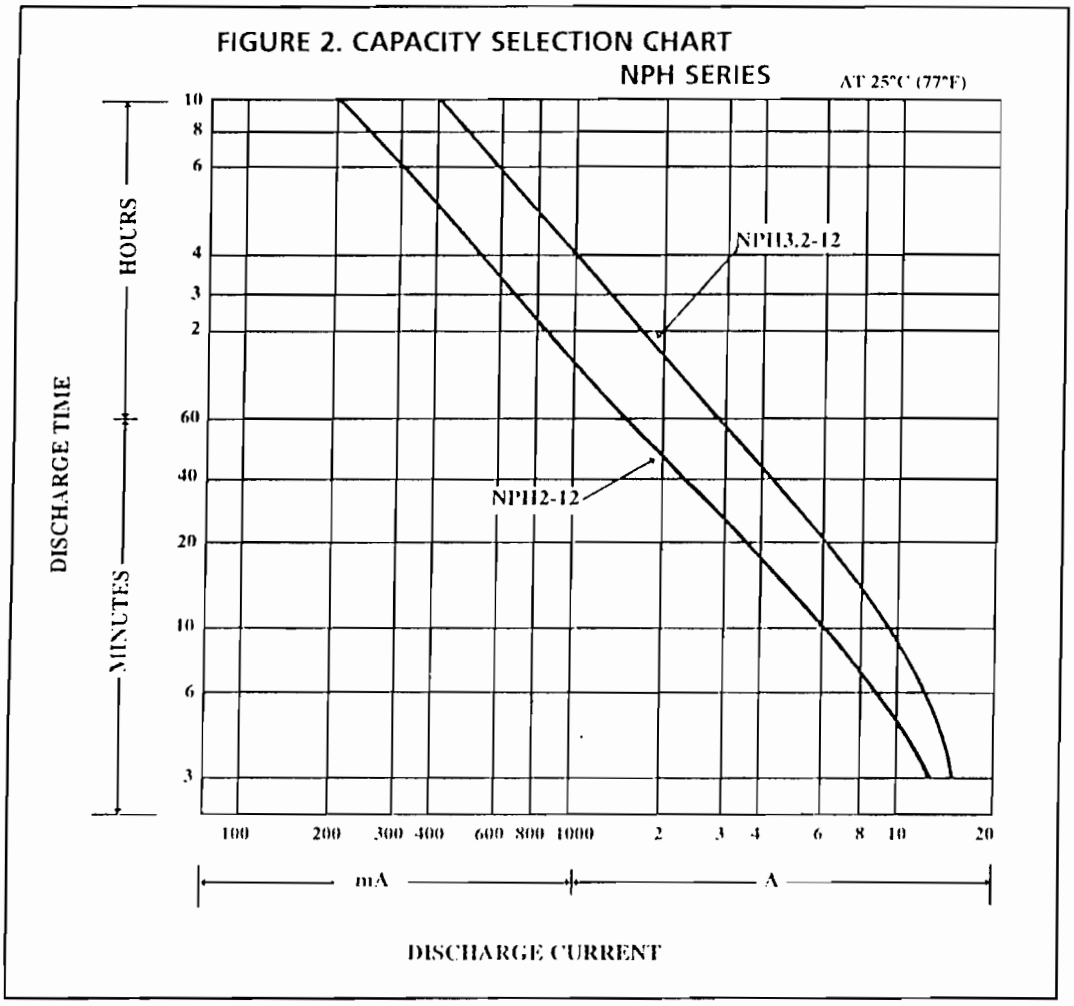
~ Recognized by UI File No. MH16464 - Made in the USA (Hays, KS)

All data is subject to change without notice

Figures 1 and 2 may be used to determine battery size (expressed in Ampere Hours of capacity), for a specific application. To determine the capacity of the battery, establish the discharge current for the length of discharge time required. The point where the current and time lines intersect is the minimum capacity battery needed for the application. It is recommended you refer to Figures 3, 26, 30, & 31 before making your final decision.

Figure 1. 20-HOUR RATE CAPACITY SELECTION CHART





DISCHARGE

■ Discharge Characteristics

The curves shown in Figures 1, 2, 3, & 4 and the discharge rates shown in Tables 1, 2, & 3 illustrate the typical discharge characteristics of NP and NPH batteries at an ambient temperature of 25°C (77°F). The symbol "C" expresses the nominal capacity of the NP battery, measured at a 20 hour discharge rate and the NPH at a 10 hour discharge rate. Please refer to General Specifications to determine the nominal capacity rating of the specific model.

The industry standard for designating the nominal capacity of a sealed lead acid battery involves a discharge test for a given number of hours to a final preset end voltage. The average current value multiplied by the hours of discharge time determines the capacity rating of that particular battery. Since manufacturers vary in their rating standards, it is always a good practice to question the rating standard.

Tables 1 and 2 show how the rated nominal capacity decreases when the discharge load is higher than the 20 hour rate. These tables should be consulted when selecting a battery for a high discharge application.

The discharge rates depicted in Tables 2.5 reference watts per cell of the NPX series of batteries. These batteries are designed for Uninterruptable Power Supply (UPS) applications where high rate discharge performance (under 30 minutes) is typical. To determine the battery kilowatt rating required for a UPS system, refer to the following formula:
KVA rating of UPS x Power Factor (P_f) ÷ inverter efficiency = Total Battery Kilowatts (KWB).

Figure 3.

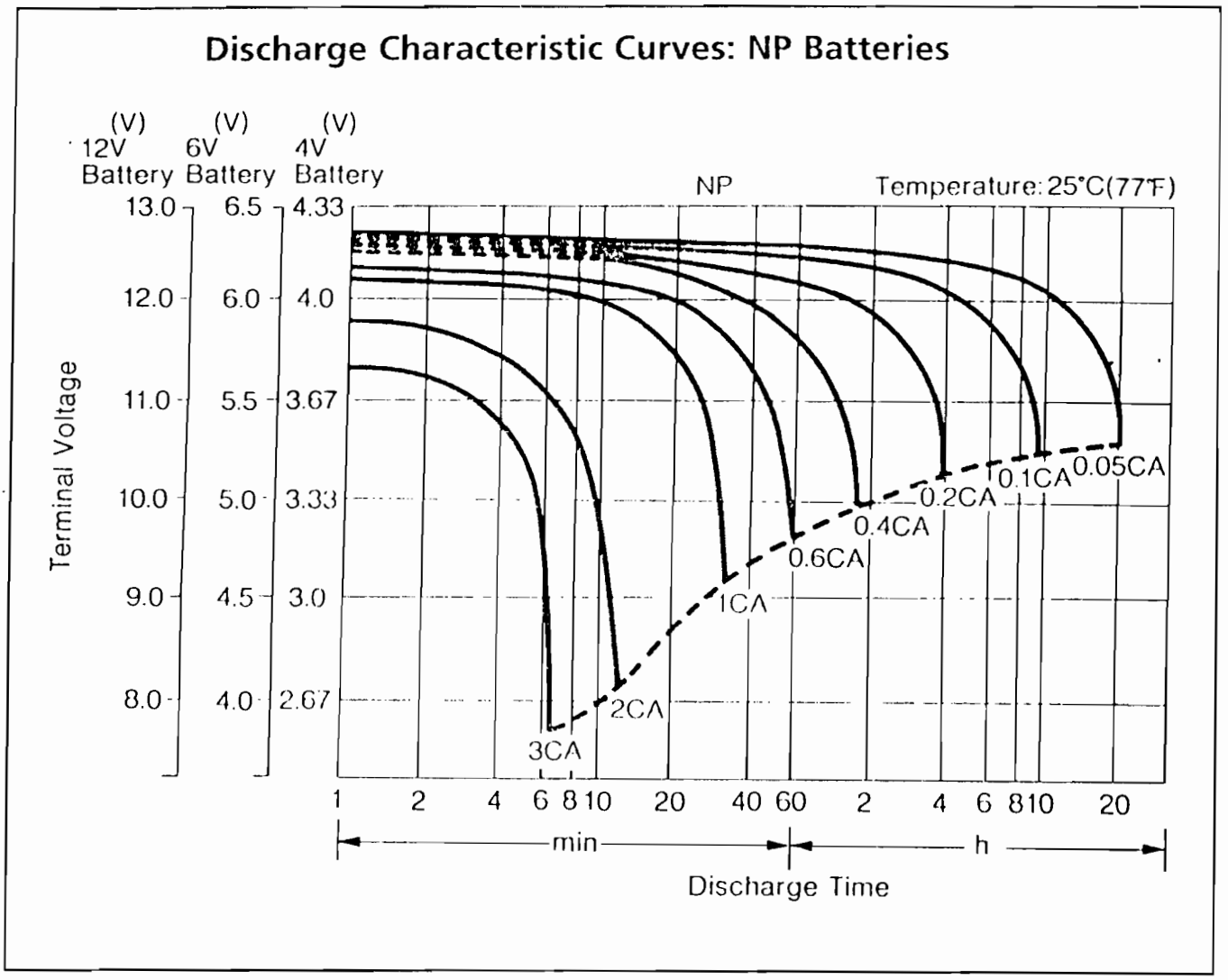


Figure 4.

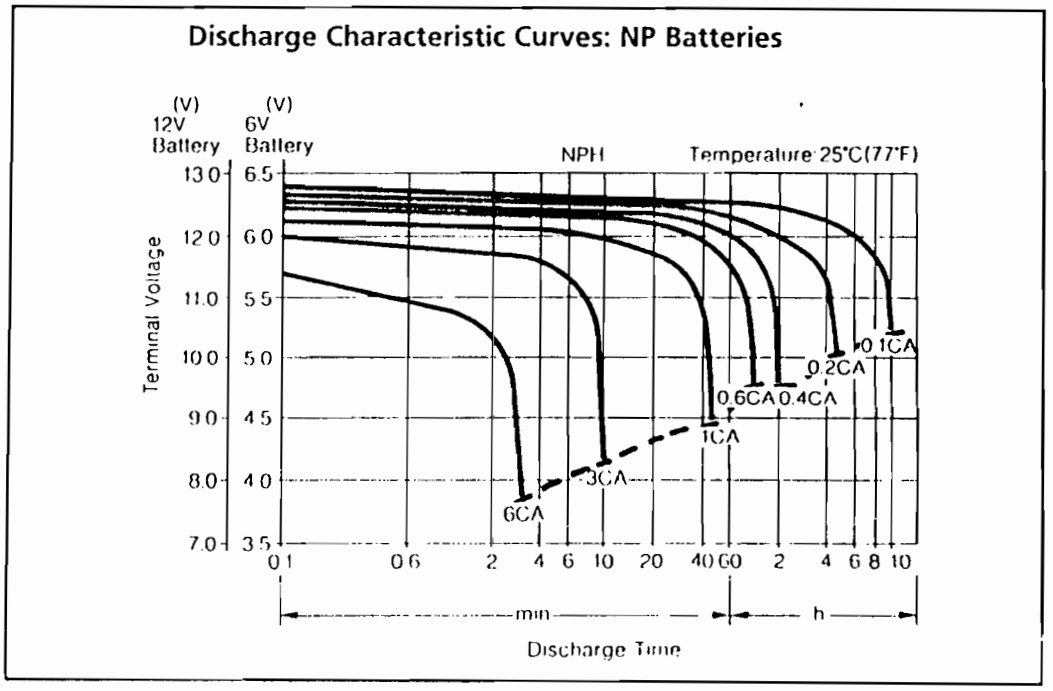


Table 1. DISCHARGE CURRENT AT STIPULATED DISCHARGE RATES

20 H.R. Capacity	Discharge Current							
	0.05C	0.1C	0.2C	0.4C	0.6C	1C	2C	3C
0.8 A	0.04 A	0.08 A	0.16 A	0.32 A	0.48 A	0.8 A	1.6 A	2.4 A
1.2	0.06	0.12	0.24	0.48	0.72	1.2	2.4	3.6
2.0	0.10	0.20	0.40	0.80	1.20	2.0	4.0	6.0
2.3	0.12	0.23	0.46	0.92	1.38	2.3	4.6	6.9
2.6	0.13	0.26	0.52	1.04	1.56	2.6	5.2	7.8
3.0	0.15	0.30	0.60	1.20	1.80	3.0	6.0	9.0
4.0	0.20	0.40	0.80	1.60	2.40	4.0	8.0	12.0
7.0	0.35	0.70	1.40	2.80	4.20	7.0	14.0	21.0
10.0	0.50	1.00	2.00	4.00	6.00	10.0	20.0	30.0
12.0	0.60	1.20	2.40	4.80	7.20	12.0	24.0	36.0
17.2	0.86	1.72	3.44	6.88	10.32	17.2	34.4	51.6
24.0	1.20	2.40	4.80	9.60	14.40	24.0	48.0	72.0
26.0	1.30	2.60	5.20	10.40	15.60	26.0	52.0	78.0
38.0	1.90	3.80	7.60	15.20	22.80	38.0	76.0	114.0
65.0	3.25	6.50	13.00	26.00	39.00	65.0	130.0	195.0

Table 2. DISCHARGE CURRENT AT STIPULATED DISCHARGE RATES (NPH)

10 Hr. Capacity	Discharge Current							
	0.01C	0.2C	0.4C	0.6C	0.8C	1C	2C	3C
2.0	0.20	0.40	0.80	1.20	1.40	2.00	4.00	6.00
3.2	0.32	0.64	1.28	1.90	2.54	3.20	6.40	9.60

Table 2.5 NPX WATTS PER CELL TO 1.67 END VOLTAGE

	5 MIN	10 MIN	15 MIN	20 MIN
NPX-25	47	31	23	18
NPX-50	94	60	50	38
NPX-35	66	45	35	29
NPX-80	155	104	80	65
NPX-100	185	125	95	75
NPX-150	285	200	150	120

Table 3. DISCHARGE CAPACITY AT VARIOUS DISCHARGE RATES

20 Hr. Capacity	Discharge Capacity				
	20 Hr.	10 Hr.	5 Hr.	3 Hr.	1 Hr.
	0.05CA to 1.75 V/C	0.093CA to 1.75 V/C	0.17CA to 1.70 V/C	0.25CA to 1.67 V/C	0.60CA to 1.55 V/C
0.8 Ah	0.8 Ah	0.74 Ah	0.68 Ah	0.62 Ah	0.48 Ah
1.2	1.2	1.1	1.0	0.9	0.7
2.0	2.0	1.9	1.7	1.6	1.2
2.3	2.3	2.2	2.0	1.8	1.4
2.6	2.6	2.4	2.2	2.0	1.6
3.0	3.0	2.8	2.6	2.3	1.8
4.0	4.0	3.7	3.4	3.1	2.4
7.0	7.0	6.5	6.0	5.4	4.2
10.0	10.0	9.3	8.5	7.7	6.0
12.0	12.0	11.2	10.2	9.2	7.2
17.2	17.2	16.0	14.6	13.2	10.3
24.0	24.0	22.3	20.4	18.5	14.4
26.0	26.0	24.2	22.1	20.0	15.6
38.0	38.0	35.0	32.3	29.3	22.8
65.0	65.0	60.5	55.2	50.1	39.0

■ Over-Discharge (Deep Discharge)

The dotted line in Figures 3 & 4 indicates the lowest recommended voltage under load, or cut-off voltage, at various discharge rates. In general, lead acid batteries are damaged in terms of capacity and service life if discharged below the recommended cut-off voltages. It is generally recognized that all lead calcium alloy grid batteries are subject to over-discharge damage. For example, if a lead acid battery were discharged to zero and left in either open or closed circuit for a long period of time, severe sulfation and shorting would occur, thus raising the internal resistance abnormally high. In such an extreme case, the battery may not accept a charge.

Yuasa NP Series batteries however, have been designed to withstand such occasional over discharge. While it is not recommended, NP batteries can recover their full capacity under normal charging conditions, even when they have been subjected to extreme over discharge.

Final discharge voltage is as shown in Table 4.

Table 4. FINAL DISCHARGE VOLTAGE

Discharge Current	Final Discharge Voltage (V/Cell)
0.1 C or below, or Intermittent discharge	1.75
0.1 7C or current close to it	1.70
0.26C or current close to it	1.67
0.6C or current close to it	1.60
From 0.6C to 3C	1.50
Current in excess of 3C	1.30

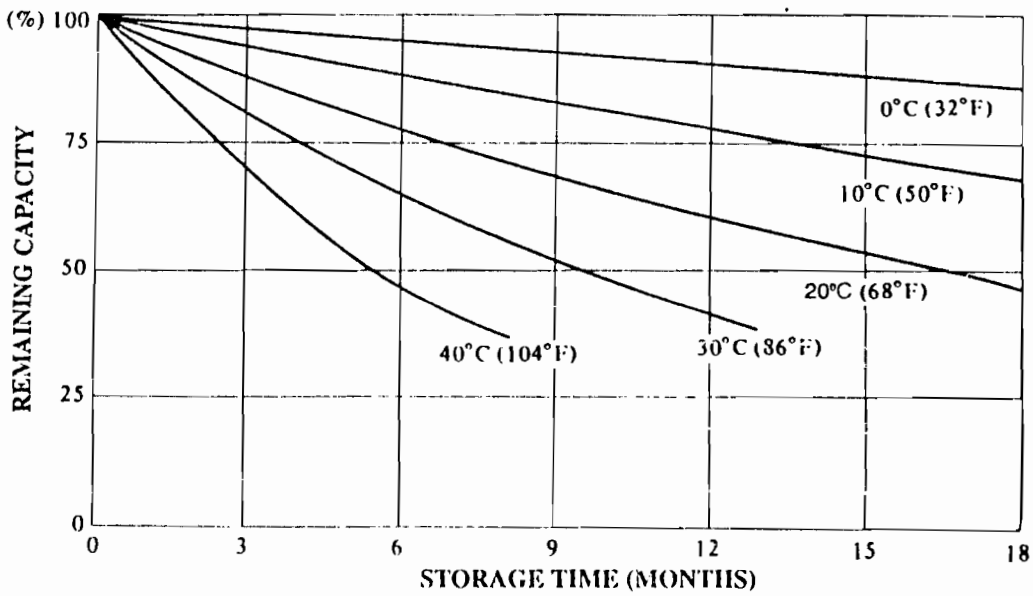
When considering discharge currents exceeding 3C, consult with a Yuasa Application Engineer.

STORAGE, SELF-DISCHARGE and SHELF LIFE

■ Self-Discharge

The self-discharge rate of NP batteries is approximately 3% per month when the storage temperature is maintained at 20°C (68°F). The self-discharge rate will vary with storage temperature and the remaining capacity.

Figure 5. SELF DISCHARGE CHARACTERISTICS



■ Shelf Life

In general, when lead acid batteries of any type are stored in a discharged condition for extended periods of time, lead sulfate is formed on the negative plates of the batteries. This phenomenon is referred to as "sulfation". Since the lead sulfate acts as an insulator, it has a direct detrimental effect on charge acceptance. The more advanced the sulfation, the lower the charge acceptance.

Table 5 below shows the normal storage time or shelf life at various ambient temperatures.

"Brief usage", ie., a few days, at temperatures higher than the ranges recommended, will have no adverse effect on storage time or service life. However, if such use continues for more than one month, the storage time must be determined according to the new ambient temperature.

Table 5. Shelf Life at Various Temperatures

Temperature	Shelf Life
0°C (32°F) to 20°C (68°F)	12 months
21°C (70°F) to 30°C (86°F)	9 months
31°C (88°F) to 40°C (104°F)	5 months
41°C (106°F) to 50°C (122°F)	2.5 months

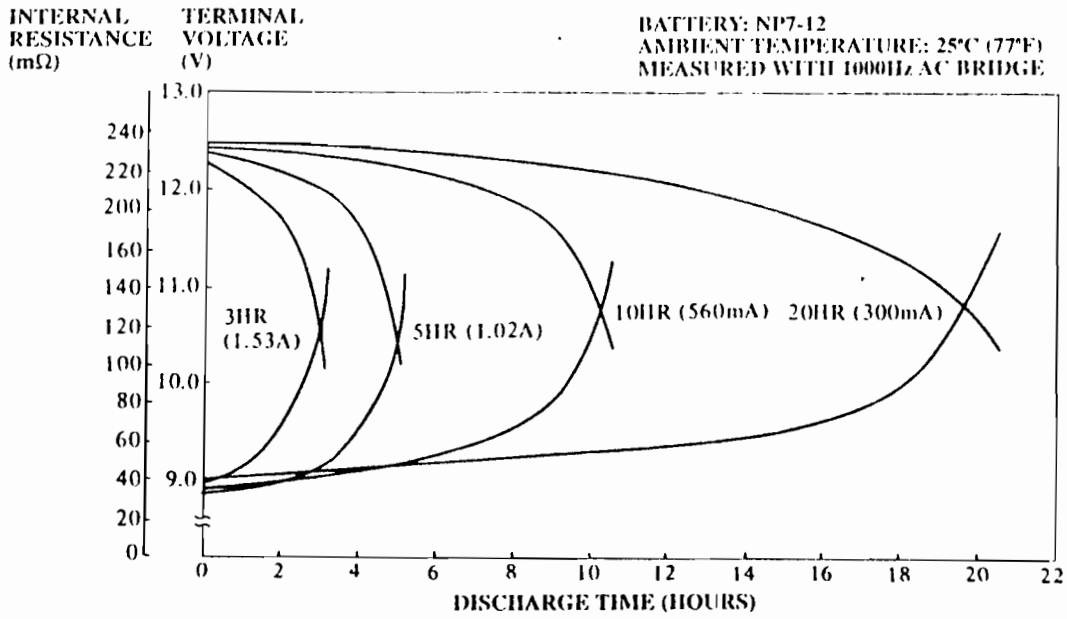
■ Recharging Stored Batteries

In general, to optimize performance and service life, it is recommended that NP batteries which are to be stored for extended periods of time be given a supplementary charge, commonly referred to as a "top charge", periodically. Please refer to the recommendations listed on page 20 under TOP CHARGING.

IMPEDANCE

The internal resistance (impedance) of a battery is lowest when the battery is in a fully charged state. The internal resistance increases gradually during discharge. Figure 6 shows the internal resistance of an NP battery measured through a 1,000 Hz AC bridge.

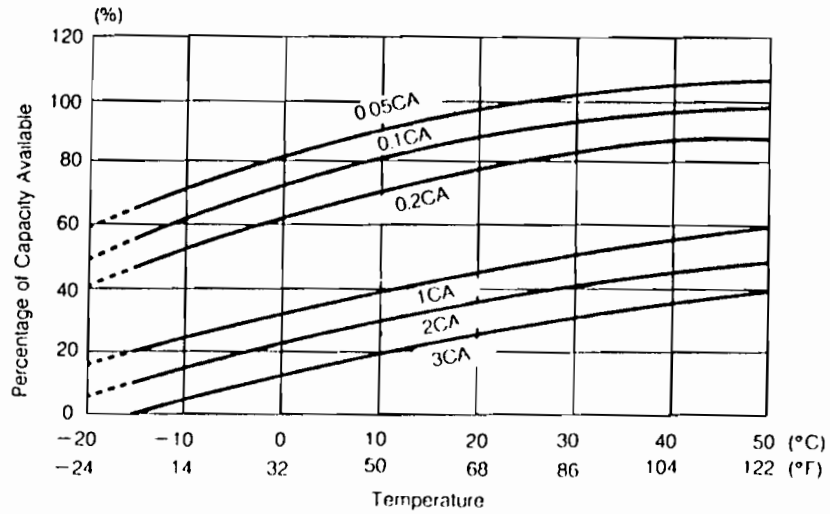
Figure 6. INTERNAL RESISTANCE OF NP BATTERY



■ Temperature characteristics

At higher temperatures, the electrical capacity that can be taken out of a battery increases. At lower temperatures, the electrical capacity that can be taken out of a battery decreases. Figure 7 shows the temperature effects in relation to battery capacity.

Figure 7. TEMPERATURE EFFECTS IN RELATION TO BATTERY CAPACITY



CHARGING

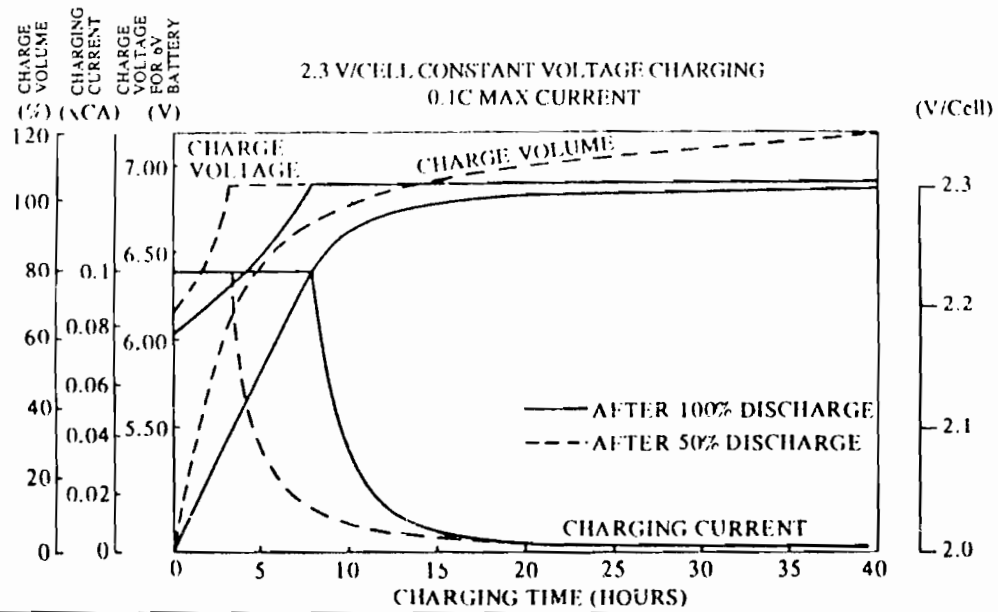
Proper charging is one of the most important factors to consider when using maintenance free sealed lead-acid batteries. Battery performance and service life will be directly effected by the efficiency of the charger selected. The four charging methods are:

- Constant Voltage Charging
- Constant Current Charging
- Taper-Current Charging
- Two Step Constant-Voltage Charging

■ Constant-Voltage Charging

Charging at constant voltage is the most suitable, and commonly used method for charging sealed lead-acid batteries. Figures 8 through 13 show the charging characteristics of NP batteries when charged by constant voltage chargers at 2.30 volts/cell, 2.40 volts/cell and 2.50 volts/cell, when the initial charging current is controlled at 0.1CA, and 0.25CA.

Figure 8. CHARGING CHARACTERISTICS



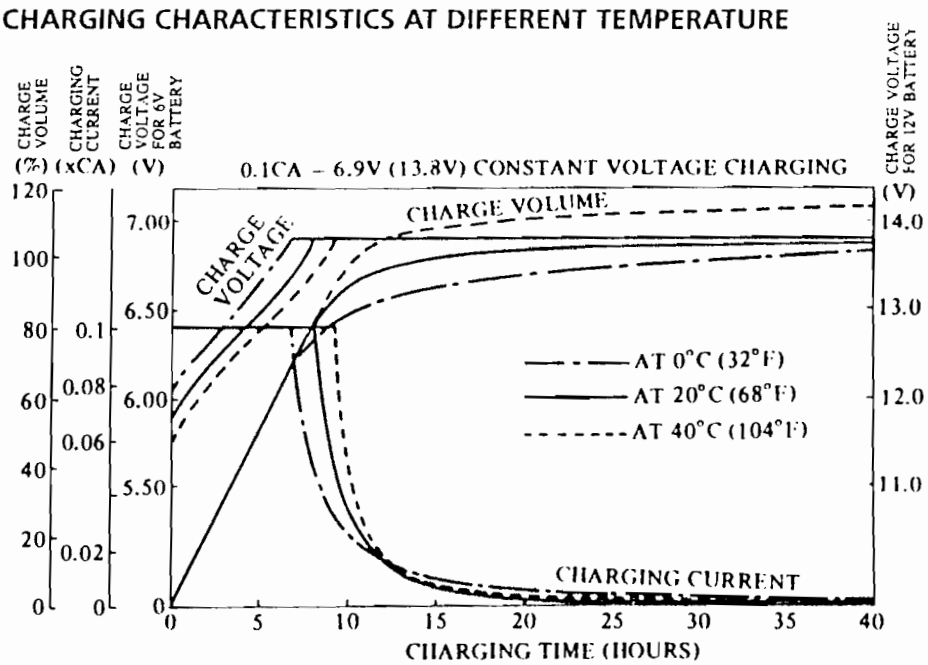
■ Charging Voltage

The *charging voltage* should be regulated according to the type of service in which the battery will be used. Generally, the following voltages are used:

For standby (float) use . . . . . 2.25 to 2.30 volts per cell
For cyclic use . . . . . 2.35 to 2.47 volts per cell

In a constant voltage charging system, a large amount of current will flow during the initial stage of charging, and decreases as the charging progresses. When charging at 2.30 volts per cell, charging current at the final stage of charging will drop to as little as 0.002CA.
The charge volume shown on the ordinate axis of Figures 8 through 13 indicates the ratio of charged ampere-hours versus the previously discharged ampere-hours. When a battery has been charged up to the level of 100% of the discharged ampere-hours, the electrical energy stored and available for discharge will be 90%, or more, of the energy applied during charging.
Charging voltage should be regulated in relation to the ambient temperature. When the temperature is higher, the charging voltage should be lower. When the temperature is lower, the charging voltage should be higher. For specific recommendations, please refer to the section on Temperature Compensation on page 21.
Similarly, charged volume (measured in ampere-hours) attainable over time will vary in direct relation to the ambient temperature. The charged volume in a given period of time will be larger at higher temperatures, and smaller at lower temperatures. Figure 21 shows the relationship between charged volume and temperature.

Figure 21. CHARGING CHARACTERISTICS AT DIFFERENT TEMPERATURE

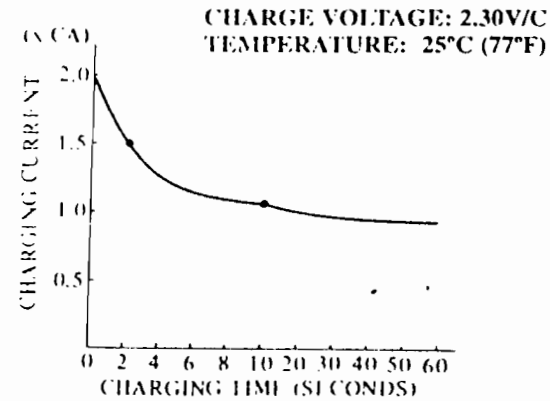


■ Initial Charge Current Limit

A discharged battery will accept a high charging current at the initial stage of charging. High charging current can cause abnormal internal heating which may damage the battery. Therefore, it is recommended that the charging current be normally limited to 0.25CA. However, in standby use, Yuasa NP batteries are designed so that even if the charging current is higher than the recommended limit, they will not accept more than 2CA, and the charging current will be reduced to a relatively small value in a very brief period of time. Therefore, in standby use, no current limit is required. Figure 22 shows current acceptance in NP batteries charged at constant voltage, with no current limit.

When designing a charger, it is recommended that a current limiting function be provided in the charger in order to prevent charger failure due to overheating of the transformer, or other damage resulting from mishandling, i.e., short circuiting or reversing polarity.

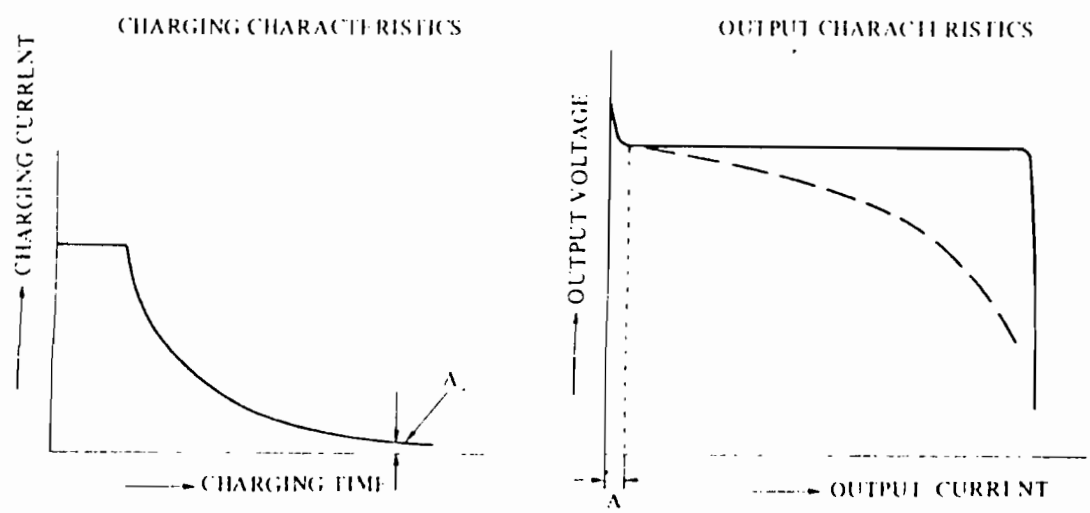
Figure 22. CONSTANT-VOLTAGE CHARGE CHARACTERISTICS WITH NO CURRENT LIMIT



■ Charge Output Regulation and Accuracy

To insure accuracy, when adjusting the output voltage of a constant voltage charger, all adjustments must be made with the charger under load. Adjusting the output voltage with the charger in a "NO LOAD" condition may result in undercharging. The constant voltage range required by a battery is always defined as the voltage range applied to a battery which is fully charged. Therefore, a charger having the output characteristics illustrates in Figure 23, should be adjusted with the output voltage based on point A. The most important factor in adjusting charger output voltage is the accuracy at point A. Stringent accuracy of 2.25 to 2.30 volts per cell is not required over the entire range of the load. A charger adjusted in accordance with Figure 23 will never damage a battery, even if the charger has the characteristics shown by the broken line in Figure 23.

Figure 23. TAPER-CURRENT CHARGING CIRCUITS



■ Charging Efficiency

The charging efficiency (η) of a battery is expressed by the following formula:

$$\eta = \frac{\text{AH Discharged After Charged}}{\text{AH Delivered To The Battery During Charge}}$$

The charging efficiency varies depending upon the state of charge of the battery, temperature, and charging rate.
Figure 26 illustrates the concept of the state of charge and charging efficiency.
As shown in Figure 27, Yuasa NP batteries exhibit very high charging efficiency, even when charged at low charging rates. It is interesting to note that the charging efficiency of NP sealed lead-acid batteries is superior to that of nickel cadmium batteries even at relatively low charge rates.

Figure 26. CHARGING EFFICIENCY VS STATE OF CHARGE

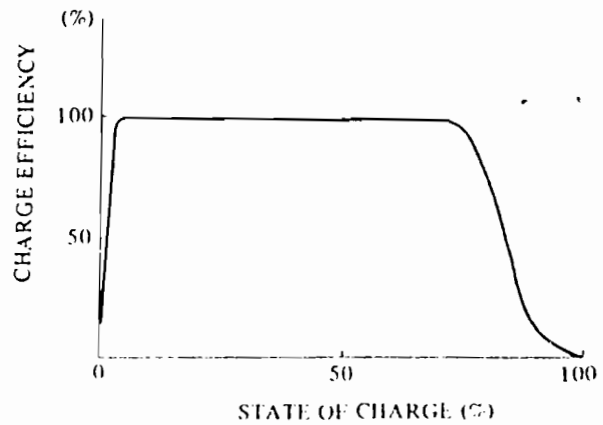
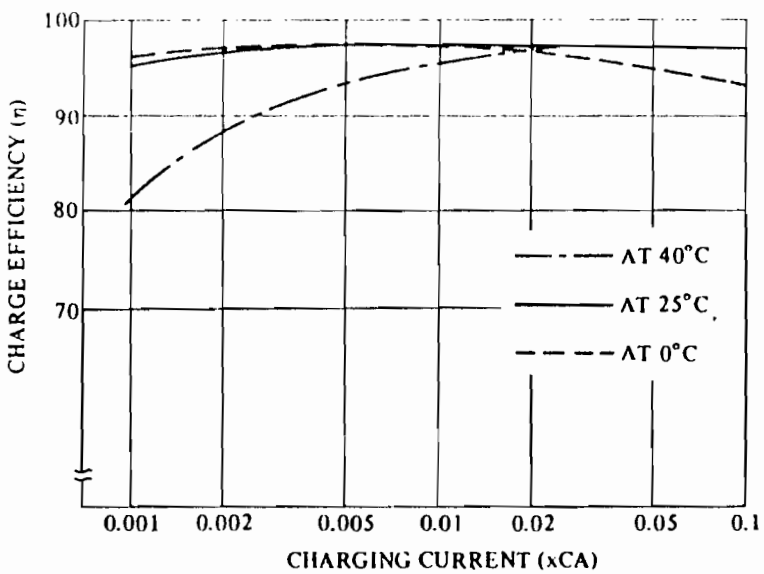
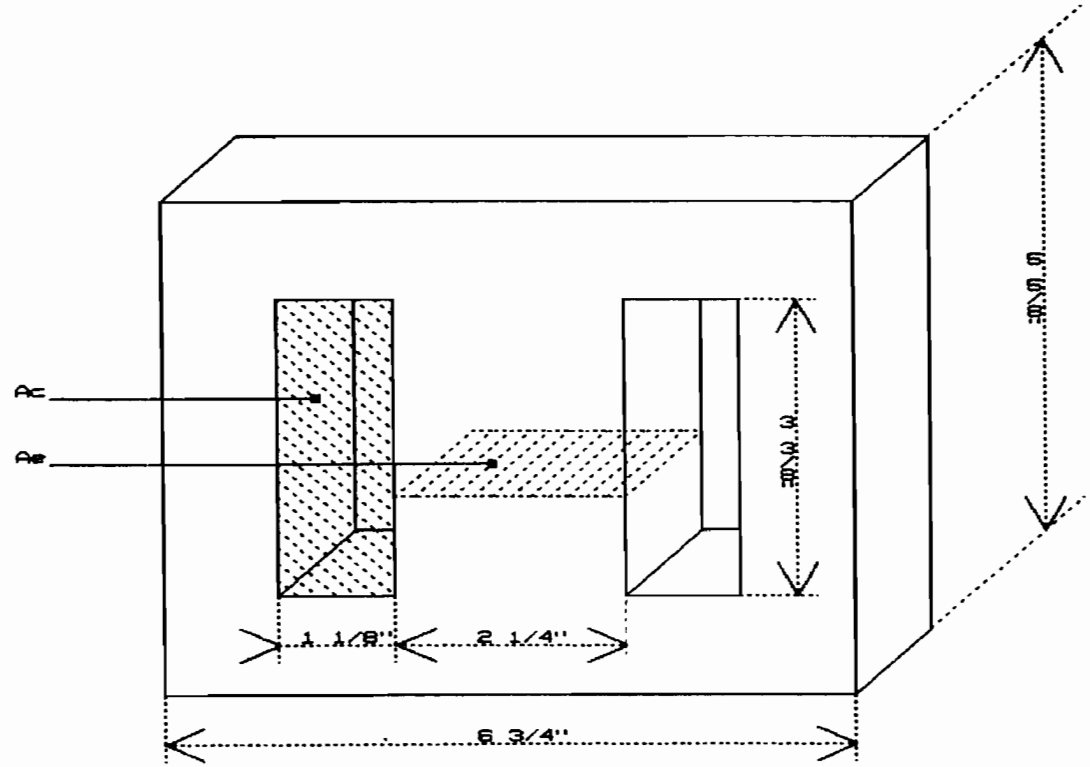


Figure 27. CHARGING EFFICIENCY



ANEXO 7: DIMENSIONES Y SATURACIÓN MAGNÉTICA DE LA LÁMINA DE HIERRO UTILIZADA

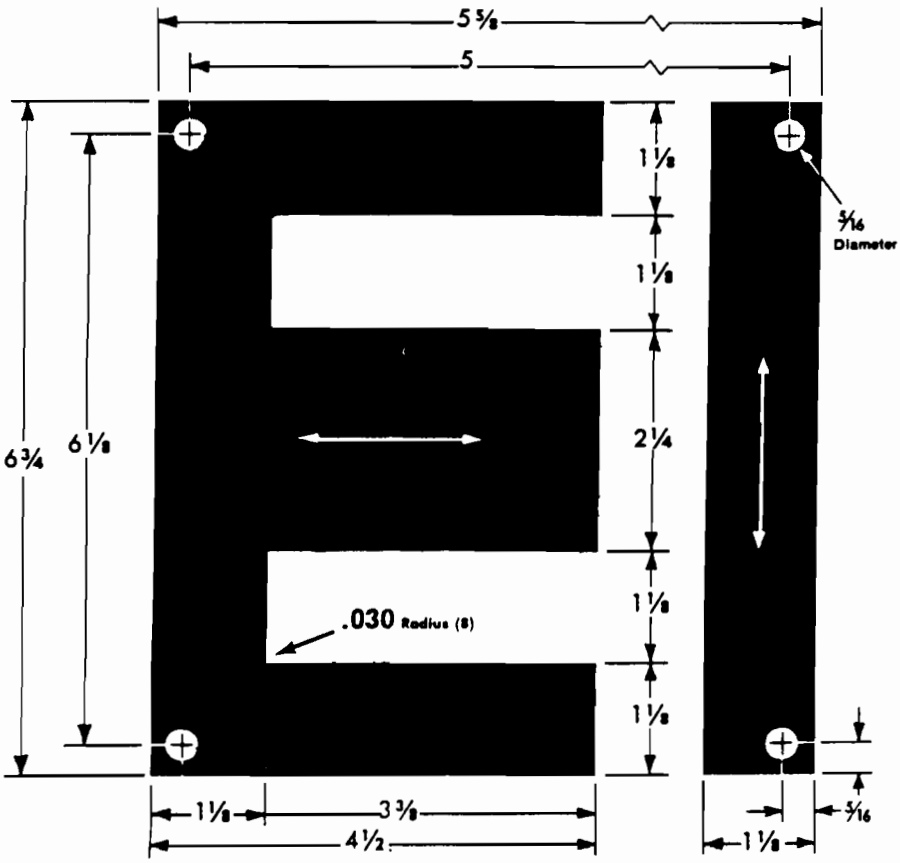


DIMENSIONES DE LA LAMINA TBEI227

ANEXO 7

JOSE ALFREDO EGAS ESCOBAR		
Title DIMENSIONES DE LA LAMINA TBEI227		
Size A	Document Number TBEI227.SCH	REV
Date: March 27, 2002	Sheet of	

TEMPE 2¼" Center Leg Width TRANSFORMER LAMINATION



EI-225RH / 0227

Grain Direction

One Half Actual Size

EIA (Retma)
Corner Mounting Holes

METRIC EQUIVALENTS	
INCHES (in)	MILLIMETERS (mm)
.030	0.7620
5/16	7.9375
1⅛	28.5750
2¼	57.1500
3⅜	85.7250
4½	114.3000
5	127.0000
5⅝	142.8750
6⅛	155.5750
6¾	171.4500

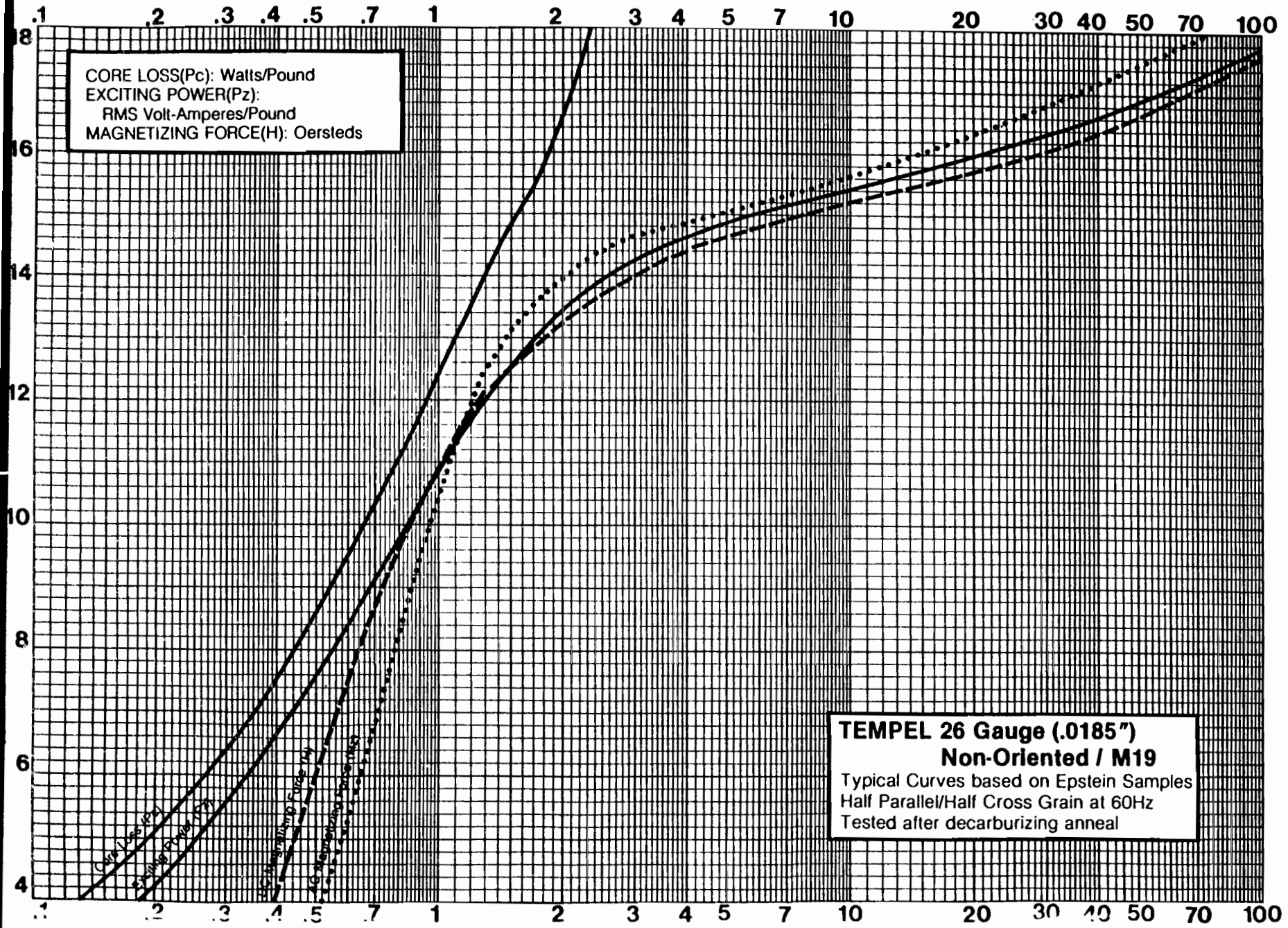
Specifications Applying to Core Stack with Square Cross Section

Window Dimensions	.3.375 in. x 1 125 in.	3.797 sq. in. —	24.496 sq. cm.
Volume, solid		67.653 cu. in. —	1108.644 cu. cm.
Cross Sectional Area, solid		5.063 sq. in. —	32.661 sq. cm.
Length of Magnetic Path		13.500 in. —	34.290 cm.

ELECTRICAL STEEL SPECIFICATIONS—Weight and Count

TEMPEL GAUGE			TEMPEL GRADE No.	SQUARE STACK SPECIFICATIONS					WEIGHT PER THOUSAND SETS	
	Thickness				Weight Per Square Stack		Sets of Pieces			
No.	Inches (in)	Milli-meters (mm)		Sets of Pieces	Pounds (lb)	Kilograms (kg)	Per Pound (lb)	Per Kilogram (kg)	Pounds (lb)	Kilograms (kg)
29	0.0140	0.36	M- 6	161	18.496	8.390	8.7	19.2	114.885	52.111
26	0.0185	0.47	M-19	122	18.792	8.524	6.5	14.3	154.036	69.870
			M-22	122	18.792	8.524	6.5	14.3	154.036	69.870
			M-27	122	18.792	8.524	6.5	14.3	154.036	69.870
			M-36	122	18.792	8.524	6.5	14.3	154.036	69.870

TEMPEL

TEMPEL MAGNETIZATION CURVES

26 Gauge
M19
Non-Oriented