



Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UNA FUENTE
DE PODER CONMUTADA DE ALTA EFICIENCIA
CON SISTEMA DE NO-INTERRUPCION APLICA-
DA A ESTACIONES SISMOMETRICAS EN EL
CAMPO, EMPLEANDO ENERGIA SOLAR.



TESIS PROFESIONAL

Que para Obtener el Título de:

Ingeniero Mecánico Electricista

P r e s e n t a :

FERNANDO CASAS MOYRON

México, D. F.

1986



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

I N D I C E

| | Pág. |
|---|------|
| 1. INTRODUCCION | 1 |
| 1.1 Fuentes de Poder Reguladas..... | 1 |
| 1.2 Parámetros que Caracterizan Las Fuentes de Poder..... | 4 |
| 1.3 Analisis Comparativo Entre Fuentes Lineales y Conmutadas..... | 6 |
| 1.4 Casos de Aplicación..... | 8 |
| 2. FUENTES CONMUTADAS..... | 9 |
| 2.1 Convertidor Reductor (Step Down) Serie Conmutado con Ancho de Pulso Modulado..... | 10 |
| 2.1.1 Filtro L-C y Diodo Para Extraer la Componente de D.C. del Convertidor Reductor Serie Conmutado..... | 12 |
| 2.1.2 Regulador Reductor Conmutado Serie con Ancho de Pulso Modulado..... | 21 |
| 2.1.3 Eficiencia del Convertidor Reductor Serie Conmutado..... | 21 |
| 2.2 Convertidor Aumentador (Step Up) "Shunt" - - Conmutado con Ancho de Pulso Modulado (Ringing Choke)..... | 22 |
| 2.2.1 Filtro L-C y Diodo para Extraer la Componente de D.C. del Convertidor Aumentador "Shunt" - - Conmutado..... | 26 |
| 2.2.2 Eficiencia del Convertidor Aumentador "Shunt" Conmutado..... | 28 |

| | | |
|-------|---|----|
| 2.3 | Inversor..... | 29 |
| 2.3.1 | Filtro L-C y Diodo como Elementos del Inversor..... | 33 |
| 2.3.2 | Eficiencia del Inversor..... | 35 |
| 2.4 | Control del Regulador Conmutado..... | 37 |
| 2.4.1 | Control por Ancho de Pulso Modulado..... | 38 |
| 2.4.2 | Control por Variación de Frecuencia con Ancho de Pulso Constante..... | 41 |
| 2.5 | Convertidor Conmutado con Ancho de Pulso Modulado con Transferencia de Energía Acoplado por Transformador Simple..... | 43 |
| 2.5.1 | Eficiencia del Convertidor con Transformador Simple..... | 47 |
| 2.5.2 | Convertidor Conmutado con Ancho de Pulso Modulado Acoplado por Transformador con Múltiples salidas..... | 51 |
| 2.5.3 | Regulador Conmutado con Transformador con múltiples salidas..... | 52 |
| 2.5.4 | Convertidor Conmutado con Transformador Doble Transistor (Push-Pull)..... | 54 |
| 2.5.5 | Eficiencia del Convertidor con Transformador a Push-Pull..... | 56 |
| 2.5.6 | Regulador Conmutado con Transformador Doble Transistor (Push-Pull)..... | 62 |
| 2.6 | Redes de Amortiguamiento..... | 66 |
| 2.7 | Selección del Transistor Interruptor..... | 71 |

| | Pág. |
|--|------|
| 2.8 Diseño del Transformador..... | 81 |
| 2.9 Filtro y Diodo Rectificador de Salida..... | 99 |
| 2.10 Diseño del Inductor (L) del Filtro - de Salida para Operación en D.C..... | 107 |
| 3. BATERIAS..... | 115 |
| 3.1 Tipos de Baterías..... | 119 |
| 3.2 Cargador de Batería..... | 131 |
| 4. ENERGIA SOLAR..... | 146 |
| 4.1 Celdas Solares..... | 150 |
| 4.2 Criterio para Selección del Sistema de Ali- mentación Solar..... | 155 |
| 4.2.1 Diodo de Bloqueo..... | 156 |
| 4.2.2 Regulador de Voltaje..... | 157 |
| 4.2.3 Cálculo del Arreglo Solar..... | 166 |
| 4.3 Posición del Colector de Energía Solar..... | 172 |
| 5. EJEMPLO DEL DISEÑO Y APLICACION PRACTICA..... | 180 |
| 5.1 Planteamiento del Problema..... | 180 |
| 5.2 Solución, Diseño y Aplicación de Cada Uno - de los Bloques del Sistema..... | 183 |
| A. CONCLUSIONES..... | 232 |
| B. ANEXOS..... | 234 |
| BIBLIOGRAFIA..... | 275 |

1. INTRODUCCION

La fuente de alimentación inicialmente se consideraba un módulo con bastante simplicidad, es decir, no requería de gran estabilidad en cuanto a un valor nominal de tensión, ésto es debido a que los elementos activos que comúnmente empleaban los sistemas electrónicos eran válvulas de vacío las cuales operan con niveles de tensión relativamente altos con respecto a los niveles empleados en los sistemas de estado solido, empleados en su mayoría actualmente.

Debido a que los tubos de vacío o válvulas electrónicas admiten variaciones de tensión en la polarización y aún dado que los sistemas electrónicos empleados anteriormente no operaban con gran precisión como los sistemas actuales. Por ejemplo: Un voltmetro digital emplea un conversor A/D que requiere gran precisión en la cuantificación en la señal analógica medida, ya que un nivel de tensión medido al sufrir variaciones considerables en la fuente de alimentación del voltmetro en uso, dará lecturas en el "display" con un error considerable, dijéramos cuando se leen 10 volts nos daría una lectura tal vez de 12 volts a 15 volts o abajo de 10 volts dependiendo del grado de variación de la fuente y el rechazo a variaciones en la polarización del sistema empleado.

1.1 FUENTES DE PODER REGULADAS.

Se han desarrollado algunas técnicas de -

regulación para fuentes de alimentación como son las siguientes:

- i). Regulación lineal.
- ii). Regulación conmutada o no-lineal.

Todas parten de la existencia de una fuente no-regulada pero dentro de cierto rango de variación.

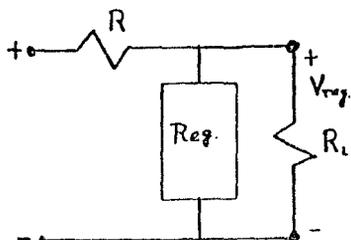
La regulación tipo lineal a su vez cuenta con dos formas de regulación:

- a). Regulación lineal tipo serie.
- b). Regulación lineal tipo paralelo o --- "Shunt".

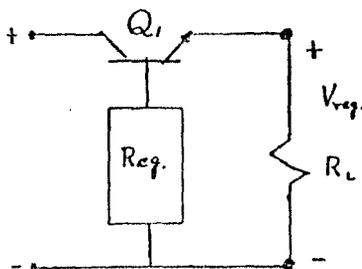
La regulación lineal tipo serie como regulador lineal, es la que muestra mejores características con respecto al regulador lineal paralelo (Shunt), ya que éste último requiere de una resistencia (generalmente) en serie con la carga, la cual nos genera grandes pérdidas de energía por calor cuando se trabajan cargas considerables (ver Fig. 1.1.a). Un ejemplo típico de regulador paralelo es el empleado con diodo zener.

La Fig. 1.1.b nos muestra la regulación tipo serie la cual a diferencia del paralelo, comúnmente se emplea un transistor de paso (en serie) que le entrega la potencia a la carga, esto se visualiza análoga a una resistencia variable en serie con la carga y un regulador que maneja poca potencia en paralelo a la misma carga.

De hecho el circuito de la Fig. 1.1.b se podría representar como un circuito equivalente del tipo paralelo como lo muestra la Fig. 1.2. La ventaja que éste cir--



a)- REGULADOR TIPO PARALELO



b)- REGULADOR TIPO SERIE

FIGURA N° 1.1 REGULACION LINEAL.

cuito nos muestra es de que el transistor se comporta como una resistencia variable la cual disminuye un poco la disipación de potencia pero no en el grado que se desearía para mejorar la eficiencia a un nivel próximo al idealizado (100%).

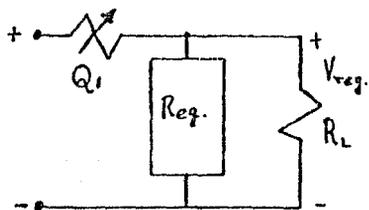


FIGURA N° 1.2

En el caso de regulador paralelo, las pérdidas por disipación de calor se elevan al cuadrado de la corriente de carga (despreciando la corriente de regulación) ó $P_R \propto I^2$ ó $P_R = I^2 R$ en donde $R = cte$. Para el caso de regulador serie la potencia disipada en el transistor considerado como resistencia variable también es proporcional al cuadrado de la corriente: $P_R \propto I^2$ ó $P_R = I^2 R_V$; pero

R_v es inversamente proporcional a la corriente, por lo tanto cuando I sube R_v baja de tal forma que disipa menos energía en calor que en el tipo paralelo.

Para el tipo de regulación de conmutación los problemas de pérdidas por calor disipado en los elementos de potencia se ven reducidos a un mínimo ya que éstos es tan operando en forma no-lineal de corte a saturación disipando únicamente en el cruce de la región activa en cada --- transitorio. Con este tipo de regulación se llega a alcanzar eficiencias del orden de 70% a 90% a diferencia de la lineal que son del orden del 20% al 40% típico la cual cede una ven taja importante a la regulación por conmutación sobre las li neales, las fuentes conmutadas serán estudiadas en detalles en los temas posteriores.

1.2 PARAMETROS QUE CARACTERIZAN LAS FUENTES DE PODER.

Para caracterizar una fuente de poder, es necesario definir previamente los parámetros a considerar, - es decir, el conjunto de restricciones y propiedades de que contará dicha fuente de poder, dadas las condiciones del di seño.

REGULACION DE LINEA. - Es la relación que muestra la fuente - en la variación del voltaje nominal de salida con respecto a variaciones del voltaje de alimentación en la línea, normalmente se da en % δ en db.

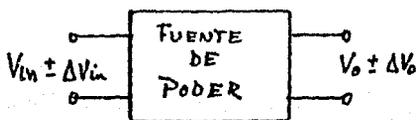


Fig. 1.1.1

% REGULACION DE LINEA..- Está dada por la relación $\frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \times 100$; mientras más pequeño sea este parámetro, mejor característica tendrá la fuente, o en decibeles tendremos: $x_{dB} = 10 \log \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i}$

REGULACION DE CARGA..- Es la relación que existe en % de la variación del voltaje de salida a variaciones de corrientes de carga, está dada por: % Reg. de carga = $\frac{\Delta V_o}{\Delta I_c} \times 100$.

La fuente tendrá mejor calidad mientras más pequeña sea su regulación de carga.

RIZO DE SALIDA..- Son las variaciones de voltaje que muestran la fuente con una frecuencia de variación igual a la frecuencia de rizo de entrada o armónicos de ésta última.

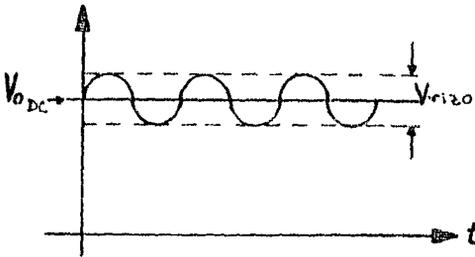


Fig. 1.1.2 FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE DE SALIDA

RECHAZO DE RIZO..- Este parámetro nos da la relación que existe entre el valor eficaz del voltaje de rizo de entrada con respecto al valor eficaz del voltaje de rizo de salida. Este parámetro se da en % o en dB's, mientras mayor sea mejor.

$$\% \text{ RECHAZO DE RIZO} = \frac{\text{Volts RMS de rizo de Ent.}}{\text{Volts RMS de rizo de Sal.}} \times 100$$

$$x \text{ dB's} = 20 \log. \frac{\text{Volts RMS de rizo de Ent.}}{\text{Volts RMS de rizo de Sal.}}$$

COEFICIENTE DE TEMPERATURA.- Nos indica la variación en % del voltaje de salida con respecto a un incremento de la temperatura ambiente en grados centígrados:

$$\text{Coef. de Temp.} = \frac{\Delta V\%}{\Delta T} \times 100 \quad [\text{volts}/^{\circ}\text{C}]$$

RESPUESTA AL TRANSITORIO.- (Regulación dinámica) Es el tiempo de respuesta del sistema a partir de la excitación de un escalon o cambio brusco en la carga para alcanzar el estado estable de operación.

REGIMEN DE SALIDA.- Nos especifica los niveles de tensión y carga nominales de la fuente de alimentación al 100%.

1.3 ANALISIS COMPARATIVO ENTRE FUENTES LINEALES Y CONMUTADAS

A diferencia de las fuentes con regulación lineal, las fuentes conmutadas son sistemas que demandan un mayor número de componentes y mayor cuidado al aplicarse en los sistemas. Las fuentes conmutadas contribuyen al ruido y rizo de salida, y además responden lentamente al transitorio, sin embargo estas desventajas son compensadas por dos ventajas relevantes: Las fuentes reguladas conmutadas son muy eficientes y pueden producir voltajes de salida que sean mayores, menores o de una polaridad inversa al voltaje de entrada.

La eficiencia es la característica que suele ser importante y que en la mayoría de los casos se pretende en las fuentes de poder. Las fuentes conmutadas pueden alcanzar hasta un 90% o más de eficiencia, en los sistemas de alta potencia esto significa transformadores pequeños, mínimo enfriado, bajo consumo de potencia y bajo costo de ope

ración. La eficiencia de las fuentes lineales depende de la relación $V_{sal} / V_{ent.}$, siendo menor a medida que el voltaje de entrada aumenta para un nivel de salida fijo. La eficiencia en la fuente conmutada es constante para variaciones en voltaje de entrada y está limitada por las pérdidas en los elementos de conmutación debido a pequeñas caídas de tensión de D.C. y transitorios de conmutación. En las fuentes lineales se emplean elementos disipadores relativamente grandes - con respecto a las conmutadas (conocidas como fuentes no-disipativas), ya que los elementos de conmutación ó transistores operan en las regiones de corte y saturación teniendose baja potencia disipada en estos elementos, en cambio en las fuentes lineales (tipo serie) se tiene al transistor operando en la región activa generandose alta disipación de calor implicando mayor tamaño en los elementos disipadores. Por otro lado las fuentes lineales ofrecen un costo de operación menor que las conmutadas cuando se operan en niveles bajos - carga, pero a medida que este parámetro aumenta, el costo de operación tiende a superar al de las conmutadas. En cuanto a transformadores, las fuentes conmutadas emplean tamaño más - reducidos que los usados por las lineales, estos se derivan - también de su alta eficiencia de las primeras. Lo anterior y algunas otras ventajas se resumen de la tabla No. 1.3.1 que se muestra enseguida.

TABLE No.1.3.1 COMPARACION ENTRE FUENTES CONMUT. Y LIN.

| PARAMETRO | MERITO RELATIVO DE LAS FUENTES CONMUTADAS A LAS LINEALES. |
|--------------------------|---|
| Respuesta al transitorio | Mas lento con excursión de voltaje mayores. |

| | |
|------------------------------------|---------------------------------------|
| Relación potencia/peso | Cinco veces mayor. |
| Ruido y rizo de salida | 50 veces mayor. |
| Respuesta al transitorio | Mas lento. |
| Tolerancia a variaciones de linea. | Mayor. |
| Tamaño o volumen. | Mayor potencia por unidad de volumen. |
| Eficiencia | Mayor (200 a 300%). |
| Regulación | Misma (0.1%). |
| Costo de operación | Menor. |

1.4 CASOS DE APLICACION

Las fuentes conmutadas encuentran su aplicación en lugares con limitación de energía por lo que se requiere un aprovechamiento de ésta al máximo, tal es el caso de los satélites, estaciones repetidoras de radio, señalizaciones ferroviarias en cruces carreteros, estaciones meteorológicas de campo, estaciones sismométricas alejadas del ruido urbano, etc.

2. FUENTES CONMUTADAS

Las fuentes conmutadas pueden emplear --- transistores como interruptor, trabajando en modo no-lineal y almacenando la energía en inductores y capacitores hasta el momento que es requerida por la carga. La diferencia de tensión dada por la tensión de entrada/salida, es aplicada a través de un inductor, mientras que en el caso de fuentes lineales tipo serie lo hace a través de transistores produciéndose una alta disipación en dicho elemento. Un inductor no produce disipación mientras que el transistor si produce. La razón de encendido y apagado del elemento de conmutación, está determinada por los voltajes de entrada y salida y así como por la demanda de corriente de carga, de tal modo que se provee la potencia suficiente de la entrada hacia la carga a manera que ésta la requiera. La tensión de salida es muestreada por el sistema de control el cual modifica el ciclo de trabajo o la frecuencia o ambos dependiendo del tipo de control que se emplee, de tal modo que el voltaje de salida se mantenga constante.

Las fuentes conmutadas pueden trabajar - en modo reductor (Step-down), aumentador (Step-up) o polaridad opuesta al de alimentación o entrada (inversor). El control se puede llevar a cabo de dos modos principalmente: Fijando la frecuencia de operación y variando el ciclo de trabajo o fijando el ciclo de trabajo y variando la frecuencia de operación del interruptor. Un tercer modo de control sería empleando la combinación de ambos, pero esto trae consigo mayor complejidad del sistema de control relativamente. En éste trabajo se tratarán los reguladores serie, paralelo e inversores conmutados sin profundizar en el análisis matemati

co el cual si se detallará para el caso de "Ringing choke" o transferencia de energía por efecto transformador que se emplea en el diseño de la fuente a la que se hace objeto de éste trabajo.

2.1 CONVERTIDOR REDUCTOR (STEP-DOWN) SERIE CONMUTADO CON ANCHO DE PULSO MODULADO.

Haciendo mención al convertidor serie con regulación lineal el cual emplea un elemento de potencia ---- (transistor/Fig. 2.1) que absorbe la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida deseada, observamos --

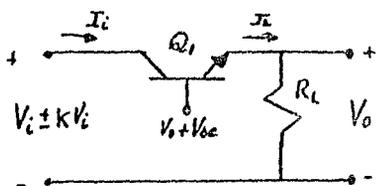


Fig. 2.1.a CONVERTIDOR SERIE CON REGULACION LINEAL.

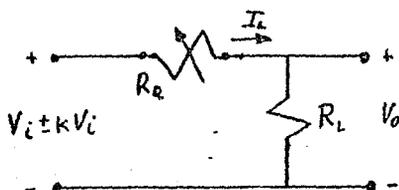


Fig. 2.1.b CONVERTIDOR EQUIVALENTE CON REGULACION LINEAL SERIE.

que el elemento de potencia Q_1 se comporta como una resistencia variable (R_Q) que al estar absorbiendo la diferencia de tensión $[(V_i \pm kV_i) - V_o]$ genera disipación de potencia extra a la potencia de salida y por consecuencia, una reducción considerable en su eficiencia que en ocasiones en el peor de

los casos, cuando el voltaje de entrada es máximo, ya que ésta tensión no está regulada, se llegan a obtener eficiencias del orden de 25% o menos y máximas del 40% a 50%.

Si consideramos:

$$I_i \approx I_L$$

Tendremos:

$$P_i = (V_i \pm KV_i) = V_i (1 \pm K) I_L \text{ -----(2.1)}$$

$$P_o = V_o I_L \text{ -----(2.2)}$$

$$\% \text{ EFICIENCIA} = \% \eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100 \text{ -----(2.3)}$$

SUSTITUYENDO (2.1) y (2.2) en (2.3) :

$$\% \eta = \frac{V_o I_L}{V_i (1 \pm K) I_L} \times 100 = \frac{V_o}{V_i (1 \pm K)} \times 100 \text{ -----(2.4)}$$

En la ecuación 2.4, observamos que en el caso de que V_i obtenga su máximo valor, donde K es el porcentaje de variación que puede presentar la tensión de entrada, tendremos:

$$\% \eta_{\min} = \frac{V_{\text{onom}}}{V_{i\max}} \times 100 \text{ -----(2.5)}$$

O SIMPLEMENTE:

$$\text{(EFICIENCIA)} \quad \eta = \frac{V_o}{V_i} \text{ -----(2.6)}$$

La Fig. 2.2, nos muestra el convertidor básico - conmutado, en donde el elemento de potencia produce u-----

na disipación relativamente baja con respecto a la potencia - de salida. Si consideramos el elemento de potencia (S) un interruptor ideal, que en el caso, se emplea transistor de conmutación trabajandolo de corte a saturación alternativamente, en donde el voltaje de saturación es pequeño y la corriente - de fuga en corte de colector-emisor también lo es, tendríamos eficiencia del 100%. En la realidad, considerando las pérdi-- das en el interruptor, se logran eficiencias hasta en un 95%.

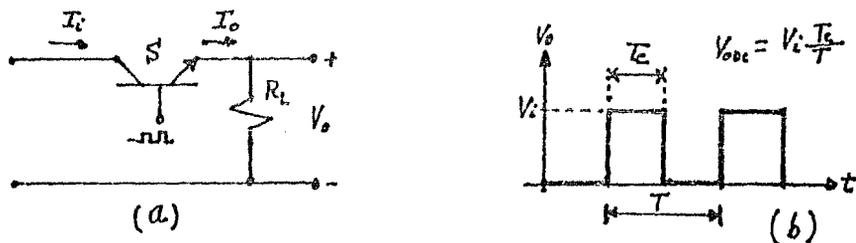


Fig. 2.2 CONVERTIDOR SERIE CONMUTADO.

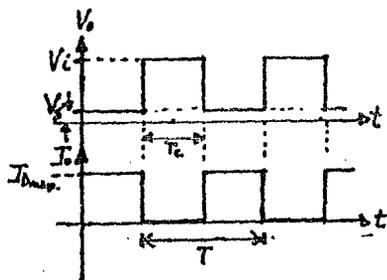


Fig. 2.3 FORMA DE ONDAS SIN CONSIDERAR LOS TRANSITORIOS (t_r , t_f) NI LA CORRIENTE DE FUGA

2.1.1 FILTRO L-C Y DIODO PARA EXTRAER LA COMPONENTE DE D.C. - DEL CONVERTIDOR REDUCTOR SERIE CONMUTADO.

Para extraer la componente de D.C. del - convertidor de la Fig. 2.2, se emplea el filtro L-C (pasa ba-

jos) en conjunto con un diodo, por el cual circula la corriente del inductor cuando el interruptor se encuentra abierto -- (transistor en corte), ver Fig. 2.10.

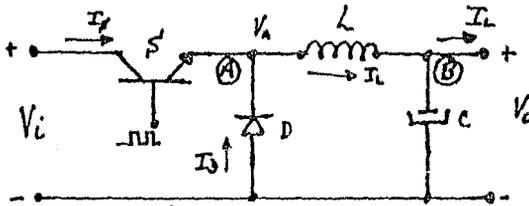


Fig. 2.10

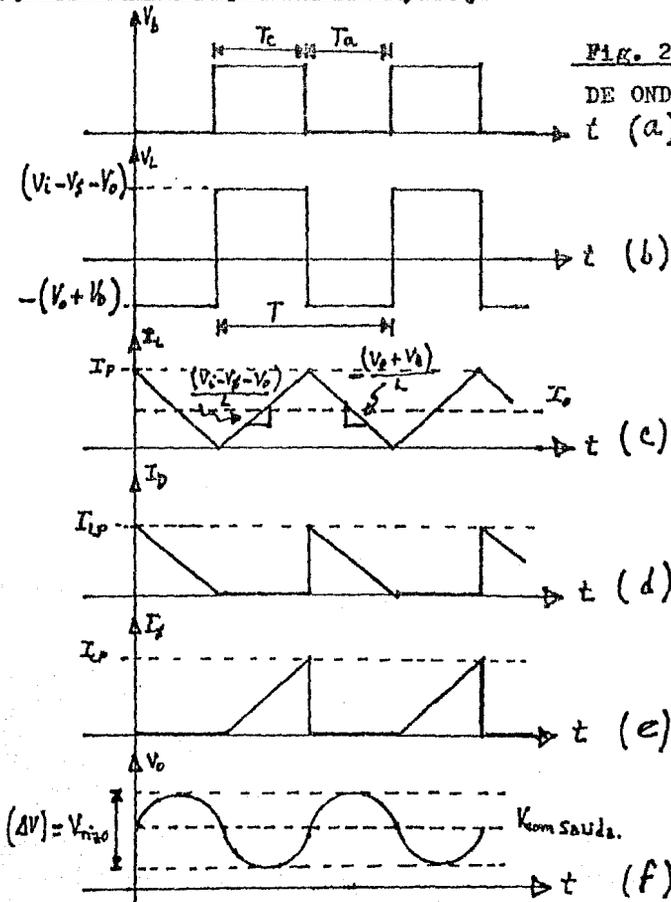


Fig. 2.11 FORMAS DE ONDA Fig. 2.10

Cuando el interruptor (S) es cerrado, la tensión en "A" (V_A) crece hacia ($V_1 - V_B$) de tal forma que se le imprime una tensión en el inductor (V_L) igual a --- ($V_1 - V_B - V_0$), donde V_B es el voltaje de saturación del transistor (S) de colector-emisor, la corriente del inductor crece con una pendiente de $(V_1 - V_B - V_0)/L$, ésta corriente fluye del interruptor a través del inductor hacia la carga. Si la corriente del inductor excede a la corriente de carga, la corriente remanente fluirá hacia el capacitor (C) incrementándose ligeramente la tensión de salida. En caso contrario, si la corriente del inductor (I_L) es menor que la corriente de carga (I_0), el capacitor proveerá la corriente adicional a la carga, disminuyendo por lo tanto ligeramente la tensión de salida (V_0). La amplitud del rizo de salida dependerá de la capacitancia del capacitor de salida (C), siendo inversamente proporcional a la capacitancia de éste último.

CALCULO DE "L": Partiendo de la ecuación:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} ; \quad \text{ó} : \Delta I_L = \frac{V_L}{L} \Delta t \quad \text{--- (2.12)}$$

por otro lado, la componente de D.C. (Fig. 2.11.a) de un tren de pulso está dado por:

$$V_{be} = V_{max} \frac{t_c}{T} \quad \text{--- (2.13.a)}$$

$$\text{ó} : \quad V_0 = (V_i - V_s) \frac{t_c}{T} \quad \text{--- (2.13.b)}$$

$$\text{ó} : \quad t_c = \frac{V_0}{(V_i - V_s)} T \quad \text{--- (2.13.c)}$$

$$\frac{t_c}{T} = \frac{V_0}{V_i - V_s} \quad \text{--- (2.13.d)}$$

donde: V_{max} = Máximo valor del pulso en amplitud.

T_c = Tiempo de duración del pulso.

T = Periodo del tren de pulso.

Si observamos la forma de onda de la Fig.

2.11.a, vemos que:

de (2.12) cuando I_L aumenta: $(\uparrow) \Delta I_L = \frac{(V_i - V_s - V_o)}{L} t_c$ --- (2.14)

cuando I_L disminuye: $(\downarrow) \Delta I_L = - \frac{(V_o + V_b)}{L} t_a$ --- (2.15)

como en magnitud: $|(\uparrow) \Delta I_L| = |(\downarrow) \Delta I_L| = \dots$ --- (2.16)

(de acuerdo a la Fig. 2.11.c)

igualando (2.14) con (2.15):

$$\frac{(V_i - V_s - V_o)}{L} t_c = \frac{(V_o + V_b)}{L} t_a$$

$$o': \quad \frac{t_c}{t_a} = \frac{V_o + V_b}{V_i - V_s - V_o} \quad \text{--- (2.17)}$$

La ecuación (2.17) nos da la relación del tiempo de conducción con el tiempo de apagado del interruptor o en su caso, del --- transistor.

Para determinar el ciclo de trabajo considerando la ΔI_L del inductor (L), despejamos T_c de la ecuación (2.17) y (2.13.a) e igualamos entre sí:

$$t_c = (T - t_c) \frac{V_o + V_b}{V_i - V_s - V_o} = \frac{V_o}{V_i - V_s} T; \text{ ya que: } t_a = T - t_c$$

resulta:

$$\frac{t_c}{T} = 1 - \frac{V_o (V_i - V_s - V_o)}{(V_i - V_s) (V_o + V_b)} \quad \text{--- (2.18.a)}$$

para valores de V_s y $V_b \ll V_o$, (2.18) se puede aproximar por:

$$\frac{t_c}{T} \approx 1 - \frac{V_i - V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_i} \approx \text{Ec. (2.13.d)}$$

Para determinar ΔI_L , redibujaremos la forma de onda de la Fig. 2.11.c, en este caso consideraremos la I_{0min} ya que aquí tendremos la I_{Lmin} próxima a cero sin que llegue a cero, ya que ésta condición produciría un decremento considerable en la tensión de salida (V_0) al profundizar en la excursión de la corriente de descarga en el capacitor de salida (C), ver Fig. 2.13.

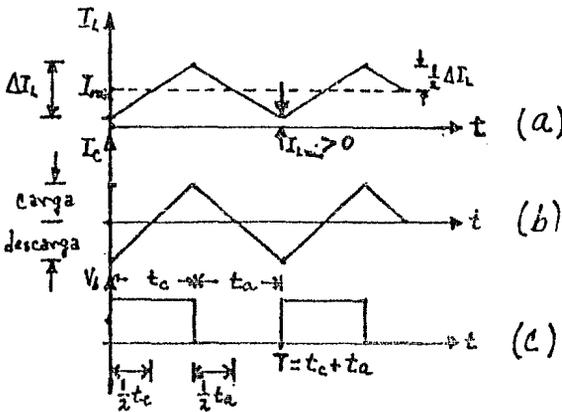


Fig. 2.13 CARGA Y DESCARGA DEL INDUCTOR (a) Y CAPACITOR (b).

De la Fig. 2.13 vemos que:

$$\Delta I_L \leq 2I_{0min} \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (2.19)$$

o si consideramos ΔI_L cuando decrece I_L tendremos de ecuación (2.15):

$$\Delta I_L = \left| \downarrow \Delta I_L \right| = \frac{(V_0 + V_b)}{L} t_a = \frac{(V_0 + V_b)}{L} (T - t_c) \quad \text{--- --- ---} \quad (2.20)$$

Sustituyendo (2.20) en (2.19):

$$\frac{\Delta I_L}{2} = \frac{(V_0 + V_b)}{2L} (T - t_c) \leq I_{0min} \quad \text{--- --- --- ---} \quad (2.21)$$

En forma general podríamos considerar un a% de incremento de

$\frac{\Delta I_L}{2}$ con respecto a I_0 nominal, es decir:

$$\frac{\Delta I_L}{2} \leq a I_{0 \text{ nom}}$$

$$\Delta I_L \leq 2a I_{0 \text{ nom}} \text{ --- (2.22)}$$

Valores típicos de "a" son: $0.15 \leq a \leq 0.5$, claro que la constante "a" dependerá del porcentaje de variación de $I_{0 \text{ min}}$ a $I_{0 \text{ nom}}$, o sea:

$$\frac{I_{0 \text{ min}}}{I_{0 \text{ nom}}} \times 100 \geq a \% \text{ --- (2.23)}$$

Ejemplo: consumo nominal: 50 ma. ($I_{0 \text{ nom}}$)

consumo mínimo: 30 ma. ($I_{0 \text{ min}}$)

$$\therefore \frac{30}{50} \times 100 = 60\% \geq a \%$$

Un valor de "a" sería: $a = 0.5$

Si sustituimos (2.22) en (2.20):

$$L = \frac{(V_0 + V_b)(T - t_c)}{2a I_{0 \text{ nom}}} \text{ --- (2.24.a)}$$

Si del ejemplo anterior sustituimos el valor de "a" en (2.24) resulta:

$$L = \frac{(V_0 + V_b)(T - t_c)}{2 \times 0.5 \times 0.05} = 20 (V_0 + V_b)(T - t_c) [Hy]$$

el cual resulta de un caso particular.

Por otro lado, si queremos estimar el valor máximo de frecuencia en función del tiempo de conducción

(t_c) y valor de inductancia (L):

Sustituyendo (2.22) y t_a de (2.17) en (2.24.a):

$$L = \frac{(V_i - V_s - V_o) \cdot t_c}{2 \alpha I_{o\text{nom}}} \quad (2.24.b)$$

despejando t_c e igualando con: $T - t_a$

$$t_c = \frac{2 L \alpha I_{o\text{nom}}}{(V_i - V_s - V_o)} = T - t_a; \quad t_a = T - \frac{2 L \alpha I_{o\text{nom}}}{(V_i - V_s - V_o)} \quad (2.25)$$

en donde observamos la restricción para $t_a > 0$:

$$T > \frac{2 L \alpha I_{o\text{nom}}}{(V_i - V_s - V_o)} \quad (2.26.a)$$

o:

$$f < \frac{(V_i - V_s - V_o)}{2 L \alpha I_{o\text{nom}}} \quad (2.26.b)$$

donde normalmente los valores de "f" estarán muy por encima de los valores típicos de operación (10 KHz a 30 KHz), que además está restringido por los retardos en la conmutación del interruptor (t_r, t_f y t_s). Actualmente se han estado desarrollando técnicas en la conmutación, que están llevando a las fuentes conmutadas a frecuencias del orden de 200 KHz, aún utilizando el transistor bipolar como elemento de conmutación. En modelos de desarrollo se ha encontrado que para potencia media (100 Watts) la frecuencia óptima de operación es del orden de 200 KHz. Fuentes con niveles de tensión bajos, pueden operar aún en frecuencias mayores, siendo del orden de 300 a 600 KHz. Si se reemplaza el conmutador bipolar por MOSFET'S de potencia se alcanzan frecuencias de conmutación en el orden de 1MHz, por lo menos en diseños de baja potencia.

CALCULO DE "C".-- Una vez que se ha determinado el valor de -- "I", se procede a determinar el valor del capacitor "C" de sa lida. El capacitor es calculado para que presente un nivel es pecifico de rizo máximo. Para determinar este rizo, se toma - la corriente promedio por ciclo de carga y descarga del capa- citor "C".

Si consideramos las corrientes que entran y salen en el nodo de salida (B) (ver Fig. 2.10), tendremos:

$$I_L + I_C = I_{be} \quad \text{--- -- -- -- --} \quad (2.30)$$

Si observamos la Fig. 2.13 A y B, vemos - que en el inicio de t_c , $I_L = I_{be} - \Delta I_L$, para cumplir con la -- ecuación (2.30) la corriente del capacitor será: $I_C = \Delta I_L$. Para $t = \frac{t_c}{2}$, la corriente $I_L = I_{be}$ por lo tanto, $I_C = 0$, al final de t_c la corriente del inductor es: $I_L = I_{be} + \Delta I_L$, por lo tanto $I_C = -\Delta I_L$, es decir, la corriente entra en el ca pacitor a diferencia del inicio de t_c , que el capacitor entrega corriente.

De la Fig. 2.13.B, observamos que la co-- rriente I_C , excursiona desde cero a $(+)$ $\frac{\Delta I_L}{2}$, regresa a cero hasta $(-)$ $\frac{\Delta I_L}{2}$, es decir, muestra una amplitud pico a pico de - ΔI_L con simetría en el eje del tiempo (t). Redibujando la -- Fig. 2.13.B y considerando la parte positiva para obtener la corriente promedio y determinar el incremento de voltaje δ de rizo a la salida.

Observamos:

$$I_{C\text{AV}} = \frac{I_{C\text{max}}}{2} = \frac{\frac{\Delta I_L}{2}}{2} = \frac{\Delta I_L}{4}$$

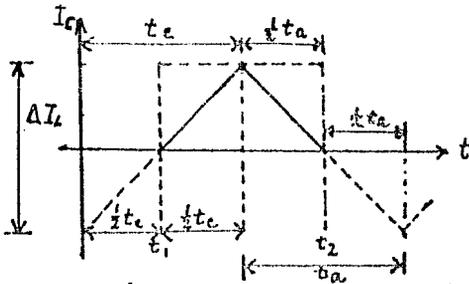


Fig. 2.14

de la ecuación de carga en un capacitor:

$$Q = CV$$

$$\Delta Q = C \Delta V$$

$$\frac{\Delta Q}{\Delta t} = C \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

Pero: $\frac{\Delta Q}{\Delta t} = I_{c,AV} = C \frac{\Delta V}{\Delta t}$

donde: $\Delta V = V_{rpp} = \frac{1}{C} I_{c,AV} \Delta t$

$$V_{rpp} = \frac{1}{C} \frac{\Delta I_L}{4} \left(\frac{1}{2} t_c + \frac{1}{2} t_a \right)$$

$$V_{rpp} = \frac{\Delta I_L}{8C} (t_c + t_a) = \frac{\Delta I_L}{8C} T \quad \text{--- (2.31)}$$

Sustituyendo ΔI_L de (2.21) en (2.31):

$$V_{rpp} = \frac{(V_o + V_b)(T - t_c)}{LC} \frac{T}{8}$$

$$V_{rpp} = \frac{(V_o + V_b)(T - t_c)T}{8LC} \quad \text{--- (2.32.a)}$$

o:

$$C = \frac{(V_o + V_b)(T - t_c)T}{8L V_{rpp}} \quad \text{--- (2.32.b)}$$

2.1.2 REGULADOR REDUCTOR CONMUTADO SERIE.

Si al circuito convertidor analizado anteriormente, se le agrega un circuito de control que regule la tensión de salida, modificando el ciclo de trabajo (t_c/T) del interruptor, obtenemos una fuente de tensión regulada. En el sentido estricto se le llama "Regulador reductor conmutado serie con variación del ciclo de trabajo". El ciclo de trabajo (t_c/T) puede ser modificado variando el tiempo de conducción (t_c) a frecuencia constante, permaneciendo t_c constante y variando la frecuencia de operación ó ambos (t_c y f). El tipo de control y su implementación será tratado en el punto -- (2.4). El arreglo básico del circuito regulador se observa en la Fig. 2.15.

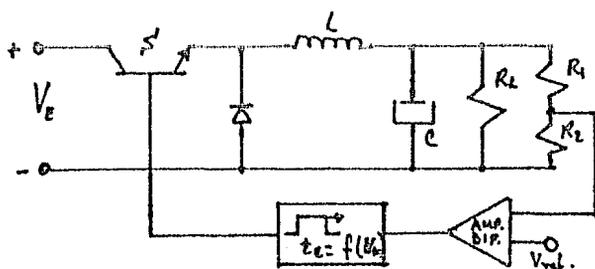


Fig. 2.15 Regulador reductor conmutado con variación del ancho de pulso.

2.1.3. EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR SERIE CONMUTADO.

Partiendo de la definición de eficiencia de igual forma que anteriormente:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} ; \quad \begin{aligned} P_o &= I_o V_o \\ P_i &= I_i V_i \end{aligned}$$

donde I_i = corriente promedio de entrada.

Observando la Fig. 2.11.e:

$$I_{i\text{prom}} = I_i = \frac{I_L}{2} \frac{t_c}{t_c + t_a}$$

pero de la ecuación 2.17:

$$t_a = \left(\frac{V_i - V_s - V_o}{V_o + V_b} \right) t_c$$

de: $I_{LP} = 2I_o$; $I_o = \frac{I_{LP}}{2}$

sustituyendo en la expresión anterior:

$$I_i = \frac{I_{LP}}{2} \frac{t_c}{t_c + \left(\frac{V_i - V_s - V_o}{V_o + V_b} \right) t_c} = I_o \frac{V_o + V_b}{V_o + V_b + V_i - V_s - V_o}$$

$$I_i = I_o \frac{V_o + V_b}{V_i + V_b - V_s}$$

finalmente:

$$\eta = \frac{I_o V_o}{I_o V_i \frac{V_o + V_b}{V_i + V_b - V_s}} = \frac{V_o (V_i + V_b - V_s)}{V_i (V_o + V_b)}$$

$$\eta = \frac{V_o}{V_i} \left(\frac{V_i + V_b - V_s}{V_o + V_b} \right) \text{ --- (2.32.c)}$$

2.2 CONVERTIDOR AUMENTADOR (STEP UP) "SHUNT" CONMUTADO CON ANCHO DE PULSO MODULADO (RINGING CHOKE).

En la Fig. 2.16 se muestra el circuito de este convertidor. A diferencia del anterior, el cual únicamente puede producir salidas menores que a la tensión de entrada, el convertidor aumentador es capaz de producir tensiones mayores a la tensión de entrada.

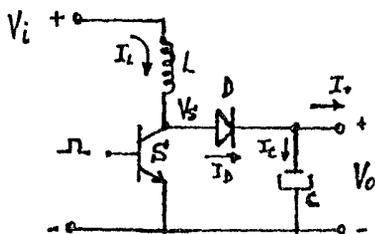


Fig. 2.16 Convertidor aumentador (Step-Up) conmutado.

Cuando el transistor (interruptor) "S" satura, V_s cae aproximadamente a cero volts ($V_{s\text{sat}}$), por lo tanto el voltaje ($V_i - V_s$) es aplicado en el inductor "L", ocasionando que I_L aumente linealmente. El diodo "D" se encuentra polarizado en reversa ya que $V_o > V_s$ ocasionando que $I_D = 0$ por lo tanto no fluye corriente hacia la salida. Cuando "S" corta, la corriente I_L no puede cortarse bruscamente por lo que V_s se va a $V_o + V_D$ polarizando en directa al diodo "D" ocasionando que circule corriente hacia la salida (I_D), la corriente I_L decrete en forma lineal dada por $[V_i - (V_o + V_D)] / L$.

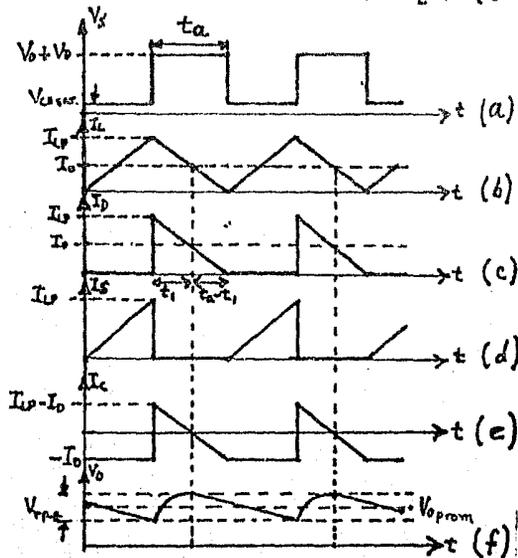


Fig. 2.17 Formas de onda del convertidor aumentador (Step-Up).

Considerando el análisis anterior y en el instante en que el transistor (S) es saturado, $V_s = V_{SAT}$, -- por lo tanto la variación de corriente de (L) está dada por la siguiente expresión:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_i - V_{SAT}}{L} \text{ ----- (2.33)}$$

La corriente a través del inductor continuará aumentando linealmente dada por la pendiente de la ecuación (2.33) mientras el transistor (interruptor) "S" permanezca saturado (cerrado), así como el inductor "L" no alcance su saturación. La corriente del inductor está dada en cualquier instante dado por:

$$I_L = \frac{(V_i - V_{SAT})t}{L} \text{ ----- (2.34)}$$

La corriente pico del inductor (L), estará dada por el tiempo de encendido del transistor (t_c) y la ecuación (2.34), que resulta:

$$I_{LP} = \frac{(V_i - V_{SAT})t_c}{L} \text{ ----- (2.35)}$$

Al finalizar el tiempo de conducción (t_c), el transistor (S) es cortado y el inductor (L) genera un voltaje que polariza al diodo (D) en directa, haciendo que la corriente I_L fluya a través del diodo (D) hacia la carga y el capacitor de salida (C).

La corriente I_L , ahora decrece, el voltaje V_s ahora está dado por:

$$V_s = V_o + V_b$$

y la variación de la corriente I_L está dada por:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_i - (V_o + V_b)}{L} = - \frac{(V_o + V_b - V_i)}{L} \quad \text{---(2.37)}$$

La corriente I_L del inductor durante el tiempo de apagado o no-conducción (t_a) y considerando la condición inicial (I_{LP}), está dada por:

$$I_L = I_{LP} - \frac{(V_o + V_b - V_i)}{L} t_a \quad \text{---(2.38)}$$

Considerando que la corriente a través del inductor (L) llega a cero al término del tiempo de apagado (t_a), sustituyendo la ecuación (2.35) en (2.38), tendremos:

$$I_L = 0 = \frac{(V_i - V_{sAR})}{L} t_c - \frac{(V_o + V_b - V_i)}{L} t_a$$

$$\frac{(V_i - V_{sAR})}{L} t_c = \frac{(V_o + V_b - V_i)}{L} t_a$$

$$\frac{t_c}{t_a} = \frac{V_o + V_b - V_i}{V_i - V_{sAR}} \quad \text{---(2.39)}$$

La ecuación (2.39) nos dá la relación entre el tiempo de conducción (t_c) y el tiempo de apagado (t_a), bajo la consideración de que el voltaje de salida (V_o) permanece en un nivel prácticamente constante.

Ahora, para que el voltaje de salida (V_o) promedio permanezca constante, la corriente promedio del capacitor de salida debe de ser cero, es decir, la corriente promedio del diodo (I_D) debera ser igual a la corriente de

salida I_o , es decir:

$$I_{pCOM} = -\frac{I_{LP}}{2} t_a = I_o(t_c + t_a)$$

de (2.39):

$$I_{LP} = 2I_o \frac{t_c + t_a}{t_a} = 2I_o \left[\frac{(V_o + V_b - V_i)t_a + t_a}{t_a} \right]$$

$$I_{LP} = 2I_o \left(\frac{V_o + V_b - V_i}{V_i - V_{SAT}} \right) + I$$

finalmente:

$$I_{LP} = 2I_o \left(\frac{V_o + V_b - V_{SAT}}{V_i - V_{SAT}} \right) - - - - - (2.40)$$

2.2.1 FILTRO L-C Y DIODO PARA EXTRAER LA COMPONENTE DE D.C. DEL CONVERTIDOR AUMENTADOR "SHUNT" CONMUTADO.

Observando la forma de onda de la Fig. 2.17.c y por triangulos proporcionales tendremos:

$$\frac{I_{LP}}{I_o} = \frac{t_a}{t_a - t_1}$$

donde T_1 = tiempo durante el cual el capacitor de salida (C) recibe carga.

despejando T_1 :

$$t_1 = \left(1 - \frac{I_o}{I_{LP}} \right) t_a - - - - - (2.41)$$

Para obtener el valor del capacitor de salida se considera un voltaje de pico a pico de rizo deseado ----- (V_{r-p}), observando las gráficas 2.17.c y 2.17.f, vemos que el capacitor alcanza su carga de su valor mínimo al máximo en el tiempo T_1 contenido en el tiempo de apagado o no-conducción

del interruptor, la corriente promedio del capacitor estará dada por:

$$I_{C\text{prom}} = \frac{I_{Lp} - I_o}{2} \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (2.42)$$

Considerando su comportamiento incremental del capacitor tenemos:

$$Q = CV$$

$$\Delta Q = C \Delta V$$

$$\Delta V = \frac{1}{C} \Delta Q \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (2.43)$$

si lo consideramos con respecto al tiempo tendremos:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{1}{C} \frac{\Delta Q}{\Delta t}$$

pero: $\frac{\Delta Q}{\Delta t} =$ corriente promedio del capacitor $= I_{C\text{prom}}$

$\Delta V =$ voltaje pico-pico de rizo $= V_{r.p-p}$

$\Delta t =$ tiempo empleado para obtener $V_{r.p-p}$

donde: $\uparrow \Delta t = t_1$; $\downarrow \Delta t = (t_a - t_1) + t_c$

por lo tanto:

$$\Delta V = V_{r.p-p} = \frac{1}{C} \uparrow I_{C\text{prom}} t_1 = \frac{1}{C} \downarrow I_{C\text{prom}} (t_a - t_1 + t_c) \quad (2.44)$$

donde $\uparrow I_{C\text{prom}} =$ corriente de carga promedio en el capacitor

$\downarrow I_{C\text{prom}} =$ corriente de descarga promedio de el capacitor.

Sustituyendo la ecuación 2.42 en 2.44 para T_1 en carga:

$$V_{r.p-p} = \frac{1}{C} \frac{I_{Lp} - I_o}{2} t_1 \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (2.45)$$

Sustituyendo 2.41 en 2.45:

$$V_{r.p-p} = \frac{1}{C} \frac{I_{Lp} - I_o}{2} \left(1 - \frac{I_o}{I_{Lp}}\right) t_a$$

reduciendo:

$$V_{r.p-p} = \frac{1}{C} \frac{I_{Lp} - I_o}{2} \left(\frac{I_{Lp} - I_o}{I_{Lp}}\right) t_a$$

finalmente:

$$V_{r.p-p} = \frac{(I_{LP} - I_o)^2}{2 I_{LP}} \frac{t_a}{c} \text{ --- --- --- --- --- (2.46)}$$

o "C" en función del voltaje

$$c = \frac{(I_{LP} - I_o)^2}{2 I_{LP}} \frac{t_a}{V_{r.p-p}} \text{ --- --- --- --- --- (2.47)}$$

para obtener el valor del inductor "L" partimos de la ecuación

$$2.35: \quad L = \frac{(V_i - V_{SAT})}{I_{LP}} t_c$$

sustituyendo el valor de I_{LP} de ecuación (2.40) tendremos:

$$L = \frac{(V_i - V_{SAT})}{2 I_o \frac{V_o + V_b - V_{SAT}}{V_i - V_{SAT}}} t_c$$

es decir:

$$L = \frac{(V_i - V_{SAT})^2 t_c}{2 I_o (V_o + V_b - V_{SAT})} \text{ --- --- --- --- --- (2.48)}$$

2.2.2 EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR AUMENTADOR "SHUNT" CONMUTADO

La eficiencia del sistema por definición

está dada por:

$$\eta = \frac{P \text{ salida}}{P \text{ entrada}} = \frac{P_o}{P_i} \text{ ----- (2.49)}$$

$$P_o = V_o \times I_o$$

y: $P_i = V_i \times I_i$

donde $I_i = \frac{I_{LP}}{2}$ (corriente promedio de entrada)

pero de ecuación (2.40):

$$I_i = \frac{2 I_o}{2} \left(\frac{V_o + V_b - V_{SAT}}{V_i - V_{SAT}} \right) = I_o \left(\frac{V_o + V_b - V_{SAT}}{V_i - V_{SAT}} \right)$$

sustituyendo en (2.49):

$$\eta = \frac{V_o I_o}{V_i \left[I_o \left(\frac{V_o + V_D - V_{SAT}}{V_i - V_{SAT}} \right) \right]} = \frac{V_o (V_i - V_{SAT})}{V_i (V_o + V_D - V_{SAT})}$$

finalmente en porciento:

$$\% \eta = \frac{V_o}{V_i} \left(\frac{V_i - V_{SAT}}{V_o + V_D - V_{SAT}} \right) \times 100 \text{ ----- (2.50)}$$

Se aclara que éste expresión no incluye las pérdidas en los transitorios de conmutación, mas sin embargo dá una gran aproximación con mayor simplicidad.

2.3 INVERSOR

El convertidor inversor según se muestra en la Fig. 2.18, tiene la característica principal de generar un voltaje de salida de polaridad opuesta al voltaje de entrada.

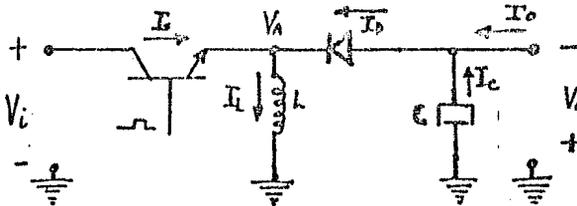


Fig. 2.18 Circuito convertidor inversor

El comportamiento del circuito se describe de la siguiente manera:

Cuando el interruptor "S" se cierra, V_A toma el valor de: $V_i - V_{SAT}$, si consideramos en este caso que $V_A = V_L$, tendremos:

$$V_L = V_i - V_{SAT} \text{ ----- (2.51)}$$

A partir de que se imprime éste voltaje en el inductor "L", empieza a incrementarse la corriente del

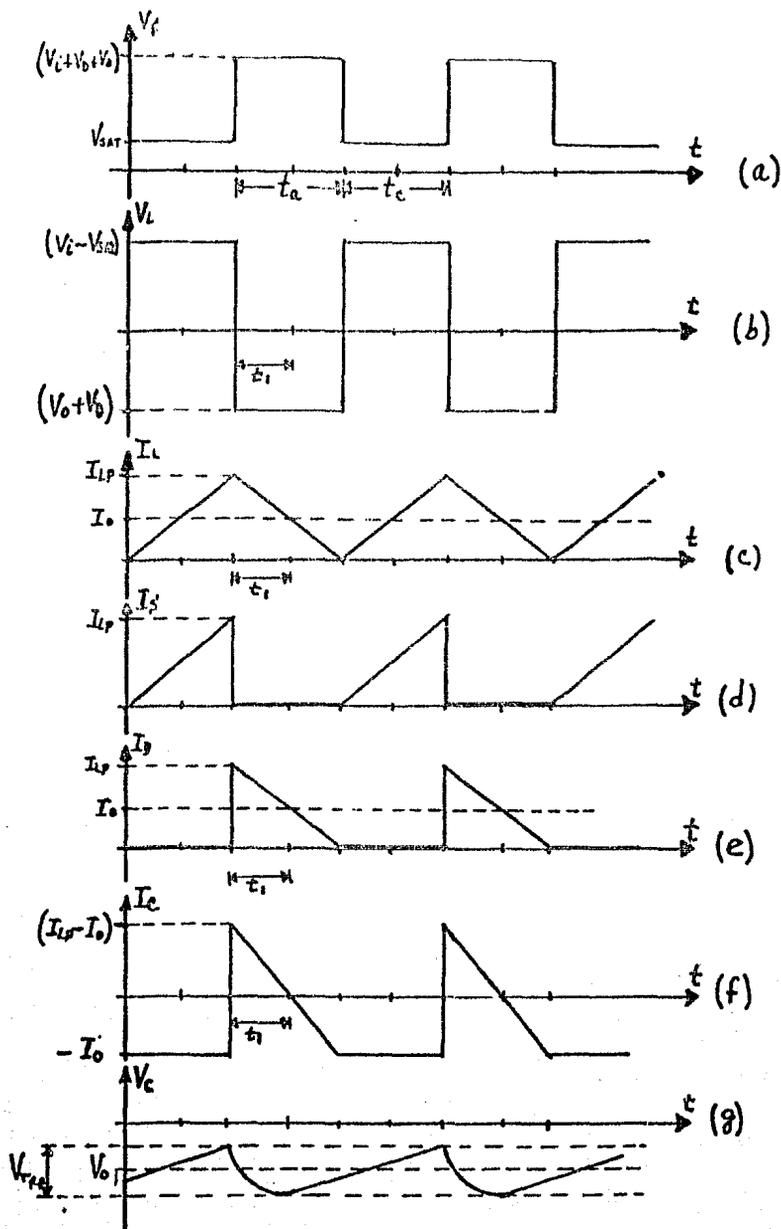


Fig. 2.19 Formas de onda del convertidor inversor.

inductor (I_L), considerando el estado estable de operación, la corriente excursionera de un valor práctico considerado "cero sin llegar a ser cero", por consiguiente tendremos:

$$I_L = \frac{V_L}{L} t = \frac{(V_i - V_{set})}{L} t \quad (2.52)$$

Si consideramos un tiempo de encendido t_c , al final de éste tendremos una corriente de inductor máxima (I_{Lp}) a partir de la expresión (2.52):

$$I_{Lp} = \frac{(V_i - V_{set})}{L} t_c \quad (2.52)$$

Al abrir el interruptor, el inductor tiene un estado de corriente I_{Lp} , la cual polariza al diodo en directa produciendo una corriente $\bar{I}_D = I_L$ durante el tiempo de apagado t_a , en el cual el interruptor permanece cortado, al término del tiempo t_a , la corriente I_L regresará al valor original en que se encontraba al inicio del tiempo de conducción (t_c) y así sucesivamente de tal manera que la corriente promedio de el inductor (I_L) iguala a la corriente de salida (I_o). Al inicio del tiempo de apagado t_a , el voltaje en V_A será igual:

$$V_A = V_L = -(V_o + V_b) \quad (2.53)$$

De igual forma la corriente I_L empieza a decrecer linealmente, considerando que el voltaje V_o presenta una variación prácticamente despreciable con respecto a los valores de tensión trabajados. En base a ésta consideración tendremos:

$$I_L = -\frac{(V_o + V_b)}{L} t_a \quad (2.54)$$

Como estamos considerando $I_{L\min} \approx 0$, tendremos que ΔI cuando incrementa = ΔI cuando decrementa, o de otra manera:

$$o': \quad \uparrow \Delta I = \downarrow \Delta I ; \quad (\text{En magnitud})$$

$$\frac{(V_i - V_{SAT}) t_c}{L} = \frac{(V_o + V_b) t_a}{L}$$

$$\frac{t_c}{t_a} = \frac{(V_o + V_b)}{(V_i - V_{SAT})} \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad \text{---} \quad (2.55)$$

La ecuación (2.55) nos dá la relación del tiempo de conducción t_c con respecto al tiempo de apagado t_a .

Para que el voltaje de salida permanezca constante, la corriente promedio del capacitor (I_c) de carga y descarga debe ser igual a cero, para que ésto suceda, la corriente del diodo (I_D) promedio tendrá que ser igual a I_o , por lo tanto:

$$I_{D\text{prom}} = \frac{I_{LP}}{2} t_a = I_o (t_a + t_c)$$

$$I_{LP} = 2 I_o \frac{(t_a + t_c)}{t_a} \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad \text{---} \quad (2.56)$$

despejando T_c de (2.54) y sustituyendo en (2.56), tendremos:

$$I_{LP} = 2 I_o \left[t_a + \frac{(V_o + V_b)}{(V_i - V_{SAT})} t_a \right] = 2 I_o \left(1 + \frac{V_o + V_b}{V_i - V_{SAT}} \right)$$

$$I_{LP} = 2 I_o \left(\frac{V_i - V_{SAT} + V_o + V_b}{V_i - V_{SAT}} \right) \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad \text{---} \quad (2.57)$$

La ecuación (2.57) nos determina el valor de corriente máxima del inductor bajo las condiciones de I_o nominal y V_o nominal,

así como $I_{Lmin} \approx 0$ sin llegar a ser cero.

2.3.1 FILTRO L-C Y DIODO COMO ELEMENTOS DEL INVERSOR.

El valor de "L" se puede obtener una vez - que se determina la corriente pico de el inductor (I_{LP}) a partir de la expresión (2.57), el valor de la corriente pico obtenida se sustituye en la ecuación (2.52) ó (2.54), cabe aquí considerar que las frecuencias de operación oscilan entre 10 - Khz a 30 Khz por restricciones de material y costo. Con ésta - base se estima la frecuencia y se determina un tiempo de conducción, los rangos de ciclo de trabajo o frecuencia definitiva se podrán obtener de la expresión (2.55), al reemplazar el tiempo de conducción (T_c) en (2.55) se obtiene el tiempo de - apagado (t_a) y consigo la frecuencia y ciclo de trabajo, considerando que:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_a + t_c}$$

y:

$$\text{ciclo de trabajo} = \frac{t_c}{T}$$

El valor del inductor "L" estará dada por una variante de las ecuaciones (2.52) ó (2.54) considerados - en magnitud:

$$L = \frac{(V_o + V_b)}{I_{LP}} t_a = \frac{(V_i - V_{SAT})}{I_{LP}} t_c \quad [Hy] \quad \text{--- (2.58)}$$

Para obtener el valor del capacitor "C", - hay que considerar un valor de voltaje de rizo pico a pico - (V_{r-p}) y además la corriente del capacitor promedio (I_{Cprom}) igual a cero, desarrollando en base a esto tendremos: de acuerdo a la Fig. 2.19.e:

$$\frac{I_{LP}}{t_a} = \frac{I_0}{t_a - t_i}$$

$$\delta: t_a - t_i = \frac{I_0}{I_{LP}} t_a$$

$$t_i = t_a - \frac{I_0}{I_{LP}} t_a = \left(1 - \frac{I_0}{I_{LP}}\right) t_a \quad \text{--- (2.59)}$$

Observando la forma de onda de la Fig. 2.19.f, vemos que - para obtener un incremento de voltaje (ΔV) en el capacitor de V_0 , el capacitor recibe una "corriente" promedio (I_{Cprom}) en el tiempo t_i , de:

$$I_{Cprom} = \frac{I_{LP} - I_0}{2} \quad \text{--- (2.60)}$$

Partiendo de la ecuación del capacitor que relaciona la carga (Q) y el voltaje (V), en su forma incremental de valores promedio tendremos:

$$V = \frac{1}{C} Q$$

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{1}{C} \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{1}{C} I_{Cprom}$$

$$\Delta V = V_{P-P} = \frac{1}{C} I_{Cprom} \Delta t = \frac{1}{C} I_{Cprom} t_i \quad \text{--- (2.61)}$$

sustituyendo (2.59) y (2.60) en (2.61):

$$V_{P-P} = \frac{1}{C} \frac{(I_{LP} - I_0)}{2} \left(1 - \frac{I_0}{I_{LP}}\right) t_a$$

$$V_{P-P} = \frac{1}{C} \frac{(I_{LP} - I_0)}{2} \frac{(I_{LP} - I_0)}{I_{LP}} t_a$$

$$V_{P-P} = \frac{(I_{LP} - I_0)^2}{2 I_{LP}} \frac{t_a}{C}$$

finalmente obtenemos el valor del capacitor "C":

$$C = \frac{(I_{LP} - I_0)^2}{2 I_{LP}} \frac{t_a}{V_{P-P}} \quad [Fd] \quad \text{--- (2.62)}$$

2.3.2 EFICIENCIA DEL INVERSOR.

La eficiencia del inversor estará dada -- por la relación de potencia de salida sobre la entrada, es decir:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \text{ --- --- --- (2.63)}$$

la potencia de entrada estará dada por el voltaje de entrada multiplicado por la corriente, o sea:

$$P_i = V_i I_i \text{ --- --- --- (2.64)}$$

donde:

I_i = corriente de entrada promedio.

Si observamos la forma de onda de la Fig. 2.19.d, correspondiente a la corriente del interruptor (I_s), considerando que

$I_s = I_i$, tendremos:

$$I_i = \frac{I_{sp}}{2} \frac{t_c}{t_c + t_a} \text{ --- --- --- (2.65)}$$

sustituyendo (2.55) y (2.57) en (2.65):

$$I_i = \frac{2 I_o \left(\frac{V_i - V_{sat} + V_o + V_D}{V_i - V_{sat}} \right)}{2} \frac{\left(\frac{V_o + V_D}{V_i - V_{sat}} \right) t_a}{t_a + \left(\frac{V_o + V_D}{V_i - V_{sat}} \right) t_a}$$

$$I_i = I_o \left(\frac{V_i - V_{sat} + V_o + V_D}{V_i - V_{sat}} \right) \frac{\left(\frac{V_o + V_D}{V_i - V_{sat}} \right)}{\left(\frac{V_i - V_{sat} + V_o + V_D}{V_i - V_{sat}} \right)}$$

$$I_i = I_o \left(\frac{V_o + V_D}{V_i - V_{sat}} \right) \text{ --- --- --- (2.66)}$$

sustituyendo (2.66) en (2.64):

$$P_i = V_i I_o \left(\frac{V_o + V_D}{V_i - V_{sat}} \right) \text{ --- --- --- (2.67)}$$

considerando $P_o = V_o I_o$ y sustituyendo (2.67) en (2.63):

$$\eta = \frac{V_o I_o}{V_i I_o \left(\frac{V_o + V_D}{V_i - V_{S2b}} \right)}$$

finalmente tendremos:

$$\eta = \frac{V_o (V_i - V_{S2b})}{V_i (V_o + V_D)}$$

cabe hacer notar que el valor de V_o se considera en valor -- absoluto, por lo tanto:

$$\eta = \frac{|V_o|}{V_i} \frac{(V_i - V_{S2b})}{(|V_o| + V_D)} \text{ ---- (2.68)}$$

Recordando que la expresión anterior no incluye las pérdidas en los transitorios de conmutación pero si lanza un valor bas tante aproximado y simplifica el cálculo.

Es importante tener en cuenta los siguien tes dos casos en cuanto a la carga:

- a). Si $I_o \approx$ constante.
- b). Si I_o varia de un valor I_o máximo a un valor I_o mínimo.

En el primer caso para el cálculo de los tres tipos de convertidores, en lo referente al inductor (L) y el capacitor (C), se considera su valor nominal, obviamente su I_o que es constante.

En el segundo caso, como se indica en el desarrollo del convertidor reductor, se obtiene el factor -- $a = \frac{I_{o \text{ min.}}}{I_{o \text{ nom.}}}$, y para el cálculo del inductor (L) se sustitu ye I_o por aI_o , es decir: $I_o \equiv aI_o$; que relaciona ----- $I_{o \text{ min.}} = aI_{o \text{ nom.}}$. Para el cálculo del capacitor (C), se consi-

dera en el primer caso, su I_o nominal y para el segundo su I_o máximo, reemplazando I_o por I_o máximo.

2.4 CONTROL DEL REGULADOR CONUTADO.

Como se mencionó inicialmente, el método de control se puede llevar a efecto de dos formas diferentes:

- i) Variación del ancho de pulso (Frec. constante)
- ii) Variación de la frecuencia (ancho de pulso Cte.).

En la Fig. 2.20 se muestra un tipo de regulador que emplea el control por variación del ancho de pulso y en la Fig. 2.21 se emplea el control por variación de \pm frecuencia.

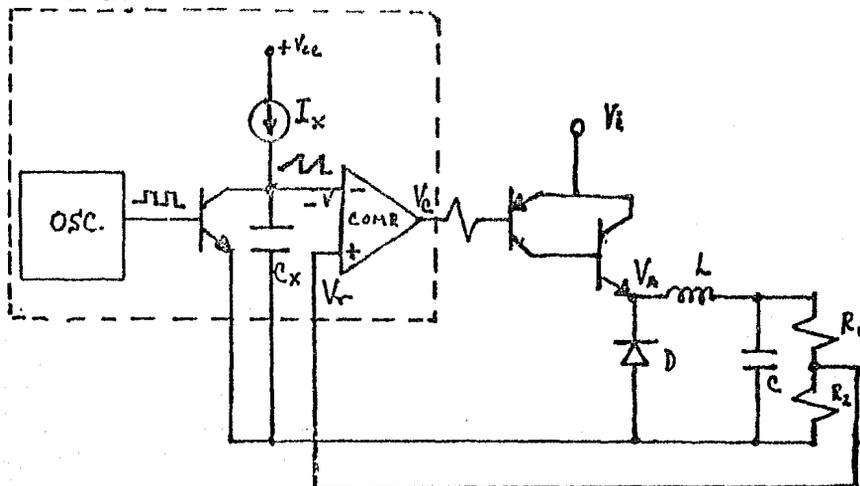


Fig. 2.20 REGULADOR CONUTADO EMPLEANDO CONTROL POR VARIACION DE ANCHO DE PULSO (FRECUENCIA CONSTANTE).

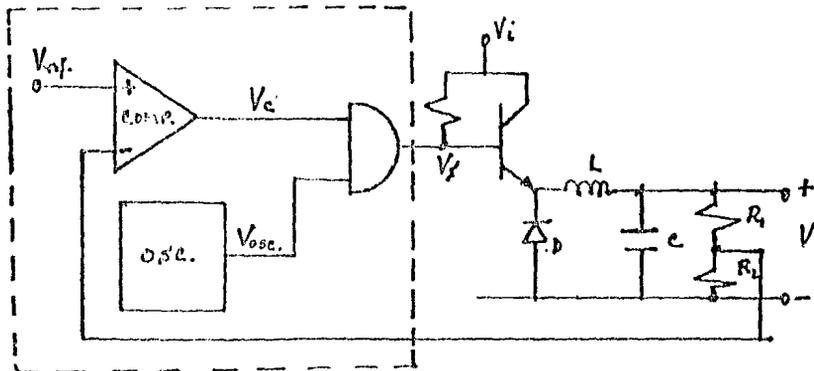


Fig. 2.21 REGULADOR CONMUTADO EMPLEANDO CONTROL POR VARIACION DE FRECUENCIA (ANCHO DE PULSO CONSTANTE).

2.4.1. CONTROL POR ANCHO DE PULSO MODULADO.

Con referencia a lo anterior, el control por variación de ancho de pulso (modulado), normalmente se produce a frecuencias constante, actualmente del orden de 10 khz a 30 khz típico. Si consideramos la zona encerrada por la línea punteada de la Fig. 2.20 y la redibujamos en detalles en la Fig. 2.22, obtendremos un circuito básico de control por variación de ancho de pulso.

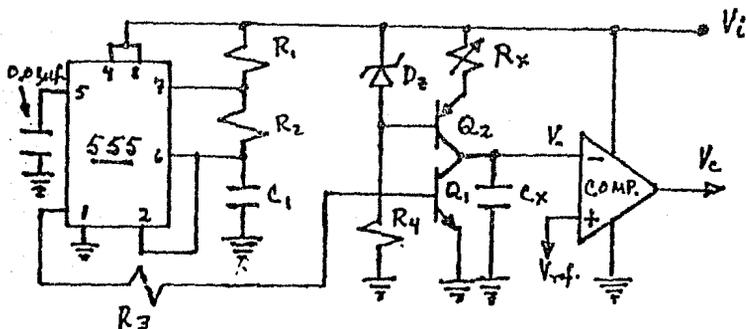


Fig. 2.22 CIRCUITO DE CONTROL POR VARIACION DE ANCHO DE PULSO.

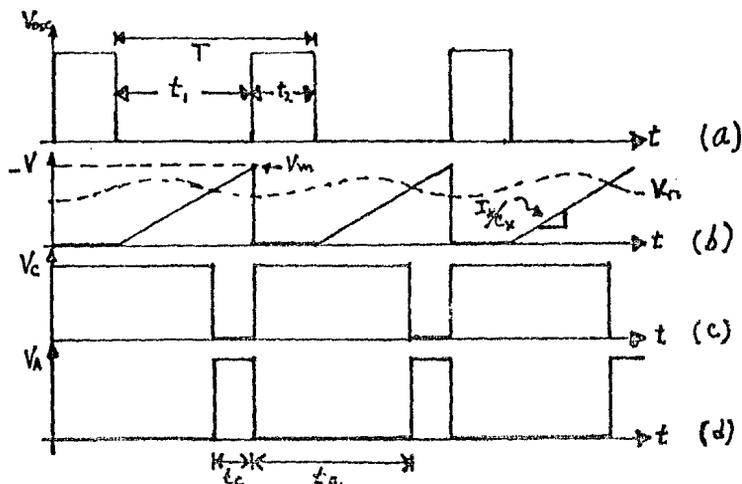


Fig. 2.23 FORMAS DE ONDA DEL CIRCUITO DE CONTROL DE LA Fig. 2.22.

El circuito oscilador está implementado por un integrado de uso común (Timer/555) cuya hoja de especificación se encuentra en el anexo. Una vez que se determinan los tiempos de operación cuyo cálculo se explica a lo largo del tema 2.1, se procede al cálculo de las componentes asociadas al circuito integrado 555 el cual opera en modo astable (multivibrador). La salida del astable excita al transistor Q_1 , que es el medio de descarga del capacitor C_x al inicio del pulso del astable, la excitación a través de la resistencia R_3 . La pendiente de la rampa lo determina el cociente dado por I_x/c_x , es decir, el capacitor C_x se carga al corriente constante (I_x), generando un voltaje ($-V$) que crece linealmente, al igualar el nivel de tensión $-V$ con el nivel realimentado, se inicia el tiempo de conducción (t_c) del pul

so que activa al interruptor ó transistor que funciona como tal.

Para determinar la corriente I_x , se considera un voltaje máximo mayor que el voltaje máximo realimentado (V_r) y este voltaje máximo realimentado de la rampa (V_m) dependerá del voltaje de alimentación de entrada (V_i). Se puede partir en forma práctica como $V_m = 2V_r$, y observando la Fig. 2.23 obtendríamos las siguientes relaciones.

Partiendo de la ecuación fundamental del capacitor:

$$Q = CV$$

en forma incremental:

$$\Delta Q = C \Delta V$$

con respecto al tiempo:

$$\frac{\Delta Q}{\Delta t} = I_{prom} = I_x = C \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

pero: $\Delta V = V_m$; cuando $\Delta t = t_i$,
por lo tanto:

$$I_x = C \frac{V_m}{t_i} \text{-----} (2.69)$$

donde:

$$C = C_x$$

R_x estará dado por:

$$R_x = \frac{V_Z - V_{BE}}{I_x} \text{-----} (2.70)$$

Al observar la Fig. 2.23.b, vemos que si el voltaje V_r decrece debido a que el voltaje de salida regulado baja, provoca que el voltaje del comparador V_c se antici

pe de acuerdo a su ciclo anterior, incrementando el tiempo de conducción (t_c) del interruptor y por lo tanto aumentando la cantidad de energía que se transfiere a los elementos almacenadores, ocasionando que el voltaje de salida empiece a crecer, de igual manera se vé afectado el voltaje (V_r), ocasionando que el ancho de pulso se reduzca y así sucesivamente -- manteniendo el voltaje de salida dentro de un rango de variación predeterminado.

2.4.2 CONTROL POR VARIACION DE FRECUENCIA CON ANCHO DE PULSO CONSTANTE.

Refiriendonos a la Fig. 2.21, desglosando el circuito encerrado por las lines punteadas, lo redibujamos en la Fig. 2.24, en el cual observamos un circuito básico de control. En éste caso se está empleando una vez mas el C.I. 555 (Timer) como generador de pulso a una frecuencia fija y un ciclo de trabajo determinado. Los diodos D1 y D2 forman una compuerta "AND", el voltaje del comparador funciona como señal de "cerrojo" para permitir ó bloquear los pulsos del oscilador, dosificando de esta manera el número de pulsos requeridos y a una frecuencia menor que la del oscilador maestro (V_{osc}), quedando en función de la carga de salida. Observando la Fig. 2.25.a, vemos que la frecuencia del oscilador maestro es constante ($1/T$), con un ancho de pulso de t_c . Si vemos la Fig. 2.25.b, la raya continua "exagerada" representa el voltaje muestreado (V_r) de la salida, mientras que este voltaje permanece menor que el voltaje de referencia (V_{ref}), el voltaje del comparador (V_c) tendrá un nivel alto, permitiendo que pasen tantos pulsos como sean necesarios para al--

canzar el voltaje de salida requerido. In este momento el voltaje V_r iguala y hasta sobrepasa el valor V_{ref} , ocasionando -- que la salida del comparador se vaya bajo, cerrando de este modo la compuerta y evitar que pasen mas pulsos que ocasionarían un excesivo voltaje de salida. A medida que la carga lo

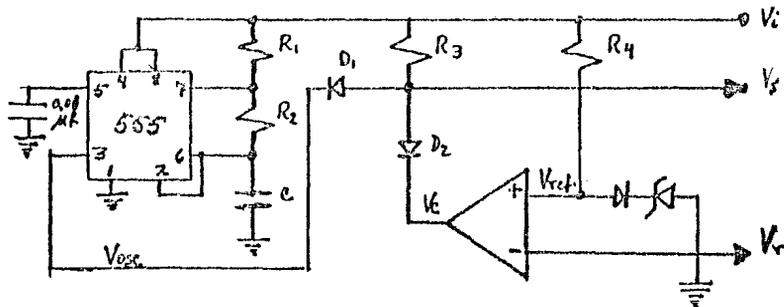


Fig. 2.24 CIRCUITO DE CONTROL POR VARIACION DE FRECUENCIA (ANCHO DE PULSO CONSTANTE).

va demandando, el voltaje de salida empieza a decrecer cruzando el valor de V_{ref} y repitiéndose de nuevo el ciclo. El periodo del ciclo dependera circunstancialmente de la carga y el voltaje de entrada (V_i). Para un voltaje mínimo de entrada y máxima carga de salida de diseño la frecuencia de V_r sera igual a la frecuencia del oscilador (V_{osc}), condición en el cual el voltaje de salida se encuentra en el umbral del rango de regulación. Por ésta razón la frecuencia del oscilador se calcula para el peor de los casos, es decir, máxima carga de salida y mínimo voltaje de entrada.

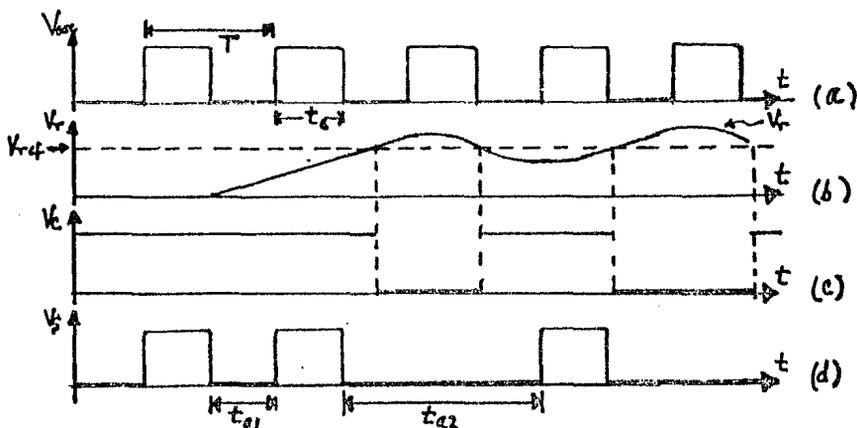


Fig. 2.25 FORMA DE ONDA DEL CIRCUITO DE CONTROL DE LA Fig. 2.24.

2.5 CONVERTIDOR CONMUTADO CON ANCHO DE PULSO MODULADO CON --- TRANSFERENCIA DE ENERGIA ACOPLADO POR TRANSFORMADOR SIM--- PLE.

Para bajos niveles de potencia se puede emplear una variante del "Ringing Choke", es decir, se sustituye el inductor por el primario de un transformador. Empleando el mismo principio de almacenamiento de energía en el primario del transformador durante el tiempo de conducción (t_c), la cual es transferida al secundario durante el tiempo de apagado.

El control de voltaje de salida (V_o) dependerá del ciclo de trabajo y de la relación de transformación. Refiriéndose a la Fig. 2.27 tendremos que:

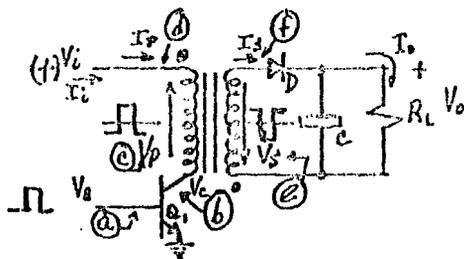
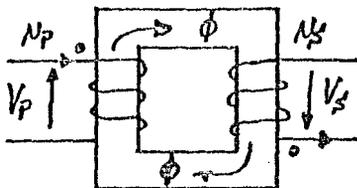


FIG. 2.26 CIRCUITO CONVERTIDOR ACOPLADO POR TRANSFORMADOR.



$$\frac{\Delta\phi}{\Delta t} N = V \dots (2.71)$$

$$\Delta\phi = \frac{V}{N} \Delta t \dots (2.72)$$

Fig. 2.27 REPRESENTACION DEL TRANSFORMADOR DE LA FIG. 2.26

Durante el tiempo de conducción (t_c), el flujo (ϕ) se incrementa a un valor máximo ($\Delta\phi\uparrow$). Durante el tiempo de apagado (t_a), el flujo (ϕ) decrecerá en la misma magnitud ($\Delta\phi\downarrow$), de tal manera que tendremos las siguientes expresiones, partiendo de (2.72):

$$\Delta\phi\uparrow = \frac{V_p}{N_p} t_c$$

$$\Delta\phi\downarrow = \frac{V_s}{N_s} t_a$$

Como en magnitud, tanto $\Delta\phi\uparrow$ y $\Delta\phi\downarrow$ deben de ser iguales, ya que de no serlos saturarían el núcleo, por lo tanto igualando (2.73) y (2.74):

$$\Delta\phi\uparrow = \Delta\phi\downarrow$$

$$\frac{V_p}{N_p} t_c = \frac{V_s}{N_s} t_a$$

$$V_{S'} = V_p \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \left(\frac{t_c}{t_a} \right) \text{ --- --- --- --- } (2.75)$$

Ahora si consideramos un volt como caída de tensión en el diodo rectificador de salida, tendremos como relación de transformación (N):

$$V_S = V_o + V_D \text{ --- --- --- --- } (2.76)$$

o:

$$V_S = V_o + I$$

Sustituyendo en (2.75):

$$N = \left(\frac{N_P}{V_o + I} \right) \left(\frac{t_c}{t_a} \right) \text{ --- --- --- --- } (2.??)$$

La operación del transformador difiere de los circuitos convencionales, en la consideración de las marcas de polaridad, es decir, durante el tiempo de conducción (t_c), las marcas de polaridad son positivas de tal manera que el circuito secundario refleja un circuito abierto, ya que el diodo (D) se encuentra polarizado en reversa. Durante el tiempo de apagado (t_a), las marcas de polaridad se vuelven negativas de tal manera que el diodo (D) se polariza en -

directa permitiendo que la energía almacenada en el primario durante el tiempo de conducción (t_c), sea transferida al secundario provocando la circulación de corriente que carga al capacitor de salida (C) a la vez que drena corriente hacia la carga (R_L) y el correspondiente incremento de tensión en V_o . En el punto 2.5.10 se tratará lo correspondiente al capacitor (C) y el diodo de salida (D), así como el diseño del transformador en el punto 2.5.9.

Es muy importante considerar que el voltaje colector-emisor del transistor de conmutación no exceda sus valores máximos de operación permitidos. El voltaje máximo --impreso entre colector y emisor, es la suma del voltaje de entrada más el voltaje reflejado del secundario al primario por la correspondiente relación de transformación..El voltaje de colector-emisor (V_{CE}) bajo estas condiciones estará dado por:

$$V_{CE(max)} = V_i + V_o \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \text{ --- --- --- --- --- } (2.78)$$

obteniendo V_o de (2.77):

$$V_o = V_p \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(\frac{t_c}{t_a} \right) - 1 \text{ --- --- --- --- --- } (2.79)$$

sustituyendo (2.79) en (2.78):

$$V_{CE(max)} = V_i + V_p \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(\frac{t_c}{t_a} \right) \left(\frac{N_p}{N_s} \right)$$

pero:

$$V_p \approx V_i$$

$$V_{CE(max)} = V_i + V_i \frac{t_c}{t_a}$$

$$V_{CE(max)} = V_i \left(1 + \frac{t_c}{t_a} \right) \text{ --- --- --- --- --- } (2.80)$$

2.5.1 EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR CON TRANSFORMADOR SIMPLE.

Considerando la Fig. 2.26 en la que se --
muestran las formas de onda de la Fig. 2.27.

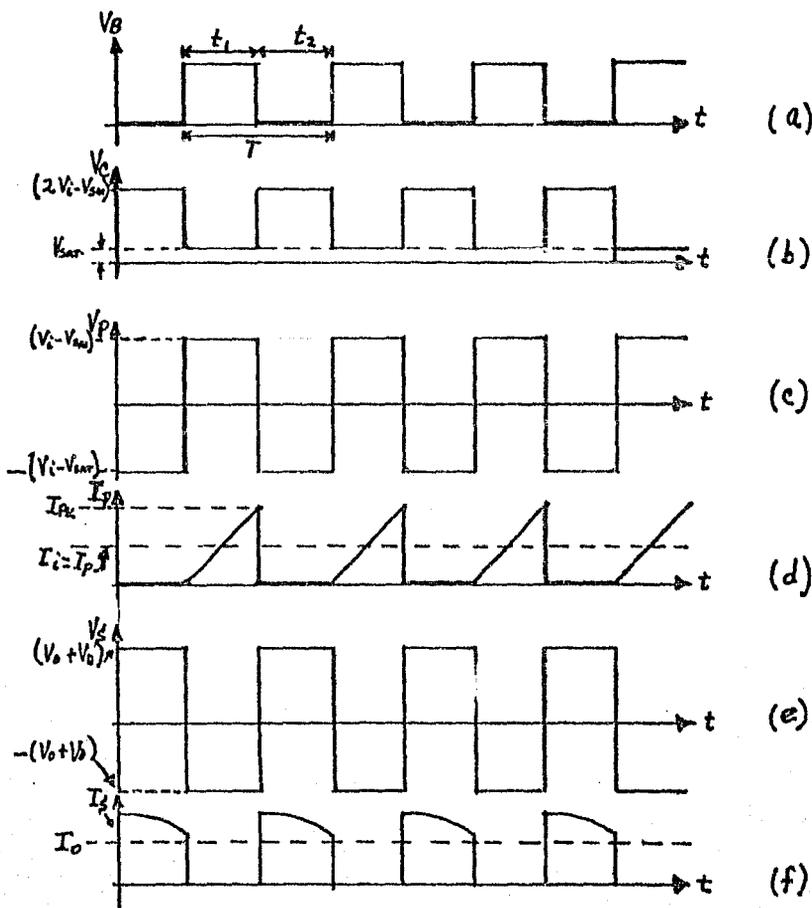


Fig. 2.27 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR SENCILLO.

Al tener un nivel bajo en la base del transistor (Q_1), éste permanecerá en estado de corte. Al presentarse el nivel alto (pulso), el transistor pasará al estado de saturación, en éste momento se imprime un voltaje en el primario $V_p = V_i - V_{SAT}$. La corriente en el primario (I_p) se irá incrementando linealmente con una pendiente dada por $(V_i - V_{SAT})/L_p$, considerando que L_p es el valor total de la inductancia en el primario del transformador, la corriente crecerá hasta un nivel máximo (I_{pik}) al final del tiempo de conducción (t_c). La energía almacenada en el primario del transformador durante el tiempo de conducción (t_c), es transferida al secundario por efecto transformador durante el tiempo de apagado ó corte (t_a).

La eficiencia del convertidor con transformador sencillo (un transistor) según la Fig. 2.26 está dado por:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (2.81)$$

si consideramos:

$$P_i = P_c + P_p \quad (2.82)$$

donde: P_c = Potencia disipada en el transistor.

P_p = Potencia entregada al primario del transformador.

P_i = Potencia de entrada al convertidor.

P_o = Potencia de salida en la carga.

P_s = Potencia de salida en el secundario del transformador.

Para obtener la potencia disipada por el

transistor, consideramos las formas de onda de la Fig. 2.27.b y 2.27.d:

$$i_c(t) = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{(V_i - V_{SAT})}{L_P} t ; & 0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & ; \quad t_1 < t \leq t_2 \end{array} \right\} \text{--- (2.83)}$$

$$V_c(t) = \left\{ \begin{array}{ll} V_{SAT} & ; \quad 0 \leq t \leq t_1 \\ V_i & ; \quad t_1 < t \leq t_2 \end{array} \right\} \text{--- (2.84)}$$

La potencia en el transistor en un instante (t) dado será:

$$P_c(t) = V_c(t) \times i_c(t) = \left\{ \begin{array}{ll} V_{SAT} \frac{(V_i - V_{SAT})}{L_P} t ; & 0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & ; \quad t_1 < t \leq t_2 \end{array} \right\} \text{--- (2.85)}$$

La potencia promedio disipado en el transistor estará dada por:

$$P_{c_{prom}}(t) = P_c = \frac{1}{T} \int_0^T P_c(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} V_{SAT} \frac{(V_i - V_{SAT})}{L_P} t dt + \int_{t_1}^{t_2} 0 dt \right]$$

$$P_c = \frac{1}{T} \left[\frac{1}{2} \frac{V_{SAT} (V_i - V_{SAT})}{L_P} t^2 \right]_0^{t_1} = \frac{1}{2TL_P} V_{SAT} (V_i - V_{SAT}) t_1^2$$

finalmente:

$$P_c = \frac{(V_i - V_{SAT}) V_{SAT}}{2TL_P} t_1^2 \text{--- (2.86)}$$

La potencia entregada al primario del transformador (P_p) está dada por:

$$P_p = \frac{1}{\eta_t} P_s \text{ --- --- --- --- --- (2.87)}$$

donde $\eta_t =$ Eficiencia del transformador.

$$\text{pero: } P_s = P_o + P_D \text{ --- --- --- --- --- (2.88)}$$

donde: $P_D =$ Potencia disipada en el diodo rectificador (promedio).

$$P_D = V_o I_o + V_D I_f \text{ --- --- --- --- --- (2.89)}$$

Pero I_f promedio debe ser igual a I_o para que el voltaje promedio del capacitor sea constante (Fig. 2.27.f) por lo tanto tendremos:

$$P_D = I_o V_D + I_o V_o = I_o (V_o + V_D) \text{ --- --- --- --- --- (2.90)}$$

sustituyendo (2.90) en (2.87):

$$P_p = \frac{1}{\eta_t} I_o (V_o + V_D) \text{ --- --- --- --- --- (2.91)}$$

sustituyendo (2.88) en (2.87):

$$P_p = \frac{1}{\eta_t} (P_o + P_D) \text{ --- --- --- --- --- (2.92)}$$

sustituyendo (2.92) en (2.82):

$$P_i = P_o + \frac{1}{\eta_t} (P_o + P_D) \text{ --- --- --- --- --- (2.93)}$$

finalmente sustituyendo en (2.81):

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + \frac{1}{\eta_t} (P_o + P_D)} \text{ --- --- --- --- --- (2.94)}$$

(2.88), (2.90) y (2.86) en (2.94):

$$\eta = \frac{V_o I_o}{\frac{(V_i - V_{sar}) V_{sar}}{2 L_p T} t_i^2 + \frac{1}{\eta_t} (V_o + V_D) I_o} \text{ --- --- --- --- --- (2.95)}$$

si consideramos la relación:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p}$$

ó sea:

$$\frac{(V_i - V_{sar})}{(V_o + V_b)} = \frac{I_o}{\frac{I_{pk}}{2} \frac{t_i}{T}}$$

de acuerdo a la Fig. 2.27, pero:

$$I_{pk} = \frac{(V_i - V_{sar})}{L_p} t_i$$

por lo tanto:

$$\frac{(V_i - V_{sar})}{(V_o + V_b)} = \frac{I_o}{\frac{(V_i - V_{sar})}{2 L_p} \frac{t_i}{T}}$$

reacomodando términos:

$$\frac{(V_i - V_{sar}) t_i^2}{2 L_p T} = \frac{(V_o + V_b) I_o}{(V_i - V_{sar})} \text{ --- (2.96)}$$

sustituyendo en (2.95):

$$\eta = \frac{V_o I_o}{\frac{(V_o + V_b) I_o V_{sar}}{(V_i - V_{sar})} + \frac{1}{\eta t} (V_o + V_b) I_o}$$

reduciendo:

$$\eta = \frac{V_o (V_i - V_{sar}) \eta t}{\eta t (V_o + V_b) V_{sar} + (V_o + V_b) (V_i - V_{sar})}$$

$$\eta = \frac{V_o (V_i - V_{sar}) \eta t}{(V_o + V_b) [(V_i - V_{sar}) + \eta t V_{sar}]} \text{ --- (2.97)}$$

2.5.2 CONVERTIDOR CONUTADO CON ANCHO DE PULSO MODULADO ACOPIADO POR TRANSFORMADOR CON MÚLTIPLES SALIDAS.

Al circuito convertidor de la Fig. 2.26,

se le puede agregar salidas adicionales a voltajes variados - incrementando el número de circuitos secundarios.

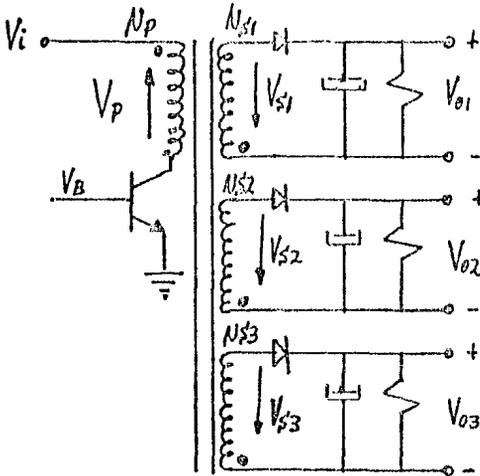


Fig. 2.28 CONVERTIDOR ACOPLADO POR TRANSFORMADOR CON MULTIPLES SALIDAS.

Estos voltajes de salida dependerán de su respectiva relación de transformación así como de la t_c/t_a , de igual manera que en el caso anterior, los voltajes de salida están dados por:

$$\left. \begin{aligned} V_{o1} &= V_i \left(\frac{N_{s1}}{N_p} \right) \left(\frac{t_c}{t_a} \right) \text{ ---- (a)} \\ V_{o2} &= V_i \left(\frac{N_{s2}}{N_p} \right) \left(\frac{t_c}{t_a} \right) \text{ ---- (b)} \\ V_{o3} &= V_i \left(\frac{N_{s3}}{N_p} \right) \left(\frac{t_c}{t_a} \right) \text{ ---- (c)} \end{aligned} \right\} \text{ ---- (2.98)}$$

2.5.3 REGULADOR CONMUTADO CON TRANSFORMADOR CON MULTIPLES SALIDAS.

$$\left. \begin{aligned} V_{o1} &= \left(\frac{N_{s1}}{N_{s3}} \right) V_{o3} \text{ --- --- (a)} \\ V_{o2} &= \left(\frac{N_{s2}}{N_{s3}} \right) V_{o3} \text{ --- --- (b)} \end{aligned} \right\} \text{ --- --- (2.100)}$$

2.5.4 CONVERTIDOR CONMUTADO CON TRANSFORMADOR DOBLE TRANSISTOR (PUSH-PULL).

Cuando se trabajan niveles altos de energía, es recomendable emplear los sistemas de transformador a doble transistor en configuración simétrica, cada uno de los transistores trabajan en su propio devanado ó transformador -almacenador de energía. Los transistores conducen almacenando energía en su correspondiente devanado primario en medios ciclos alternados. La energía almacenada en estos primarios es transferida al secundario ó secundarios en su caso, durante sus respectivos tiempos de apagado (t_a), el cual se presenta en cada semiciclo alternadamente. Existen algunos otros arreglos a transistor, pero por simplicidad el arreglo a "push-pull" es el más utilizado. La Fig. 2.30 nos muestra el circuito básico del convertidor "push-pull".

El circuito de la Fig. 2.30 convierte el voltaje primario de alimentación de D.C. a voltaje alterno -- (A.C.) de onda cuadrada en el devanado primario del transformador. Uno ó mas devanados secundarios se pueden emplear obteniéndose voltajes alternos de onda cuadrada, los cuales rectificados adecuadamente entregan un voltaje de D.C. con bajo nivel de rizo, dependiendo del elemento de filtrado y la carga.

Cada voltaje de D.C. generado en el secun

ario es completamente independiente como un nivel absoluto de D.C.. Los diferentes voltajes pueden tener un punto en común (como tierra por ejemplo), pudiéndose obtener así niveles positivos y negativos con respecto a éste punto en común. Tam

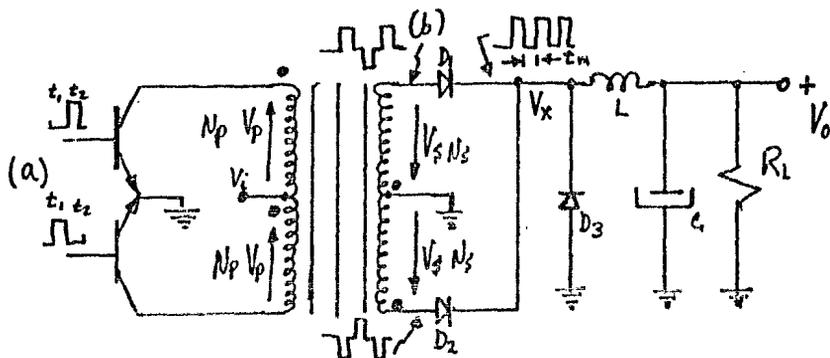


Fig. 2.30 CONVERTIDOR CON ETAPA DE SALIDA "PUSH-PULL".

bién las salidas de tensión pueden conectarse en serie entre sí ó intercalarse ya sea arriba ó abajo de cualquier otro voltaje de D.C. en el sistema que opere éste convertidor.

Al observar las formas de onda que se muestran en la misma Fig. 2.30, vemos que se le ha intercalado un tiempo muerto (t_m) entre los pulsos de conmutación de ambos transistores (t_1 y t_2), ésto se hace con el fin de asegurar que los transistores nunca van a operar simultáneamente, debido a diferencias que pudiesen existir en sus tiempos de transición (t_s , t_r , t_f , almacenamiento, crecimiento y de caída respectivamente). Este tiempo muerto es del orden del 50% del periodo de la frecuencia de conmutación.

2.5.5 EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR CON TRANSISTOR EN "PUSH-PULL".

El circuito muestra ser muy eficiente, -- porque la potencia es tomada de una fuente de D.C. no-regulada y transferida al primario del transformador cuando el transistor se encuentra en estado de saturación ó conducción. El valor de la tensión pico de V_x estará dada por:

$$V_x = (V_i - V_{sat}) \frac{N_s}{N_p} - V_D \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (2.101)$$

Para obtener la eficiencia del convertidor partimos de la definición una vez más, que está dada por:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (2.102)$$

$$\text{y: } P_i = P_c + P_p \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (2.103)$$

$$P_p = \frac{1}{\eta_t} P_s \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (2.104)$$

considerando la ecuación ya obtenida (2.86), tenemos que la disipación en el transistor está dada por:

$$P_{c1} = \frac{(V_i - V_{sat}) V_{sat}}{2 T L_p} t_c^2 \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (2.105)$$

$$\text{pero: } P_{c1} = P_{c2}$$

por lo tanto, la potencia total de los dos transistores en un período "T" será:

$$P_c = P_{c1} + P_{c2} = \frac{(V_i - V_{sat}) V_{sat}}{T L_p} t_c^2 \quad \text{--- ---} \quad (2.106)$$

$$P_o = V_o I_o \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (2.107)$$

donde:

P_o = Potencia de salida del convertidor.

P_i = Potencia de entrada al convertidor.

P_e = Potencia disipada en los transistores 1 y 2 .

P_p = Potencia entregada al primario del transformador.

P_s = Potencia en la salida del transformador (secundario).

L_p = Inductancia total de cada sección del devanado primario.

I_p = Corriente promedio del primario del transformador.

I_c = Corriente promedio del transistor.

I_{pr} = Corriente pico del primario del transformador.

I_s = Corriente promedio del secundario del transformador.

I_o = Corriente de salida en la carga.

η_c = Eficiencia del transformador.

η_{fo} = Eficiencia del filtro/convertidor de salida.

La sección punteada en la Fig. 2.30 equivale a un convertidor reductor analizado anteriormente (sección 2.1.1) en este mismo capítulo, nada más que en este caso, el voltaje de saturación del transistor de conmutación es reemplazado por el voltaje de caída en directa de los diodos D1 ó D2, en su caso. El voltaje del diodo de volante corresponde al diodo D3. En base a lo anterior y considerando la ecuación (2.32.c) tenemos que:

$$\eta_{fo} = \frac{V_o}{V_s} \left(\frac{V_s + V_{D3} - V_{D1}}{V_o + V_{D3}} \right)$$

pero: $V_{D1} = V_{D2} = V_{D3}$

tenemos:

$$\eta_{fo} = \frac{V_o}{V_s} \frac{V_s}{V_o + V_{D3}} = \frac{V_o}{V_o + V_{D3}} \text{-----} (2.108)$$

donde: V_s = Voltaje pico del secundario del transformador.

La potencia de salida en el secundario se

ré:

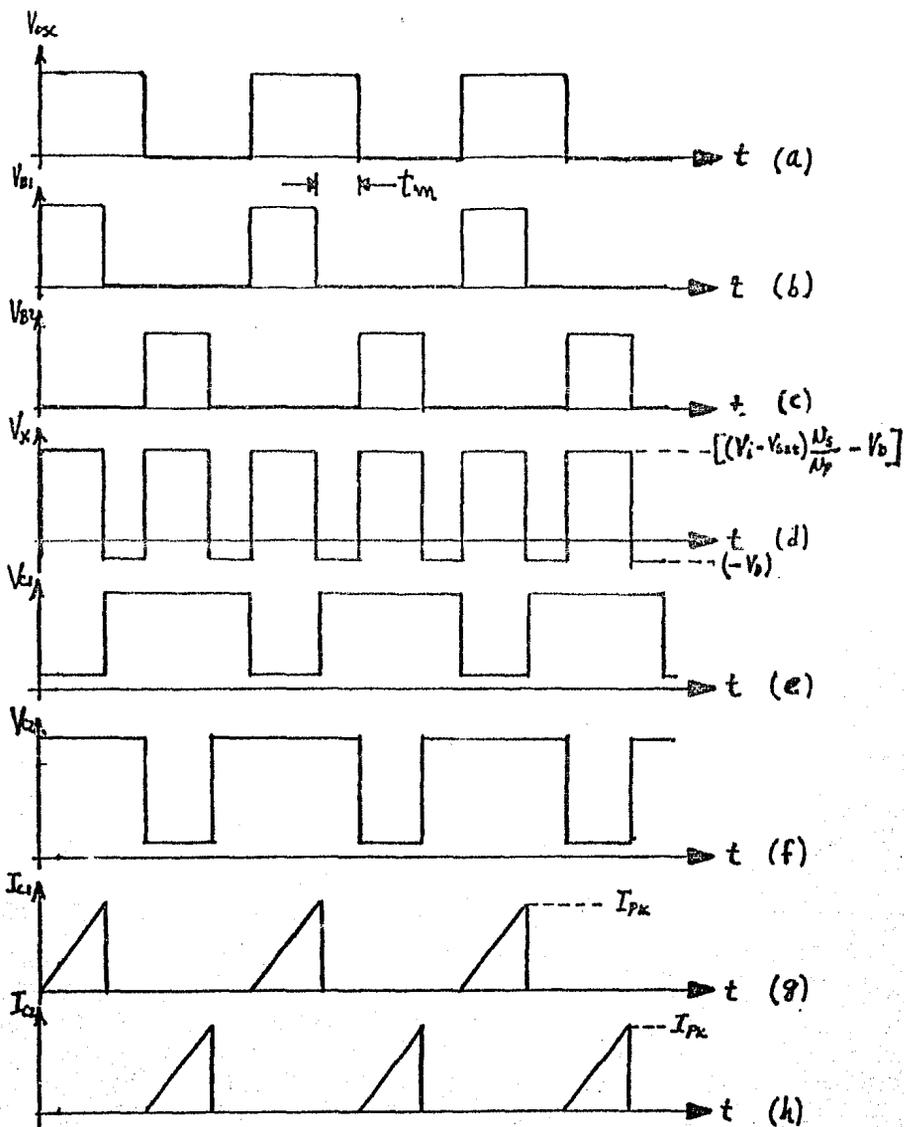


Fig. 2.31 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR CON ETAPA "PUSH-PULL" (SIMETRICA).

$$P_f = \frac{1}{\eta_{fo}} P_o \text{ ----- (2.109)}$$

sustituyendo (2.108) en (2.109):

$$P_f = \frac{1}{\frac{V_o}{V_o + V_{D3}}} V_o I_o = (V_o + V_{D3}) I_o \text{ ----- (2.110)}$$

sustituyendo (2.110) en (2.104):

$$P_p = \frac{1}{\eta_t} (V_o + V_{D3}) I_o \text{ ----- (2.111)}$$

sustituyendo (2.107) y (2.111) en (2.103):

$$P_i = \frac{(V_i - V_{sat}) V_{sat}}{L_p} \frac{t_c^2}{T} + \frac{1}{\eta_t} (V_o + V_{D3}) I_o \text{ ----- (2.112)}$$

$$\text{pero: } I_f = I_D \text{ ----- (2.113)}$$

$$\text{y: } I_p = I_o \frac{N_s}{N_p} \text{ ----- (2.114)}$$

La corriente pico en el primario está dada por :

$$\Delta I_p = I_{pk} = \frac{\Delta V_p}{L_p} \Delta t$$

observando la Fig. 2.31.f y g:

$$I_{pk} = \frac{(V_i - V_{sat})}{L_p} t_c \text{ ----- (2.115)}$$

de esta misma figura podemos deducir el valor de I_p en función de I_{pk} :

$$I_p = \frac{I_{pk}}{2} \frac{t_c}{T} \text{ ----- (2.116)}$$

sustituyendo (2.115) en (2.116):

$$I_p = \frac{(V_i - V_{sat})}{2 L_p} \frac{t_c^2}{T} \text{ ----- (2.117)}$$

sustituyendo en (2.114) y despejando I_o :

$$I_o = I_P \frac{N_P}{N_S} = \frac{(V_i - V_{sat})}{2 L_P} \frac{t_c^2}{T} \left(\frac{N_P}{N_S} \right) \text{-----} (2.118)$$

sustituyendo (2.118) y (2.112) en (2.102):

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{\frac{(V_i - V_{sat}) V_{sat}}{L_P} \frac{t_c^2}{T} + \frac{1}{\eta_t} (V_o + V_{D3}) I_o}$$

$$\eta = \frac{V_o I_o}{2 V_{sat} I_o \left(\frac{N_S}{N_P} \right) + \frac{1}{\eta_t} (V_o + V_{D3}) I_o}$$

$$\eta = \frac{V_o}{2 V_{sat} \left(\frac{N_S}{N_P} \right) + \frac{1}{\eta_t} (V_o + V_{D3})} \text{-----} (2.119)$$

de la Fig. 2.31.d y aplicando la ecuación (2.13.a) para $t = t_c$:

$$V_o = V_x \frac{t_c}{T} = 2(V_s - V_D) \frac{t_c}{T}$$

despejando V_S : $V_S = \frac{1}{2} V_o \frac{T}{t_c} + V_D \text{-----} (2.120)$

de la relación de transformación:

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_P}{V_S} = \frac{(V_i - V_{sat})}{\frac{V_o}{2} \frac{T}{t_c} + V_D}$$

sustituyendo en (2.119):

$$\eta = \frac{V_o (V_i - V_{sat})}{(V_o \frac{T}{t_c} + 2V_D) V_{sat} + \frac{1}{\eta_t} (V_o + V_{D3}) (V_i - V_{sat})}$$

finalmente reagrupando:

$$\eta = \frac{V_o (V_i - V_{sat})}{(V_o \frac{T}{t_c} + 2V_b) V_{sat} + \frac{1}{\eta_t} (V_o + V_b)(V_i - V_{sat})} \quad \text{--- (2.121)}$$

como un caso particular y práctico, cuando:

$$V_{sat} \ll (V_o \text{ y } V_i) \approx 0$$

tendríamos: $\eta = \frac{V_o}{V_o + V_b} \eta_t \quad \text{--- (2.122)}$

Las componentes L y C se pueden obtener mediante la ecuación deducida anteriormente en el convertidor reductor, de igual forma la relación t_c/t_a .

de la ecuación (2.17) obtenemos:

$$\frac{t_c}{t_a} = \frac{V_o + V_b}{V_i - V_b - V_o} \quad \text{--- (2.123)}$$

donde V_i se considera al voltaje mínimo de entrada (V_i mínimo) y a I_o máxima. De igual manera se obtiene de la ecuación (2.18.a) el ciclo de trabajo pero para $T/2$:

$$\text{ó: } \frac{t_c}{T} = \frac{2t_c}{T} = 1 - \frac{V_o (V_i - V_b - V_o)}{(V_i - V_b)(V_o + V_b)}$$

$$\frac{t_{cmax}}{T} = 2 - \frac{2V_o (V_{imin} - V_b - V_o)}{(V_i - V_b)(V_o + V_b)} \quad \text{--- (2.124)}$$

considerando también V_i mínimo e I_o máximo, el valor de "L" de la ecuación (2.24.a)

$$L = \frac{(V_o + V_b)(T/2 - t_c)}{2a I_{onou}} \quad \text{--- (2.125)}$$

Se hacen las mismas consideraciones indicadas a lo largo de la

sección 2.1.1.

De igual manera se procede con el capacitor "C", de la ecuación (2.32.b) y para $T/2$:

$$C = \frac{(V_o + V_s)(T/2 - t_c) T}{16 L V_{T-P}} \quad (2.126)$$

recordando que: T = periodo del oscilador maestro y $T/2$ = periodo de los pulsos a la salida de los diodos rectificadores D1 y D2 .

La especificación de los diodos de rectificación como los de volante de los inductores seran tratados - en la sección 2.5.10.

2.5.6 REGULADOR CONMUTADO CON TRANSFORMADOR DOBLE TRANSISTOR (PUSH-PULL).

Existe una gran variedad de configuraciones para obtener los dos pulsos desfasados 180° y modulación del ancho de estos. Un circuito básico y poco complejo se muestra en la Fig. 2.32, en donde observamos que se usan elementos de uso común y facil localización en el mercado.

El SE 555 es un temporizador de precisión económico y muy usado, puede operar como generador de onda cuadrada asíncrono (modo astable) y como un multivibrador monoestable (one shot).

En el circuito de la Fig.2.32, se está empleando un doble 555, o sea el 556. Una sección (A) está operando como multivibrador (astable) y la otra sección (B) como monoestable (one shot). Trabajando como monoestable , el 555 genera un pulso positivo en su salida (terminal # 3) cuando es

disparado con un frente negativo ó pulso negativo en la terminal de disparo (terminal #2 ó trigger). La duración del pulso de salida, considerando la terminal de control (5) conectada a tierra a través de un capacitor, está dada por: $t_p = 1.1 R_3 C_2$. La sensibilidad del ancho del pulso a variaciones de la fuente de alimentación es de 0.02%/voltage. La sensibilidad a variaciones de temperatura es de 0.01%/C° (considerando R_3 y C_2 constante). El ancho de pulso puede ser controlado, variando el voltaje de D.C. aplicado a la terminal de control en la pata #5. Variaciones de este voltaje desde 0.2 Vcc a 0.6 Vcc varía

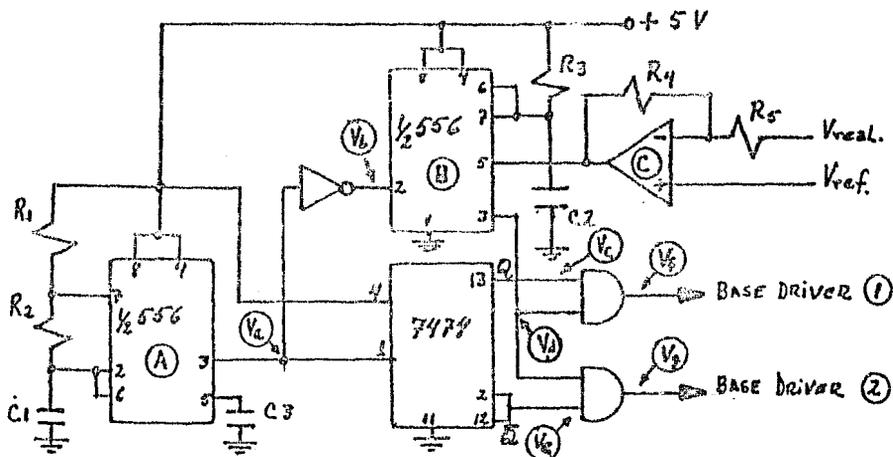


Fig. 2.32 CIRCUITO DE CONTROL PARA EL ANCHO DE PULSO DEL CONVERTIDOR A PUSH-PULL.

el ancho de pulso desde $0.22 R_3 C_2$ a $1.1 R_3 C_2$. Ya que el voltaje de salida del convertidor es proporcional al tiempo de conducción (t_c) ó en su caso, al tiempo de duración del pulso del monostable (t_p), el voltaje de salida puede mantener

se constante, controlando la pata #5 por medio de un voltaje de error que es proporcional a la diferencia entre un voltaje de referencia (V_{ref}) y una fracción del voltaje de salida - (V_{real}).

El SE 555 también puede ser configurado - para que opere como multivibrador o generador de onda cuadrada (Fig. 2.32 circuito (A)). Bajo esta configuración, el ancho de la porción positiva de la onda cuadrada está dado (de acuerdo a la hoja de especificaciones que se anexa del SE 555) por:

$$t_1 = 0.693 (R_1 + R_2) C_1 \text{ - - - - - (2.127)}$$

La duración de la porción negativa está dada por:

$$t_2 = 0.693 R_2 C_1 \text{ - - - - - (2.128)}$$

El periodo y la frecuencia por:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693(R_1 + R_2)C_1 + 0.693R_2C_1$$

$$T = 0.693 (R_1 + 2R_2) C_1 \text{ - - - - - (2.129)}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.693(R_1 + 2R_2)C_1}$$

$$f = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C_1} \text{ - - - - - (2.130)}$$

Analizando el circuito anterior (Fig. - 2.32) podemos obtener las siguientes formas de onda que se muestran en la Fig. 2.33.

El oscilador (A) opera al doble de la frecuencia de conmutación de los transistores de salida. Los tiempos t_1 y t_2 se obtienen calculando las componentes asociadas -

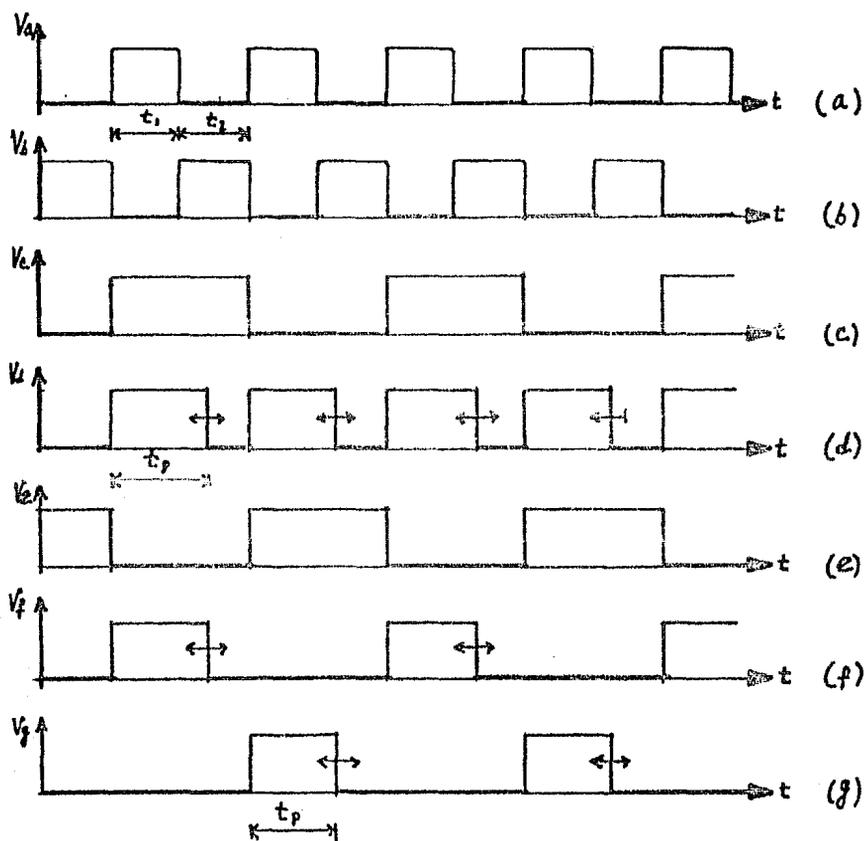


Fig. 2.33 FORMAS DE ONDA DEL CIRCUITO DE LA Fig. 2.32

que varían en proporción a la carga de salida. Finalmente debemos de considerar el tiempo de conducción máximo (t_{pmax}) no deberá de exceder el 90% del periodo del oscilador maestro, es decir:

$$t_{pmax} < 0.9(t_1 + t_2)$$

6

$$t_{pmax} < 0.9 [0.693 (R_1 + 2R_2) C_1]$$

$$t_{pmax} < 0.6237 (R_1 + 2R_2) C_1 \text{ -----(2.131)}$$

Lo anterior es para garantizar que no lleguen a conducir ambos transistores simultaneamente, obteniendo así un retraso entre los tiempos de conducción de los respectivos transistores, ya que de lo contrario podría acarrear problemas de disipación excesiva y posible destrucción de los transistores de conmutación.

2.6 REDES DE AMORTIGUAMIENTO.

De los circuitos convertidores analizados anteriormente, que emplean transferencia de energía por efecto transformador tanto el sencillo como el de doble transistor (push-pull), el primario ^{puede} resumirse a un circuito en configuración de Ringing Choke, (Fig. 2.34).

Si recordamos que el valor de la corriente pico en el inductor al final del tiempo de conducción (t_c) es tá dada por:

$$I_{L,pico} = \frac{V_L}{L} t_c = \frac{(V_{cc} - V_{sat})}{L} t_c$$

δ en forma incremental:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{(V_{cc} - V_{sat})}{L}$$

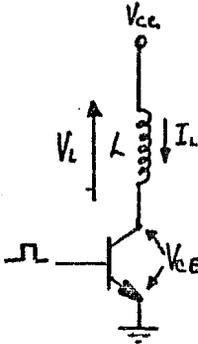


Fig. 2.34 CIRCUITO RINGING
CHOKE EQUIVALENTE.

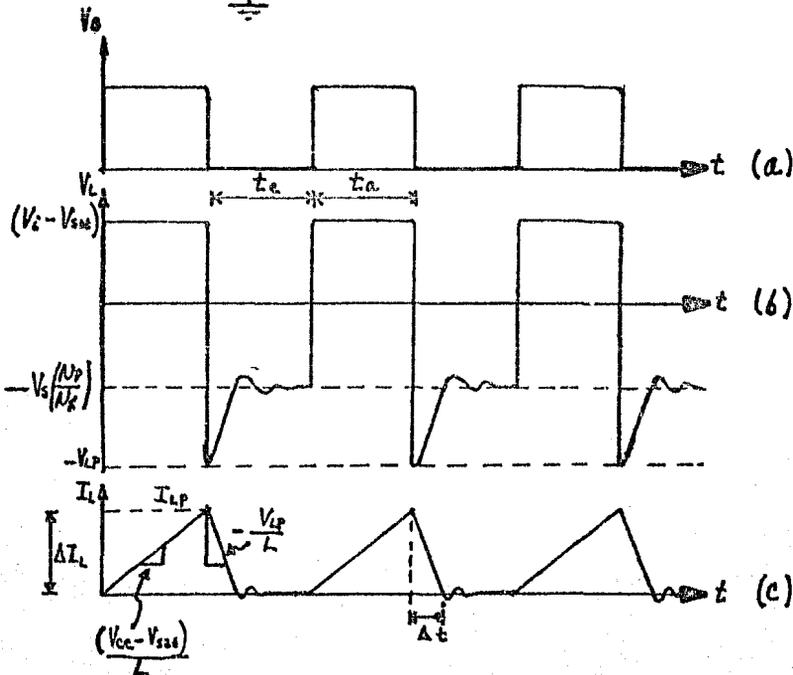


Fig. 2.35 FORMAS DE ONDA DEL CIRCUITO RINGING CHOKE.

Observando la Fig. 2.35.c, vemos que para t_c , la razón de cambio de la corriente con respecto al tiempo es constante y con una pendiente definida que está dada por:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{(V_{cc} - V_{sat})}{L} = \frac{I_{LP}}{t_c}$$

Durante el tiempo inmediato al tiempo de conducción ($t = t_c + \Delta t$), la corriente se está forzando a que decrezca en un tiempo bastante corto (Δt), es decir:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} \longrightarrow \infty ; \Delta t \longrightarrow 0$$

y considerando la ecuación del inductor:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{V_L}{L} \longrightarrow \infty$$

ahora si consideramos "L" con un valor finito implica que V_L tiende a infinito.

En el aspecto práctico lo anterior nos indica que si bien el voltaje en el inductor no alcanza valores infinitos ya que tampoco logramos $\Delta t = 0$, y a esto le agregamos una impedancia resultante en serie y paralelo al inductor asociadas a éste último, como el transistor y algunos, si tendremos sobrevoltajes de magnitudes considerables capaces de rebasar el nivel de ruptura del transistor de conmutación, dañándolo irremediablemente.

Para reducir los efectos antes mencionados, se utilizan redes de amortiguamiento ó formadores de onda, así como dispositivos supresores de transitorios que absorben parte de la energía almacenada en el inductor ó devanado primario del transformador.

En el circuito de la Fig. 2.36 observamos una red formadora asociada a un circuito "Ringing choke", en donde el primario funciona como un inductor y su corriente pico está determinada por la ecuación (2.34).

$$I_{LP} = \frac{(V_{CC} - V_{Sat})}{L} t_c$$

Ahora, considerando además la ecuación (2.78) que nos expresa el voltaje máximo de colector-emisor.

$$V_{CEmax} = (V_{CC} - V_{Sat}) + V_o \left(\frac{N_p}{N_s} \right)$$

$$V_{CEmax} \approx V_{CC} + V_o \left(\frac{N_p}{N_s} \right)$$

y considerando que: $V_o = I_o R_o$; tendremos:

$$V_{CEmax} = V_{CC} + I_o R_o \left(\frac{N_p}{N_s} \right)$$

pero:

$$I_o = I_p \left(\frac{N_p}{N_s} \right)$$

$$\therefore V_{CEmax} = V_{CC} + I_p R_o \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2$$

considerando: $I_p = I_L$

resulta:

$$V_{CEmax} = V_{CC} + \frac{V_{CC}}{L} t_c R_o \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2$$

finalmente:

$$V_{CEmax} = V_{CC} \left[1 + \frac{R_o}{L} \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 t_c \right] \text{-----} (2.133)$$

En la ecuación anterior nos indica que la impedancia reflejada del secundario en circuito abierto ó baja carga nos ocasiona los voltajes mayores de colector-emisor, te

ricamente nos indica que para $R_o = \infty$; implica que $V_{C_{max}} = \infty$, la realidad una vez mas, no tendremos valores infinitos de sobre voltajes pero si se deben tomar las precauciones de tener presencia de carga en el secundario.

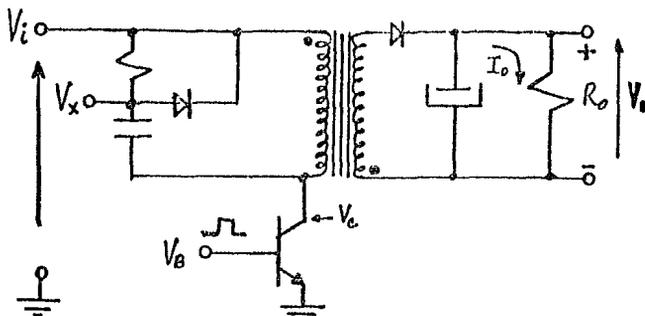


Fig. 2.36 CONVERTIDOR SENCILLO CON RED FORMADORA.

Analizando el funcionamiento de la red, vemos que para $t = 0$, el capacitor (C) inicia a cargarse a partir de cero ($V_x = 0$) con la constante de tiempo:

$$t_x = RC$$

Al final del tiempo t_c , el voltaje en el capacitor estará dado por:

$$V_x = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \text{-----} (2.135)$$

Para determinar el valor del capacitor (C), se considera el voltaje máximo al cual deberá limitarse el crecimiento del voltaje del colector (V_c). El valor del capacitor se selecciona de tal manera que el colector alcanza el valor de voltaje máximo fijado en un tiempo mayor que el tiempo de bajada del transistor (t_f) y evitar así disipación en el transistor durante el transitorio de saturación a corte. (Fig. 2.37). Partiendo de la ecuación básica del capacitor y sacando dife--

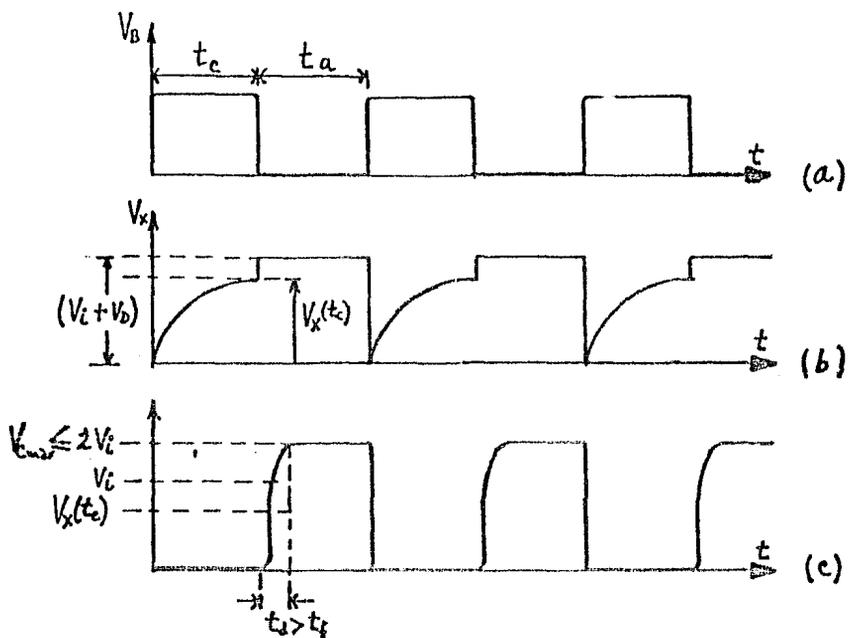


Fig. 2.37 FORMAS DE ONDA DEL CIRCUITO FORMADOR.

La elección del transistor constituye un factor importante para la operación óptima de las fuentes conmutadas. Las características críticas a considerar del transistor son:

- i). Tiempos de retardo (t_r , t_f y t_s).
- ii). Voltajes de ruptura (V_{CEmax}).
- iii). Corrientes de colector máxima (I_{Cmax}).
- iv). Beta mínima.
- v). Disipación máxima.

Los tiempos de retardo son determinantes para seleccionar las frecuencias de operación, así como la determinación de las pérdidas en los transitorios al cruzar el transistor por la región activa, que en el caso, el más importante es el producido en la transición de saturación a corte. (Fig. 2.38) durante el tiempo de bajada (t_f).

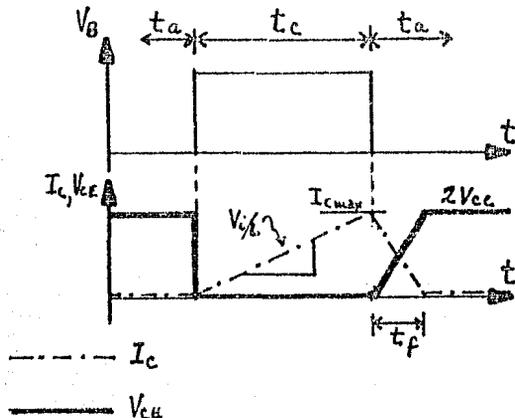


Fig. 2.38 CORRIENTE DE COLECTOR Y VOLTAJE DE COLECTOR EMISOR DEL INTERRUPTOR.

La forma de onda de la Fig. 2.38 corresponde a los circuitos convertidores que emplean transformador manejados en el primario por transistor. Observamos que el tiempo de crecimiento substancialmente no nos genera disipación, ya que

el cambio del voltaje del colector a cero es "prácticamente -- instantáneo" por la característica de inercia a la corriente que presenta la inductancia del primario ó de igual manera, su alta reactancia a una frecuencia alta equivalente en la respuesta escalón. En el tiempo de caída (t_f) y debido a las cargas almacenadas en la base del transistor que obligan al mismo a seguir conduciendo aún después de haber cesado la entrada excitadora de base, durante un tiempo t_f , en donde la corriente de crecerá, para fin práctico, linealmente con una pendiente negativa de: $-I_{C_{\max}}/t_f$. El voltaje de colector por consiguiente crecerá con la misma consideración práctica, es decir, con una pendiente: $2 V_{ac}/t_f$.

Es recomendable que la suma de los tiempos de crecimiento, almacenamiento y de caída no excedan el 10% de los tiempos de conducción mínimo, es decir:

$$(t_r + t_s + t_f) < 0.1 t_{c_{\min}} \text{ --- --- --- --- --- (2.140)}$$

El voltaje del colector-emisor (V_{CE}) para los convertidores con transformador, considerados anteriormente, se puede obtener con la ecuación (2.133). Cuando se emplea la red de amortiguamiento adecuada, la ecuación (2.133) puede reducirse a:

$$V_{CE_{\max}} = V_{cc} \left[1 + \frac{R_o}{L} \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 t_c \right] \approx 2 V_{cc} \text{ --- --- --- --- (2.141)}$$

A la aproximación anterior se le agrega un 20% por variación en la línea de A.C. por lo tanto:

$$V_{CE_{\max}} \approx 2 V_{cc} + 0.2 V_{cc} = 2.2 V_{cc}$$

considerando $V_{cc} = V_i$ y por margen de seguridad adicional este valor anterior se considera el 80% del $V_{CE_{\max}}$ por especificación, o sea:

$$V_{CE(\text{ESpecificacion})} \geq \frac{2.2 V_i}{0.8}$$

$$V_{CE(\text{ESB})} \geq 2.75 V_i \text{ --- --- --- --- --- (2.142)}$$

La corriente máxima se considera bajo las condiciones de máxima carga de salida y máximo tiempo de conducción:

$$I_{C_{\text{max}}} = \frac{V_i}{L_p} t_{c_{\text{max}}} \text{ --- --- --- --- --- (2.143)}$$

donde L_p = inductancia del primario con condiciones de máxima carga de salida, ya que esta inductancia primaria está constituida por la inductancia propia del devanado primario mas la inductancia mutua de ó los devanados secundarios que fluctua con la carga.

Es importante considerar la beta mínima e inclusive sobresaturar bajo condiciones de máxima carga a corriente de colector máxima.

La potencia de disipación requerida en los transistores de las fuentes conmutadas, llega a mostrar gran flexibilidad, ya que el calor generado debido a su disipación de potencia, llega a estar muy por abajo de su capacidad de disipación con respecto a las dimensiones del transistor requerida para entregar la corriente máxima de operación, más sin embargo, en la mayoría de los casos, las resistencias térmicas de la capsula del transistor al ambiente no logran ser lo suficientemente pequeña para extraer el calor generado en la juntura del transistor y mantener la temperatura en la misma por abajo de los niveles máximos de especificación, es decir:

$$T_j = P_{ce} (R_{\theta_{T-c}} + R_{\theta_{c-a}}) + T_{\text{amb}} < T_{j_{\text{max}}} \text{ --- --- (2.144)}$$

La ecuación (2.144) se puede interpretar

con un circuito eléctrico análogo para facilidad de entendimiento (fig. 2.39). A continuación se enlista la nomenclatura empleada y significado:

T_J = Temperatura de la juntura del transistor.

$T_{J_{max}}$ = Temperatura máxima de la juntura del transistor permitida por especificación del fabricante, que típicamente varía entre 125°C a 150°C . Unidades: $^{\circ}\text{C}$ (grados centígrados).

T_{amb} = Temperatura del medio ambiente que típicamente se considera 25°C , pero se recomienda hacer la consideración de temperatura ambiente de operación real máxima (del orden de 40°C) en el lugar físico de operación. Unidades: $^{\circ}\text{C}$ (grados centígrados).

P_{CE} = Potencia disipada en el colector-emisor del transistor y está dada por el producto de la corriente de colector y voltaje colector-emisor, o en su forma integral: $P_{CE} = \frac{1}{T} \int I_C(t) V_{CE}(t) dt$
Unidades: Watts.

$R_{\theta_{J-C}}$ = Resistencia térmica que existe entre la juntura a la cápsula del transistor, se expresa en: $^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$.

$R_{\theta_{J-A}}$ = Resistencia térmica de la juntura al ambiente ----- del transistor. Se expresa en: $^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$.

$R_{\theta_{C-D}}$ = Resistencia térmica de la cápsula del transistor a una superficie disipadora en contacto con la cápsula (disipador). Se expresa en: $^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$.

En la ecuación (2.144), la suma de las re-

sistencias térmicas que aparecen encerradas en paréntesis, se pueden sustituir por su resistencia total equivalente en donde tendríamos:

$$R_{\theta T} = R_{\theta J-c} + R_{\theta c-a} \text{ --- --- --- --- --- (2.145)}$$

$$T_J = P_{cE} R_{\theta T} + T_{amb} \text{ --- --- --- --- --- (2.146)}$$

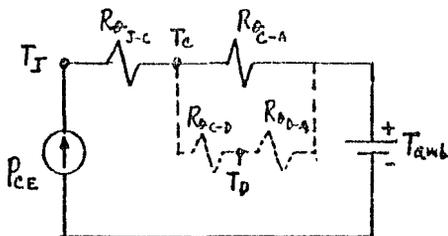


Fig. 2.39 CIRCUITO
ELECTRICO EQUIVALENTE
AL CIRCUITO TERMICO.

De la ecuación (2.146) y en base al circuito de la Fig. 2.39 podemos obtener la expresión de máxima potencia de disipación del transistor por si solo, es decir, sin el uso de disipador.

$$P_{cE_{max}} = \frac{T_{J_{max}} - T_{amb}}{R_{\theta T}} \text{ [WATTS] --- --- --- --- (2.147)}$$

Si queremos aumentar la capacidad de disipación del transistor dentro de sus regímenes máximos permitidos por especificación, debemos de reducir $R_{\theta T}$, ya que la temperatura máxima de juntura es intrínseca del transistor y la temperatura del medio ambiente en la mayoría de los casos, es difícil controlar y en caso de hacerlo resulta costoso.

De la ecuación (2.121), el término $R_{\theta J-c}$

constituye un valor intrínseco del transistor el cual no puede ser modificado, pero, el término $R_{\theta_{c-A}}$, que constituye la resistencia térmica entre el encapsulado del transistor y el medio ambiente, si puede ser modificado ampliando su superficie de contacto con el medio ambiente a través de un disipador -- que tiene una resistencia térmica al medio ambiente ($R_{\theta_{D-A}}$) -- mucho menor que la del transistor ($R_{\theta_{c-A}}$). En la unión del disipador con la capsula del transistor, existe una pequeña resistencia térmica que puede reducirse mediante el uso de grasa de silicón. Al montar el transistor en un disipador, estamos conectando en paralelo las resistencias térmicas antes mencionadas ($R_{\theta_{c-b}} + R_{\theta_{D-A}}$) con la resistencia térmica de la capsula al ambiente del transistor ($R_{\theta_{c-A}}$), según se muestra con trazo punteado en la Fig. 2.39.

El circuito equivalente (Fig. 2.39) nos lanza las siguientes expresiones:

$$R_{\theta_T} = R_{\theta_{J-C}} + R_{\theta_{c-A}} \parallel (R_{\theta_{c-b}} + R_{\theta_{D-A}})$$

$$R_{\theta_T} = R_{\theta_{J-C}} + \frac{R_{\theta_{c-A}} (R_{\theta_{c-b}} + R_{\theta_{D-A}})}{R_{\theta_{c-A}} + R_{\theta_{c-b}} + R_{\theta_{D-A}}} \quad \text{--- (2.148)}$$

Llamemos al segundo término del miembro derecho de la ecuación (2.148) $R'_{\theta_{c-A}}$:

$$R_{\theta_T} = R_{\theta_{J-C}} + R'_{\theta_{c-A}} \quad \text{--- (2.149)}$$

$$\frac{1}{R'_{\theta_{c-A}}} = \frac{1}{R_{\theta_{c-A}}} + \frac{1}{R_{\theta_{c-b}} + R_{\theta_{D-A}}}$$

$$\frac{1}{R_{\theta_{c-b}} + R_{\theta_{b-a}}} = \frac{1}{R'_{\theta_{c-a}}} - \frac{1}{R_{\theta_{c-a}}}$$

$$R_{\theta_{c-b}} + R_{\theta_{b-a}} = \frac{R_{\theta_{c-a}} - R'_{\theta_{c-a}}}{R'_{\theta_{c-a}} R_{\theta_{c-a}}} \quad \text{--- (2.150)}$$

En los transistores de potencia, los valores de $R_{\theta_{c-a}}$ fluctúan entre 10 a 100 veces mayor que los valores de $R_{\theta_{c-b}}$ y $R_{\theta_{b-a}}$ de los disipadores de uso típico, es decir:

$$(R_{\theta_{c-b}} + R_{\theta_{b-a}}) \ll R_{\theta_{c-a}} \quad \text{--- (2.151)}$$

Considerando lo anterior podríamos aproximar la ecuación (2.148) a:

$$R_{\theta_T} \approx R_{\theta_{J-c}} + R_{\theta_{c-b}} + R_{\theta_{b-a}} \quad \text{--- (2.152)}$$

de:

$$(R_{\theta_{c-b}} + R_{\theta_{b-a}}) \leq (R_{\theta_T} - R_{\theta_{J-c}}) \quad \text{--- (2.152)}$$

R_{θ_T} se obtiene de la ecuación (2.147) para la consideración de máxima potencia:

$$R_{\theta_T} \leq \frac{T_{J_{\max}} - T_{\text{amb}_{\max}}}{P_{c\alpha_{\max}}} \quad \text{--- (2.153)}$$

El circuito equivalente que representa las ecuaciones (2.152) y (2.153) se muestran en la Fig. 2.40.

En el anexo "B" se incluyen datos técnicos de disipadores comerciales en México y valor de resistencia térmica

micas ($R_{\theta c-d}$) de los diferentes tipos de contactos entre el encapsulado del transistor y el disipador.

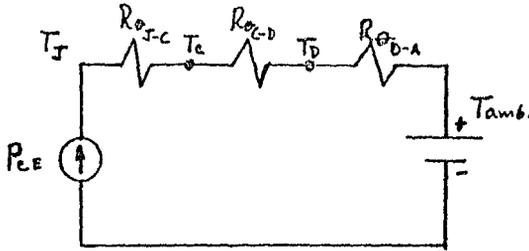


Fig. 2.40 CIRCUITO EQUIVALENTE APROXIMADO.

Finalmente, podemos calcular en términos bastante aproximado, la disipación del transistor durante el traslape de alta corriente de colector y voltaje de colector-emisor. La Fig. 2.38 nos muestra una aproximación linealizada del transitorio de conmutación y el cruce por la región activa del mismo.

La potencia disipada en t_f , la podemos obtener a partir de la expresión:

$$P_{cE t_f} = \frac{1}{t_f} \int_0^{t_f} I_c(t) V_{ce}(t) dt \text{ --- (2.154)}$$

La corriente estará dada por:

$$I_c(t) = -\frac{I_{cmax}}{t_f} t + I_{cmax}$$

$$I_c(t) = I_{cmax} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \text{ --- (2.155)}$$

$$V_{cE}(t) = \frac{2V_{cc}}{t_f} t \text{ --- (2.156)}$$

sustituyendo (2.153) y (2.156) en (2.154) obtenemos:

$$\begin{aligned}
 P_{CE t_f} &= \frac{1}{t_f} \int_0^{t_f} [I_{Cmax} (1 - \frac{t}{t_f})] (\frac{2V_{CC}}{t_f} t) dt \\
 &= \frac{2V_{CC} I_{Cmax}}{t_f^2} \int_0^{t_f} (1 - \frac{t}{t_f}) t dt \\
 &= \frac{2V_{CC} I_{Cmax}}{t_f^2} \left[\int_0^{t_f} t dt - \frac{1}{t_f} \int_0^{t_f} t^2 dt \right] \\
 &= \frac{2V_{CC} I_{Cmax}}{t_f^2} \left[\frac{1}{2} t_f^2 - \frac{1}{t_f} \frac{1}{3} t_f^3 \right] \\
 &= \frac{2V_{CC} I_{Cmax} t_f^2}{t_f^2} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{3} \right] \\
 &= V_{CC} I_{Cmax} \left[1 - \frac{2}{3} \right] = \frac{1}{3} V_{CC} I_{Cmax}
 \end{aligned}$$

$$P_{CE t_f} = \frac{1}{3} V_{CC} I_{Cmax} \text{ ----- (2.157)}$$

La ecuación anterior nos lanza la disipación en el tiempo de bajada (t_f). Para obtener la disipación en un ciclo completo del periodo "T", tendremos:

$$P_{CE prom} = \frac{1}{3} V_{CC} I_{Cmax} \frac{t_f}{T}$$

$$P_{CE prom} = \frac{1}{3T} V_{CC} I_{Cmax} t_f \text{ ----- (2.158)}$$

La potencia total disipada en el transistor será:

$$P_{CE\ TOTAL} = P_{CE\ DC} + P_{CE\ P\ 250} \text{ --- --- --- --- --- } (2.159)$$

Para convertidores de transformador con doble transistor a --- Push-pull, la potencia de D.C. disipada en cada transistor se-
ra:

$$P_{CE\ DC} = \frac{V_{SAT} I_{C\ MAX}}{2} \text{ --- --- --- --- --- } (2.160)$$

Para los convertidores con transistor sencillo, se obtiene con-
siderando su ciclo de trabajo:

$$P_{CE\ DC} = V_{SAT} I_{C\ MAX} \frac{t_c}{T} \text{ --- --- --- --- --- } (2.161)$$

Sustituyendo (2.161) y (2.158) en (2.159) obtenemos una expresi-
ón generalizada:

$$P_{CE\ TOTAL} = V_{SAT} I_{C\ MAX} \frac{t_c}{T} + \frac{V_{CE} I_{C\ MAX}}{3} \frac{t_f}{T}$$

$$P_{CE\ TOTAL} = \frac{I_{C\ MAX}}{3T} (3V_{SAT} t_c + V_{CE} t_f) \text{ --- --- --- --- } (2.162)$$

2.8 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR.

Los transformadores para las fuentes con-
mutadas en la actualidad, normalmente operan alrededor de 20
KHz., en casos que se trabajan mediana y alta potencia, frecuen-
cias abajo de 20 KHz pueden causar emisiones audibles. Arriba
de 20 KHz, las pérdidas en el nucleo se incrementan considera-
blemente, asimismo, las pérdidas en los transistores empleados
en la conmutación aumentan requiriendo dispositivos mas espe-
cializados y costosos. Debido a lo anterior, la mayoría de los
diseños operan alrededor de los 20 KHz, mas sin embargo, se han

logrado sistemas de baja potencia operando exitosamente tan bajos como 10 KHz y tan altos hasta 50 KHz en mediana potencia.

Supongamos que fabricamos una bobina sobre un núcleo de hierro, con una sección (A_{fe}) de área de 4 cm^2 . Cuando cierta corriente es enviada a través de la bobina y se encuentra que existen 80,000 líneas de fuerza ^{en} en el núcleo. Considerando que el área de la sección tiene 4 cm^2 , la densidad de flujo ($\beta = \frac{\phi}{A_{fe}}$) es igual a 20,000 líneas por cm^2 . Ahora supongamos que el núcleo de hierro es retirado de la bobina y mantenemos la misma corriente circulando por ésta, además, observamos que existen ahora 25 líneas por cm^2 . La relación de la densidad de flujo con un núcleo de un material determinado a la densidad de flujo con la misma corriente en la bobina y la misma bobina pero con el núcleo de aire, se le llama PERMEABILIDAD del material. En el caso del ejemplo, la permeabilidad del hierro es $20,000/25 = 800$. La inducción de la bobina es incrementada 800 veces insertando el núcleo de hierro.

La permeabilidad de un material magnético varía con la densidad de flujo. A baja densidad de flujo (ó con núcleo de aire) incrementando la corriente a través de la bobina (ΔH_1), causará un aumento proporcional en flujo ($\Delta \beta_1$), pero a muy alta densidad de flujo e incrementando la corriente (ΔH_2), puede causar un cambio inapreciable en el flujo ($\Delta \beta_2$). Cuando esto sucede, decimos que el núcleo está saturado (Fig. 2.41).

La saturación produce un rápido decrecimiento en la permeabilidad, porque esto reduce la relación de líneas de flujo a la obtenida con la misma corriente y un núcleo de aire. Obviamente la inductancia de una bobina con nu-

cleo de hierro es altamente dependiente de la corriente que -- fluye en la bobina. En una bobina de nucleo de aire la induc-- tancia es independiente de la corriente debido a que el aire no satura.

Cuando hacemos pasar una corriente alterna a través de un embobinado con nucleo de hierro, se inducirá una fuerza magnetomotriz (fmm) en el nucleo. Esta fuerza magnetomotriz y considerando que el nucleo de hierro es un conductor, ge nerará una corriente en el nucleo en planos perpendiculares a las líneas de fuerza. Estas corrientes (llamadas corrientes de Eddy) representan un desperdicio de potencia al disiparse a -- través de la resistencia del nucleo en forma de calor. Las pér didas por corriente de Eddy pueden ser reducidas laminando el nucleo en vez de ser macizo ó de una sola pieza. Estas laminas de hierro deben de estar aisladas unas de otras ya sea sumer-- giendolas en material aislante como barniz, etc.

Existe además otro tipo de pérdida de ener gía en el nucleo. El nucleo tiende a resistir cualquier cambio en su estado magnetico, un cambio rapido y continuo como la e-- nergía de corriente alterna, fuerza a la fuente de energía que alimenta a la bobina a suplir la energía al nucleo para vencer esta "inercia". Las pérdidas debido a éste efecto reciben el nombre de: "Pérdidas por histeresis".

Las corrientes de Eddy y las pérdidas por histeresis en el nucleo se incrementan rapidamente con la fre-- cuencia de la corriente alterna que excitan a la bobina. Por ésta razón, el nucleo de hierro ordinario puede ser usado so lamente en sistemas de potencia y audio no mayores de 15 KHz, aun más, trabajando en el extremo alto de frecuencia en siste-- mas de audio, un muy buen grado de hierro debe de ser empleado

en las laminaciones del núcleo para resultados satisfactorios de operación. El núcleo de hierro no es aplicable en sistemas de alta frecuencia.

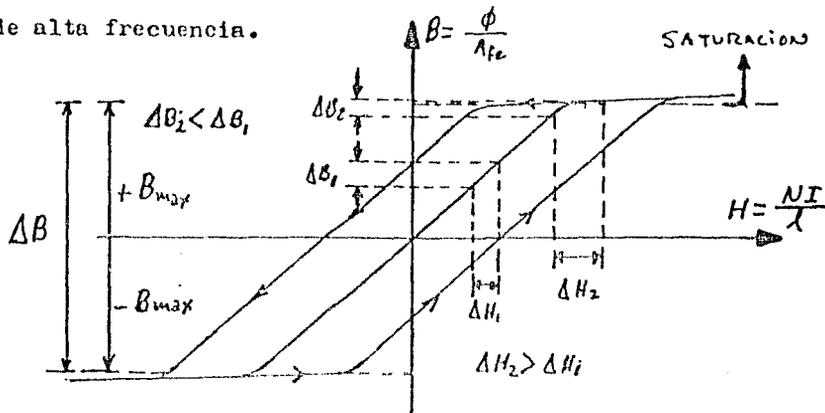


Fig. 2.41 CURVA TIPICA (B-H) DE UN MATERIAL MAGNETICO.

Para operar en alta frecuencia, las pérdidas en el núcleo pueden ser reducidas a niveles satisfactorios, pulverizando el hierro y mezclarlo con partículas aislantes de tal manera que las partículas de hierro se mantengan aisladas eléctricamente entre si por medio de estas partículas aislantes. De ésta manera los núcleos pueden operar con niveles de pérdidas aceptables hasta el rango de VHF inclusive, del orden de 100 MHz. La permeabilidad de éste material lógicamente es menor que el núcleo de hierro, ya que parte del circuito magnético pasa a través del material no-magnético (material aislante).

Cuando se diseña un transformador ó induc

tor usando ferrita como nucleo, el diseñador debe de saber las características magnéticas del material tales como la densidad de flujo de saturación (B_{max}). Los materiales de ferrita normalmente usados para transformadores de poder e inductores, -- tienen una densidad de flujo de saturación (B_{max}) del orden de 4,000 a 5,000 Gauss. Sin embargo, los fabricantes de ferritas especifican éste parámetro a un campo de magnetización específico, el cual es por debajo de la rodilla de la curva (B-H) del material. Desde el punto de vista del circuito, el nucleo está en saturación tan pronto como la corriente a llevado al flujo del nucleo por arriba de la rodilla de la curva (B-H). Es por esto que para determinar el rango dinámico de operación por debajo de la rodilla de saturación, el diseñador deberá de terminar el valor de flujo a la corriente máxima ó pico producida por el circuito, auxiliándose con la gráfica de la curva de histéresis que provee el fabricante. También es importante considerar las temperaturas de operación del nucleo porque su densidad de flujo decrece a medida que la temperatura del nucleo aumenta. No es fuera de común encontrar que la densidad de flujo de saturación cayó un 15% entre el valor de temperatura ambiente y el de su temperatura de operación.

En la mayoría de los casos, el tamaño del nucleo de ferrita puede ser seleccionado por una figura de mérito dada por el producto del area del embobinado (A_c) y el area de la sección del nucleo (A_{fe}). La figura de mérito requerida ($A_c \times A_{fe}$) por un diseño en particular puede ser determinada de las ecuaciones básicas del transformador la cual es empleada para seleccionar el nucleo adecuado. Esta figura de mérito es normalmente proporcionada por el fabricante del nu--

cleo para sus diferentes tipos y formas de ferritas.

Partiendo de la ecuación fundamental que relaciona el comportamiento del transformador tenemos:

$$e(t) = N_p A_{Fe} \frac{dB}{dt} \times 10^8 \text{ --- --- --- --- --- (2.163)}$$

$$dB = \frac{e(t) \times 10^8}{N_p A_{Fe}} dt \text{ --- --- --- --- --- (2.164)}$$

en su forma integral:

$$\int_{-B_{max}}^{+B_{max}} dB = \frac{10^8}{N_p A_{Fe}} \int_0^t e(t) dt \text{ --- --- --- --- --- (2.165)}$$

basándonos en la Fig. (2.41) y considerando los tiempos de conducción (t_c) ya en estado estable y condiciones iniciales nulas:

$$B \Big|_{-B_{max}}^{+B_{max}} = \frac{10^8}{N_p A_{Fe}} (V_i - V_{sat}) \Big|_0^{t_c}$$

$$\left[B_{max} - (-B_{max}) \right] = \frac{10^8}{N_p A_{Fe}} (V_i - V_{sat}) [t_c - 0]$$

$$2 B_{max} = \frac{10^8}{N_p A_{Fe}} (V_i - V_{sat}) t_c$$

$$A_{Fe} = \frac{(V_i - V_{sat}) \times 10^8}{2 N_p B_{max}} t_c \text{ --- --- --- --- --- (2.166)}$$

6:

$$N_p = \frac{(V_i - V_{sat}) \times 10^8}{2 B_{max} A_{Fe}} t_c \text{ --- --- --- --- --- (2.167)}$$

en donde: $t_c = \text{Seg.}$

$$A_{fe} = \text{cm}^2.$$

$$B_{\text{max}} = \text{Gauss.}$$

$$V_i, V_{\text{sat}} = \text{Volts.}$$

$$N_p = \text{Número de vueltas en el primario.}$$

Para el caso en que se utilicen ciclos de trabajo del 50%, la ecuación (2.166) se expresa:

$$A_{fe} = \frac{(V_i - V_{\text{sat}}) \times 10^8}{4 N_p B_{\text{max}} f} \text{ --- --- --- --- --- (2.168)}$$

en donde: f es la frecuencia de conmutación.

En la Fig. 2.42 observamos un embobinado en núcleo tipo "E-I", se puede notar el área de la ventana (A_c) a ocupar por el embobinado. Considerando que la sección del conductor es circular y que al embobinarse uniformemente no sufre

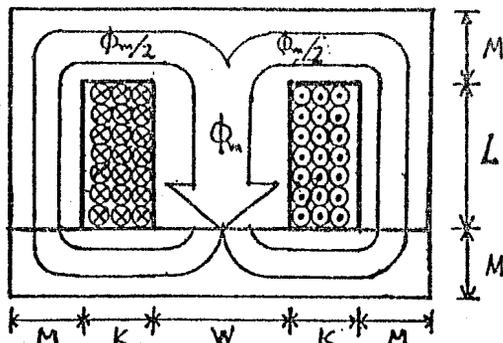


Fig. 2.42 VISTA SECCIONAL DEL EMOBINADO EN NUCLEO DEL TIPO E-I

$$c = \frac{K}{L} N_{vc} \text{ --- --- --- --- --- } (2.175)$$

Sustituyendo (2.175) en (2.174):

$$N = N_{vc} \left(\frac{K}{L} N_{vc} \right) = (N_{vc})^2 \frac{K}{L} \text{ --- --- --- --- } (2.176)$$

Sustituyendo (2.176) y (2.173) en (2.171):

$$A_B = \left[(N_{vc})^2 \frac{K}{L} \right] \frac{\pi}{4} \left(\frac{L}{N_{vc}} \right)^2$$

$$A_B = \frac{\pi}{4} K L \text{ --- --- --- --- --- } (2.177)$$

Finalmente sustituyendo (2.177) y (2.170) en (2.169):

$$F.O. = \frac{\frac{\pi}{4} K L}{K L} = \frac{\pi}{4} = \frac{3.1416}{4} = 0.785$$

$$\delta \text{ en } \%: \quad F.O. = 78.5 \% \text{ --- --- --- --- } (2.178)$$

Este porcentaje de ocupación es considerado un embobinado uniforme, en el terreno práctico es bastante acertado considerar un factor de ocupación del 75%, es decir:

$$F.O. = 0.75 = \frac{A_B}{A_C} \text{ --- --- --- --- } (2.179)$$

donde: F.O. = Factor de ocupación del área ocupada por el embobinado (A_B) al espacio asignado para el embobinado (A_C).

N = Número de vueltas totales del embobinado (vueltas).

d = Diámetro del alambre que forma el embobinado (cm).

N_{vc} = Número de vueltas sobre capa del embobinado (vueltas/capa)

C = Número de capas del embobinado (Capas).

K, L, M y W = Dimensiones físicas del núcleo (Fig. 2.42) (Cm).

En la Fig. 2.42, los círculos en el espacio K x L, representan los conductores de la bobina, el punto en el conductor indica que la corriente sale del plano del papel y la cruz (ventana izquierda) indica que la corriente entra. Utilizando la regla de la mano derecha, encontramos que el flujo (Φ_m) fluye en el centro de la bobina de arriba hacia abajo y bifurcándose en dos flujos iguales ($\Phi_m/2$) en trayectorias simétricas y de igual reluctancia (resistencia magnética).

Si consideramos un transformador del tipo sencillo (Fig. 2.43.a y c), es decir, un solo devanado primario y uno ó varios secundarios, además definimos una misma densidad de corriente por espira, es decir:

$$D = D_s = D_p = \frac{I_p}{A_{TP}} = \frac{I_s}{A_{TS}} \left[\frac{A_{MPC}(P.V.CO)}{A_{KREA}(C.M^2)} \right] \text{-----} (2.180)$$

Considerando A_{TP} el area seccional de una espira, tendremos el area total del embobinado primario:

$$A_p = A_{TP} N_p \text{-----} (2.181)$$

Sustituyendo A_{TP} de (2.180) en (2.181):

$$A_p = \frac{I_p}{D} N_p \text{-----} (2.182)$$

De acuerdo a la ecuación (2.180) y considerando el area de las bobinas totales, tendremos:

$$A_0 = A_p + A_s = A_{TP} N_p + A_{TS} N_s \text{-----} (2.183)$$

pero:

$$\frac{A_{TP}}{A_{TS}} = \frac{I_P}{I_c} = \frac{N_s}{N_P}$$

de:

$$A_{TS} = A_{TP} \frac{N_P}{N_s} \text{ --- --- --- --- --- (2.184)}$$

Sustituyendo (2.184) en (2.183):

$$A_B = A_{TP} N_P + A_{TP} \frac{N_P}{N_s} N_s$$

$$A_B = 2 A_{TP} N_P \text{ --- --- --- --- --- (2.185)}$$

Sustituyendo (2.185) en (2.179):

$$0.75 = \frac{2 A_{TP} N_P}{A_c} \text{ --- --- --- --- --- (2.186)}$$

pero de (2.180):

$$A_{TP} = \frac{I_P}{D} \text{ --- --- --- --- --- (2.187)}$$

Sustituyendo en (2.186):

$$0.75 = \frac{2 I_P N_P}{A_c D}$$

de:

$$A_c = \frac{2 I_P N_P}{0.75 D} = 2.667 \frac{I_P N_P}{D} \text{ --- --- --- --- --- (2.188)}$$

Para el caso de transformador con etapa "push-pull" (Fig. 2.43.b):

$$A'_c = 2 \times \left(2.667 \frac{I_P N_P}{D} \right) = 5.332 \frac{I_P N_P}{D} \text{ --- --- --- --- --- (2.189)}$$

Haciendo la consideración para la Fig. 2.43.c que:

$$A_s = A_{s1} + A_{s2} + \dots + A_{sn} \text{ --- --- --- --- --- (2.190)}$$

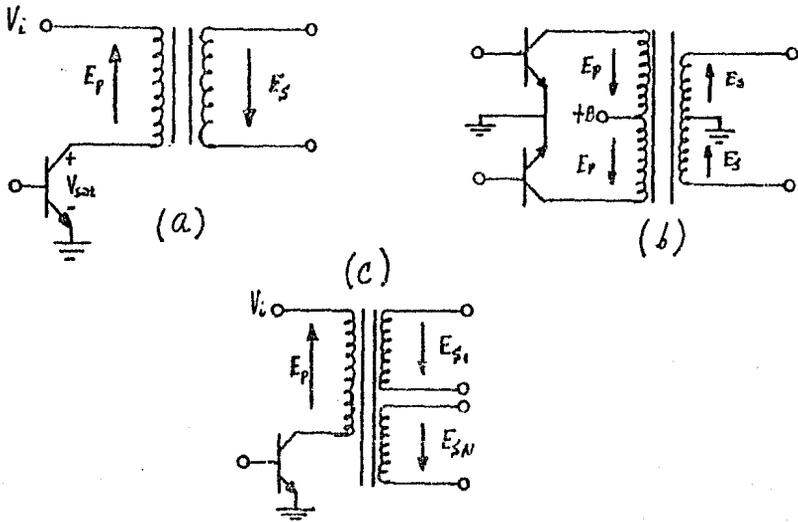


Fig. 2.43 TRANSFORMADORES TÍPICOS DE CONVERTIDORES

Y la ecuación (2.188) se convierte en :

$$A_c = 1.33(1+N) \frac{I_p N_p}{D} \text{ --- --- --- --- --- (2.191)}$$

donde: N_1 = Número de devanados secundarios.

Ahora multiplicando (2.166) por (2.191) obtenemos para la Fig. 2.43.a y c:

$$A_{tc} A_c = \left[\frac{(V_i - V_{sat}) \times 10^8}{2 N_p B_{max}} t_c \right] \left[1.33(1+N) \frac{I_p N_p}{D} \right]$$

$$A_{fe} A_c = \left[0.667 \frac{(1+N) \times 10^8}{B_{max} D} t_c \right] (V_i - V_{sat}) I_p$$

$$A_{fe} A_c = \left[\frac{0.667(1+N) \times 10^8 t_c}{B_{max} D} \right] P_p \text{ --- --- --- --- --- (2.192)}$$

donde: P_p = Potencia entregada al primario = $(V_i - V_{sat}) I_p$
despejando P_p de (2.192):

$$P_p = \frac{1.5 B_{max} D (A_{fe} A_c) \times 10^{-8}}{(1+N) t_c} \text{ [WATTS]} \text{ --- --- --- --- (2.193)}$$

Para el caso de la Fig. 2.43.b, multiplicamos (2.166) por (2.189):

$$A_{fe} A_c' = \left[\frac{(V_i - V_{sat}) \times 10^8 t_c}{2 N_p B_{max}} \right] \left[5.332 \frac{I_p N_p}{D} \right]$$

$$A_{fe} A_c' = \left(\frac{2.66 \times 10^8 t_c}{B_{max} D} \right) P_p \text{ --- --- --- --- --- (2.194)}$$

obteniendo P_p :

$$P_p = \frac{0.395 B_{max} D (A_{fe} A_c) \times 10^{-8}}{t_c} \text{ [WATTS]} \text{ --- --- --- --- (2.195)}$$

Si consideramos C_T como ciclo de trabajo tendremos:

$$C_T = \frac{t_c}{T}$$

donde: $0 < C_T < 0.5$ típico

$$\delta: t_c = C_T T = \frac{C_T}{f} \text{ --- --- --- --- --- (2.196)}$$

Sustituyendo (2.196) en (2.193) y (2.195) tendremos respectivamente:

$$\left. \begin{aligned} A_{fc} A_c &= \left[\frac{0.667(1+N) \times 10^8 C_T}{B_{max} f D} \right] P_p \text{ --- --- (a)} \\ P_p &= \frac{1.5 B_{max} D (A_{fc} A_c) f \times 10^{-8}}{(1+N) C_T} \text{ --- --- (b)} \end{aligned} \right\} \text{ --- --- --- (2.197)}$$

$$\left. \begin{aligned} A_{fc} A'_c &= \left(\frac{2.66 \times 10^8 C_T}{B_{max} f D} \right) P_p \text{ --- --- (a)} \\ P_p &= \frac{0.375 B_{max} D (A_{fc} A'_c) f \times 10^{-8}}{C_T} \text{ --- --- (b)} \end{aligned} \right\} \text{ --- --- --- (2.198)}$$

La ecuación (2.197) es aplicable para la Fig. 2.43.a y c, la ecuación (2.198) se aplica para la Fig. 2.43.b.

En la mayoría de las tablas de conductores es muy común expresar la densidad de corriente en términos de mils circulares por amper, es decir:

$$D_{m.c.} = \frac{m.c.}{I} \left[\frac{in^2}{amp} \right] \text{ --- --- --- --- --- (2.199)}$$

$$1 m.c. = \frac{\pi}{4} (0.001 in)^2 = 785.398 \times 10^{-9} [in^2] \text{ --- --- --- (2.200)}$$

Un mil circular (m.c.) es el area de un círculo que tiene como diámetro un milésimo de pulgada (2.200).

Obteniendo un factor de conversión tendremos:

$$D = \frac{1}{D_{m.c.a.} \left[\frac{\pi}{4} (0.001)^2 \right]} = \frac{1.273 \times 10^6}{D_{m.c.a.}} \left[\frac{\text{Amp}}{\text{cm}^2} \right]$$

y para obtener "D" en (Amp/cm²):

$$D = \frac{1.273 \times 10^6}{D_{m.c.a.}} \left[\frac{\text{Amp}}{\text{cm}^2} \right] \times \left[\frac{1 \text{ in}^2}{(2.54 \text{ cm})^2} \right] = \frac{1}{D_{m.c.a.}} \frac{1.273 \times 10^6}{6.4516}$$

$$D = \frac{197.315 \times 10^3}{D_{m.c.a.}} \left[\frac{\text{Amp}}{\text{cm}^2} \right] \text{ --- (2.201)}$$

donde: D = (Amp/cm²)

Es típico trabajar densidades de corriente del orden de 500 (m.c./Amp).

Sustituyendo (2.201) en los juegos de ecuaciones (2.197) y -- (2.198) respectivamente, tendremos finalmente.

$$A_p A_c = \left[\frac{338.033 (1+N) C_T D_{m.c.a.}}{B_{max} f} \right] P_p \quad [\text{cm}^4] \text{ --- (a)}$$

$$P_p = \frac{2.96 B_{max} (A_p A_c) f \times 10^{-3}}{(1+N) C_T D_{m.c.a.}} \quad [\text{Watts}] \text{ --- (b)}$$

$$A_p A_c = \left[\frac{1.348 C_T D_{m.c.a.} \times 10^3}{B_{max} f} \right] P_p \quad [\text{cm}^4] \text{ --- (a)}$$

$$P_p = \frac{739.931 (A_p A_c) f}{D_{m.c.a.} C_T} \quad [\text{Watts}] \text{ --- (b)}$$

Donde tenemos las siguientes definiciones de nomenclatura:

P_p = Es la capacidad en potencia que puede manejar el núcleo en (Watts).

B_{max} = Es la densidad de flujo pico máximo de operación del

nucleo expresado en (Gauss/cm²).

f = Es la frecuencia de operación en (Hertz).

A_{pe} = Area de la sección del nucleo (cm²).

A_c = Area asignada para la bobina en el nucleo (cm²).

$D_{m.c.a.}$ = Densidad de corriente en la bobina (mils circulares/Amp).

C_T = Ciclo de trabajo (adimensional).

n = Número de devanados secundarios.

La ecuación (2.167) nos lanza el número de vueltas requeridas en el primario del transformador para poder inducir el voltaje impreso en este devanado en el momento de saturar el transistor. De la Fig. 2.43.a, empleando la relación de transformación del transformador y la ecuación (2.167) tendremos:

$$\frac{E_p}{E_s} = \frac{(V_i - V_{sat})}{E_s} \frac{2 B_{max} N_p A_c t_c \times 10^{-8}}{2 B_{max} N_s A_c t_c \times 10^{-8}}$$

$$\frac{E_p}{E_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_i - V_{sat})}{E_s} = N \quad \text{--- (2.204)}$$

$$\delta: N_s = \frac{E_s N_p}{(V_i - V_{sat})} = \frac{N_p}{N} \quad \text{--- (2.205)}$$

Si consideramos la caída de tensión del diodo rectificador de salida en el secundario tendremos:

$$E_s = V_o + V_D; \quad \text{donde } V_o = \text{Voltaje de salida.}$$

$$V_D = \text{Caída de tensión del diodo.}$$

Sustituyendo en la ecuación (2.205):

$$N_s = \frac{(V_o + V_D) N_p}{(V_i - V_{sat})} \quad \text{--- (2.206)}$$

En la selección del calibre del conductor partimos de la determinación del $D_{m.c.a.}$ y las corrientes máximas

obtenidas, de tal manera que al efectuar el producto de los --
mils circulares sobre amperios por las corrientes máximas, ob-
tenemos el area de la sección en mils circulares del alambre a
emplear.

$$\text{Area m.c.} = I_{\text{max}} \times D_{\text{m.c.a.}} \text{ --- --- --- --- --- (2.207)}$$

Los valores típicos de $D_{\text{m.c.a.}}$ oscila entre
200(m.c./Amp) a 1000(m.c./Amp), el más común resulta ser de --
500 (m.c./Amp) ó 500 m.c.a.

Una véz que se obtuvo el area del conduc-
tor en mils circulares, se recurre a las tablas de los fabrican-
tes (ver anexos) y se determina el valor de resistividad del --
conductor, así como el diámetro del conductor. El valor de res-
sistividad se obtiene de las tablas normalmente en ohms/1000ft.
ó en ohms/Km.

Con los datos obtenidos en la ecuación --
(2.202) ó (2.203) en su caso, se hace la primera selección ten-
tativa del nucleo a emplear, es importante determinar la longi-
tud media (L.M.) de los embobinados, que normalmente lo suple
el fabricante del nucleo y carrete de la bobina, en caso que no
se supla, con una serie de operaciones aritméticas sencillas se
puede determinar dependiendo de la forma del nucleo a emplear.

Al obtener el valor de su longitud media
de cada embobinado, podemos obtener la longitud total de éstos
en una forma bastante aproximada y así obtener el valor resis-
tivo de la bobina, es decir:

$$R_x = (L.M.) N_x r_x \text{ [} \Omega \text{]} \text{ --- --- --- --- --- (2.208)}$$

donde: $L.M._x$ = Longitud media del embobinado "X".

N_x = Numero de vueltas del embobinado "X".

r_x = Resistividad obtenida en tabla del conductor del embobinado "X".

R_x = Resistencia óhmica (no-reactiva) del embobinado "X".

Una vez obtenido los valores de resistencia de los diferentes embobinados que constituyen el transformador, podemos obtener las pérdidas por efecto Joule ó pérdidas en el cobre.

$$\text{PERDIDAS EN EL COBRE O EMOBINADO} = I_p^2 R_p + I_s^2 R_s \text{ — — — — — (2.209)}$$

Las pérdidas por histeresis δ en el nucleo típicamente se encuentran entre 0.2% al 0.5% ^{de} la capacidad de potencia que pueden manejar los nucleos (2.173.b) y (2.174.b), operandolos entre el 30% al 60% de su densidad de flujo máximo - (B_{max}) respectivamente. El fabricante normalmente facilita tablas que relacionan la frecuencia de operación (f), densidades de flujo máximo (B_{max}) con las pérdidas en el nucleo por unidad de volumen (Miliwatts/cm³). Unicamente se multiplica el volumen del nucleo seleccionado (V_n) por el dato obtenido en (mw/cm³) y se obtienen las pérdidas en miliwatts ó en watts segun se especifique, es decir:

$$\text{PERDIDAS EN EL NUCLEO} = P_n = V_n \times P_v \text{ — — — — — (2.210)}$$

donde: P_n = Pérdidas en el nucleo por histeresis (mw ó watts)

V_n = Volumen total del nucleo seleccionado (cm³)

P_v = Pérdidas por unidad de volumen obtenidas de tabla de fabricantes ó ecuaciones del mismo (mw/cm³).

Una regla empírica para determinar si un núcleo es adecuado para un diseño en particular, es obteniendo las pérdidas en el núcleo en watts bajo las condiciones máximas de operación. Estas pérdidas son divididas por un factor de 0.031 ó 0.039 watts por centímetro cuadrado (watt/cm^2). El resultado es la cantidad mínima de área de superficie requerida por el núcleo para disipar su calor interno y que la temperatura no alcance los niveles críticos de operación. Si el núcleo seleccionado no tiene la cantidad mínima de área de superficie por éste método obtenido, un núcleo mayor deberá ser seleccionado ó deberán tomarse medidas preventivas para enfriar el transformador.

2.9 FILTRO Y DIODO RECTIFICADOR DE SALIDA.

Para el filtrado de el voltaje rectificado a la salida del convertidor se presentan dos casos:

a).- Cuando se rectifica media onda en el cual se debe de continuar entregando energía durante el tiempo de conducción (t_c), ya que en éste tiempo se almacena en el circuito primario la energía que posteriormente será transferida al circuito secundario durante el siguiente tiempo de apagado ó no conducción (t_a) (Fig. 2.44.a).

b).- Cuando se rectifica onda completa -- (Fig. 2.44.b), en donde se debe suministrar energía durante los transitorios de cruce de un transistor a otro, comprendido en los tiempos de subida y bajada (t_r, t_f).

En el caso (a) de rectificación de media onda y empleando un capacitor de filtro de salida, podemos someter las variaciones de rizo de tensión ($\frac{1}{\%} t V_{r10}$) dentro de -

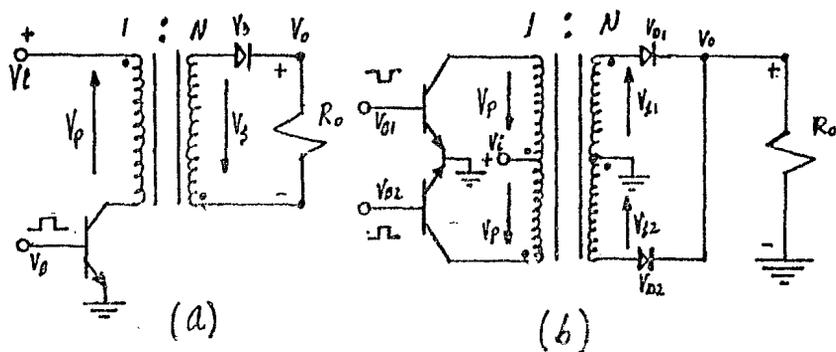


Fig. 2.44 CIRCUITOS CONVERTIDORES CON RECTIFICACION DE MEDIA ONDA (a) Y RECTIFICACION DE ONDA COMPLETA (b)

niveles aceptables para el sistema que se alimenta. En la Fig. 2.45.d, podemos observar el voltaje de salida sin filtrado, esa misma forma de onda la redibujamos asociada a la respuesta del filtro con capacitor según se muestra en la Fig. 2.46.a y

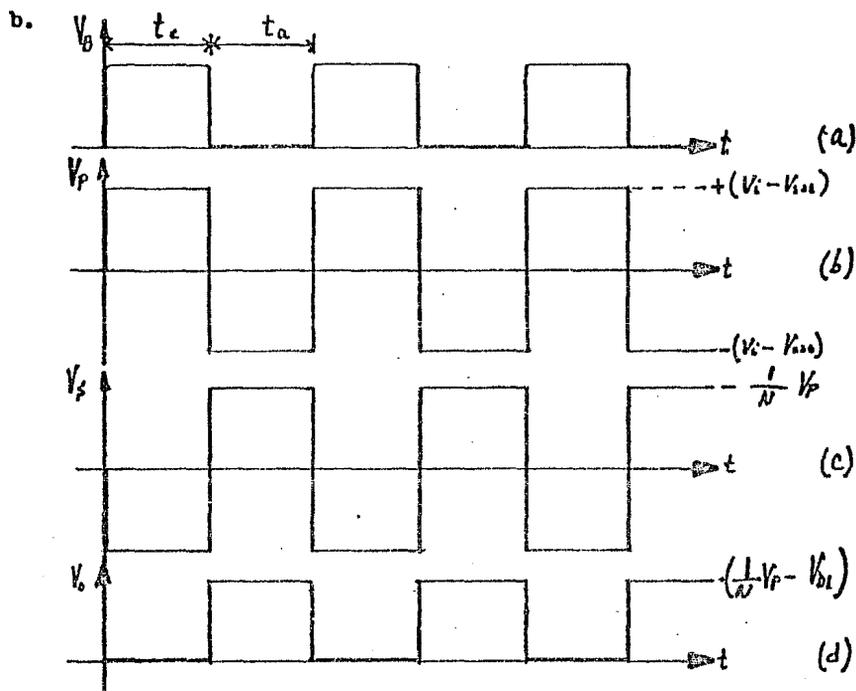


Fig. 2.45 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DE LA Fig. 2.44.a

La magnitud del capacitor de filtrado depende de la corriente de carga y el voltaje de rizo pico a pico permitido entre pulsos de conducción del diodo rectificador ($V_{r.p.r}$). Considerando que el voltaje de rizo ($V_{r.p.r}$) es pequeño comparado con el valor absoluto promedio del voltaje de salida (V_o), el capacitor debe de suplir en promedio una co

riente igual a la corriente de plena carga durante el tiempo de conducción (t_c) (Fig. 2.46.c).

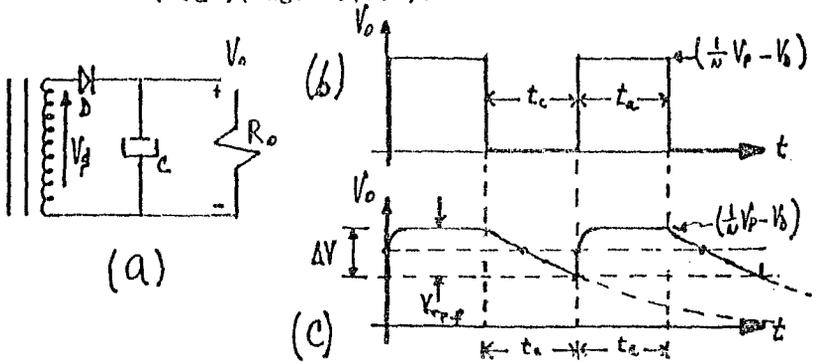


Fig. 2.46 FILTRO CON CAPACITOR Y FORMA DE ONDA SIN FILTRADO (b) Y CON FILTRADO (c)

Analizando la Fig. 2.46.c podemos obtener:

$$Q = CV; \quad \text{---Ecuación del capacitor---}$$

$$\frac{\Delta Q}{\Delta t} = I_o = C \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

pero: $\Delta V = V_{rrp}$

$$\Delta t = t_{cmax} @ I_{o max}$$

por lo tanto:

$$I_{o max} = C \frac{V_{rrp}}{t_{cmax}}$$

$$\delta: \quad C = \frac{I_{o max}}{V_{rrp}} t_{c max} [\mu f] \text{ --- (2.211) ---}$$

donde: $t_{cmax} \Rightarrow \mu \text{ seg.}$

$V_{rrp} \Rightarrow \text{Volts.}$

$I_{o max} \Rightarrow \text{Amp.}$

rizo de salida (f_o), es la mitad de la frecuencia del oscilador maestro (f), por lo que de igual forma, el periodo del rizo de salida (T_o) será el doble del periodo del oscilador maestro (T).

Haciendo el mismo análisis anterior tendremos:

$$Q = CV$$

$$\frac{\Delta Q}{\Delta t} = I_o = C \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

pero:

$$\Delta V = V_{r-p}; \quad y: \quad \Delta t = t_r + t_f + t_d$$

por lo tanto: $I_o = C \frac{V_{r-p}}{t_r + t_f + t_d}$

finalmente: $C = \frac{I_o (t_r + t_f + t_d)}{V_{r-p}} \quad [\mu f] \text{-----} (2.215)$

donde: $I_o \Rightarrow A_{m-p}$

$t_r, t_f, t_d \Rightarrow \mu \text{ seg.}$

$V_{r-p} \Rightarrow V_{o \text{ crs.}}$

El uso del capacitor como único elemento de filtrado encuentra su aplicación en sistemas de baja potencia y mediana, digamos corrientes de carga del orden de dos a cuatro amperes como máximo. Para corrientes mayores, es recomendable el uso de elementos limitadores de corriente en transitorio de arranque de la fuente, ya que en el momento de encendido, el capacitor de salida se encuentra totalmente descargado y su comportamiento en ese instante es la de un corto circuito, quedando la corriente limitada únicamente por la resistencia propia del devanado secundario y la resistencia dinámica del diodo rectificador ó diodos en operación. El condensador de salida, en el momento de arranque, tiende a cargarse con

Δt = Tiempo durante el cual varía -
la corriente en el inductor --
(ΔI_L).

$$V_o - (-V_b) = \frac{L (KI_o)}{t_c}$$

donde: K = Porcentaje de variación de la corriente $I_o = \Delta I_L$
De la expresión anterior podemos obtener la ecuación que nos
determina el valor de la inductancia (L) para rectificación de
media onda:

$$L = \frac{(V_o + V_b) t_c}{KI_o} \quad [\mu H] \quad \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad (2.219)$$

Así mismo obtenemos el valor del inductor para rectificación de
onda completa:

$$L = \frac{(V_o + V_b)(t_b + t_r + t_f)}{KI_o} \quad [\mu H] \quad \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad (2.220)$$

t_a, t_b, t_r, t_f = En microsegundos.

Valores típicos de "K":

$$0.02 \leq K \leq 0.1 \quad \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad (2.221)$$

2.10 DISEÑO DEL INDUCTOR (L) DEL FILTRO DE SALIDA PARA OPERACION EN D.C.

El inductor (L) en los convertidores de -
conmutación maneja corrientes promedio de D.C. igual a la co-
rriente de D.C. de salida (I_o), ésto ocasiona que trabaje en
un cuadrante de la curva de histéresis, aproximándose a la ro

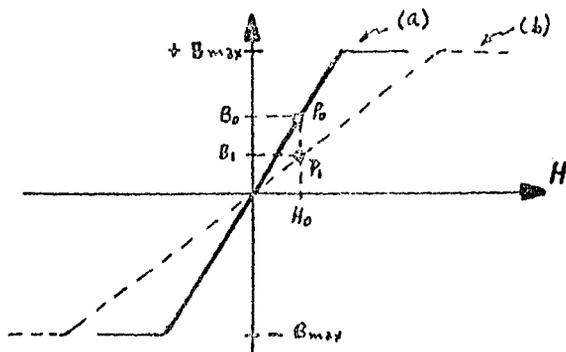


Fig. 2.50 CURVA DE HISTERESIS CON TRAYECTORIA HOMOGENEA (a) Y TRAYECTORIA CON ENTREHIERRO (b).

El efecto de éste entrehierro es aplanar la curva de histéresis al bajar la permeabilidad del circuito magnético, según se muestra en la Fig. 2.50 con rayas punteadas. Al observar la curva sin entrehierro, la corriente (I_L) nos lanza el punto de operación " P_0 " al cual corresponde un valor de B_0 próximo a $-B_{max}$ y un H_0 . Al insertar el entrehierro en el circuito magnético del núcleo, obtenemos una curva más acostada (b) que nos lanza un nuevo punto de operación " P_1 " con su correspondiente densidad de flujo (B_1) mucho menor que B_0 , aumentando el rango dinámico en $\Delta B = (B_{max} - B_1)$, manteniéndose la intensidad de campo (H_0) igual.

La Ley de Ampere nos lanza la relación -- fundamental en los circuitos magnéticos:

$$\oint H dl = 0.4 \pi NI \text{ --- --- --- --- --- } (2.224)$$

La ecuación (2.224) estipula que la integral de línea alrededor de una trayectoria cerrada de longitud

(l), del producto punto entre la intensidad de campo (H) y el elemento de longitud (dl) es igual a $0.4\pi NI$, donde:

NI = Ampers-vueltas que encierran la trayectoria.

H = En Oersted.

l = Centímetros.

N = Numero de vueltas.

I = Ampers.

Consideremos por facilidad una trayectoria magnética toroidal (Fig. 2.51):

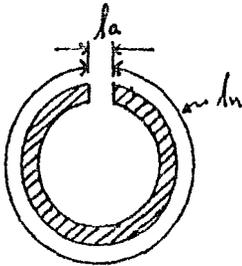


Fig. 2.51 NUCLEO-TOROIDE
CON TRAYECTORIA MAGNETICA
(l_n) Y ENTREHIERRO CON --
TRAYECTORIA (l_a).

La ecuación (2.224) nos resulta:

$$\oint H dl = H_n l_n + H_a l_a = 0.4\pi NI \text{ --- --- --- (2.225)}$$

Considerando que en el entrehierro no existe dispersión de flujo, para un cálculo bastante aproximado tendremos:

$$B_n = B_a \text{ --- --- --- --- --- (2.226)}$$

$$H_n = \frac{B_n}{\mu_n} \text{ --- --- --- --- --- (2.227)}$$

$$H_a = \frac{B_a}{\mu_a} \text{ --- --- --- --- --- (2.228)}$$

El sufijo "n", indica inherente al nucleo y el sufijo "a" inherente al aire.

pero: $\mu_a = 1$, por lo tanto la ecuación (2.228) queda:

$$H_a = \frac{B_a}{\mu_a} = \frac{B_a}{1} = B_n \text{ --- --- --- --- --- (2.229)}$$

Sustituyendo (2.226), (2.227) y (2.229) en (2.225):

$$\frac{B_n}{\mu_n} l_n + B_n l_a = 0.4 \pi N I$$

$$B_n \left(\frac{l_n}{\mu_n} + l_a \right) = 0.4 \pi N I$$

$$B_n = \frac{0.4 \pi N I \mu_n}{\left(l_n + \mu_n l_a \right)} \text{ --- --- --- --- --- (2.230)}$$

Observamos en la ecuación (2.230), que la densidad de flujo --- (B_n) en el nucleo, para un valor $N I$ dado, es menor que con cero entrehierro (l_a). De otra manera observamos que la longitud (l) de la trayectoria magnética se "incrementa" en una cantidad equivalente $\mu_n l_a$.

La densidad de flujo máximo (B_{max}) deberá corresponder a una $I_{o,max} + \frac{1}{2} \Delta I$ y a temperatura máxima de operación, donde $\frac{1}{2} \Delta I$ es el porcentaje máximo de variación de la corriente nominal en el inductor ($K I_o$).

De la misma manera en que la figura de mérito dada por el producto del area de la sección del nucleo - (A_{fe}) y el area asignada para la bobina (A_e) se emplea para

la selección del núcleo del transformador (ecuación (2.192a) y (2.197.6)), también este mismo criterio es empleado en la selección del núcleo para el inductor.

Para cualquier inductor, el voltaje inducido en su bobinado, puede ser definido en términos de la razón de cambio de la corriente en el bobinado ó de el flujo (ϕ) en el núcleo.

$$V_L = L \frac{dI}{dt} = N \frac{d\phi}{dt} \times 10^{-8} \text{ [Volts]} \text{ --- (2.231)}$$

despejando "L":

$$L = \frac{N \frac{d\phi}{dt} \times 10^{-8}}{\frac{dI}{dt}} = N \frac{d\phi}{dI} \times 10^{-8} \text{ --- (2.232)}$$

pero: $d\phi = A_{fe} dB$

sustituyendo $d\phi$ en (2.232)

$$L = N A_{fe} \frac{dB}{dI} \times 10^{-8}$$

de la Fig.2.50 vemos que para: $dB = B_{max}$; $dI = I_{max}$

por lo tanto sustituyendo en (2.233):

$$L = N A_{fe} \frac{B_{max}}{I_{max}} \times 10^{-8}$$

ó:

$$A_{fe} = \frac{L I_{max}}{N B_{max}} \times 10^8 \text{ --- (2.234)}$$

Además de la condición fijada por la ecuación (2.234) para la selección del núcleo, también debemos considerar que el núcleo con sección de área (A_{fe}) seleccionado, debe de ser capaz de acomodar el número requerido de vueltas (N) a la densidad de corriente especificada. Como se determinó en ecuación (2.179), consideramos que el área efectiva ocupada por el alambre del embobinado, es de un 75% del área asignada para la bobina (A_c).

$$\text{Área total seccional del embobinado} = NA_t = 0.75 A_c$$

$$\text{ó: } A_c = \frac{NA_t}{0.75} = 1.33 NA_t \text{ --- --- --- (2.235)}$$

multiplicando (2.234) con (2.235):

$$A_{fe} A_c = \left(\frac{L I_{max} \times 10^9}{N B_{max}} \right) (1.33 NA_t)$$

$$A_{fe} A_c = 1.33 \frac{L I_{max} A_t}{B_{max}} \times 10^9 \text{ [cm}^4\text{] --- --- (2.236)}$$

donde: $A_{fe}, A_c, A_t = \text{cm}^2$

$L = \text{Henrios (Hy)}$

$N = \text{Vueltas}$

$I_{max} = \text{Amperes}$

$B_{max} = \text{Gauss}$

Una vez que el área seccional del conductor (A_t) es obtenido a partir de la densidad de corriente especificada, el producto ($A_{fe} \times A_c$) es determinado ya que todos los términos del miembro derecho de la ecuación (2.236) son especificados. El núcleo con el producto ($A_{fe} A_c$) requerido

se obtiene de las tablas de especificaciones dadas por el fabricante, obteniendo así el área del núcleo (A_{fe}). Una vez obtenido de las especificaciones del fabricante correspondiente al núcleo seleccionado el área de la sección del núcleo --- (A_{fe}), se sustituyen en la ecuación (2.237) y obtenemos el número de vueltas (N) requeridas.

Con los valores ya obtenidos, se sustituyen en la ecuación (2.231), ya que los datos: B_n , I , N , μ_n y l_n son obtenibles de las especificaciones del fabricante correspondientes al núcleo seleccionado, y en caso que no se especifique la longitud de la trayectoria del circuito magnético (l_n), ésta es fácil de determinar a partir de la geometría del núcleo. Finalmente podemos determinar la longitud del entrehierro (l_a), que estará dada por:

$$l_n + \mu_n l_a = \frac{0.4\pi NI \mu_n}{B_n}$$

$$l_a = \left(\frac{0.4\pi NI \mu_n}{B_n} - l_n \right) \frac{1}{\mu_n}$$

$$l_a = \left(\frac{0.4\pi NI}{B_n} - \frac{l_n}{\mu_n} \right) \text{--- (2.237)}$$

donde: $l_a, l_n = \text{cm.}$

$N = \text{vueltas.}$

$I = \text{Amperes.}$

$\mu_n = \text{Permeabilidad promedio del núcleo (Gauss/Oersted).}$

$B_n = \text{Gauss.}$

3. BATERIAS

Las baterías fueron la primera fuente de energía eléctrica en el desarrollo de procesos electroquímicos y leyes de la física. La electricidad estática producida al -- frotar tela seca contra el ámbar fué conocida por los griegos y egipcios ante de la era de Cristo.

Al sumergir dos metales diferentes dentro ----- de un electrolito, una diferencia de potencial aparecerá entre éstos dos metales. La combinación de cobre-hierro en éste experimento ya antiguo, es lo mismo que empleó Luigi Galvani en 1786, cuando descubrió el efecto galvánico ó "celda galvánica".

En el período 1798 a 1800, Alessandro Volta desarrolló la "pila voltaica", integrada también de dos metales diferentes en contacto con un electrolito, la conexión -- en serie para fuentes de voltaje mayores y conexiones paralelas para mayor capacidad de corriente. Experimentadores anteriores habían sospechado que existía una relación entre los fenómenos químicos y eléctricos, relación que fué confirmada por Volta. La "pila voltaica" original, consistió de una serie de discos de zinc y plata separados entre sí por un material poroso no-metálico y hecho eléctricamente conductivo con una impregnación de agua con sal. Este arreglo produjo una diferencia de potencial a través de cada disco de plata y zinc. El arreglo de Volta se muestra en la Fig. 3.1.

Hubo otro arreglo muy importante denominado la "Corona de Copa", integrada por un grupo de copas conteniendo agua con sal, colocadas en círculos y conectadas unas --

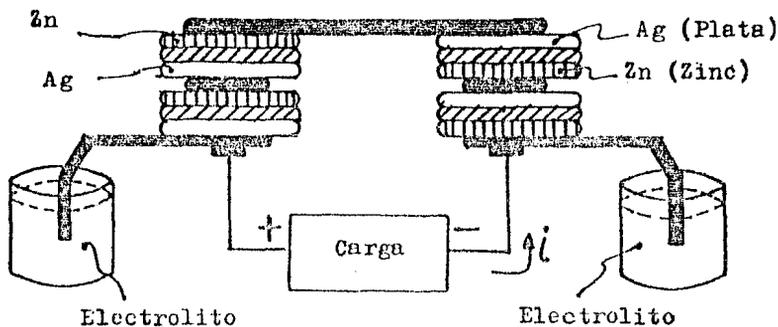


Fig. 3.1 PILA VOLTAICA DE ALESSANDRO VOLTA

con otras por conductores en electrodos de zinc y plata en serie de tal manera que cada copa intermedia contenía un electrodo de zinc y otro de plata de uno y otro extremo. Las copas por un extremo terminaban con electrodo de plata a la que se le conectaba la terminal positiva de la carga y al otro extremo con electrodo de zinc, conectandosele la terminal negativa de la misma carga (Fig. 3.2). Tanto la pila voltaica como la corona de copa resultaban imprácticas para usarlas como baterías de trabajo.

Wallaston mas tarde construyó una batería de grandes dimensiones para la Institución real de Londres. Esta fué la fuente de poder para los trabajos de Davy y Faraday de los siguientes 20 años. Las baterías fueron la fuente de energía eléctrica hasta que se desarrollaron los dinamos a nivel industrial, mucho después que Faraday había hecho sus estudios de los efectos inductivos que hoy conocemos del electro-

magnetismo.

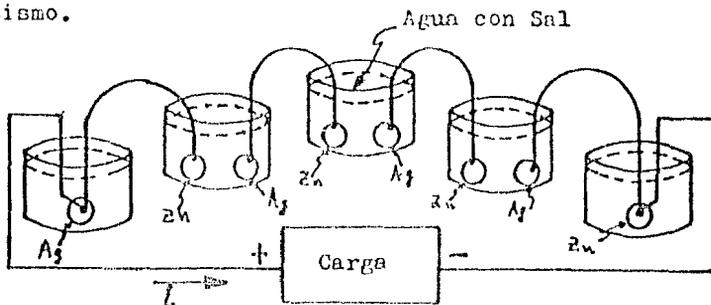


Fig. 3.2 "CORONA DE COPAS" DE VOLTA

Un mayor avance en la evolución de la batería fué la celda, llamada así por su inventor J. F. Daniell. Después de la guerra civil en Estados Unidos, Planté había desarrollado lo básico de la batería recargable de plomo-ácido - sulfúrico.

En 1868 George Leclanché introdujo una celda que fué el inicio de la celda que hoy en día se trabaja. debido a su similitud química, la celda seca llamada celda de zinc-carbón, se sigue refiriéndose como la celda tipo Leclanché. La celda de Leclanché tiene la característica de emplear solamente un material líquido, una solución de cloruro de amonio (sal amoniaco) que reemplaza el electrolito ácido usado en las primeras celdas que se desarrollaron. La solución de electrolito fue reemplazada por una mezcla seca compuesta por dióxido de manganeso y carbón. Embebida en el centro de ésta mezcla, se encontraba una barra de carbón que tenía doble propósito: como colector de corriente y como electrodo positivo.

La primera batería totalmente seca, fué desarrollada entre 1886 y 1888 por el doctor Carl Grassner. Esta

unidad utilizó una pasta de electrolito compuesta por óxido de zinc, sal amoniaco y agua. El zinc, electrodo negativo, fué mo dificado de tal manera que sirvió como recipiente para contener la celda. La barra de carbón fué el electrodo positivo, locali- zada en el centro de la batería. Se sellaba el espacio localiza- do entre el electrodo de carbón y el recipiente de zinc con una pasta neutral para evitar fugas y evaporizaciones. El resulta- do fué una celda portatil y adaptable a diferentes requerimien- tos de espacio. Se podían hacer diferentes arreglos series-pa- ra lelos según la necesidad para obtener mayores voltajes y capa- ci dades de corriente.

En resumen, la batería fué la primer fuen- te prácti ca de energía eléctrica desarrollada por el hombre pa- ra fuentes de poder portatil. A pesar de que se han desarrolla- do otras técnicas para suplir energía eléctrica, la batería la cual convierte "energía química directamente a energía eléctri- ca", sigue siendo la fuente de energía eléctrica de mayor uso cuando los requerimientos de fácil transporte están en primer término.

Con el desarrollo de los semiconductores y con ellos satelites, equipos moviles, etc.; han impuesto una rigurosa demanda para fuentes de poder compactas, dimensionalmente adaptables, disponibilidad para operar en un rango amplio de temperatura y alta autonomia. Esta demanda encuentra solu- ción con el uso de baterías, prueba de ello es la amplia varie- dad y tipos de baterías que se han estado desarrollando en el mundo entero para satisfacer dicha demanda.

3.1 TIPOS DE BATERIAS.

Como se mencionó anteriormente, los tipos y formas de baterías son muy variados, así como los materiales empleados para su fabricación de éstas, pero podemos clasificar a las baterías en dos grupos importantes:

- A).- Primarias ó no-recargables (proceso electroquímico irreversible).
- B).- Secundarias ó recargables (proceso electroquímico reversible).

Antes de hablar de los diferentes tipos de baterías, definamos el término de "capacidad de la batería":

La capacidad de la batería es la disponibilidad de carga que tiene la batería para poder mantener una corriente constante (Amper) durante un periodo determinado -- (hora). El producto de estos dos factores, corriente (Amp) y tiempo (hora) determinan su capacidad en Amper-horas (A-H). Su capacidad se especifica (de la batería) normalmente a 4,8 y 20 horas de descarga continua a temperatura de 25°C.

A).- En el grupo de baterías primarias podemos clasificar entre otras principalmente: celdas secas de zinc, cloruro de amonio, dióxido de manganeso, sistemas a base de carbón, mercurio, plata y alcalinas.

Las baterías de zinc-carbón se han desarrollado en variados valores de voltaje, formas y tamaño. Los tipos son disponibles en voltajes desde 1.5 a 510 volts conectadas en serie para voltajes mayores y en paralelo para incrementar su capacidad de carga ó una combinación de los dos para -- incrementar potencia. La batería de zinc-carbón es el tipo más comunmente utilizado.

El voltaje de trabajo de la celda de zinc-carbón cae gradualmente a medida que ésta es descargada. El tiempo de servicio (horas) entregada por la celda son mayores a medida que el voltaje en el punto de corte al extremo de la descarga se considera menor Fig. 3.3. El rango de voltajes mf

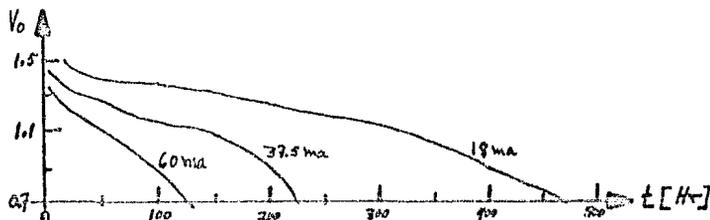


Fig. 3.3 CARACTERISTICA DE VOLTAJE EN DESCARGA DE BATERIA CARBON-ZINC (TAMAÑO "D") REGIMEN DE DESCARGA 4 Hr/DIA.

nimos varía entre 0.8 a 1.1 volts para celda de 1.5 volts nominal, dependiendo de la aplicación. El punto de corte en voltaje mínimo deberá considerarse tan bajo como sea posible para utilizar al máximo la energía disponible en la batería.

Es posible recargar "una batería primaria", pero solamente por un número muy limitado de ciclos y bajo condiciones controladas. Una batería de carbón antes que se recargue deberá tener un voltaje de trabajo no menor de un volts (1), la batería deberá ser recargada inmediatamente después que se saca de servicio. Los amper-horas de recarga deberán ser de 120 a 180% de los amper-hora de descarga y deberá hacerse durante un periodo de 12 a 16 horas, además la batería deberá ser puesta en servicio tan pronto como ésta ha sido recargada, ya que éstas celdas tienen un recipiente de muy corta vida.

Las pilas de magnesio no son compartidas con las de zinc-carbón, básicamente éstas tienen una mayor capacidad de almacenamiento y de mayor duración, además son mas resistentes a la humedad y alta temperatura, encuentran aplicación sobre todo en operaciones del tipo militar. Las baterías de magnesio son relativamente mas caras que las de zinc-carbón entre otras, ya que el costo del material y su baja producción relativa a las de otro tipo por su poca demanda la encarecen.

Las celdas alcalinas del tipo primario, muestran ventaja sobre las celdas convencionales (zinc-carbón) en trabajo pesado ó descargas continuas. Las horas de servicio entregadas por las alcalinas-manganeso (tipo primarias), son mayores a medida que el voltaje de corte en el extremo de la descarga se considera menor. Bajo ciertas condiciones, la celda alcalina llega a entregar hasta 10 veces mas de tiempo en servicio que las celdas convencionales de zinc-carbón. Las características de descarga se comparan en la gráfica de la Fig. 3.4.

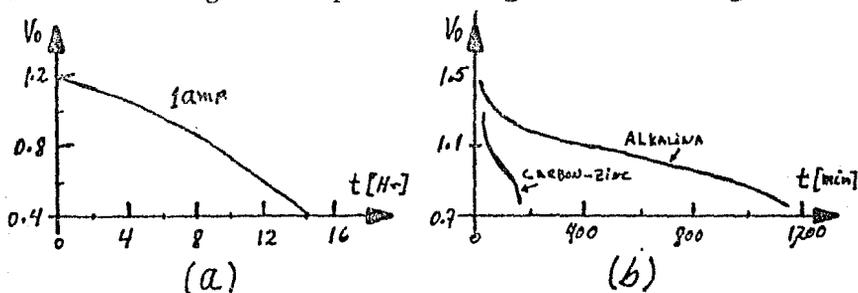


Fig. 3.4 (a) CARACTERISTICA DE VOLTAJE-DESCARGA DE BATERIA ALKALINA-MANGANESO (TIPO "D") REGIMEN DE DESCARGA 24 Hr/DIA
(b) COMPARACION DE CARACTERISTICAS DE DESCARGA DE ALKALINA-MANGANESO Y ZIN-CARBON (TIPO "D") DESCARGA CONTINUA: 500 ma A 70° F.

Las celdas alcalinas-manganeso pueden no mostrar ventaja alguna en descargas ligeras ó ciclos de trabajo pequeños. En uso intermitente y abajo de 300 ma en celdas del tipo "D" (típicas en uso para linternas de mano), las alcalinas pierden su ventaja de economía sobre las baterías de zinc-carbón.

La celda de mercurio fué desarrollada durante la Segunda Guerra Mundial y partió de la necesidad de operar equipo portatil requiriendo una alta relación de capacidad (Amper-hora) a volumen con altas densidades de corriente y habilidad de mantener la energía almacenada bajo condiciones tropicales.

El voltaje nominal de la celda de mercurio es de 1.35 volts ó 1.4 volts, dependiendo de la constitución del elemento de depuración de las placas en la celda, empleando 100% de óxido de mercurio ó una mezcla de óxido de mercurio y dióxido de manganeso correspondiendo a los voltajes de celda antes mencionados respectivamente.

Las características de éstas celdas incluyen: alta capacidad-volumen, curva de descarga plana, voltaje sostenido bajo carga y por lo tanto baja impedancia interna, - capacidad constante (amper-hora) independiente de la razón de descarga, misma capacidad en uso continuo ó intermitente y recipiente de la celda de larga vida.

Por su alta estabilidad en la tensión, égta celda encuentra bastante utilización en el campo de instrumentación, computación, voltajes de referencia en fuentes de poder, etc. Un corto circuito momentaneo no le causa daño permanente, se pueden obtener altas corrientes de descarga sin dan

ñar la celda. Estas baterías son disponibles en un rango de -- voltaje desde 1.35 a 97.2 volts y capacidades desde 36 a 28000 miliamper-hora.

La batería de plata-zinc, celda en estado seca, es considerada superior a todas las demás baterías en el cociente potencia/peso (watt-hora/lb), además de mayor versatij lidad y confiabilidad. A razones de descarga de 100 horas se - han obtenido capacidades mayores de 90 (w-h/lb).

Encuentra alta aplicación en balística y en particular en misiles dirigidos, satelites donde la relación energía/peso interpretan un papel muy importante, además son - ampliamente utilizadas en aparatos para sordos, relojes electró nicos, utilizandose en éstos últimos baterías de óxido de plata.

B).- Las celdas reversibles ó secundarias, se caracterizan porque pueden restaurar su condición química o- riginal ó estado de plena carga, haciendo circular una corrien te eléctrica hacia la celda. A éstas celdas se les conoce comun mente como baterías de almacenamiento de energía ó acumuladores eléctricos. Entre ellas la más común es la de plomo-ácido (Pb- H_2SO_4).

Entre las baterías que se consideran den- tro del grupo de las secundarias , únicamente mencionaremos las de plomo-ácido y niquel-cadmio, por ser de alta aplicación en el presente trabajo.

La batería tipo plomo-ácido se puede obser var su operación, colocando dos barras de plomo y sumergirlas parcialmente en un recipiente de vidrio ó algún otro material resistente al ácido sulfúrico diluido. Al conectar una fuente de corriente directa a éstas terminales y permitir un corto --

tiempo de carga, observaremos que la superficie de una barra se torna café oscuro mientras que el otro mantiene su color original. La placa o terminal que se oscurece al cambiar de color, se cubre con una película de peróxido de plomo y constituye el borne positivo de la celda, la placa ó terminal que permanece del mismo color es el negativo. Cuando la fuente de corriente se remueve de las placas, al colocar un voltmetro sensible en las terminales, observaremos un valor de tensión del orden de 2 volts entre éstas terminales del experimento (celda).

En una batería plenamente cargada, todo el material activo de la placa positiva es "peróxido de plomo", y el de la placa negativa es plomo-esponja. Todo el ácido se encuentra en el electrolito y la gravedad específica de éste se encuentra al máximo. A medida que la batería se descarga, un tanto del ácido se separa del electrolito, el cual se va a alojar en los poros de las placas cambiando el material activo a sulfato de plomo y agua. A medida que la descarga continúa, se sigue extrayendo ácido del electrolito, acumulándose más sulfato de plomo y formación de agua, de tal forma que la proporción de ácido decrese y el agua aumenta.

Cuando la batería se somete a "carga", el efecto contrario se lleva a cabo, es decir, el ácido en el material activo sulfatado de las placas es regresado al electrolito, reduciendo el sulfato en las placas e incrementando la gravedad específica (densidad) del electrolito. La gravedad específica del electrolito seguirá incrementándose, hasta que todo el ácido es extraído de las placas hacia el electrolito. Una vez que todo el ácido es regresado al electrolito, la gravedad específica no se incrementará ya más aunque se siga cargan

do. A medida que la celda se aproxima a su plena carga (fresca), va aumentando su limitación a absorber toda la energía proveniente de la corriente de carga. El exceso de carga electrolyza el agua, liberando hidrógeno y oxígeno de las celdas en forma de gases, Siendo ésta la razón en parte el que tenga que agregarse agua periódicamente a las celdas.

El decrecimiento de la gravedad específica ó densidad del electrolito en descarga, es proporcional a los amper-horas descargados. En recarga, el crecimiento de la densidad del electrolito no es proporcional a los amper-horas de carga (Fig. 3.5).

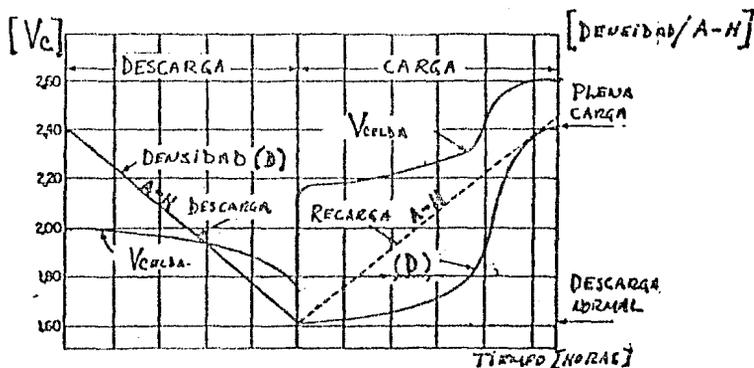


Fig. 3.5 CURVAS TÍPICAS DE VOLTAJE Y DENSIDAD (GRAVEDAD ESPECÍFICA) A RÉGIMEN CONSTANTE DE DESCARGA Y RECARGA.

La celda de plomo-ácido tiene el valor más alto de voltaje que cualquier otro tipo comercial, su valor de tensión nominal es de 2 volts, mas sin embargo éste varía con la gravedad específica. Así pues si colocamos tres celdas "En batería", tendremos una batería de 6 volts y así sucesivamente.

Las celdas secundarias de plomo-ácido, se venden cargadas y preparadas con el electrolito en su interior ó cargadas y en estado seco de tal manera que facilita su transportación al lugar de trabajo, en donde se le agrega el electrolito con la densidad requerida al ponerse en servicio.

El voltaje de circuito abierto de la celda de plomo-ácido, varía desde 2.06 volts a 2.14 volts, dependiendo de la densidad del electrolito y la temperatura. Dicho valor de tensión puede ser calculado con bastante aproximación con la siguiente ecuación:

$$V = 1.85 + 0.917 (D - d) \text{ --- --- --- --- --- (3.1)}$$

en donde:

D = Gravedad específica del electrolito (densidad)

d = Gravedad específica del agua a la temperatura de la celda.

La ecuación (3.1) se puede resumir aproximadamente y con mayor aplicación práctica en la ecuación (3.2):

$$V = D + 0.84 \text{ Volts --- --- --- --- --- (3.2)}$$

Por ejemplo, si consideramos una lectura en el hidrómetro de 1.185, tendremos un valor de tensión de circuito abierto en la celda de:

$$V = 1.185 + 0.84 = 2.025 \text{ Volts.}$$

En descarga existe una caída de voltaje debido a su resistencia interna, ésta "caída" aumenta al incrementar la corriente de descarga. A un ritmo continuo de descarga, el voltaje en los terminales decrece cada vez más a medida que la descarga continúa, a la vez que la celda se acerca a su pun

to exhausto, el voltaje decrece mas rápidamente a un valor efectivo llamado "voltaje final de la celda". Este valor final llega a ser tan alto como 1.85 volts para bajos ritmos de descarga ó tan bajo como 1.0 volts para altos ritmos de descarga. Un valor de 1.75 volts, es un valor típico aplicable para el voltaje final ó de "celda exhausta".

Cuando una batería descargada es cargada, su voltaje de celda se eleva, siendo mayor con corriente de carga mayores. Con un valor medio de corriente de carga, el voltaje se elevará en cuestión de minutos, a un valor de 2.1 a 2.15 volts, y se continúa incrementando gradualmente hasta que la carga alcanza del orden del 75% de su valor máximo ó "plena carga". Enseguida, el voltaje se incrementa con mayor rapidez hasta que se estabiliza en un valor máximo de 2.6 volts típicamente, manteniéndose en ese valor constante al 100% de su capacidad (Fig. 3.5).

La densidad del electrolito debe de ser de un valor alto lo suficiente y no demasiado, para que contenga la cantidad requerida de ácido sulfúrico en la "demanda química". Si la densidad es demasiada alta, indica que la cantidad de ácido es excesiva, que al alcanzar tales magnitudes de acidez puede producir daños irremediables por ataques químico a la celda. Los valores de densidades para las diferentes aplicaciones se muestran en la tabla de la Fig. 3.6.

En cualquier momento, la densidad del electrolito es una indicación del estado de carga de la celda, de tal manera que podemos determinar el porcentaje de descarga de la celda con la ecuación (3.3).

| DENSIDAD (Lectura en Hidrómetro) | APLICACION |
|-------------------------------------|--|
| 1.275 | TRABAJO PESADO O CICLADA EN MOTORES ELECTRICOS INDUSTRIALES. |
| 1.260 | SERVICIO AUTOMOTRIZ |
| 1.245 | PARCIALMENTE CICLADA (MARCHAS, FAROS DE CARROS DE FERROCARRIL, ETC.) |
| 1.210 | BANCOS DE BATERIAS (RESPALDOS O SERVICIO DE EMERGENCIA) |

Fig. 3.6

$$\% \text{ Descarga } A/t_0 = \frac{D_0}{D_{\max} - D_{\min.}} \times 100 \quad (3.3)$$

donde: D_0 = Densidad medida en cualquier momento (t_0).

D_{\max} = Densidad máxima ó de plena carga.

D_{\min} = Densidad mínima ó de voltaje final (exhausta).

t_0 = Indica el momento de medición y determinación del estado de carga de la celda que es un momento cualquiera.

La curva típica de carga y descarga se muestra en la Fig. 3.5.

La celda de Niquel-Cadmio emplea como material activo en la placa positiva hidrato de níquel, con un

tanto de grafito para aumentar la conductividad. El material activo de la placa negativa es cadmio-esponjoso con aditivos para auxiliar en la conductividad. El electrolito es una solución a base de hidróxido de potasio, la densidad del electrolito es normalmente de 1.160 a 1.190 (dependiendo del tipo de celda) a 25°C. Se le agrega una pequeña dosis de hidróxido de litio para aumentar la capacidad (A-H).

El voltaje nominal de la celda de níquel-cadmio (Ni-Cd) en descarga es de 1.2 volts. El voltaje de una celda de níquel-cadmio depende si la celda se encuentra en circuito abierto, en carga ó en descarga. El voltaje de circuito abierto puede variar desde 1.30 a 1.38 volts y no es un indicador preciso del estado de carga de la celda.

Cuando la celda es conectada a una carga externa, su voltaje caerá a un valor dependiendo del ritmo de descarga y del estado de carga. Si el ritmo de descarga es constante (corriente de descarga), el voltaje decrecerá hasta que éste alcance un punto donde la celda es descargada. El valor del voltaje final es de 1.14 volts por celda.

La Fig. 3.7 nos muestra tres curvas de --descarga, muestra diferentes caídas de voltaje en la celda para diferentes corrientes de descarga. La curva (a) muestra el voltaje de la celda descargandose a cinco veces la corriente de descarga normal, hasta el valor final de tensión de 1.0 volts (se consideran cinco horas como el tiempo normal de descarga --tal que el producto de estos dos factores nos dá la capacidad nominal de la batería). La curva (b) nos muestra el voltaje de la celda descargandose al 160% de la corriente normal de descarga hasta un voltaje final de 1.10 volts, finalmente la curva (c)

nos muestra el voltaje de la celda descargándose a una corriente de descarga correspondiente a cinco horas continuas tal que el producto nos lanza un valor de capacidad alrededor del nominal con un voltaje final de 1.14 volts.

Cuando una celda es colocada en carga, su voltaje inicialmente se incrementa rápidamente, enseguida baja a un ritmo de incremento moderado hasta que la carga alcanza aproximadamente el 70% de su valor pleno de carga ó 100%. En éste punto el voltaje se vuelve a incrementar rápidamente otra vez e inclusive aún más rápido que al inicio de la recarga, finalmente, se estabiliza y se mantiene prácticamente constante.

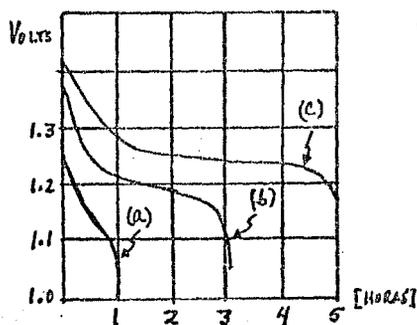


Fig. 3.7 VOLTAJE DE CELDA EN DESCARGA DE 1, 2 Y 5 HORAS (a, b y c RESPECTIVAMENTE).

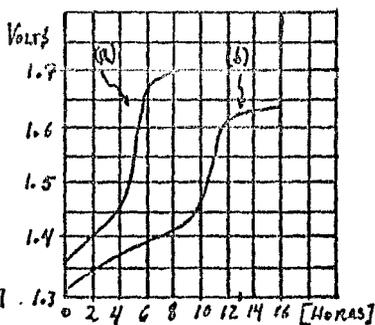


Fig. 3.8 VOLTAJE DE CELDA EN CARGA A 180% (a) Y -- 100% (b) DE LO NORMAL.

La Fig. 3.8 nos muestra como la curva de voltaje varía con diferentes niveles de descarga. La curva (a) muestra el voltaje de la celda al 180% del ritmo normal de descarga. La curva (b) nos muestra a un ritmo normal de descarga.

La Fig. 3.9 resume la característica de -

voltaje de una celda de níquel-cadmio, mostrando una curva típica de descarga-recarga (carga) a un ritmo normal de trabajo.

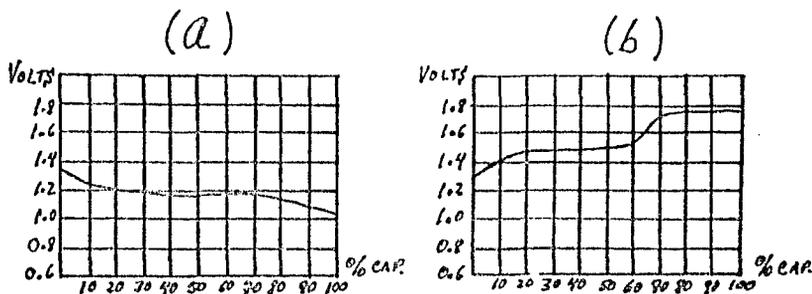


Fig. 3.9 (a) CURVA DE DESCARGA A 5 HORAS (b) RECARGA A RITMO NORMAL (AMBAS CONTRA PORCENTAJE DE CAPACIDAD).

3.2 CARGADOR DE BATERIA.

El cargador de baterías es una fuente de corriente directa con un valor de voltaje de salida mayor que el voltaje a 100% de su capacidad, de la celda a cargar, siendo variables en algunos tipos de cargadores automático-regulados, dependiendo del estado de carga de la celda en recarga. Este dispositivo se encarga de reintegrarle la capacidad de trabajo a la celda ó celdas, generando el proceso electroquímico contrario al de descarga.

El cargador de batería posee un valor de tensión entre sus terminales, el terminal positivo se conecta a la terminal positiva de la batería normalmente a través de un elemento limitador de corriente, la terminal negativa bajo ésta condición, comunmente se conecta a la terminal negativa de la batería. En el caso de bancos de alimentación con positivo común, las conexiones anteriormente mencionadas, normalmen-

te tendran la misma configuración a excepción del elemento limitador de corriente, el cual estaría ubicado en los bornes negativos complementado a la Fig. 3.10.b.

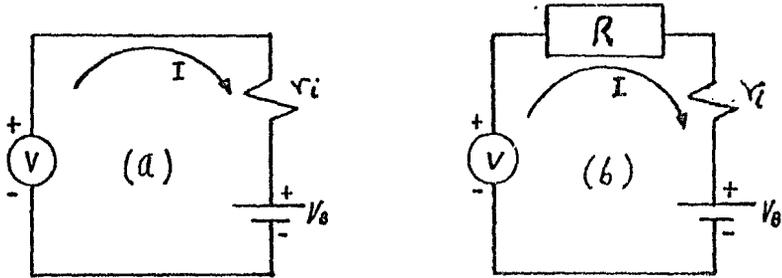


Fig.3.10 (a) CARGADOR BASICO. (b) CARGADOR CON ELEMENTO LIMITADOR (R) DE CORRIENTE.

La ecuación (3.4) nos dá el comportamiento del circuito cargador de la Fig. 3.10.a, la ecuación (3.5) corresponde al circuito de la Fig. 3.10.b.

$$\left. \begin{aligned} V &= I r_i + V_B \text{ --- (a)} \\ I &= \frac{V - V_B}{r_i} \text{ --- (b)} \end{aligned} \right\} \text{--- (3.4)}$$

$$\left. \begin{aligned} V &= I (R + r_i) + V_B \text{ --- (a)} \\ I &= \frac{V - V_B}{R + r_i} \text{ --- (b)} \end{aligned} \right\} \text{--- (3.5)}$$

El circuito de la Fig. 3.10.a, constituye el sistema más "simple" aparentemente. Si consideramos que el valor de la resistencia interna (r_i) de la batería es del orden de fracciones de ohms, veremos que para pequeñas diferen

cias en el voltaje de la fuente (V) y el de la batería (V_B), corresponde a grandes variaciones de corriente de carga (I) - (Fig. 3.11).

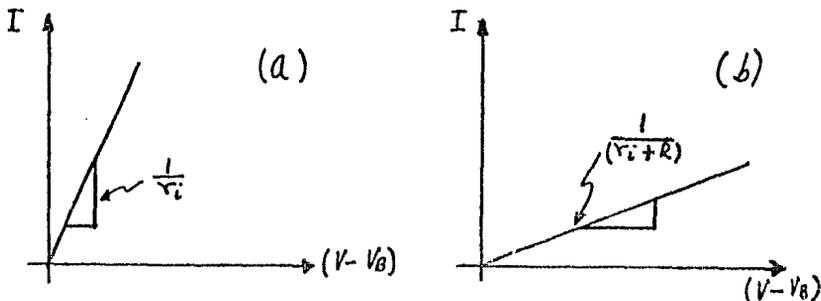


Fig. 3.11 (a) RECTA DE CARGA PARA EL CIRCUITO (3.10.a).
(b) RECTA DE CARGA DEL CIRCUITO (3.10.b).

El inconveniente del circuito 3.10.a, es de que en el caso de que la batería esté en su valor de voltaje exhausto y si el voltaje de la fuente (V), si no es regulado, circunstancialmente puede tener su valor máximo, que al conectarse a la batería descargada puede producir calentamientos excesivos ó en su extremo hasta dañar al cargador por exceso de corriente, a menos que cuente con un sistema de protección adecuado.

Consideremos un caso práctico, una batería de 12 volts nominales, 100 (A-H) y condición de voltaje por celda de 1.75 volts (descargada). La densidad al 100% de su capacidad (fresca) es de 1.262. El voltaje por celda cuando se encuentra al 100% de su capacidad y de acuerdo a la fórmula - (3.2) será:

$$V_{\text{celda}} = 1.262 + 0.84 = 2.102 \text{ volts}$$

por lo tanto el voltaje de la batería será de:

$$V_B = 2.102 \times 6 = 12.612 \text{ volts}$$

considerando que el voltaje del cargador debe de exceder el voltaje máximo de la batería, considerando una corriente final de carga a un ritmo de 50 horas, tendremos:

$$I_{\text{FINAL}} = \frac{100 \text{ [A-H]}}{50 \text{ [H]}} = 2 \text{ [Amp.]}$$

$$V = I_{\text{FINAL}} \times r_c + V_B = 2 \times 0.1 + 12.612$$

$$V = 12.812 \text{ [Volts]}$$

La corriente inicial de carga será:

$$I_{\text{INICIAL}} = \frac{V - V_{B\text{min}}}{r_c} = \frac{12.812 - (1.75 \times 6)}{0.1}$$

$$I_{\text{INICIAL}} = 23.12 \text{ [Amp.]}$$

Normalmente la fuente del cargador llega a depender directamente de las variaciones de la línea de alimentación de A.C., si pensamos un $\pm 5\%$ de variación de línea, tendremos:

$$I_{\text{INICIAL}+5\%} = \frac{12.812(1.05) - 10.5}{0.1} = 29.526 \text{ [Amp.]}$$

$$\frac{I_{\text{INICIAL}+5\%}}{I_{\text{INICIAL}}} = 1.277; \Rightarrow \underline{\underline{27.7\% \text{ Adicional}}}$$

al variar un $+ 5\%$ el voltaje del cargador, la corriente se incrementa en un 27.7% , además vemos que la batería se empieza a cargar a un ritmo equivalente de 3.39 horas, ó sea:

$$T = \frac{100 [A \cdot H]}{29.526 [A]} = 3.389 [H]$$

lo cual está muy por encima de los ritmos o tasas adecuadas de carga.

Para evitar éstos inconvenientes, se le agrega un elemento limitador de carga (R). Por lo general podemos hablar de un elemento resistivo puro. Si observamos la ecuación (3.5.b) del circuito, y si hacemos $R \gg r_i$, podríamos considerar:

$$I = \frac{V - V_B}{R + r_i} \approx \frac{V - V_B}{R}$$

Ahora para reducir los efectos de la variación de voltaje de la batería (V_B), hacemos el voltaje del cargador (V) mucho mayor que el de la batería ($V \gg V_0$). Si seguimos el ejemplo anterior pero a un ritmo de carga de 10 horas y $V = 5 V_{B_{max}}$:

$$I = \frac{100 [A \cdot H]}{10 [H]} = 10 \text{ Amp}$$

$$R = \frac{V - V_B}{I} - r_i = \frac{5 \times 12.612 - 12.612}{10} - 0.1$$

$$R = 4.945 \Omega \approx 5 \Omega$$

ahora tendríamos:

$$I_{inicial} = \frac{V - V_{B_{min}}}{R + r_i} = \frac{63.06 - 10.5}{5 + 0.1} = 10.306 \text{ Amp}$$

Ahora si consideramos un incremento del 5% en el voltaje del cargador:

$$I_{inicial}^{5\%} = \frac{63.06(1.05) - 10.5}{5 - 1} = 10.924 \text{ Amp.}$$

$$\frac{I_{\text{inicial } 5\%}}{I_{\text{inicial}}} = \frac{10.924}{10.306} = 1.06; \Rightarrow 6\% \text{ Adicional.}$$

$$I_{\text{inicial}} = \frac{63.06 - 12.612}{5.1} = 9.892 \text{ Amp.}$$

$$T = \frac{100 [A-N]}{9.892 [A]} = 10.109 [\text{Horas}]$$

El ritmo de carga final sigue siendo prácticamente igual, ya que el incremento que tuvo es de solo 1.09% con respecto al ritmo de carga inicial. (10 horas).

Dos circuitos básicos se muestran en la Fig. 3.12.a y b.

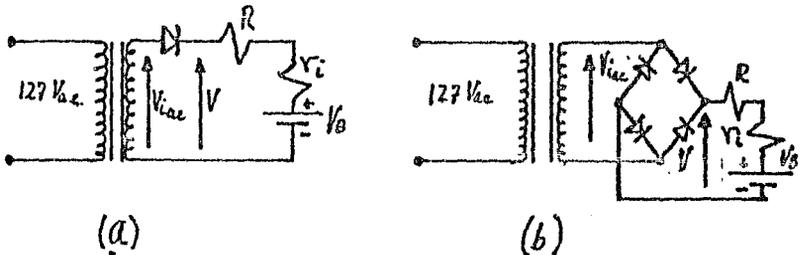


Fig 3.12 CIRCUITOS CARGADORES AUTOREGULADO BASICOS (a) MEDIA ONDA (b) ONDA COMPLETA.

Despreciando la caída de tensión de los diodos rectificadores, observamos las formas de onda correspondientes a la Fig. 3.12.a. y b. Para el caso de la Fig. 3.12.a:

$$V_{\text{prim}} = I(R + Y_L) + V_B \text{ --- --- --- --- (3.7.a)}$$

considerando:

$$V_{\text{prim}} = 5V_B = 0.319 V_m$$

$$\therefore V_m = 15.72 V_B \text{ --- --- --- --- (3.7.b)}$$

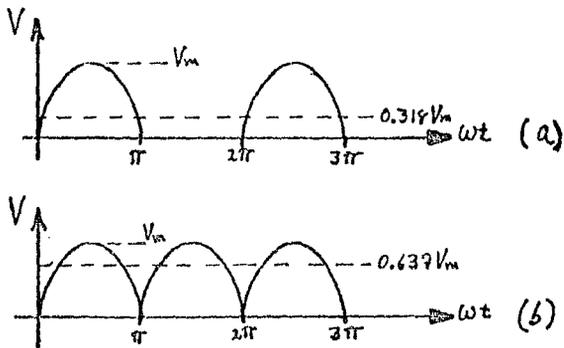


Fig. 3.13 FORMA DE ONDA DE EL CARGADOR DE MEDIA ONDA (a) Y ONDA COMPLETA (b).

$$V_{i_{rms}} = \frac{15.22 V_B}{\sqrt{2}} = 11.11 V_B$$

Para el caso de la Fig. 3.12.b:

$$V_{p_{min}} = I(R + r_c) + V_B \text{ --- --- --- --- --- (3.7.a)}$$

$$V_{p_{min}} = 5 V_B = 0.637 V_m$$

$$V_m = 7.849 V_B \text{ --- --- --- --- --- (3.7.b)}$$

$$V_{i_{rms}} = \frac{7.849}{\sqrt{2}} V_B = 5.55 V_B \text{ --- --- --- --- --- (3.7.c)}$$

Cabe hacer notar que no se han considerado las caídas de los diodos. En caso que los voltajes manejados sean comparables - con las caídas de tensión (V_D), a la ecuación (3.6.b) se le suma V_D y a la ecuación (3.7.b) se le suma $2 V_D$, afectando consiguientemente las ecuaciones (3.6.c) y (3.7.c) respectivamente. Otra observación es de que se considera un factor de $5 V_B$ para el grado de regulación de la corriente de carga - entre máximo y mínimo, pero éste factor puede ser reducido a $3 V_B$ ó $2 V_B$ con los correspondientes incrementos entre las corrientes iniciales (máximo) y finales (mínimo) de carga, consideradas en el ejemplo analizado anteriormente. La corriente (I) de carga dependerá de los ritmos de carga y la capacidad de la batería a cargar. Normalmente y en la mayoría de los casos de baterías níquel-cadmio, el ritmo máximo de carga recomendado por el fabricante es de 8 horas por capacidades desde 300 ma-H hasta el orden de 4 A-H, es decir que si tenemos una batería de 4 (A-H) de capacidad, la máxima corriente de carga será:

$$I = \frac{4 [A-H]}{8 [H]} = 0.5 \text{ Amp.}$$

Las capacidades de los acumuladores de -- plomo-ácido, comprendidos entre 40 a 300 (A-H), normalmente -- vienen especificados a una tasa de trabajo de 20 horas, ciertos acumuladores de uso pesado se especifican a 4 horas.

En los sistemas fijos que emplean banco de baterías como fuente de energía de respaldo, emplean cargador de batería un tanto más sofisticado, ya que normalmente éste mismo cargador a la vez que mantiene en el estado óptimo de -- carga a las baterías, supl^e la alimentación de energía al sig^u tema que respalda dicho banco. Si el sistema paso por un esta^do de emergencia extremo, llevando a las celdas a su nivel de descarga máxima permitida (próximo al exhausto), el cargador debe de ser capáz de entregar la corriente de carga a las cel^las, a la vez que continúa alimentando al equipo respaldado -- (Fig. 3.14).

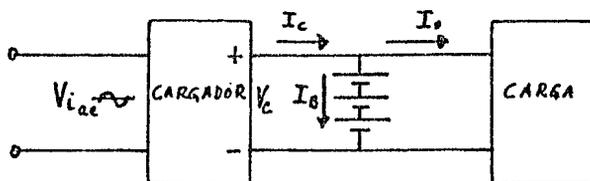


Fig. 3.14 SISTEMA NO-INTERRUMPIDO DE ALIMENTACION.

Al proceso de carga del banco de baterías después de un tiempo determinado de emergencia ó falla de la

alimentación primaria (V_{iac} en el caso de la Fig. 3.13), se le llama proceso ó estado de "igualación". Una vez que el banco de batería alcanzó su nivel de máxima carga (100% de su capacidad nominal) en el proceso de igualación, entra en un estado de "operación normal" en el cual únicamente se le entrega a la batería la energía suficiente para compensar las corrientes de fuga de ésta y mantenerla en su máxima capacidad y lista para sostener un estado de falla de alimentación primaria. A éste proceso en el cual la batería se mantiene en un estado de carga de máxima capacidad, entregando únicamente la corriente que compensa las pérdidas de carga por corrientes de fuga entre sus bornes-términales, se le llama proceso ó estado de "flotación". Para un estado de igualación le corresponde un voltaje de igualación (V_{ei}), así mismo, para un estado de flotación, le corresponde un voltaje de flotación (V_{ef}). El voltaje de igualación siempre será mayor que el voltaje de flotación. El objetivo primordial del proceso de igualación, es precisamente "igualar" las capacidades de las celdas individuales. Las celdas son "igualadas" en el momento en que han alcanzado su máxima capacidad y tienen sus densidades y voltaje por celda "aproximadamente igual".

Los fabricantes de baterías normalmente facilitan la información del voltaje máximo de igualación como el de flotación, así como las temperaturas de operación. Los voltajes máximos recomendados por el fabricante no deberan ser excedidos, ya que de lo contrario, se generan gases excesivos con alto contenido de oxígeno e hidrógeno que son altamente inflamables. Una consideración muy importante en el proceso de igualación es la temperatura del electrolito, la cual debe de

permanecer debajo de los niveles máximos que especifica el fabricante, un valor típico como temperatura máxima es de 43°C para celdas de plomo-ácido. En caso de alcanzar a exceder la temperatura máxima del electrolito, el voltaje de igualación debe ser desconectado de la batería y permitir que la celda se enfríe. Una vez enfriada se puede continuar con el proceso de igualación. Un voltaje típico de igualación es de 2.35 volts por celda para el tipo de plomo-ácido.

La batería sometida a un estado de flotación, se encuentra conectada permanentemente a la fuente de carga (cargador). El cargador la mantiene en una condición de plena carga lista para operar en un momento impredecible de estado de falla. El voltaje de flotación como anteriormente lo mencionamos, es menor que el voltaje de igualación, juega un papel importante en cuanto a la vida de las celdas y el mantenimiento de éstas. Si el voltaje de flotación del cargador es demasiado grande, la vida de la celda se recorta ya que se incrementa la corrosión en las placas con la correspondiente "fatiga" mecánica, además que el servicio de mantenimiento se incrementa debido a la alta gasificación en el electrolito por efecto de electrólisis y el correspondiente consumo excesivo de agua. Si el voltaje de flotación del cargador es demasiado bajo, la celda no alcanza su máxima carga y existirá un acumulamiento de sulfato de plomo en las placas. Lo anterior se hace evidente en una caída de voltaje de celda y su densidad. Un valor típico de voltaje de flotación es de 2.15 volts por celda del tipo plomo-ácido.

Después de varios meses de operación normal de la batería plomo-ácido, en cuanto a su carga y descarga,

existirá un decrecimiento en el nivel del electrolito de la celda. Este decrecimiento de nivel es normal y es debido a la gasificación del agua (H_2O) en el electrolito por medio del proceso de electrólisis.

La electrólisis, es un proceso por medio del cual la molécula de agua (H_2O) es partida en gases de hidrógeno y oxígeno, debido a una corriente excesiva de carga en la celda. Las burbujas de éstos gases se hacen presentes en el electrolito durante el proceso de "igualación" de la batería. Aproximadamente dos tercios del gas generado es hidrógeno y un tercio es oxígeno.

Los gases generados son inodoros e incoloros. El hidrógeno liberado es de consideración, ya que si alcanza un nivel de concentración en el aire del 4%, crea una atmósfera potencialmente explosiva.

Por razones de seguridad es recomendable emplear arrestadores de flama en las celdas, así como el nivel del electrolito para asegurar que el hidrógeno dentro de la celda no puede entrar en ignición. El cuarto donde se localize la batería, deberá tener una ventilación adecuada, ya sea normal ó forzada, además no deberán introducirse al local fuentes de ignición como lo son los cigarrillos, cerillos y elementos que generen chispa.

El grado de generación de gas es proporcional a la corriente de carga que fluye a través de una celda cargada al 100% de su capacidad. Esta corriente ésta directamente relacionada con el voltaje de carga en "flotación" y, aproximadamente se dobla por cada 0.05 volts de incremento por

celda en el voltaje de carga en flotación. Es por eso que a medida que el voltaje de carga en flotación, digamos 2.2 volts por celda, se incrementa a 2.25 volts, la corriente de flotación y volumen del gas generado por unidad de tiempo se incrementa al doble.

El documento IEEE 484-1975, girado por la IEEE, emite recomendaciones para la instalación y operación de grandes bancos de baterías de plomo, además, define que: "El gradiente de generación de gas por una batería ésta calculado al nivel del mar y a 25°C por la siguiente formula":

$$\chi \left[\frac{ft^3}{min} \right] = N_c \times 2.67 \left[\frac{ft^3}{min} \right] \times I_f \times 10^{-4} \quad \text{--- (3.8)}$$

donde:

χ = Cantidad resultante de el gradiente de formación de gas.

N_c = Número de celdas que forman la batería.

I_f = Corriente de flotación a través de la batería (Amp).

Min = Minutos.

La ecuación (3.8) es aplicable tanto a las baterías que emplean rejillas de plomo-calcio y plomo-antimonio de cualquier capacidad, ya que la corriente de flotación está directamente relacionada con el tipo de batería, voltaje de carga y capacidad.

Para determinar la razón de generación de gas en un momento dado, de una batería instalada, solamente es necesario medir la corriente de flotación después de varios días de estar en carga (3 a 4 días), y aplicar la ecuación -- (3.8).

Para predecir la razón de gasificación mí-

nima de una batería que se va a instalar, los valores de corriente de flotación mostrados en la tabla de la Fig. 3.14 -- pueden emplearse en la ecuación (3.8).

Por ejemplo, el volumen de gas generado -- diariamente por una batería de: 60 celdas, 840 (A-H), de plomo-calcio y cargandose a un voltaje de 2.20 volts por celda:

$$60 \text{ Celdas} \times 2.69 \left[\frac{\text{ft}^3}{\text{min}} \right] \times 0.006 \frac{\text{Amp}}{100 [\text{A-H}]} \times 840 [\text{A-H}] \times \frac{60 \text{ min}}{1 \text{ Hora}} \times \frac{2.4 \text{ Volts}}{1 \text{ dia}} \times 10^{-4} = 1.17 \left[\frac{\text{ft}^3}{\text{DIA}} \right] \text{ de gas Hidrogeno.}$$

| CORRIENTE DE FLOTACION FINAL DE CARGA (Amp) PARA CAPACIDADES DE BATERIA PLOMO-ACIDO DE 100 A.H. | | | |
|---|----------------------------|-------|--------------|
| VOLTAJE DE CARGA X CELDA | PLACAS DE: PLOMO-ANTIMONIO | | PLOMO-CALCIO |
| | NUEVA | VIEJA | |
| 2.15 | 0.030 | 0.120 | 0 |
| 2.17 | 0.040 | 0.160 | 0.004 |
| 2.20 | 0.052 | 0.210 | 0.006 |
| 2.23 | 0.075 | 0.300 | 0.008 |
| 2.25 | 0.110 | 0.440 | 0.010 |
| 2.27 | 0.120 | 0.480 | 0.012 |
| 2.33 | 0.200 | 0.960 | 0.024 |

Fig. 3.15

Finalmente, el local en el que se localizan las celdas, deberá tener suficiente ventilación natural ó forzada, para prevenir una acumulación de gas que exceda el --

2% del volumen desocupado del local. Aun más, el gas debe de ser expulsado al exterior preferentemente que ser recirculado en un sistema de ventilación cerrada.

La Fig. 3.16 muestra la curva típica de los voltajes de igualación y flotación de un cargador con respecto al porcentaje de carga, considerando como 100% el valor nominal de carga.

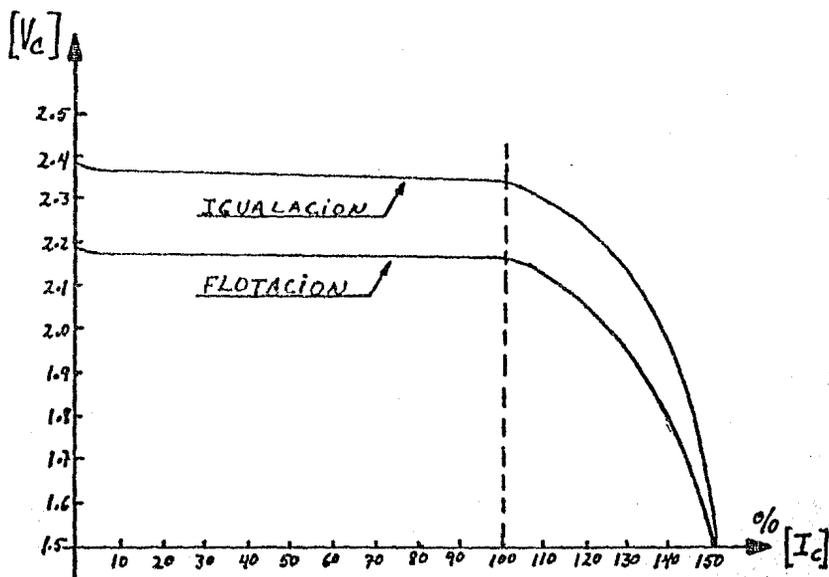


Fig. 3.16 CURVAS VOLTS-% DE CARGA DE CARGADOR TÍPICO QUE OPERAN EN IGUALACION/FLOTACION.

Un método no muy común pero que dá muy bue

nos resultados para la reducción de generación de gas y consecuentemente reducción en el mantenimiento de la batería al bajar de igual forma el consumo de agua en el electrolito, es crear un ciclo de histéresis en el proceso de carga y descarga de la batería, en un rango del 80 al 100% de su capacidad nominal. Es decir, a la batería se le lleva al 100% de su capacidad mediante un voltaje de igualación, inmediatamente se le desconecta el voltaje de carga y se permite que la batería suplata la energía a la carga hasta que su capacidad decrezca al 80% del nominal, en éste momento se le vuelve a conectar el voltaje de carga en igualación y así sucesivamente. Este método es aplicable en sistemas de baja potencia, en donde la corriente de carga en igualación se mantiene relativamente baja.

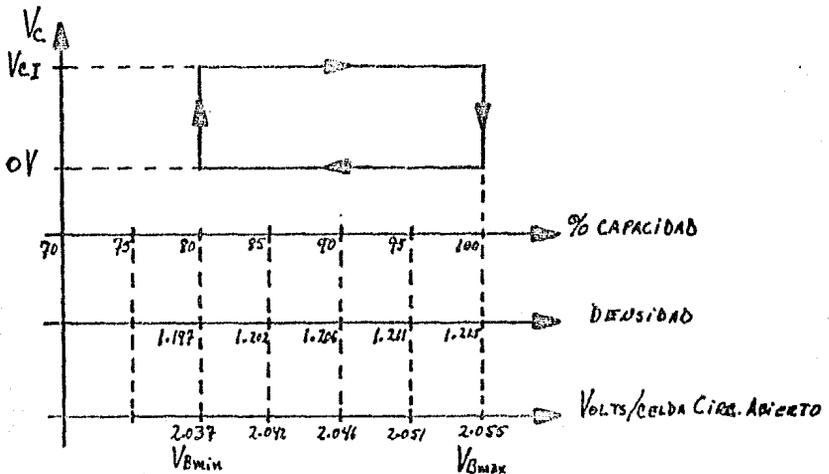


FIG. 3.17 RELACION DE VALORES TIPICOS EN CAPACIDAD, DENSIDAD Y VOLTAGE DE CELDA EN VACIO PARA CELDAS DE PLOMO-ACIDO.

4. ENERGIA SOLAR

El sol, considerado como la primera, la mayor, la más "limpia" y la última fuente de energía, ha estado bañando con energía a la tierra durante miles y miles de años. La verdad es que toda la energía en la tierra, originalmente procede de el sol, todos los combustibles procedentes de los hidrocarburos, tales como el carbón, petróleo y gas natural, fueron originalmente producidos por la acción del sol en la vegetación.

Para que podamos entender como podemos emplear la energía solar transformada en una forma más conocida y con mayor aplicación entre nosotros como es la energía eléctrica, debemos de saber un poco de la naturaleza de la luz y de las unidades que se emplean para medirla y cuantificarla.

La luz es una manifestación de la energía en forma electromagnética, precisamente como la señal de radio o la televisión entre otras. La única diferencia es que la longitud de onda (λ) de la luz es mucho más corta que la de la onda de radio. Los diferentes colores de la luz se determinan por su longitud de onda. La longitud de onda más larga que podemos detectar visualmente es la del color rojo y la más corta la del violeta.

Desde los conceptos elementales de la física, sabemos que la energía es la capacidad para producir --trabajo, ésta se mide en unidades tales como: gramo-caloría, Joule o el kilowatt-hora.

A pesar que la "energía" es el concepto más fundamental, en aplicaciones prácticas empleamos más a menudo el concepto de "potencia", que no es más que la razón a

la cual la energía es generada o utilizada. En el campo de la electricidad (electrónica) empleamos comúnmente como unidad de potencia el watt o el kilowatt.

La energía radiada por el sol cuando es captada y transformada a una forma de energía adecuada, puede producir trabajo a una potencia determinada. La cantidad de potencia que podemos obtener de una unidad o dispositivo captadora de la energía incidente y radiada por el sol, dependerá directamente de la cantidad de insolación o luz solar que éste dispositivo intercepte. Mientras mayor superficie expuesta a los rayos solares tenga, mayor potencia proveniente del sol podrá entregar, por ésta razón cuando se habla de "insolación", se trata en términos de "densidad de potencia".

La "densidad de potencia" no es más que la cantidad de potencia en un área dada. Usualmente se expresa la densidad de potencia en términos de miliwatts sobre centímetros cuadrados (mw/cm^2) o en kilowatts sobre metro cuadrado (kw/m^2). Existe otra unidad definida por gente que desarrollan estudios en el campo de la meteorología, quienes a su vez han aportado la mayor parte de los datos de insolación en distintas partes del mundo, ésta unidad es conocida con el nombre de "Langley". Un Langley (Ly) es igual a 11.62 watt-hora por metro cuadrado, posteriormente nos familiarizaremos con una unidad de uso más conveniente como lo es el número de "horas pico de sol" (HPS).

El flujo incidente de radiación solar es muy comúnmente referido con el término de insolación. La mayor parte de la energía saliente del sol, se encuentra en forma de radiación electromagnética, centrada en las proximidades de la región visible del espectro electromagnético. La radiación so-

lar que alcanza la atmosfera de la tierra constituye del orden de 0.5 billonésimo de la energía total radiada por el sol en un instante dado, ésta energía varía ligeramente con la variación anual de la distancia sol-tierra. A una distancia promedio de sol-tierra, la energía incidente del sol en la región exterior de la atmósfera terrestre, es aproximadamente 1.35 kilowatts por metro cuadrado, este valor es llamado la "Constan-te solar".

El "espectro solar" es considerablemente alterado por la atmósfera terrestre. Al nivel del mar y con el sol totalmente vertical, en un día claro, a humedad normal, el flujo radiante total es reducido en un 20 al 30%. La radiación solar es dispersada de regreso al espacio por las moléculas del aire o absorbidas por la atmósfera misma por varios gases naturales como el ozono y el vapor de agua. La Fig. 4.1 muestra el espectro extraterrestre y terrestre de la luz solar.

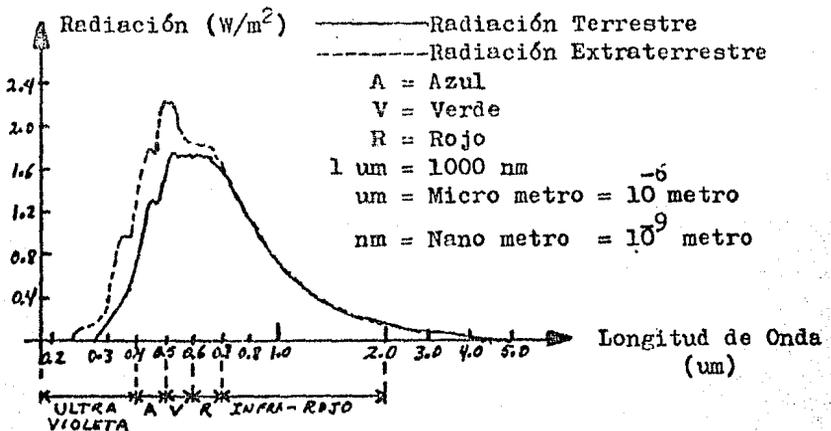


Fig. 4.1 ESPECTRO DE LA LUZ SOLAR MOSTRANDO LA ATENUACION ATMOSFERICA.

La insolación pico recibida en la superficie de la tierra es aproximadamente 1.0 kw/m^2 (100 mw/cm^2) -- con un ángulo de incidencia de la luz solar normal al plano horizontal. La energía solar que alcanza la superficie de la tierra está compuesta de una componente directa y una componente difusa o energía que ha sufrido dispersión al cruzar por la atmósfera, la suma de ambas componentes se les refiere como la "radiación solar global". La radiación directa proviene de la dirección del "disco" solar. La radiación difusa como mencionamos anteriormente, es la disipada en su paso a la tierra y es usualmente considerada aproximadamente isotrópica cuando se aplica a "celdas solares".

En un día claro la componente directa es aproximadamente el 80% de la insolación global, las nubes naturalmente, tienen un efecto marcado en cuanto al porcentaje de las componentes directa y difusa que alcanzan la superficie de la tierra. En días de moderadas condiciones de nubosidad, la radiación global recibida alcanza hasta un 10 a 50% del valor incidente. La componente directa puede ser reducida hasta menos del 1% del valor incidente bajo condiciones de nublados fuerte, sin embargo existe usualmente un valor de componente difusa apreciable alcanzando la superficie de la tierra bajo estas mismas condiciones.

Finalmente podemos mencionar en forma aproximada que la energía solar total entrante ha sido estimada en términos de potencia alrededor de 1.73×10^{17} watts, de esta energía aproximadamente el 30% es reflejada en la atmósfera terrestre, el 47% es convertida en calor y re-radiada, el 23% se acredita a los ciclos de lluvia, el 0.2% se acredita a los vientos olas y corrientes de convección y solamente un pequeño por

centaje es almacenado por el fenómeno de la fotosíntesis en las plantas y se contabiliza como en un 0.025%.

4.1 CELDAS SOLARES.

La conversión directa de la energía solar puede llevarse de dos formas diferentes, la energía solar incidente puede ser convertida al calor por conversión fototérmica, utilizando dispositivos que selectivamente absorben los rayos solares. La energía solar incidente puede también ser convertida en energía eléctrica por conversión fotovoltaica, empleando dispositivos llamados "celdas solares", las cuales utilizan las propiedades fotoelectrónicas del semiconductor.

El efecto fotovoltaico fué descubierto hace alrededor de un siglo, la conversión fotovoltaica ocurre en una placa delgada de material sólido cuando la "luz" golpea la superficie de ésta. Basicamente las cargas son liberadas, las cuales al permitirseles circular a través de un circuito externo, son capaces de producir un trabajo.

Las celdas solares constituidas principalmente de silicón, fueron inicialmente desarrolladas en 1954, su uso principal ha sido el proveer de potencia los satélites artificiales desde 1957 que fué lanzado el Sputnik por Rusia.

Las celdas solares de silicón empleadas actualmente, en su mayoría son "rebanadas" de lingotes cilíndricos monocristalinos de silicón puro, las cuales son sometidas a un proceso de "crecimiento" bajo condiciones controladas de alta temperatura. Los lingotes son rebanados en obleas de aproximadamente 0.5 mm de espesor. Alrededor del 75% del silicón es desperdiciado en el corte y pulido. Los diámetros

mayores empleados en las obleas son alrededor de 100 mm. El cristal es "contaminado" con impurezas tales como el fósforo para formar el cristal tipo "N" con excedente de electrones. De igual forma, la oblea es contaminada con boro para formar el cristal tipo "P", el cual contiene un excedente de "huecos" que se comportan como cargas eléctricas positivas. Una juntura P-N puede formarse difundiendo boro entre la superficie de una oblea de cristal tipo "N" a altas temperaturas. La juntura P-N formada entre la oblea de silicón tipo N y la superficie tipo P genera un campo eléctrico con las características de un diodo así como el comportamiento fotovoltaico.

Los "fotones" o "paquetes de luz" al golpear la superficie de la celda con suficiente energía, generan una pareja electrón-hueco. Las parejas fuera de la influencia del campo eléctrico de la juntura se recombinan y las que se localizan dentro del campo son separadas. Los fotones de luz que tienen una energía en exceso de 1.08 electrón-volt, son capaces de generar el par electrón-hueco en el silicón.

Cuando no incide luz en la cara activa de la celda, ésta presenta las características normales de polarización en directa y reversa de un diodo de juntura P-N convencional.

Para generar una corriente eléctrica capaz de producir trabajo, deben de implementarse unos contactos en ambas caras de las celdas. Usualmente se emplea un metalizado en la cara inferior de la celda y en la cara superior se emplea una rejilla captadora de cargas con el compromiso de dejar pasar el máximo de luz a la superficie de la celda con un mínimo posible de resistencia eléctrica. La resistencia interna de la

celda parcialmente depende del tipo de rejilla y la profundidad de la juntura.

No toda la luz incidente en la celda es convertida en electricidad, un tanto de ésta es reflejada y otro tanto genera calor dentro de la celda. Las celdas solares comerciales llegan a tener una eficiencia en la conversión de energía hasta de un 15%. Las eficiencias típicas son alrededor del 11 al 12%. La eficiencia teórica de conversión para el silicón es alrededor de 22% a temperatura de 25°C.

El circuito eléctrico equivalente de una celda solar se muestra en la Fig. 4.2. Las curvas características típicas se muestran en la Fig. 4.3.a y b. Como el máximo voltaje obtenido de una celda es alrededor de 500 a 600 mvolts, las celdas se conectan en serie para obtener mayores voltajes requeridos. Usualmente se utilizan alrededor de 36 celdas en serie para obtener 12 volts nominales en un sistema acoplado a batería.

Bajo condiciones de insolación pico (100 - mw/cm^2) la máxima corriente entregada por una celda es aproximadamente de 30 ma/cm^2 , es por esto que se emplean arreglos en paralelo para aumentar la capacidad de carga a niveles deseados.

Una celda solar es generalmente especificada por los siguientes parámetros:

V_0 = Voltaje de circuito abierto.

I_s = Corriente de corto circuito.

P_p = Potencia pico de salida.

V_p = Voltaje óptimo de salida (a potencia P_p).

I_p = Corriente óptima de salida (a potencia P_p).

η = Eficiencia de conversión.

F_F = Factor de aprovechamiento.

Los valores de voltaje de circuito abierto (V_o) y la corriente de corto circuito (I_s), son valores intrínsecos de la celda. Considerando una característica cuadrada (Fig. 4.3), la máxima potencia de una celda ideal sería $V_o I_s$, pero debido a los valores de resistencia interna de la celda (R_s) y a la resistencia de fuga (R_f), la máxima potencia obtenible es: $P_p = V_p I_p$.

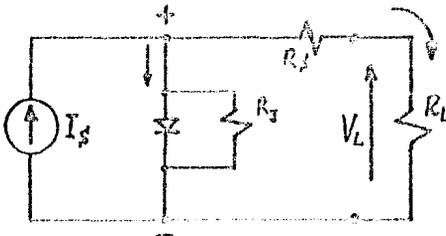


Fig. 4.2 CIRCUITO ELECTRICO EQUIVALENTE DE UNA CELDA SOLAR.

I_f = Corriente de fuga a través de la junta.

R_s = Resistencia serie interna.

R_f = Resistencia de fuga en la junta.

I_L = Corriente de carga.

R_L = Resistencia de carga.

V_L = Tensión de carga.

Como se puede ver en la Fig. 4.3.a, la corriente de corto circuito (I_s), es proporcional a la intensidad de insolación. El voltaje de circuito abierto (V_o) se incrementa logaritmicamente con la corriente de corto circuito (I_s) en función de la insolación, excepto a muy bajos niveles de insolación.

La curva I-V prácticamente utilizable se muestra en la Fig. 4.3.b y consiste de una región de voltaje

y corriente. A medida que la temperatura en la celda aumenta, la corriente de fuga (I_r) se incrementa reduciéndose el voltaje y consiguientemente la potencia pico (P_p) obtenible de la celda.

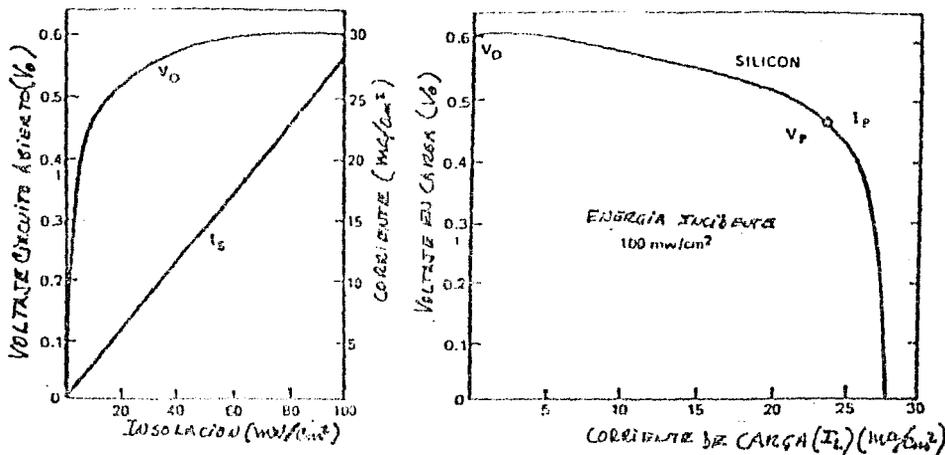


Fig. 4.3.a y b CARACTERISTICAS DE SALIDA DE LA CELDA SOLAR (TIPICA).

En la práctica las celdas solares son operadas a la izquierda de la "rodilla del punto óptimo", en la región de corriente.

Una medida de la calidad de la celda es el término "factor de aprovechamiento" (F_F), el cual es definido como:

$$F_F = \frac{V_P I_P}{V_0 I_s} \text{ --- --- --- --- --- (4.1)}$$

Mientras más cercano a la unidad sea mayor será la calidad de la celda.

4.2 CRITERIO PARA SELECCION DEL SISTEMA DE ALIMENTACION SOLAR.

La energía total recibida proveniente del sol en un año, en una localidad específica en la tierra, es considerada prácticamente constante. Las variaciones de un año a otro año resultan ser menor del 10%, sin embargo las variaciones de insolación que se presentan dentro de un periodo de un año, son considerablemente grandes, tanto de estación a estación como de un día a otro y en gran parte resulta imprevisible. Para evitar la falta de energía en sistemas alimentados por paneles solares, se deben de emplear algún medio de almacenamiento de la energía generada durante los periodos o días de insolación. Todos los sistemas de alimentación solar utilizados hoy en día, emplean baterías de almacenamiento recargables, las cuales mantienen el "excedente de energía" generada durante periodos de días de insolación, para posteriormente entregarse a la carga o sistema alimentado, durante los periodos de baja insolación o no insolación (días nublados y noches). El arreglo solar es diseñado para proveer toda la energía requerida por la carga durante el año, así mismo se selecciona la capacidad del módulo para proveer la salida de voltaje correcta y cargar eficientemente el banco de batería que respalda al arreglo solar durante los periodos de baja o falta de insolación. El estado de la batería puede variar de estación a estación, así como de un día a otro. La insolación promedio durante el invierno puede ser insuficiente para suplir la carga, pero ésta insuficiencia debe de ser compensada por un exceso de insolación durante el verano. La capacidad de almacenamiento de la batería debe de escogerse para satisfacer ésta demanda de carga y descarga. El banco de batería también mantiene constante el voltaje al cual la carga del sistema o-

para.

El arreglo básico de un sistema de alimentación solar, se muestra en la Fig. 4.4, en ella podemos apreciar que además del banco de batería y el panel solar, se incluye un diodo de bloqueo y un regulador de voltaje que la mayoría de los casos es empleado.

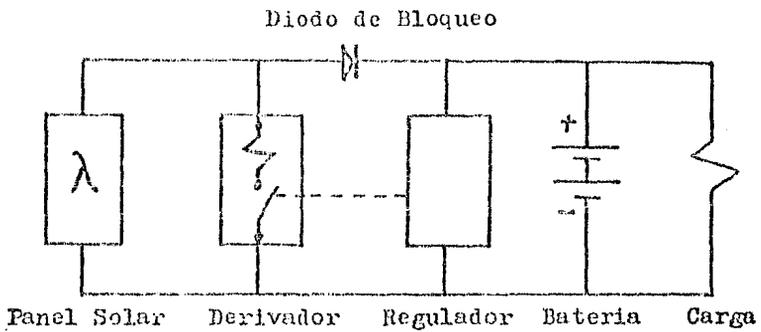


Fig. 4.4 ARREGLO BASICO DEL SISTEMA DE ALIMENTACION SOLAR.

4.2.1 DIODO DE BLOQUEO.

El diodo de bloqueo tiene como finalidad permitir el paso de corriente proveniente del panel solar durante periodos de insolación, y así mismo, bloquea el paso de corriente de la batería hacia el panel solar en periodos de baja o no-insolación (día nublado o noche), ya que el arreglo solar con insolación baja o nula muestra un arreglo de diodos en cadena polarizados en directa (Fig. 4.2) al no existir el diodo de bloqueo, ocasionando la descarga de la batería. Dos tipos de diodos son utilizados como diodo de bloqueo: el diodo de juntura P-N de silicón y el diodo de barrera-Schottky.

Ambos tipos son disponibles en un amplio rango de capacidad - de corriente. El diodo de barrera Schottky, considerado de ma yor costo que el de juntura P-N, tiene un voltaje de directa de 0.3 volts a diferencia de la caída del diodo de juntura -- P-N que es de 0.7 a 0.8 volts. Esta característica del diodo Schottky, permite el ahorro de una celda solar (0.5 VOLTS) en cada serie del arreglo solar. Por ésta razón el sistema solar es muy eficiente empleando diodo Schottky, ya que se reduce - la disipación de potencia en el diodo de bloqueo.

Sin embargo, para sistemas con voltajes - mayores de 24 volts, el diodo de juntura P-N debe de ser uti- lizado, ya que éstos soportan mayores voltajes de reversa que los diodos Schottky. Durante la noche, la batería polariza en reversa al diodo de bloqueo. Para una máxima confiabilidad, - los diodos Schottky son reemplazados por los diodos de juntura P-N de silicón que soportan mayores voltajes de reversa en sistemas mayores de 24volts.

Agregando en lo concerniente a pérdidas - en los diodos, los cables de interconexion para cada arreglo, deberán de ser de un calibre adecuado lo suficiente, para ase- gurar que a una insolación de $100\text{mw}/\text{cm}^2$ incidente en el panel, la caída de voltaje en dichos conductores no exceda 0.3 volts.

4.2.2 REGULADOR DE VOLTAJE.

El elemento regulador es un bloque normal- mente utilizado, salvo en aquellos sistemas en que el apara- miento es tal que no existirá un excedente considerable de e- nergía del panel solar no mayor del 30% de la energía consu- mida por la carga. Normalmente el 30% llega rebasarse en la

estación de verano, además que las características de especificación de los pñeles solares comerciales son de valores discretos determinados, que por lo general, las especificaciones del sistema requerido por diseño resultan ser por abajo o por arriba de las especificaciones de los pñeles comercialmente existentes. Considerando obviamente que por lo menos la capacidad del arreglo solar deberá ser igual a la capacidad requerida por diseño, nunca menor, siendo muy raros casos el aparamiento de un arreglo solar con capacidad igual a la capacidad demandada. Otro factor como posteriormente veremos, son los días consecutivos nublados, siendo ésto un dato un tanto estadístico, inflando la capacidad del banco de batería tanto como la capacidad requerida del arreglo solar.

Considerando en resumen al regulador de voltaje como un bloque totalmente recomendable, siendo en la mayoría de los casos necesario. Podemos analizar enseguida, - dos formas básicas de regulación:

- i).-- Con limitación a un voltaje máximo de flotación.
- ii).-- Someter a un ciclo de histeresis de carga y descarga a la batería, entre el 100% de capacidad y una descarga típica hasta el 80 a 90% de su capacidad.

En el primer caso, resulta ser el más sencillo, la desventaja es de que a la batería se le lleva al 100% de su capacidad, a partir del cual se le somete por conducto del regulador a una corriente mínima de mantenimiento, a la vez que se suple la corriente de carga demandada. Esta condición, como anteriormente se analizó en el capítulo tres con-

cerniente a baterías y cargadores, acarrea al problema de pérdida de agua por gasificación y generación de atmósfera explosiva, que en la mayoría de los casos, éste último llega a pasar a segundo término al contar con el local adecuado, siendo lo más importante el incremento del mantenimiento de las baterías, al hacer más frecuente los abastecimientos de agua en el electrolito de las baterías, como reposición del agua perdida por gasificación al estar sometida a una corriente en el sentido de carga después de alcanzar el 100% de su capacidad nominal de carga.

La Fig. 4.5 nos muestra una configuración del primer método de regulación mencionada.

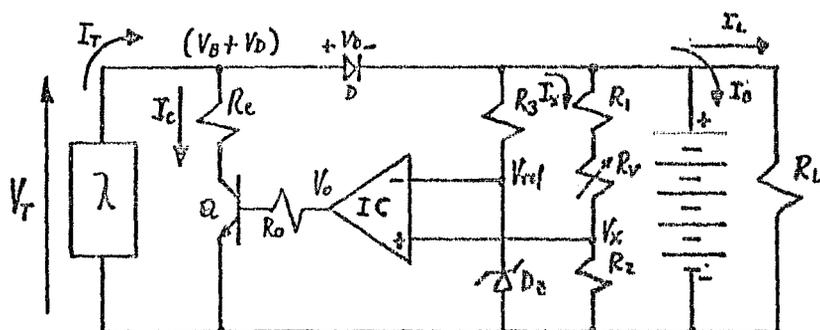


Fig. 4.5 REGULADOR POR VOLTAJE MÁXIMO DE FLOTACIÓN CON CORRIENTE DE MANTENIMIENTO DE BATERÍA.

El conjunto formado por el transistor Q y la resistencia R_C , forman un circuito derivador de corriente.

te, por el cual se escurre el excedente de carga del panel solar (I_c), manteniendo el voltaje de V_T ligeramente mayor que ($V_B + V_D$), lo suficiente para vencer la resistencia interna de la batería y permitir la corriente de mantenimiento (I_B) de la misma, a la vez que suple la corriente de carga (I_L) y la que consume el propio circuito regulador.

El valor de V_T estará dado por:

$$V = V_{BT} + V_D \quad \text{--- --- --- --- --- --- --- --- --- ---} \quad (4.2)$$

donde V_{BT} será el valor de voltaje de flotación especificado por el fabricante (valor típico de 2.15 volts por celda para baterías de plomo-ácido). Para determinar el valor de R_V :

$$V_x = V_{ref} \quad \text{--- --- --- --- --- --- --- --- --- ---} \quad (4.3)$$

$$\frac{V_{BT} - V_x}{R_1 + R_V} = \frac{V_x}{R_2}$$

$$R_1 + R_V = \left(\frac{V_{BT} - V_{ref}}{V_{ref}} \right) R_2$$

$$R_V = \left(\frac{V_{BT} - V_{ref}}{V_{ref}} \right) R_2 - R_1 \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (4.4)$$

En un momento dado se puede optar por $R_V = 0$, resultando:

$$R_1 = \left(\frac{V_{BT} - V_{ref}}{V_{ref}} \right) R_2 \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (4.5)$$

ahora, R_3 estará dado por:

$$R_3 = \frac{V_{Bmin} - V_{ref}}{I_2} \quad \text{--- --- --- --- ---} \quad (4.6)$$

donde: I_z típico = 10 ma;

resulta: $R_3 = (V_{\min} - V_{ref}) 0.1 [k\Omega] \text{ --- --- --- (4.7)}$

aclarando que: $V_{ref} = V_z$

V_{\min} = Voltaje mínimo permitido en la batería.

ahora:

$$R_0 = \frac{(V_0 - V_{BE})}{I_{C_{max}}} \beta_{\min} \text{ --- --- --- (4.8)}$$

$$R_c = \frac{V_T \min}{I_{C_{max}}} = \frac{V_{BE} + V_D}{I_{C_{max}}}$$

donde $I_{C_{max}} \doteq I_{T_{max}}$ para el peor de los casos, por lo tanto:

$$R_0 = \frac{V_0 - V_{BE}}{I_{T_{max}}} \beta_{\min} \text{ --- --- --- (4.9)}$$

y: $R_c = \frac{V_T \min}{I_{T_{max}}} = \frac{V_{BE} + V_D}{I_{T_{max}}} \text{ --- --- --- (4.10)}$

V_0 puede contenerse en el siguiente intervalo:

$$(V_{BE} + 2) \leq V_0 \leq 0.8 V_{B_{\min}} \text{ --- --- --- (4.11)}$$

Puesto que R_c maneja el excedente de carga que entrega el pa nel solar, debemos hacer consideraciones de potencia:

$$P_{R_{c_{max}}} \geq \frac{(V_{T_{max}} - V_{sat})^2}{R_c} \approx \frac{V_{T_{max}}^2}{R_c} \text{ --- --- --- (4.12)}$$

El valor de I_T puede seleccionarse desde un miliamper hasta varios microamper o sea por ejemplo: - 0.5 ma.

Finalmente, el amplificador diferencial - (IC), puede ser del tipo comercial, por ejemplo puede emplearse el 741.

$$\frac{V_B - V_x}{R_1} = \frac{V_x}{R_2} + \frac{V_x}{R_f}$$

despejando V_x finalmente obtenemos:

$$V_x = V_B \frac{R_2 R_f}{R_1 R_2 + R_1 R_f + R_2 R_f} \text{ --- (4.15)}$$

Ahora consideramos el segundo estado:

$$V_x; V_0 \approx V_B; \quad V_B = V_{B_{max}}$$

$$I_1 = I_2 - I_f \text{ --- (4.16)}$$

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{V_B - V_x}{R_f} \\ I_2 &= \frac{V_x}{R_2} \\ I_f &= \frac{V_0 - V_x}{R_f} \end{aligned} \right\} \text{ --- (4.17)}$$

Sustituyendo las ecuaciones (4.17) en (4.16)

$$\frac{V_B - V_x}{R_1} = \frac{V_x}{R_2} - \frac{(V_0 - V_x)}{R_f}$$

despejando V_x finalmente obtenemos:

$$V_x = V_B \frac{R_2 R_f}{R_1 R_2 + R_1 R_f + R_2 R_f} + V_0 \frac{R_1 R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_f + R_2 R_f}$$

considerando que $V_0 \approx V_B$, obtenemos:

$$V_x = V_B \frac{R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_f + R_2 R_f} (R_f + R_1) \text{ --- (4.18)}$$

De las ecuaciones (4.15) y (4.18), obtenemos dos pendientes, una en el sentido de carga (m_1) y otra para el sentido de -descarga (m_2), según se muestra en la Fig. 4.7.

De la ecuación (4.15):

$$m_1 = \frac{R_2 R_f}{R_1 R_f + R_1 R_2 + R_2 R_f} \quad \text{--- (4.19)}$$

de la ecuación (4.18):

$$m_2 = \frac{R_2 (R_f + R_1)}{R_1 R_f + R_1 R_2 + R_2 R_f} \quad \text{--- (2.20)}$$

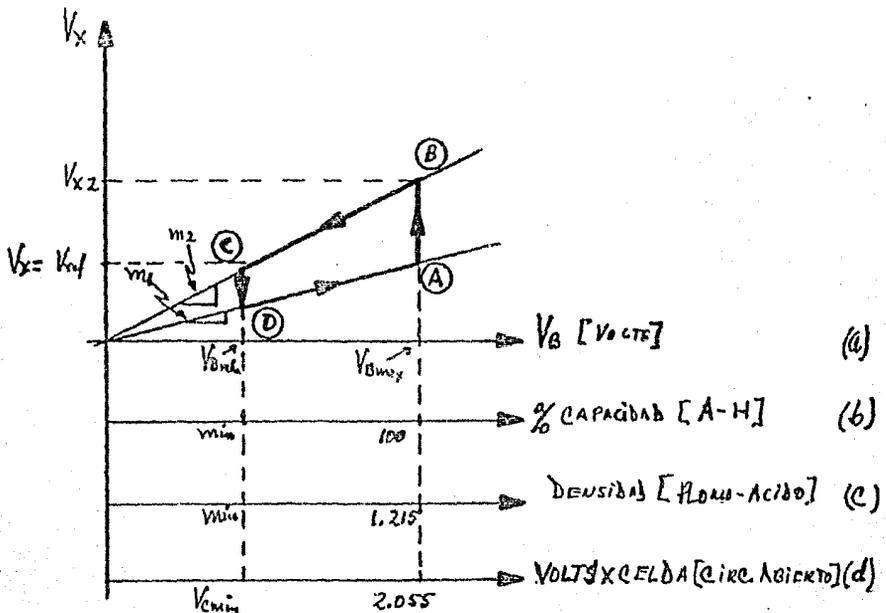


Fig. 4.7 COMPORTAMIENTO DEL REGULADOR CON HISTERESIS DE CARGA Y DESCARGA ASOCIADO CON PARAMETROS DE CAPACIDAD (A-H) DENSIDAD Y VOLTAJE POR CELDA EN CIRCUITO ABIERTO.

Podemos agregar el empleo de la ecuación (4.15) en el estado (A), en donde $V_x = V_{ref}$ y $V_B = V_{Bmax}$, resultando:

$$\frac{V_{ref.}}{V_{Bmax}} = \frac{R_2 R_f}{R_1 R_f + R_1 R_2 + R_2 R_f} = \frac{R_{ef1}}{R_{ef1} + R_1} \quad (4.21)$$

donde: $R_{ef1} = R_2 // R_f = \frac{R_2 R_f}{R_2 + R_f} \quad (4.22)$

Igualmente consideramos la ecuación (4.18) en el estado (C), en donde $V_x = V_{ref}$ y $V_B = V_{Bmin} \approx V_0$, resultando:

$$\frac{V_{ref.}}{V_{Bmin}} = \frac{R_{ef2}}{R_{ef2} + R_f} + \frac{R_{ef1}}{R_{ef1} + R_1} \quad (4.23)$$

Sustituyendo (4.21) en (4.23):

$$\frac{V_{ref.}}{V_{Bmin}} = \frac{R_{ef2}}{R_{ef2} + R_f} + \frac{V_{ref.}}{V_{Bmax}}$$

o:

$$V_{ref.} \left(\frac{1}{V_{Bmin}} - \frac{1}{V_{Bmax}} \right) = \frac{R_{ef2}}{R_{ef2} + R_f}$$

finalmente:

$$V_{ref.} \frac{(V_{Bmax} - V_{Bmin})}{V_{Bmax} V_{Bmin}} = \frac{R_{ef2}}{R_{ef2} + R_f} \quad (4.24)$$

donde: $R_{ef2} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.25)$

Las consideraciones para los elementos R_1 , R_2 , R_f , D_3 , R_0 ,

R_C y Q , son los mismos criterios empleados en el tipo de regulador con voltaje de flotación tratado con anterioridad al de histéresis. El amplificador IC, trabaja como comparador o puede emplearse algún comparador del tipo convencional. El LM 311 puede ser utilizado, unicamente hay que agregar la resis-

tencia de colector (resistencia pull-up), ya que presenta salida con colector abierto. El darlington (Q) puede ser reemplazado por un transistor sencillo si las condiciones del diseño lo permiten.

4.2.3 CALCULO DEL ARREGLO SOLAR

El punto de partida de cualquier diseño de sistemas solares, es la determinación de la cantidad de insolación disponible diariamente en el lugar de instalación del sigma solar. Esta por supuesto es variable durante el año y de un día a otro, pero el promedio anual se mantiene más o menos -- constante dentro de un intervalo de variación de $\pm 10\%$. Dependiendo además del lugar físico, la estación del año y las condiciones ambientales. El centro meteorológico Nacional y algunas oficinas de diferentes dependencias del gobierno de México, tienen información disponible de la insolación promedio diaria de cada mes y anualmente de varias regiones del país. Aunque ésta información no es tan extensa como uno lo desearía, pero -- si lanza los datos suficientes con los cuales se puede estimar con bastante precisión la insolación promedio de cualquier lugar en particular. Los datos registrados de insolación, normalmente consideran la radiación incidente sobre un plano horizontal, de tal manera que un incremento en la insolación puede lograrse, sobre todo en invierno, inclinando el arreglo solar hacia el Ecuador a un ángulo dentro de $\pm 10^\circ$ de la latitud local con respecto al horizonte. El ángulo óptimo de inclinación depende de el porcentaje de insolación directa disponible. Las consideraciones para el ángulo de inclinación se hacen en el tema 4.3 posterior a éste.

El dato de insolación obtenido por conducto de los diferentes organismos meteorológicos, normalmente se

$$P_p \text{ [WATTS]} = V_p I_p (M \times N) \text{ [WATTS - pico]} \text{ --- (9.28)}$$

El número (M) de módulos conectados en serie es conocido cuando se especifica el voltaje de aplicación. La mayoría de los módulos comerciales están hechos de tal manera que acoplan con un voltaje pre-especificado nominal del sistema, considerado típico 12 volts. Es por ésto que un sistema de 12 volts nominales requiere únicamente de un módulo (M = 1), un sistema de 24 volts requiere dos módulos en serie (M = 2), y así sucesivamente. El número (N) de módulos conectados en paralelo se obtiene simplemente dividiendo la carga diaria (Amp-hora/día) entre la capacidad de salida promedio diaria del módulo propuesto específicamente.

El dimensionamiento del arreglo solar se puede hacer con mayor precisión por computadora, ya que podría analizarse el estado de carga en la batería de una manera iterativa, lo que acarrea una adecuada optimización del sistema, reduciendo las sobrestimaciones ya sea de paneles solares o banco de batería, que constituyen capital inactivo y de uso innecesario en gran parte de los casos.

Por otro lado y dependiendo de la experiencia del diseñador, la simple utilización de una calculadora de mano sencilla, en la mayoría de los casos se obtienen resultados bastantes satisfactorios. Aún más, como los sistemas solares se implementan de forma modular, pueden ser reducidos en caso de existir exceso de equipo debido a sobre-especificación, aunque insistimos, el empleo de una simple calculadora llega a ser más que suficiente y en gran parte de los casos, a obte-

nerse mejores resultados en el diseño del sistema solar.

Determinada la insolación por dato del sitio o región en que se instalará el sistema solar, dado en -- Langleys y convertidos a horas pico de insolación equivalente en 100 mw/cm^2 durante el día, ésta conversión como se menciona antes se lleva a cabo multiplicando los Langleys por el -- factor obtenido (ecuación 4.27):

$$\text{H.P.S. (horas)} = \text{No. de Langleys} \times 0.01162 \text{ --- --- --- (4.27)}$$

donde: H.P.S. = Horas pico de sol con intensidad equivalente de 100 mw/cm^2 , dado en (horas).

Se determina la carga I_L (Amp) de lo que se va a alimentar y se multiplica por el o los tiempos (horas) de consumo de I_L para obtener la capacidad demandada en Amp-hora (A-H) durante un día (24 horas)(ecuación 4.30)

$$C_L \left[\frac{\text{A-H}}{\text{D}} \right] = \sum I_L t_{L_1} + \dots + I_{L_n} t_{L_n} \text{ --- --- --- (4.30)}$$

La ecuación(4.30) determina la capacidad del módulo en (A-H/D). Multiplicando la corriente pico del módulo (I_p) por las horas pico de insolación diaria equivalente (ecuación 4.27).

$$C_m = I_p \times \text{H.P.S.} \left[\frac{\text{A-H}}{\text{D}} \right] \text{ --- --- --- (4.31)}$$

donde: I_L = Carga en amper; t_L = Tiempo de consumo I_L en -- un día.(H).

Seleccionando enseguida un panel solar del voltaje correcto, empleando ya sea uno, dos, o varios módulos en serie, según sea el voltaje de trabajo requerido. El número

de arreglos en paralelos (M) estará dado por:

$$M \text{ (No. de módulos en paralelo)} = \frac{C_L \left[\frac{A-H}{D} \right]}{C_M \left[\frac{A-H}{D} \right]} \quad (4.32)$$

donde: M y N se toman al número entero superior inmediato.

I_P = Corriente de salida pico (a potencia pico) -
del módulo a insolación de 100 mw/cm².

C_M = Capacidad del módulo solar a emplear a potencia
pico por especificación.

y:

$$N \text{ (No. de módulos en serie)} = \frac{V_{\text{terminal requerida a la salida}}}{V_{\text{terminal del Módulo}}} \quad (4.33)$$

normalmente son múltiplos de 12 volts.

El número total de módulos = M x N. — — — — — (4.34)

En cuanto al número de baterías requeridas, se hace la consideración del peor de los casos, tomando en cuenta el número máximo de días nublados consecutivos. Para éste dato es importante considerar las sinópsis anuales de distintas regiones, generadas en el Centro Meteorológico Nacional o por conducto de los departamentos de meteorología de las distintas dependencias gubernamentales. En caso de no existir información de días consecutivos nublados, se pueden tomar los datos de la tabla en la Fig. 4.8, cabe aclarar que son datos un tanto conservadores.

La capacidad del banco de batería (C_B)
estará dado por:

$$C_B [A-H] = C_L \left[\frac{A-H}{D} \right] \times N_D \text{ (días nublados consecutivos)} \quad (4.35)$$

donde: C_B = Capacidad del banco de batería considerado con

régimen de trabajo de 100 horas.

C_L = Capacidad de carga demandada durante el día -
tomada en $(A-H)/B$.

N_D = Número de días nublados consecutivos.

Una curva típica de estado de carga del banco de batería durante un año se muestra en la Fig. 4.9. En ella podemos apreciar el déficit de carga registrada durante los meses de invierno, la cual llega a aproximarse hasta el 60 a 70% de la capacidad (A-H) instalada. Aunque esa gráfica no es un comportamiento general de las distintas regiones de la tierra, pero nos da una idea aproximada de los mínimos de capacidad que debemos de prever.

| <u>LATITUD</u> | <u>(N_D)</u> | <u>DIAS CONSECUTIVOS NUBLADOS</u> |
|----------------|---------------------------|-----------------------------------|
| 0° - 30° | - | 15 |
| 30° - 40° | - | 20 |
| 40° - 50° | - | 25 |
| 50° - 60° | - | 30 |
| 60° - | | 35 |

Fig. 4.8 ESTIMACION DE DIAS CONSECUTIVOS NUBLADOS PARA DISTINTAS LATITUDES.

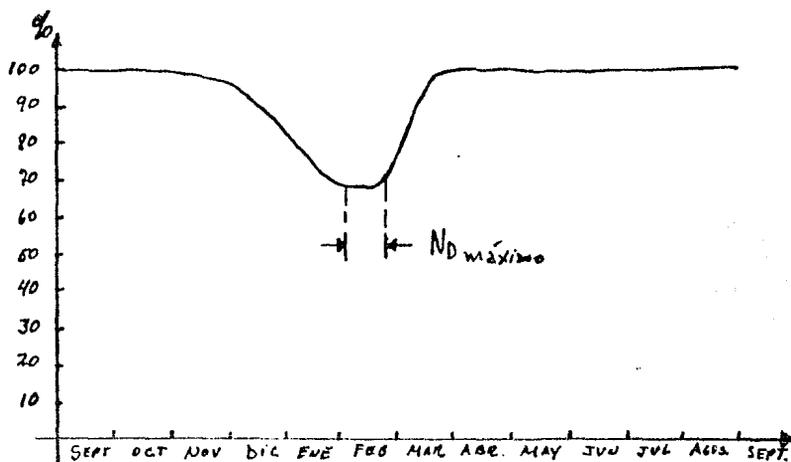


Fig. 4.9 CURVA TIPICA DE ESTADO DE CARGA DE LA BATERIA DURANTE UN AÑO.

4.3 POSICION DEL COLECTOR DE ENERGIA SOLAR.

La radiación solar usualmente es medida so bre planos horizontales, con un instrumento llamado Piranómetro. Normalmente los datos de insolación corresponden a la ra diación solar directa (D), mas sin embargo, otras estaciones - registran también la radiación solar difusa (d). Las diferen tes oficinas o departamentos de meteorología, emiten por lo ge neral datos de insolación "total promedio" por hora, día o mes, actualmente la tendencia es optar las unidades c.g.s. (mw/cm^2) pero, tambien se llegan a emitir en Langleys (cal/cm^2).

Los piranómetros emoleados generalmente - son del tipo no-selectivo. La respuesta de una celda solar es dependiente de la longitud de onda (λ), y su comportamiento es significativamente afectada por la distribución espec-- tral de la energía. Por lo anterior se puede ver, que se de--

ben de tomar algunas consideraciones en el sentido estricto, al dimensionar el arreglo solar en base a los datos de insolación disponibles.

Definitivamente, la mejor manera de medir y obtener datos de insolación "confiables en un sentido estricto", para ser utilizados en el diseño de un sistema solar en particular, es haciendo uso de una celda calibrada, ya que la respuesta espectral de un tipo de celda a otro varía. Idealmente, la radiación solar debería de ser medida con el mismo tipo de celda a la que se va a emplear en el sistema a instalar. De hecho éste tipo de medición se ha llevado a cabo, conectando una resistencia "shunt" y midiendo el voltaje a través de ésta (Fig. 4.10), la tensión medida en la resistencia "shunt" nos dá la radiación solar instantanea, pero ésta información debe de integrarse para dar una radiación total.

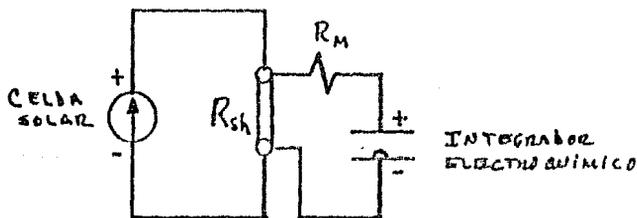


Fig. 4.10 SISTEMA SENCILLO PARA MEDIR LA RADIACION SOLAR (INSOLACION).

La Fig. 4.10 muestra un integrador electroquímico llamado "CELDA TIPO E", empleada en conjunto con una resistencia multiplicadora la cual provee una corriente de carga proporcional a la corriente de corto circuito de la celda -

$$D = D_{\alpha} \text{ Sen } \alpha \text{ --- --- --- --- --- (4.37)}$$

donde D_{α} es el valor de insolación en el sentido y dirección de los rayos solares, que obviamente debe ser mayor que su componente vertical (S) que incide perpendicular sobre el plano de colocación de los instrumentos de medición de insolación, siendo normalmente un plano horizontal.

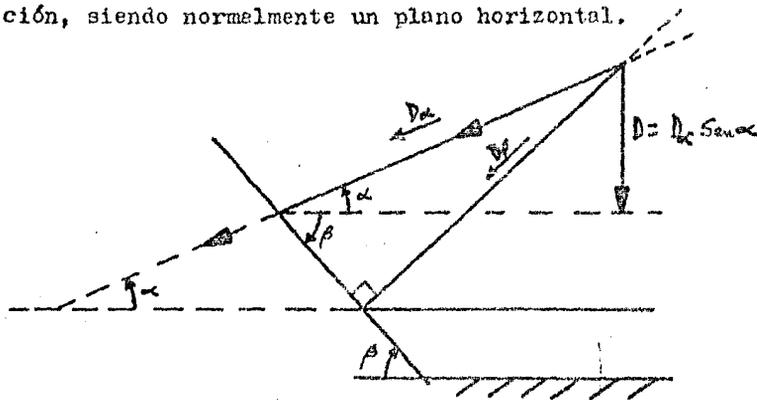


Fig. 4.11 RADIACION SOLAR SOBRE UNA SUPERFICIE CON UN ANGULO DE INCLINACION (β) Y ALTITUD MAXIMA SOLAR DE (α) (MEDIO DIA).

La componente de insolación (D_{β}) sobre la superficie con inclinación de β grados será:

$$D_{\beta} = D_{\alpha} \text{ Sen } (\alpha + \beta) \text{ --- --- --- --- --- (4.38)}$$

pero de (4.37):

$$D_{\alpha} = \frac{D}{\text{Sen } \alpha}$$

sustituyendo ^{en} (4.38):

$$D_{\beta} = \left(\frac{D}{\text{Sen } \alpha} \right) \text{ Sen } (\alpha + \beta)$$

y:

$$\gamma' = 23^{\circ} 27' \operatorname{Sen} \left[\frac{360}{365} (\chi - 81) \right] \text{--- --- (4.41)}$$

Al sustituir el valor del ángulo de declinación (γ') de la ecuación (4.41), y el valor correspondiente al día (χ) del año en la ecuación (4.40) para encontrar el ángulo de incidencia (α) de los rayos solares (al mediodía). Al obtener --- (α) en función de ángulo (β) de inclinación del pánel solar, se sustituye el ángulo (α) obtenido en la ecuación (4.39), tendremos:

$$D_{\beta} = D \frac{\operatorname{Sen}(\alpha + \beta)}{\operatorname{Sen} \alpha} + d \text{--- --- (4.42)}$$

La ecuación (4.42) (D_{β}) constituye la insolación recibida a partir del dato de insolación directa (D), con un ángulo de inclinación del arreglo solar de (β), un ángulo de los rayos solares de (α) (altitud del sol al mediodía), dada la declinación (γ') del día (χ) del año.

Las ecuaciones (4.40), (4.41) y (4.42), se pueden emplear como algoritmo para un programa de computadora, en la que podremos obtener curvas de insolación anual para diferentes ángulos del pánel solar, pudiendo apreciar de mejor manera el ángulo óptimo de (β) inclinación del arreglo.

El  ngulo óptimo de inclinación del arreglo, es usualmente el que provee una captación de radiación solar más uniforme a través del año. Como receta de cocina se ha encontrado que el ángulo de inclinación óptimo, es usualmente la latitud del lugar de trabajo más unos grados compren

dados entre 10 y 23 grados 27 minutos como máximo, o sea:

$$(Lat^{\circ} + 10^{\circ}) \leq \beta \leq (Lat^{\circ} + 23^{\circ}27') \text{ --- (4.43)}$$

Finalmente cabe agregar que la optimización de el ángulo de inclinación del pánel solar también depende de la demanda de energía a través del año y la habilidad del banco de batería de almacenar la energía generada por el pánel solar. En realidad, un banco de batería de capacidad suficiente para almacenar toda la energía generada por el pánel solar resulta impráctico, existe un compromiso entre el tamaño del pánel solar y la capacidad de la batería. El costo y la vida de una batería juega un papel importante para dimensionar el sistema solar.

5. EJEMPLO DE DISEÑO Y APLICACION PRACTICA.

5.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

El siguiente trabajo se derivó de un proyecto de integración de una red sísmica telemétrica a nivel nacional. El Instituto de Investigación en Matemáticas Aplicadas y Sistemas de la UNAM (IIMAS), a través de su departamento de electrónica (DDSD), desarrolló e implementó los prototipos de estaciones de telemedición sísmica, que marcaron el inicio de una serie de versiones que se fueron implementando, desarrollando nuevas técnicas y empleando semiconductores tanto discretos como circuitos integrados cada vez más versátiles. Los consumos de energía de las primeras estaciones que se implementaron, oscilaban entre 50 y 60 watts. Se diseñaron fuentes de alimentación del tipo lineal, empleando componentes discretos en los prototipos. Posteriormente se redujo el número de componentes de la fuente de alimentación con la aparición de la técnica de reguladores integrados de tres terminales (entrada-común-salida). Aunque se redujo el número de componentes, la fuente continuaba siendo del tipo lineal, con los correspondientes problemas de exceso de disipación de energía en calor a través de sus diferentes elementos de potencia. Las eficiencias características de estas fuentes lineales, oscilaban entre 20 a 30% cuando muy altas, y considerando voltajes nominales en la línea de alimentación de C.A. primaria (127 volts r.m.s.).

En la primera etapa de instalación de estaciones sísmométrica, se llevó a cabo en lugares con condiciones apropiadas, siendo en la mayoría de los casos en las pro-

pias instalaciones de algunas estaciones de radio de la Secretaría de Comunicaciones y Transporte las cuales por lo general se encuentran en lugares bastantes frescos debido a su altura sobre el nivel del mar (San Juan de la Granja) o por que se cuentan con sistemas de clima artificial, lo cual amortiguaba los problemas que se generaban por la excesiva disipación de energía en calor, tanto en la fuente de alimentación (en su mayor parte) como en la diferente circuiteria de la estación sis mométrica.

En versiones posteriores a las estaciones prototipos, se abatieron considerablemente los disturbios por temperatura a que eran sometidos los distintos circuitos de la estación, empleando diseños con una mejor compensación de temperatura a la vez que se reducía el número de componentes empleadas en la estación con la respectiva reducción de consumo de energía y generación de calor.

La mejoría en las diversas características de la estación, entre ellas la sensibilidad, crearon la exigencia de remover las estaciones de las instalaciones de la casa de radio, debido principalmente a los problemas del ruido urbano que confundían y generaban basura en la información que se procesaba. Esta exigencia implicaba situar la estación sis mométrica en lugares distantes que en algunos casos no se podía contar con energía primaria de compañía de luz y en otros casos resultaba muy discontinua e irregular, sumandole las fluctuaciones extremosas del voltaje de línea, que en ocasiones se llegó a medir entre 70 y 154 volts r.m.s. Estas excursiones tan grandes en el voltaje de línea, incrementaban aún más los problemas de generación de calor en la fuente de ali-

mentación, bajando su eficiencia en condiciones de alto voltaje en la línea hasta de 15 a 18% de eficiencia. Esto obviamente resultaba mayor costo, baja confiabilidad y problemas de inestabilidad por exceso de temperatura.

Debido a lo anterior se desprendió la necesidad de contar con un respaldo en la alimentación de energía. Surgió así la idea de emplear una batería como respaldo, pero se presentaba la problemática de los voltajes de directa. Estos voltajes eran variados y de distinta polaridad (± 15 y $+ 5$ volts), por lo que emplear alimentación directa de batería implicaba el uso de un común derivado del banco y un número excesivo de batería para obtener los voltajes requeridos.

Para éste entonces, se evolucionó el diseño de la estación y con el empleo de tecnología de óxido de silicio metalizado (CMOS), hubo un abatimiento abrupto en el consumo de energía, reduciéndose hasta en un watt nominal.

Bajo éstas nuevas condiciones y con la consigna de crear un respaldo y autonomía del 100% en cuanto a disponibilidad de energía para la estación sismométrica, se presenta la alternativa de las fuentes conmutadas, convertidores de D.C.-D.C. y el empleo de la energía solar como fuente de alimentación primaria.

El desarrollo de los convertidores de D.C. - D.C., resuelve el problema de la generación de los voltajes variados, positivos y negativos que requería la estación sismométrica, partiendo de una fuente primaria con voltaje nominal de 12 volts, lo que además hacía factible el empleo de los acumuladores convencionales con voltaje nominal de 12 volts.

Como ejemplo de diseño y aplicación prácti

ca, se presenta el "Sistema de Alimentación con Energía solar y No-Interrupción", que resuelve el problema de alimentación de las estaciones sismométricas del proyecto RESMAC anteriormente mencionado.

5.2 SOLUCION, DISEÑO Y APLICACION DE CADA UNO DE LOS BLOQUES DEL SISTEMA.

La solución del problema previamente planteado, debía de reunir una serie de condiciones tanto de carácter técnico como económico. Entre las condiciones técnicas que se plantean sobresalen las siguientes:

- Múltiples salidas de voltajes y de polaridad opuesta (± 15 y $+ 5$ volts).
- Implementación de un sistema de respaldo de energía (baterías de almacenamiento).
- 100% de autonomía (uso de energía solar).
- Intercambiabilidad entre tarjetas de fuentes lineales para operar la estación con alimentación de A.C. de línea (opcional).
- Restricción de espacio y asignación de terminales disponibles en mismo conector de tarjeta de fuente lineal.
- Rizo máximo en todas sus salidas no mayor de 40 milivolts pico a pico.
- Alta eficiencia (mayor de 80%).

En las restricciones del tipo económico se plantearon las siguientes:

- Empleo de componentes de fabricación Nacional.
- Componentes comerciales y de fácil adquisición.

- Alternativas de reemplazo equivalente en las componentes.
- Alta eficiencia (abatimiento del costo de operación).

El sistema propuesto se desglosa como se muestra en la Fig. 5.1:

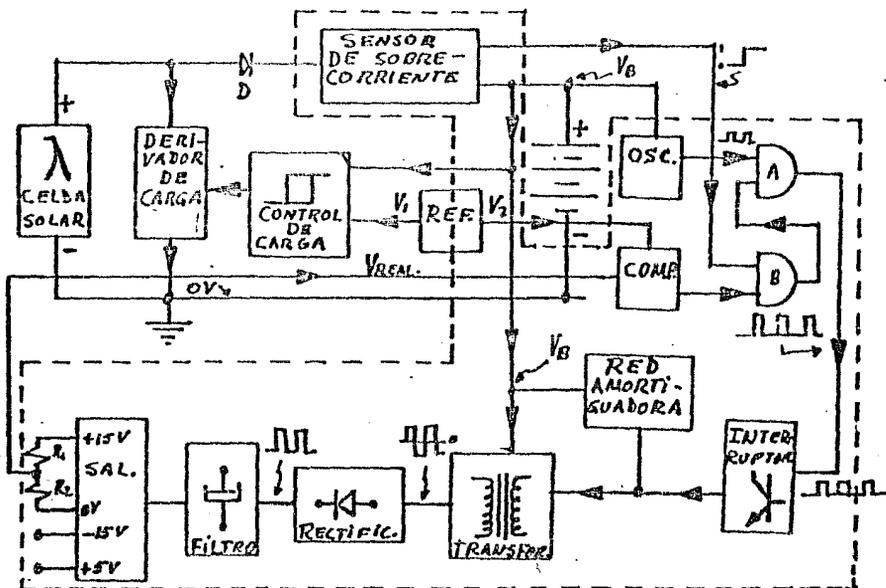


Fig. 5.1 DIAGRAMA A BLOQUES DEL SISTEMA DE ALIMENTACION CON NO-INTERRUPCION.

El trazo de raya discontinua de la Fig.5.1, encierra los bloques y componentes asociados a la fuente de alimentación.

El cálculo de cada uno de los bloques lo

iniciaremos ^{con I_0} contenido en la fuente de alimentación, la -
cual se redibuja únicamente en la Fig. 5.2.

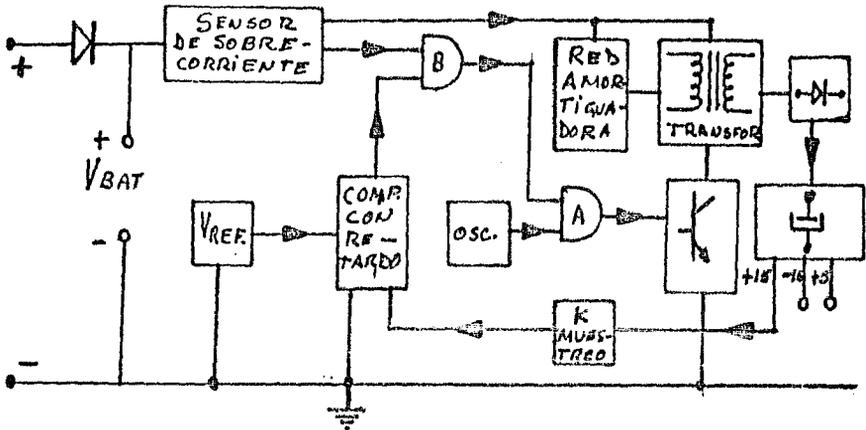


Fig. 5.2 FUENTE DE ALIMENTACION A BLOQUES.

CALCULO DEL OSCILADOR:- En el circuito oscilador emplearemos una configuración sencilla y de bajo consumo, ya que considerando el consumo de la estación que resulta relativamente baja, que para poder obtener eficiencias altas, los consumos de operación del circuito de la fuente deben ser sumamente pequeños, por ésta fuerte razón y debido a su sencillez, optamos por un circuito oscilador a base de inversores. Por conveniencia y poder incluir la función AND de la compuerta G_2 , se emplea el circuito integrado con tecnología CMOS - MM74C00 con una configuración tomada del libro de aplicaciones de CMOS de "NATIONAL SEMICONDUCTOR" (Fig. 5.3).

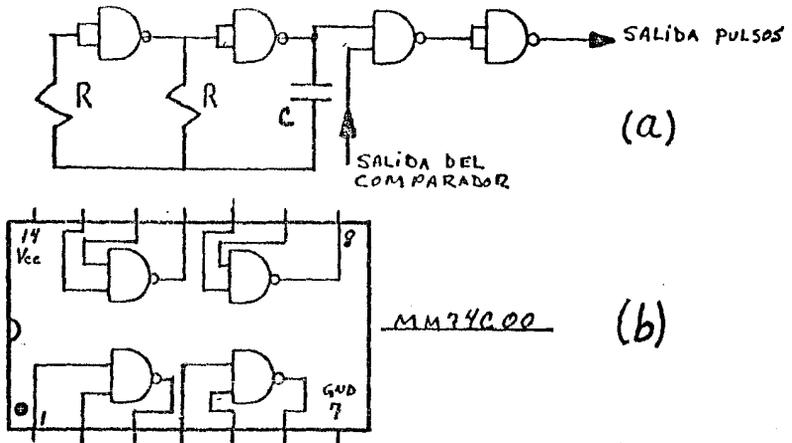


Fig. 5.3 (a) CIRCUITO OSCILADOR.
(b) DISPOSICION DE TERMINALES DEL MM 74C00

La frecuencia de operación se selecciona en base a:

- i)- Considerando los tiempos de caída (t_f) y crecimiento (t_r) de los transistores disponibles para el "interruptor"
- ii)- Frecuencia mayor del tercer armónico de la frecuencia máxima de trabajo empleada por la estación y fuera de resonancia con cualquier otra frecuencia utilizada.
- iii)- Nucleo de transformador disponible.

Tomando las consideraciones antes mencionadas y la ecuación (2.120) con las especificaciones del transistor EM 7308:

$$t_r = 0.7 \text{ microsegundos.}$$

$$t_f = 0.2 \text{ microsegundos.}$$

$$t_s = \text{no especifica.}$$

de la ecuación (2.120):

$$(t_r + t_s + t_f) < 0.1 t_{c \text{ minimo}}$$

$$(0.2 + 0.7) \times 10^{-6} < 0.1 t_{c \text{ min.}}$$

pero considerando 50% del ciclo de trabajo del oscilador tendremos:

$$t_{\text{min}} = \frac{1}{2} T$$

o:

$$(0.2 + 0.7) < 0.1 \times 0.5 T$$

$$T > \frac{0.9}{0.05} \times 10^{-6}$$

$$T > 18 \mu\text{seg.}$$

$$f < 55.5 \text{ KHz}$$

tomando $f = 25 \text{ KHz}$

La frecuencia del oscilador de la Fig. --

5.3 está dada por:

$$f = \frac{1}{1.4 RC}$$

o:

$$RC = \frac{1}{1.4 \times 25 \times 10^3} = 28.57 \times 10^{-6} [\text{seg}]$$

si:

$$R = 330 \text{ k}\Omega$$

$$C = \frac{28.57 \times 10^{-6}}{330 \times 10^3}$$

$$C = 86.58 [\text{pf}]$$

tomando el valor comercial cercano:

$$C = 82 \text{ pf.}$$

El tipo de control que implementaremos será de variación de la frecuencia con tiempo de conducción --- constante.

La frecuencia máxima o de 25 KHz, corresponderá para condiciones de máxima carga de salida a mínimo voltaje de entrada ($V_{B\text{min}}$), según se explica en el tema --- 2.4.2.

Una vez determinado los elementos del oscilador, procedemos con los bloques del comparador, transformador, interruptor, el bloque rectificador y filtrado considerando únicamente la salida maestra, el muestreador y voltaje de referencia (Fig. 5.4).

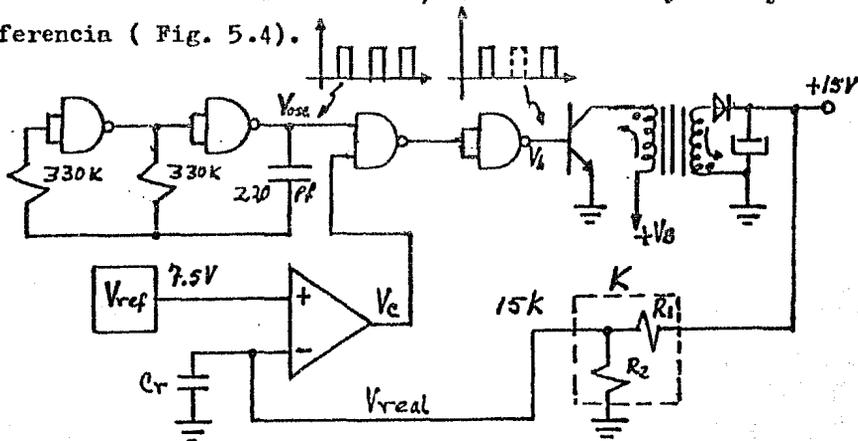


Fig. 5.4 CIRCUITO PARCIAL DE LA FUENTE DE ALIMENTACION.

$$K \cdot 15 \text{ Vars} = V_{ref.}$$

$$K = \frac{V_{ref.}}{15} = \frac{7.5}{15}$$

$$K = 0.5 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

si tomamos: $R_1 = 100 \text{ K}$

$$R_2 = \frac{R_1}{K} - R_1 = \frac{100}{0.5} - 100$$

$$R_2 = 100 \text{ K}$$

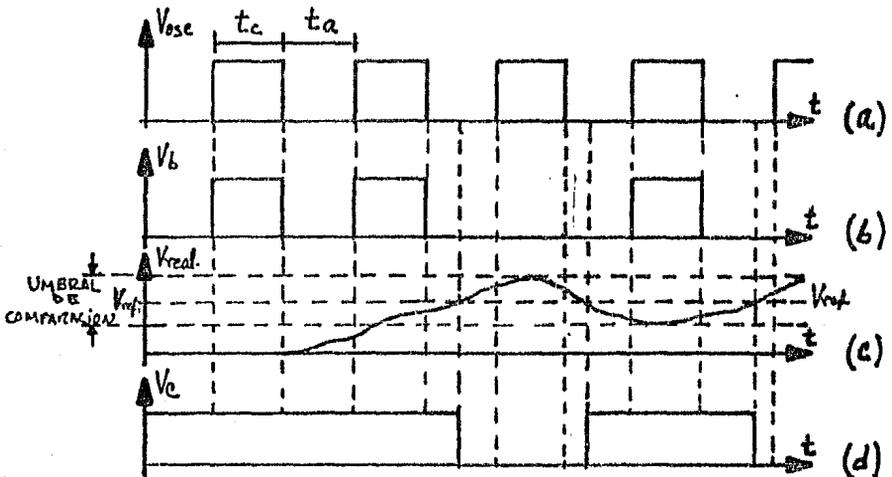


Fig. 5.5 FORMAS DE ONDA DEL CIRCUITO DE LA FIGURA (5.4)

A la entrada realimentada del comparador (V_{real}), se le agrega un capacitor (C_r) de 10 nfd. para evitar inestabilidad del comparador al trabajar en el umbral de comparación y evitar reactivación a nivel cero de la salida del comparador durante el pulso de conducción.

Como comparador se propone el circuito integrado comparador diferencial LM 311 de alta existencia y disponibilidad (Fig. 5.6) (ver anexo de especificaciones).

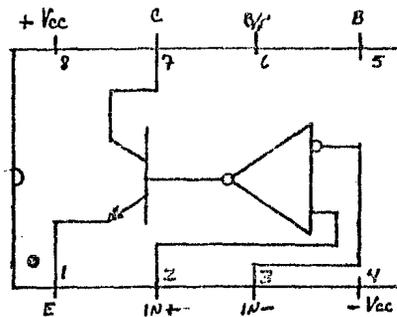


Fig. 5.6 DISPOSICION DE TERMINALES DEL COMPARADOR DIFERENCIAL LM 311.

En el bloque de referencia ($V_{ref} = 7.5$ volts) se emplea el siguiente arreglo:

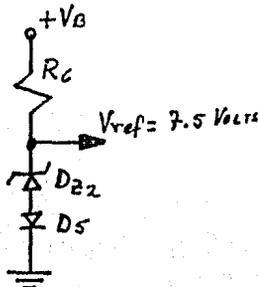


Fig. (5.7) ARREGLO DEL VOLTAJE DE REFERENCIA (V_{ref}).

El diodo D_5 se emplea para compensar el corrimiento del voltaje zener debido a su coeficiente de temperatura que típicamente es de $+ 2.3 \text{ mvolts}/^\circ\text{C}$. El diodo P-N tiene un coeficiente negativo en directa de $- 1.9$ a $- 2.2 \text{ mv}/^\circ\text{C}$, que restado al coeficiente de temperatura del zener resulta: $+ 0.1$ a $0.4 \text{ mvolts}/^\circ\text{C}$, mejorando notablemente la inmunidad a la temperatura del voltaje de referencia (V_{ref}).

$$V_{ref} = V_{Z_2} + V_{D_5}$$

Seleccionamos el diodo zener 1N 710A

con las características nominales:

$$V_Z = 6.8 \text{ volts (voltaje zener)}$$

$$P_D = 400 \text{ mwatts (potencia de disipación)}$$

$$I_{ZT} = 25 \text{ ma (corriente zener)}$$

$$\% \text{ TOL} = 5\% \text{ (tolerancia de } V_Z \text{)}$$

Y el diodo: DT 230F

$$V_F = 0.7 \text{ volts a } I_{\text{MODO}} < 300 \text{ ma (voltaje en directa)}$$

$$I_{F_{\text{max}}} = 0.5 \text{ amp. (corriente promedio en directa)}$$

$$V_{PR} = 50 \text{ volts (voltaje pico en reversa)}$$

La corriente de polarización del zener se considera típicamente de 10 ma, por lo tanto R_C está dado — por:

$$R_C = \frac{V_{B_{\text{min}}} - (V_Z + V_D)}{I_{Z_{\text{min}}}} \text{ --- (5.2)}$$

El valor de $V_{B_{\text{min}}}$ al cual queremos mantener regulación es de: $V_{B_{\text{min}}} = 10 \text{ volts}$, 0.5 volts abajo del valor final o de celda exhausta (tema 3.1 del capítulo concerniente a baterías), considerando el valor de tensión de celda exhaus.

ta de 1.75 volts/celda (10.5 volts por batería de 6 celdas).

$$R_G = \frac{10 - (6.8 + 0.7)}{4 \text{ ma}} = 625 \Omega \approx \underline{680 \Omega \text{ (COMERCIAL)}}$$

$$\text{ahora } I_{2 \text{ max}} = \frac{V_{B \text{ max}} - (V_Z + V_D)}{R_G}$$

considerando 2.3 volts/celda para carga de igualación, tendremos:

$$I_{2 \text{ max}} = \frac{13.8 - (6.8 + 0.7)}{0.68 \text{ k}\Omega} = 9.26 \text{ ma}$$

$$I_{2 \text{ notas}} = \frac{12 - 7.5}{0.68 \text{ k}\Omega} = 6.62 \text{ ma.}$$

La salida del comparador es de colector a bierto, requiriendo del resistor (Pull-up) R_{C1} para poder entregar los niveles altos (1 lógico). Las corrientes de compu

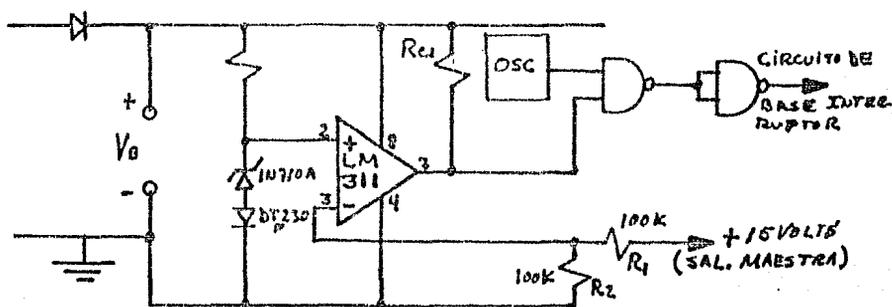


Fig. 5.8 CIRCUITO COMPARADOR CON MUESTREADOR.

tas CMOS son del orden de 1 microamper máximo, considerando u na corriente de 1 ma., tendremos el valor de R_{C1} :

$$R_{C1} = \frac{V_{B \text{ min}} - V_{\text{log}(1) \text{ min}}}{1 \text{ ma}} = \frac{10 - 8}{1 \text{ ma}} = \underline{2 \text{ k}\Omega}$$

donde: $V_{\text{Log}(1)\text{min}}$ = Nivel de voltaje mínimo para uno lógico ("1") (por especificación).

CALCULO DEL TRANSFORMADOR:— Para el cálculo del transformador seguiremos los siguientes pasos:

- 1).— Obtención del producto: $(A_p L_c)$, a partir de la ecuación (2.178.a).
- 2).— Selección del núcleo con el valor requerido con el producto: $(A_p L_c)$
- 3).— Cálculo del número de vueltas del primario por medio de la ecuación (2.182).
- 4).— Selección del calibre del conductor en mils circulares de acuerdo a la ecuación (2.183), considerando $D_{\text{m.c.a.}} = 500$ m.c.a. Se puede emplear un valor mayor de $D_{\text{m.c.a.}}$ para reducir las pérdidas en el cobre a reserva de aumentar el tamaño del núcleo.

PASO 1: De la ecuación (2.178.a) tenemos:

$$A_p L_c = \left[\frac{338.038(1+N)(L_T D_{\text{m.c.a.}})}{B_{\text{max}} f} \right] P_p \text{ [cm}^4\text{]} \text{ --- (2.178.a)}$$

tenemos como datos:

$N = 3$ (devanados secundarios)

$L_T = 0.5$ (50% de ciclo de trabajo)

$D_{\text{m.c.a.}} = 500$ (mil circulares sobre amper de corriente)

$f = 25$ KHz (frecuencia del oscilador maestro)

$B_{\text{max}} = 1500$ Gauss (densidad de flujo abajo de saturación obtenido del núcleo de FERROXCUBE: 3019 material 308. Ver tabla de núcleos anexos.

Para obtener el dato de potencia en el -- primario (P_p), vamos a considerar como una buena aproximación un 80% de eficiencia del transformador (η_t).

$$P_p = \frac{P_s}{\eta_t} \text{----- (5.3)}$$

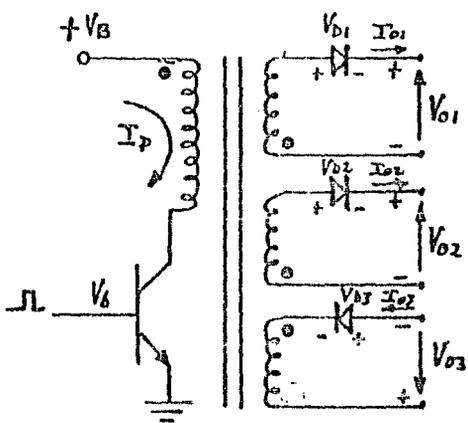


Fig. 5.9 CIRCUITO REDUCIDO DEL TRANSFORMADOR DE SALIDA.

De la Fig. 5.9 tenemos:

$$P_s = P_{TOTAL} + V_b (I_{o1} + I_{o2} + I_{o3}) \text{----- (5.4)}$$

donde:

$$P_{TOTAL} = V_{o1} \times I_{o1} + V_{o2} \times I_{o2} + V_{o3} \times I_{o3} \text{----- (5.5)}$$

P_s = Potencia en el o los secundarios del transformador (watts).

P_{TOTAL} = Potencia entregada a las tres diferentes salidas en total (watts).

$V_D = V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = 0.7$ volts (caída en el diodo rectificador).

V_{oi} = El voltaje rectificado entregado a la carga por su respectivo devanado secundario (V_{o1} , V_{o2} y V_{o3}).

I_{oi} = Corriente en la carga por los respectivos voltajes V_{oi} .

Tomando como datos de voltajes y corrientes de carga:

$$V_{o1} = + 15 \text{ volts; } I_{o1} = 30 \text{ ma.}$$

$$V_{o2} = - 15 \text{ volts; } I_{o2} = 30 \text{ ma.}$$

$$V_{o3} = + 5 \text{ volts; } I_{o3} = 10 \text{ ma.}$$

Sustituyendo los datos anteriores en (5.4) y (5.5):

$$P_{\text{TOTAL}} = 15 \times 0.03 + 15 \times 0.03 + 5 \times 0.010$$

$$P_{\text{TOTAL}} = 0.950 \text{ watts.}$$

$$V_D(I_{o1} + I_{o2} + I_{o3}) = 0.7(15 + 15 + 10) \times 10^{-3} = 28 \times 10^{-3} \text{ WATTS}$$

Sustituyendo en (5.4):

$$P_S = 0.950 + 0.028$$

$$P_S = 0.978 \text{ WATTS}$$

Sustituyendo en (5.3):

$$P_P = \frac{0.978}{0.8} = 1.223 \text{ WATTS}$$

Sustituyendo el dato de P_P obtenido y los anteriores fijados, sustituimos en la ecuación (2.178.a):

$$A_{peAc} = \left[\frac{338.038(1+3)0.5 \times 500}{1500 \times 25000} \right] \times 1.223$$

$$\underline{A_{peAc} \geq 0.011 \text{ [cm}^4\text{]}}$$

De los datos del fabricante y como único núcleo de ferrita disponible, nos referimos al 3019 de material 3C8 (ver tablas anexas) encontrando:

$$A_{fe} = 1.38 \text{ cm}^2$$

$$A_c = 0.587 \text{ cm}^2$$

$$A_{fe} A_c = 1.38 \times 0.587 = \underline{0.81 \text{ cm}^4} \gg 0.011 \text{ cm}^4.$$

Observamos que de hecho está muy sobrado pero se adopta por no disponerse de otro núcleo más pequeño - que cumpla la restricción $A_{fe} A_c$ requerida.

PASO 2: Como se menciona anteriormente, se seleccionó el núcleo identificado por las tablas anexas de FERROXCUBE como:

CUP-CORE : 3019 - L00 - 3C8

PASO 3: El cálculo del número de vueltas en el primario se obtiene con la ecuación (2.143) (N_p), o sea:

$$N_p = \frac{(V_i - V_{sat})}{2 B_{max} A_{fe}} \times 10^8 t_c \text{ --- --- --- --- (2.143)}$$

considerando los siguientes datos obtenidos:

$$V_i = 14 \text{ volts (voltaje máximo de entrada).}$$

$$B_{max} = 1500 \text{ Gauss (anteriormente obtenido por especificación).}$$

$$A_{fe} = 1.38 \text{ cm}^2 \text{ (area de la sección del núcleo).}$$

$$V_{sat} = 1 \text{ volt (considerando Darlington).}$$

$$t_c = 20 \text{ microsegundos (obtenido de: } 0.5 \times \frac{1}{f} \text{).}$$

Sustituyendo en (2.143) tenemos:

$$N_p = \frac{(14-1) \times 10^8}{2 \times 1500 \times 1.38} \times 20 \times 10^{-6}$$

$$N_p = 6.27 \approx \underline{7 \text{ VUELTAS}}$$

$$\underline{N_p = 7 \text{ VUELTAS}}$$

Para obtener el número de vueltas en los secundarios empleamos la ecuación (2.182):

$$N_{si} = \frac{V_o + V_p}{V_{\theta_{min}} - V_{sat}} \times N_p$$

donde para $i = 1$:

$$N_{s1} = \frac{15 + 0.7}{11 - 1} \times 7 = 10.9$$

$$\underline{N_{s1} = 11 = N_{s2} \text{ [VUELTAS]}}$$

$$N_{s3} = \frac{5 + 0.7}{11 - 1} = 4$$

Resumiendo:

$$N_p = 7 \text{ vueltas.}$$

$$N_{s1} = 11 \text{ vueltas.}$$

$$N_{s2} = 11 \text{ vueltas.}$$

$$N_{s3} = 4 \text{ vueltas.}$$

PASO 4: La selección del calibre del conductor se obtiene con la ecuación (2.183) y consultando la tabla de conductores que se anexa:

$$A_{m.c.} = I_{max} \times D_{c.m.a.} \text{ [MIL CIRCULARES]} \text{ --- (2.183)}$$

Considerando $D_{c.m.a.} = 500 \text{ m.c.a.}$

Para el conductor en el primario y de acuerdo a la Fig. 5.9 y 5.10 tenemos:

$$I_{prim} = \frac{I_p}{2} \times \frac{t_c}{T}$$

$$I_P = 2 I_{P_{\text{prom}}} \frac{T}{t_c}$$

$$I_{P_{\text{prom}}} = \frac{P_P}{V_P} = \frac{1.223}{12} = 0.102$$

por lo tanto:

$$I_P = 2 \times 0.102 \times 2$$

$$\underline{I_P = 0.408 \text{ Amp.}}$$

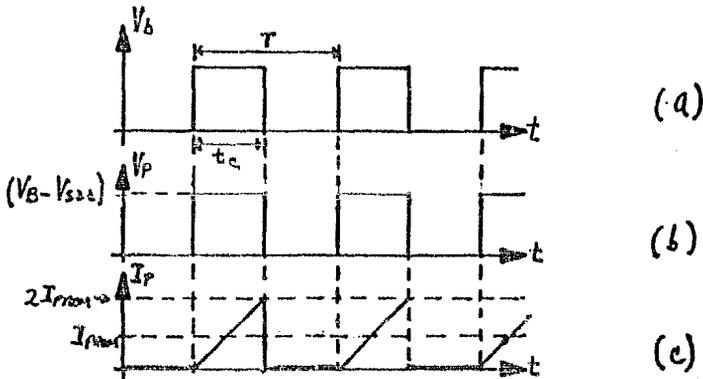


Fig. 5.10 CORRIENTE Y VOLTAJE EN EL PRIMARIO

Sustituyendo los valores en (2.183):

$$A_{p.m.c.} = 0.408 \times 500$$

$$\underline{A_{p.m.c.} \geq 204 \text{ m.c.}}$$

Observando en la tabla de conductores encontramos el calibre # 26 con un Am.c. = 253 m.c. para el primario del transformador.

Para el secundario S' tendremos:

$$D_{cma} = 500 \text{ m.c.}$$

$$I_{o1} = I_{o2} = 0.03 \text{ Amp.}$$

$$\text{de (2.183): } A_{s.m.c.} = 0.03 \times 500$$

$$A_{S1} m.c. \geq 15 m.c.$$

y por tabla tenemos para el conductor del secundario $S1$:

$$\underline{\text{Calibre \# 38}} \quad \underline{D_{S1} m.c. = 16 m.c.}$$

para el secundario $S2$ es similar que para el secundario $S1$:

$$\underline{\text{Calibre \# 38}} \quad \underline{D_{S2} m.c. = 16 m.c.}$$

Para el secundario $S3$ tendremos:

$$D_{e.m.c.} = 500 m.c.$$

$$I_{03} = 0.01 \text{ Amp.}$$

$$A_{S3} m.c. = 0.01 \times 500$$

$$A_{S3} m.c. \geq 5 m.c.$$

y por tabla tendremos para el secundario $S3$:

$$\underline{\text{Calibre \# 42}} \quad \underline{D_{m.c.a.} = 6.25 m.c.}$$

El transformador finalmente se caracteriza como se muestra en la Fig. 5.12.

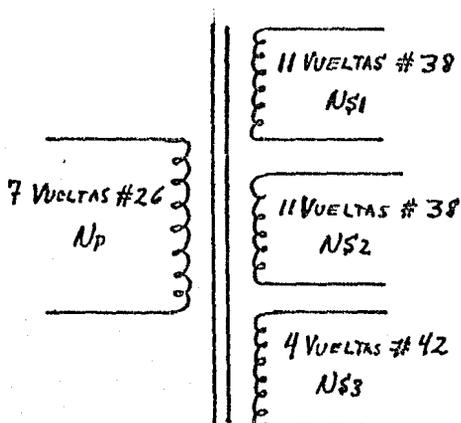


Fig. 5.12 VUELTAS Y CALIBRES DE ALAMBRES EMPLEADOS EN EL TRANSFORMADOR.

EFICIENCIA DEL TRANSFORMADOR:-- La eficiencia del transformador está dada por:

$$\eta_t = \frac{P_s}{P_r + \sum \text{Pérdidas}} \quad \text{--- (5.6)}$$

el valor de P_s obtenido anteriormente es de:

$$P_s = 0.978 \text{ WATTS}$$

$$\sum \text{Pérdidas} = P_{\text{COBRE}} + P_{\text{NUCLIO}} \quad \text{--- (5.7)}$$

Las pérdidas en el cobre son las generadas en la resistencia del alambre de cobre del embobinado el cual se determina con la ecuación (2.184) y (2.185) que enseguida se repite:

$$P_{\text{COBRE}} = I_p^2 R_p + I_{s1}^2 R_{s1} + I_{s2}^2 R_{s2} + I_{s3}^2 R_{s3} \quad \text{--- (5.8)}$$

$$R_x = L.M. N_x \gamma_x \quad \text{--- (5.9)}$$

donde: $L.M.$ = Longitud media del embobinado = 6.2 cm.

N_x = Número de vueltas del "X" embobinado.

γ_x = Resistividad del alambre del embobinado "X" en ohms/cm.

por lo tanto:

$$\left. \begin{aligned} R_p &= L.M. \times N_p \times \gamma_p \quad \text{--- (a)} \\ R_{s1} &= L.M. \times N_{s1} \times \gamma_{s1} \quad \text{--- (b)} \\ R_{s2} &= L.M. \times N_{s2} \times \gamma_{s2} \quad \text{--- (c)} \\ R_{s3} &= L.M. \times N_{s3} \times \gamma_{s3} \quad \text{--- (d)} \end{aligned} \right\} \text{--- (5.10)}$$

de los datos del fabricante vemos que:

$$L.M. = 6.2 \text{ cm.}$$

$$\gamma_p = 41.0 \text{ ohms/1000 ft} = 0.001345 \text{ ohms/cm.}$$

$$r_{s1} = r_{s2} = 648 \text{ ohms}/1000 \text{ ft} = 0.0213 \text{ ohms/cm.}$$

$$r_{s3} = 1660 \text{ ohms}/1000 \text{ ft} = 0.05446 \text{ ohms/cm.}$$

$$N_p = 7$$

$$N_{s1} = 11$$

$$N_{s2} = 11$$

$$N_{s3} = 4$$

Sustituyendo valores en las ecuaciones (5.10) tendremos:

$$R_p = 6.2 \times 7 \times 0.001345 = 0.058 \text{ ohms.}$$

$$R_{s1} = 6.2 \times 11 \times 0.0213 = 1.45 \text{ ohms.}$$

$$R_{s2} = R_{s1} = 1.45 \text{ ohms.}$$

$$R_{s3} = 6.2 \times 4 \times 0.05446 = 1.35 \text{ ohms.}$$

Agregando los valores ya obtenidos anteriormente:

$$I_p = 0.408 \text{ Amp.}$$

$$I_{s1} = I_{s2} = 0.03 \text{ Amp.}$$

$$I_{s3} = 0.01 \text{ Amp.}$$

Sustituyendo valores en la ecuación (5.8):

$$P_{\text{core}} = (0.408)^2 \times 0.058 + 2 \times (0.03)^2 \times 1.45 + (0.01)^2 \times 1.35$$

$$P_{\text{core}} = 0.01246 = 12.46 \text{ mwatts.}$$

Para obtener las pérdidas en el núcleo nos basamos en las gráficas del fabricante correspondientes al material 3C8 que relaciona las pérdidas en el núcleo en función del volumen del núcleo (mwatts/cm³), frecuencia (Hertz) y densidad de flujo (mTesla).

En la ecuación (2.143) se sustituye con una densidad de flujo de 1500 gauss (150 mTesla) y una frecuencia de 25 Khz sobre un núcleo de "volumen mayor que el requerido por ser el único disponible".

Al entrar con estos valores a la gráfica

del anexo que suble el fabricante del nucleo encontramos el valor de:

$$P_{\text{Nucleo}} = 140 \text{ mwatts/cm}^3.$$

El volumen del nucleo 3019P/308 empleado es de: 6.19 cm^3 , por lo tanto:

$$P_{\text{Nucleo}} = 140 \times 6.19 = 866.6 \text{ mwatts}.$$

Al sustituir estos valores encontrados en la ecuación (5.6) - tendremos:

$$\eta_t = \frac{0.978}{0.978 + 0.01246 + 0.8666}$$

$$\eta_t = 52.66\%$$

La eficiencia encontrada resulta baja, debido a las pérdidas en el nucleo por la frecuencia de operación y el volumen excesivo del nucleo que supera por mucho a lo requerido. Para poder bajar las pérdidas en el nucleo, debemos de bajar la densidad de flujo de operación incrementando el número de vueltas en los embobinados.

De las gráficas y la ecuación (2.143) vemos que bajando a un 25% de la densidad de flujo anterior con el consiguiente aumento en un 400% en el número de vueltas de los embobinados, las pérdidas se someten a un valor aproximado de 6 miliwatts/cm³, por lo tanto:

$$P_{\text{Nucleo}} = 6 \times 6.19 = 37.14 \text{ mwatts}.$$

Sustituyendo nuevamente en la ecuación (5.6):

$$\eta_t = \frac{0.978}{0.978 + 0.01246 + 0.03714}$$

$$\eta_t = 95.17\%$$

Este valor de eficiencia es un tanto teórico, ya que en la realidad resulta ser un poco menor debido a pérdidas mecánicas y de unión, especialmente en el tipo de núcleo de cazuela (Cup-core), que en un momento dado podrán ser tan pequeñas como la destreza que se emplee para la fabricación del transformador. La mejor manera de determinar su eficiencia con mayor precisión es midiendo sus parámetros en forma dinámica y si bien la eficiencia no logra los 95.17% si se aproxima entre un 85 a 92%.

SELECCION DEL TRANSISTOR:— La selección del transistor toma su primera consideración con la ecuación (2.120) al establecer la frecuencia de operación de 25 KHz en el cálculo del oscilador.

Repitiendo la ecuación (2.120) tenemos:

$$(t_r + t_s + t_f) < 0.1 t_{c \min} \text{ --- --- --- (5.11)}$$

para $f = 25$ KHz.

$$y \quad t_c = 0.5 T = 0.5 \times (1/25) \times 10^{-3}$$

$$t_c = 20 \text{ microsegundos.}$$

$$(t_r + t_s + t_f) < 2 \mu\text{seg} \text{ --- --- --- (5.12)}$$

de la ecuación (2.118) tenemos la condición:

$$V_{CE} \geq 2.78 V_B = 2.95 + 14$$

$$V_{CE} \geq 38.5 \text{ Volts} \text{ --- --- --- (5.13)}$$

I_{Cmax} podemos obtenerlo de la Fig. 5.11.c y analíticamente ya obtenida en el paso 4 del cálculo del transformador:

$$I_{Cmax} = 0.408 \text{ Amp.}$$

por lo tanto:

$$I_{Cmax} \geq 0.408 \text{ Amp.} \quad \text{--- (5.14)}$$

Para la potencia disipada ($P_{CEtotal}$) nos referimos a la ecuación (2.138) en función de t_f .

$$P_{CEtotal} = I_{Cmax} V_{sat} \frac{t_e}{T} + \frac{I_{Cmax} V_{ce}}{3} \frac{t_f}{T} \quad \text{--- (5.15)}$$

$$P_{CEtotal} = 0.408 \times 1 \times 0.5 + \frac{0.204 \times 14}{3} \times \frac{t_e}{40 \times 10^{-6}}$$

$$P_{CEtotal} = 0.204 + 23.8 \times 10^3 t_f$$

Si consideramos el t_f del EM 7308 propuesto:

$$t_f = 0.2 \text{ microsegundos.}$$

por lo tanto: $P_{CEtotal} = 0.204 + 23.8 \times 10^3 \times 0.2 \times 10^{-6}$

$$\underline{P_{CEtotal} = 213.52 \text{ mwatts.}}$$

Utilizando el EM 7308 ó el TIP 110 y tomando los datos del fabricante tenemos:

$$P_{CEmax} = 50 \text{ watts.}$$

$$V_{CEmin} = 500$$

$$I_{Cmin} = 2 \text{ Amp.}$$

$$V_{CE} = 60 \text{ volts.}$$

$$R_{\theta J-c} = 2.5 \text{ } ^\circ\text{C/watts.}$$

$$R_{\theta I-A} = 62.5 \text{ } ^\circ\text{C/watts.}$$

$$t_r = 0.7 \text{ microsegundos.}$$

$$t_f = 0.2 \text{ microsegundos.}$$

$$t_s = \text{no especifica.}$$

Sustituyendo los datos en las condiciones para el transistor ecuaciones (5.11), (5.12), (5.13), (5.14) y (5.15), tendremos:

$$(0.7 + 0.2) = 0.9 \mu\text{seg} < 2 \mu\text{seg};$$

$$V_{CE} = 60 \text{ VOLTS} > 38.5 \text{ VOLTS};$$

$$I_C = 2 \text{ Amp} > 0.408 \text{ Amp};$$

$$P_{CE} = 50 \text{ WATTS} > 0.2135 \text{ WATTS};$$

de la ecuación (2.123) podemos determinar si la disipación propia del encapsulado (10-220) es capaz de extraer el calor de la juntura y mantenerlo dentro de valores de temperatura confiable y muy por abajo de la temperatura máxima permitida ($T_{J\text{max}} = 125^\circ$).

$$R_{\theta T} = \frac{T_{J\text{max}} - T_{\text{amb}}}{P_{CE\text{max}}}$$

$$R_{\theta T} = \frac{125 - 40}{0.2135} = 398 \text{ }^\circ\text{C/WATT}$$

$$R_{\theta T} \leq 398 \text{ }^\circ\text{C/W.}$$

$$R_{\theta T} = R_{\theta J-c} + R_{\theta c-a} = R_{\theta J-a}$$

$$R_{\theta J-a} = 62.5 \text{ }^\circ\text{C/W} \ll 398 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$T_J = P_{CE} R_{\theta J-a} + T_{\text{amb}} = 0.2135 \times 62.5 + 40$$

$$T_J = 53.34 \text{ }^\circ\text{C} \ll T_{J\text{max}} (125^\circ\text{C})$$

Lo anterior indica que el transistor con el encapsulado TO-220 no requiere de disipador alguno. Se incluye con la adaptación del transistor EM 7308 ó TIP 110.

CIRCUITO DE BASE DEL TRANSISTOR INTERRUPTOR:— El acoplamiento del oscilador a la base del darlington se lleva a cabo por un resistor que limita la corriente de base de D.C. (Fig. 5.13).

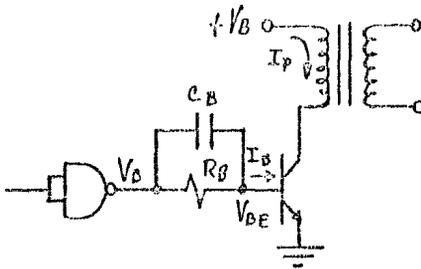


Fig. 5.13 CIRCUITO DE EXCITACION DEL TRANSISTOR-INTERRUPTOR.

El valor de R_B se selecciona de tal manera que permita el paso de la corriente (I_B) suficiente para mantener saturado el transistor. El capacitor acelerador (C_B) se emplea para reducir los tiempos de crecimiento y se selecciona de tal forma que se descargue a través de R_B en un tiempo menor del t_d y a un valor menor del 10% de $(V_B - V_{BE})$.

$$I_{B \min} = \frac{I_{p \max}}{\beta_{\min}}$$

$$R_B \leq \frac{V_{B \min} - V_{BE}}{I_{B \min}} = \frac{\beta_{\min} (V_{B \min} - V_{BE})}{I_{p \max}}$$

$$R_B \leq \frac{\beta_{\min} (V_{B \min} - V_{BE})}{I_{p \max}} \text{ --- (5.18)}$$

De la ecuación de descarga del circuito -

R-C tenemos:

$$V_c = (V_B - V_{BE}) e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$0.1 (V_B - V_{BE}) = (V_B - V_{BE}) e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$0.1 = e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$\text{Log } 0.1 = -\frac{t}{RC}$$

$$RC < - \frac{t_a}{\text{Log } 0.1} \text{ --- --- --- --- --- (5.19)}$$

De los datos ya obtenidos:

$$V_{B_{\min}} = 11 \text{ volts.}$$

$$I_{P_{\max}} = 0.408 \text{ Amp.}$$

$$V_{BE} = 1.4 \text{ volts.}$$

$$t_a = 20 \text{ microsegundos.}$$

$$A_{\min} = 500$$

Sustituyendo en ecuación (5.18):

$$R_B \leq \frac{500(11 - 1.4)}{0.408} = 11.764$$

$$\underline{R_B = 10 \text{ K} \Omega}$$

Sustituyendo en ecuación (5.19):

$$R_B C_B < - \frac{20 \times 10^{-6}}{\text{Log } 0.1} = 8.68 \times 10^{-6} \text{ seg}$$

$$C_B < \frac{8.68 \times 10^{-6}}{10 \times 10^3} = 868 \text{ pF.}$$

$$\underline{C_B = 820 \text{ pF.}}$$

CIRCUITO FORMADOR DE ONDA:- En el circuito de la Fig. 5.14 se muestra la red formadora de onda agregada al transformador y transistor tratado anteriormente. Redibujando las ecuaciones ya obtenidas en (2.117) y (2.118.a y b), en (5.20), (5.21.a y b) respectivamente:

$$C > \frac{I_{pmax} t_f}{2 V_{Bmin}} \text{----- (5.20)}$$

$$R = \frac{t_c}{C_2} \text{----- (5.21.a)}$$

$$P_{DR} = \frac{V_{Bmax}}{2R} \frac{t_c}{T} \text{----- (5.21.b)}$$

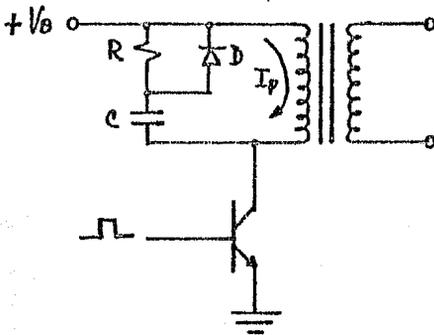


Fig. 5.14 RED FORMADORA DE ONDA COMO LIMITADORA DEL TRANSISTORIO DE CONMUTACION DEL TRANSISTOR.

De los datos ya obtenidos:

$$I_{Fmax} = 0.408 \text{ Amp.}$$

$$V_{Bmin} = 11 \text{ volts.}$$

$$V_{Bmax} = 14 \text{ volts.}$$

$$t_f = 0.2 \text{ microsegundos.}$$

$$t_c = 20 \text{ microsegundos.}$$

Sustituyendo en la ecuación (5.20):

$$C > \frac{0.408 \times 0.2 \times 10^{-6}}{2 \times 11} = 0.0037 \mu f$$

$$\underline{C = 0.01 \mu f.}$$

de la ecuación (5.21.a):

$$R = \frac{20 \times 10^{-6}}{0.01 \times 10^{-6}}$$

$$\underline{R = 2 \text{ K}\Omega}$$

de ecuación (5.19.b):

$$P_{DR} = \frac{(1.4)^2}{2 \times 2000} \frac{20 \times 10^{-6}}{40 \times 10^{-6}}$$

$$\underline{P_{DR} = 24.5 \text{ mWatts}}$$

Se adopta: $R = 2 \text{ Kohms a } 1/2 \text{ watt.}$

Para el diodo "D" seleccionamos el DT 230F que deberá manejar una corriente pico de 0.408 Amp en directa (I_F) y un voltaje pico de reversa mayor de: V_B ; sus características se muestran más adelante donde sus especificaciones sobrepasan éstos límites.

RECTIFICADOR Y FILTRO DE SALIDA: - El circuito rectificador y de filtrado se muestra en la Fig. 5.15.

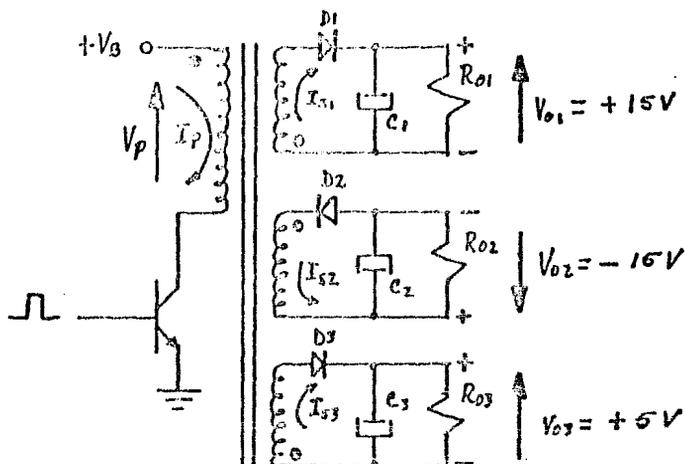


Fig. 5.15 CIRCUITO DE RECTIFICACION Y FILTRADO DE LOS VOLTAJES DE SALIDA.

Para calcular el valor de los capacitores C1, C2 y C3 emplearemos la ecuación (2.187) que la redibujamos en la ecuación (5.22):

$$C = \frac{I_{o\max}}{V_{r\text{-}p\text{-}p}} t_{c\max} [\mu\text{F}] \text{-----} (5.22)$$

donde: t_c está dado en microsegundos, I_o en Amperes y $V_{r\text{-}p\text{-}p}$ pico-pico en volts. Considerando las siguientes condiciones y datos:

$$|V_{01}| = |V_{02}| = 15 \text{ volts.}$$

$$V_{03} = 5 \text{ volts.}$$

$$I_{01} = I_{02} = 30 \text{ ma.}$$

$$I_{03} = 10 \text{ ma.}$$

$$V_{r\text{-}p\text{-}p} = 10 \text{ mvolts para cada una de las tres salidas.}$$

$$t_c = 20 \text{ microsegundos.}$$

Sustituyendo los valores en la ecuación (5.22) tendremos:

$$C1 = C2 = \frac{30 \times 10^{-3}}{10 \times 10^{-3}} \times 20 = 60 \mu\text{f.}$$

Tomando:

$$C1 = C2 = 68 \mu\text{f} / 63 \text{ Volts (COMERCIAL)}$$

$$\text{y: } C3 = \frac{10 \times 10^{-3}}{10 \times 10^{-3}} \times 20 = 20 \mu\text{f.}$$

$$C3 = 22 \mu\text{f} / 16 \text{ Volts (COMERCIAL)}$$

SELECCION DEL DIODO RECTIFICADOR:- Para la selección del diodo rectificador de salida nos referimos a la tabla 2.1 que resume las especificaciones de los diodos a emplear. Consideramos la columna "C" que está contenida en rectificación de media onda.

Resumimos enseguida las especificaciones requeridas en los diodos:

$$V_{PK} > 2 V_S ; \text{ Voltaje pico inverso repetitivo. --- (5.23)}$$

$$I_{SM} > \frac{V_S}{R_S} ; \text{ Corriente no-repetitiva máxima. --- (5.24)}$$

$$t_{rr} > R_S C ; \text{ Tiempo del transitorio } (I_{SM}) \text{ durante el cual recupera sus características de estado normal sin llegar a su destrucción. --- (5.25)}$$

$$I_{FAV} > I_o ; \text{ Corriente promedio en directa. --- (5.26)}$$

donde: V_S = Voltaje pico de A.C. en el devanado secundario.

R_S = Resistencia serie que incluye la del embobinado, resistencia dinámica del diodo y otra que se adicione si fuera necesario.

Considerando el valor de R_N como un valor aproximado dentro del rango: $0.01 R_L \leq R_S \leq 0.015 R_L$.

Donde R_L = resistencia de carga equivalente y está dada por:

$$R_L = \frac{V_o}{I_o} \text{ --- --- --- --- --- (5.27)}$$

De los datos tenemos:

$$|V_{01}| = |V_{02}| = 15 \text{ volts.}$$

$$V_{03} = 5 \text{ volts.}$$

$$I_{01} = I_{02} = 30 \text{ mA.}$$

$$I_{03} = 10 \text{ mA.}$$

$$V_{S1} = V_{S2} = (V_{01} + V_b) \frac{V_{B \max}}{V_{B \min}} = (15 + 0.7) \frac{14}{11} = 19.98 \text{ V}$$

$$V_{S3} = 5.7 \times \frac{14}{11} = 7.25 \text{ V}$$

Considerando $R_{\beta} = 0.01 R_L$ equivalente tendremos:

$$R_{\beta 1} = R_{\beta 2} = 0.01 \times \frac{15}{30} \text{ K}\Omega = 5 \Omega$$

$$R_{\beta 3} = 0.01 \times \frac{5}{10} = 5 \Omega$$

Por lo tanto resolviendo en (5.23):

$$V_{PK1} = V_{PK2} > 2 V_{S1} = 2 \times 19.98$$

$$V_{PK1} = V_{PK2} > 39.96 \text{ Volts} \text{ --- --- --- --- --- (5.28.a)}$$

$$V_{PK3} > 2 V_{S3} = 2 \times 7.25 = 14.25 \text{ V}$$

$$V_{PK3} > 14.25 \text{ V} \text{ --- --- --- --- --- (5.28.b)}$$

Resolviendo en (5.24):

$$I_{SM1} = I_{SM2} > \frac{V_{S1}}{R_{\beta 1}} = \frac{19.98}{5} = 3.99 \text{ Amp}$$

$$I_{SM1} = I_{SM2} > 3.99 \text{ Amp. --- --- --- --- --- (5.29.a)}$$

$$I_{SM3} > \frac{V_{S3}}{R_{\beta 3}} = \frac{7.25}{5} = 1.45 \text{ Amp.}$$

$$I_{SM3} > 1.45 \text{ Amp --- --- --- --- --- (5.29.b)}$$

Resolviendo en (5.25):

$$t_{r1} = t_{r2} > R_{\beta 1} C_1 = 5 \times 68 \times 10^{-6}$$

$$t_{r1} = t_{r2} > 340 \mu\text{seg} \text{ --- --- --- --- --- (5.30.a)}$$

$$t_{r3} > R_{\beta 3} C_3 = 5 \times 22 \times 10^{-6} = 110 \mu\text{seg}$$

$$t_{r3} > 110 \mu\text{seg} \text{ --- --- --- --- --- (5.30.b)}$$

Resolviendo en (5.26):

$$I_{FAV1} = I_{FAV2} > I_{01} = 30 \text{ mA}$$

$$I_{FAV1} = I_{FAV2} > 30 \text{ mA} \text{ --- --- --- --- --- (5.31.a)}$$

$$I_{FAV} > I_{o3} = 10 \text{ ma}$$

$$I_{FAV} > 10 \text{ ma} \text{ --- --- --- --- --- --- --- --- --- (5.31.b)}$$

Del manual de "G.E. SEMICONDUCTOR" seleccionamos el: DT 230F con las siguientes especificaciones:

$$I_{FAV} = 0.5 \text{ Amp.} \dots \text{Cumple con (5.31.a y b).}$$

$$V_{PK} = 50 \text{ volts.} \dots \text{Cumple con (5.28.a y b).}$$

$$I_{SM} = 5 \text{ Amp.} \dots \text{Cumple con (5.29.a y b).}$$

$$t_{rr} = 0.3 \text{ uscg.} \dots \text{No cumple con (5.30.a y b).}$$

$$I^2t = 5 \text{ a } 8.3 \text{ msec. (Amp}^2 \text{ x Seg.)}. \text{}$$

Observamos que cumple con todas las especificaciones menos con (5.30.a y b), pero ésto no es definitivo, ya que no se está sometiendo a las corrientes máximas --- (I_{SM}). Para ésto empleamos el concepto de energía disipada en el diodo (I^2t) y consideramos la especificación no muy popular pero utilizable en éstos casos:

$$I_{SM} = 3.99 \text{ Amp.}$$

$$t = 340 \text{ microsegundos.}$$

$$I^2t = 16 \times 340 \times 10^{-6} = 5.44 \times 10^{-3}$$

$$\underline{I^2t = 5.44 \times 10^{-3} \lll 5; \text{ cumple con (5.32)(Amp}^2 \text{ x Seg.)}.}$$

PROTECCION DE SOBRECORRIENTE:- A la fuente de alimentación se le agregó un sistema de protección de sobrecorriente restaurable en el campo, el cual protege a la circuitería de la estación en caso de existir un consumo arriba de lo normal y evitar daños mayores.

El sistema de protección se muestra en la Fig. 5.16.

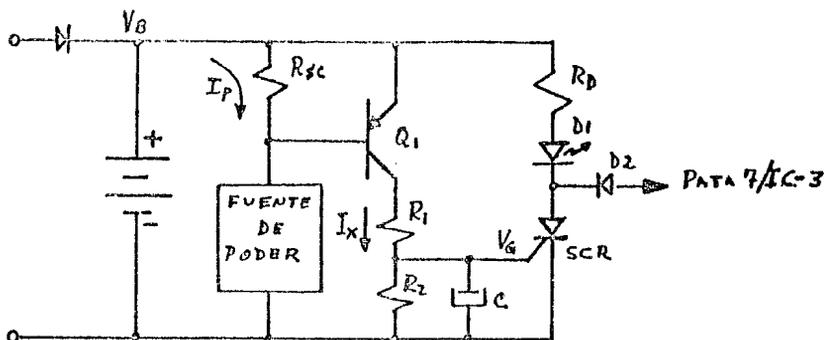


Fig. 5.16 CIRCUITO SENSOR DE SOBRECORRIENTE.

Tomando los datos del SCR 2AC45:

$$V_{GT} = 0.8 \text{ volts. (tensión de disparo).}$$

$$I_{GT} = 200 \text{ uAmp. (corriente de disparo).}$$

$$V_F = 1.4 \text{ volts (caída de tensión en directa).}$$

Del circuito de la Fig. 5.16 deducimos:

$$R_{sc} = \frac{0.7}{I_{sc}} \text{ --- (5.33)}$$

Considerando una corriente excesiva de 500 ma. tendremos:

$$R_{sc} = \frac{0.7}{0.5} = 1.4 \Omega$$

Empleando el valor comercial de: $R_{sc} = 1.5 \Omega$

La potencia disipada en R_{sc} será:

$$P_{sc} \cong I_{PAV}^2 \times R_{sc}$$

$$P_{sc} \cong (0.204)^2 \times 1.5$$

$$P_{sc} = 62.4 \text{ mWATTS}$$

$$\underline{P_{sc} = \frac{1}{2} \text{ WATTS (COMERCIAL)}}$$

$$R_D = \frac{V_{G_{min}} - (V_F + V_{D1})}{I_0} \quad [k\Omega] \quad \text{--- (5.34)}$$

Considerando: $V_{G_{min}} = 11 \text{ volts.}$

$V_F = 1.4 \text{ volts.}$

$V_{D1} = 1.0 \text{ volts.}$

tendremos:

$$R_D = \frac{11 - (1.4 + 1)}{I_0} = 860 \Omega$$

$$\underline{R_D = 820 \text{ ohms.}}$$

Considerando que saturamos a Q_1 tendremos:

$$V_G = \frac{V_D R_2}{R_1 + R_2} = 0.8 \text{ V}; \text{ a } V_D = 12 \text{ V}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{0.8}{12} = 0.067$$

$$0.067 R_2 = R_2 - 0.067 R_2$$

$$R_2 = \frac{0.067}{0.933} R_1$$

$$R_2 = 0.072 R_1$$

$$\text{o: } R_1 = 14 R_2 \text{ --- (5.35)}$$

Considerando una corriente de activación de $I_x = 0.5 \text{ ma}$, tendremos para un $V_G > V_{GT}$, digamos $V_G = 2 \text{ volts}$:

$$R_2 = \frac{2}{0.5} \text{ k}\Omega = 4 \text{ k}\Omega$$

$$\underline{R_2 = 3.9 \text{ k}\Omega \text{ (COMERCIAL)}}$$

por lo tanto de (5.35):

$$R_1 = 14 \times 3.9 \text{ Kohms} = 54.6 \text{ Kohms.}$$

$$R_1 = 56 \text{ Kohms. (COMERCIAL)}$$

Obteniendo el Thevenin en V_G tendremos:

$$R_x = R_1 // R_2 = \frac{56 \times 3.9}{56 + 3.9} = 3.64 \text{ k}\Omega$$

$$R_x = 3.6 \text{ k}\Omega$$

de la ecuación de carga en un circuito R-C tendremos:

$$V_G = V_B (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \text{ --- --- --- --- --- (5.36)}$$

tomando: $V_G = 2 \text{ volts.}$

$V_B = 12 \text{ volts.}$

$t = 25 \text{ mseg.} \gg 340 \text{ useg.}$ que es un tiempo suficiente para el transitorio de carga de los - capacitores de salida en el encendido de la fuente y evitar un disparo en falso.

de (5.36):

$$\frac{V_G}{V_B} = 1 - e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$e^{-\frac{t}{RC}} = 1 - \frac{V_G}{V_B}$$

$$\frac{t}{RC} = -\text{Log} \left(1 - \frac{V_G}{V_B} \right)$$

Finalmente:

$$t = -\text{Log} \left(1 - \frac{V_G}{V_B} \right) RC \text{ --- --- --- --- --- (5.37)}$$

Sustituyendo valores y despejando "C":

$$t = 25 \times 10^{-3} = -\log\left(1 - \frac{2}{12}\right) 3.64C$$

$$C = \frac{25 \times 10^{-3}}{0.182 \times 3.64 \times 10^3} = 37.67 \mu\text{f}$$

$$\underline{C = 33 \mu\text{f} \text{ (comercial)}}$$

En D2 se emplea un DT 230F ó equivalente sin nada en especial prácticamente, y en Q1 un FNP 2A 238, D1 es un diodo LED TIL-32.

REGULADOR DE VOLTAJE DE BATERIA:-- El circuito regulador empleado se muestra en la Fig. 4.6 el cual utiliza el modo de histéresis para mantener entre un 80 y 100% de su capacidad a la batería. En el capítulo 4 se ahondó en su análisis, únicamente emplearemos las ecuaciones ya deducidas para el cálculo de las componentes, el circuito se redibuja en la Fig. 5.17.

Las condiciones que se plantean son:

$$V_{Bmin} = 12.22 \text{ volts.}$$

$$V_{Bmax} = 14 \text{ volts.}$$

$$V_{ref} = 8.2 \text{ volts.}$$

Podemos referirnos a las ecuaciones (5.38) a (5.48) que muestran el comportamiento del circuito, las cuales fueron deducidas ampliamente en el capítulo 4 comprendiendo desde la ecuación (4.13) a (4.25) de ese capítulo, de igual manera redibujamos la gráfica de histéresis de la Fig. 4.7 correspondiente al regulador de la Fig. 5.17, ésta gráfica se redibuja en la Fig. 5.18 agregando los ejes de capacidad, densidad y voltaje de celda:

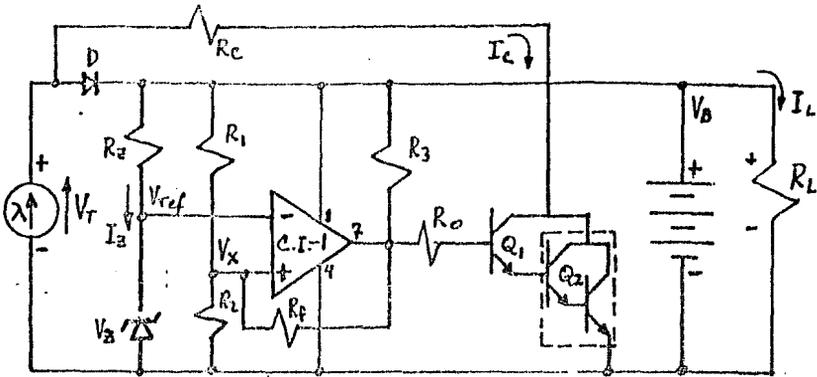


Fig. 5.17 REGULADOR CON HISTERESIS PARA CICLO DE CARGA Y DESCARGA EN LA BATERIA PLOMO-ACIDO.

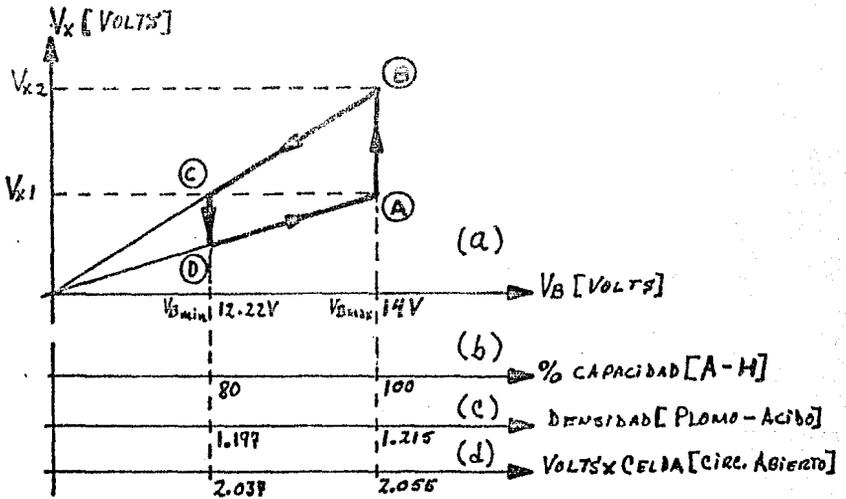


Fig. 5.18 CURVA DE HISTERESIS Y PARAMETROS ASOCIADOS A LA BATERIA.

Las ecuaciones relevantes en el cálculo se resumen a continuación:

$$I_2 = \frac{V_x}{R_2} \text{ --- --- --- --- --- (5.38)}$$

Para $V_x = V_{ref} = 8.2$ volts; $V_B = 12.22$ volts; ESTADO (C):

$$V_x = V_B \frac{R_2 R_f}{R_1 R_f + R_1 R_2 + R_2 R_f} \text{ --- --- --- --- --- (5.39)}$$

Para $V_x = V_{ref} = 8.2$ volts; $V_B = 14$ volts; ESTADO (A):

$$V_x = V_B \frac{R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_f + R_2 R_f} (R_f + R_1) \text{ --- --- --- --- --- (5.40)}$$

Obteniendo las equivalencias:

$$R_{eq1} = R_2 // R_f = \frac{R_2 R_f}{R_2 + R_f} \text{ --- --- --- --- --- (5.41)}$$

$$R_{eq2} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ --- --- --- --- --- (5.42)}$$

Sustituyendo (5.41) en (5.39):

$$V_x = V_B \frac{R_{eq1}}{R_{eq1} + R_1} \text{ --- --- --- --- --- (5.43)}$$

Sustituyendo ESTADO (A) en (5.43):

$$8.2 = 14 \frac{R_{eq1}}{R_{eq1} + R_1}$$

$$0.586 = \frac{R_{eq1}}{R_{eq1} + R_1} \text{ --- --- --- --- --- (5.44)}$$

Sustituyendo (5.44) y valores del ESTADO (C) en (5.40):

$$V_x = V_B \left(\frac{R_{eq1}}{R_1 + R_{eq1}} + \frac{R_{eq2}}{R_f + R_{eq2}} \right)$$

$$8.2 = 12.22 \left(0.586 + \frac{R_{eq2}}{R_f + R_{eq2}} \right)$$

$$\frac{R_{eq2}}{R_f + R_{eq2}} = 0.085 \text{ --- --- --- --- --- (5.45)}$$

de (5.44):

$$R_1 = 0.706 R_{eq1} = 0.706 \frac{R_2 R_f}{R_2 + R_f} \text{ --- --- --- --- --- (5.46)}$$

de (5.45):

$$R_f = 10.764 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ --- --- --- --- --- (5.47)}$$

Sustituyendo (5.47) en (5.46):

$$R_1 = 0.561 R_2 \text{ --- --- --- --- --- (5.48)}$$

Considerando $I_2 = 1$ ma en ESTADO (A) y sustituyendo en la ecuación (5.38):

$$R_2 = \frac{14}{1} \text{ K}\Omega$$

$$\underline{R_2 = 14 \text{ K}\Omega}$$

Sustituyendo R_2 en (5.48):

$$\underline{R_1 = 7.85 \text{ k}\Omega}$$

Sustituyendo R_1 y R_2 en (5.47):

$$\underline{R_f = 54.17 \text{ k}\Omega}$$

del circuito tenemos:

$$R_2 = \frac{V_{B_{min}} - V_Z}{I_{Z_{min}}} = \frac{12.22 - 8.2}{2} \text{ k}\Omega$$

$$\underline{R_2 = 2 \text{ k}\Omega}$$

Resumiendo en valores comerciales:

CI-2 = LM 311

DZ = 1N 756A; 8.2 volts a $P_Z = 400$ mwatts.

$R_1 = 8.2 \text{ k}\Omega$; $\frac{1}{2}W$

$R_2 = 15 \text{ k}\Omega$; $\frac{1}{2}W$

$R_f = 56 \text{ k}\Omega$; $\frac{1}{2}W$

$R_2 = 1.8 \text{ k}\Omega$; $\frac{1}{2}W$

R_3, R_0, Q_1, Q_2, R_C y D se determinan cuando se dimensione el arreglo solar (λ) que constituye el siguiente paso.

CALCULO DEL ARREGLO SOLAR:- Para el cálculo del arreglo solar consideramos los siguientes datos obtenidos:

$$P_o = 0.978 \text{ watts.}$$

$$\eta_t = 95.17\% \text{ (teórico).}$$

$$P_p = 0.978 / 0.9517 = 1.028 \text{ watts.}$$

$$I_p = 0.102 \text{ Amp (medidos).}$$

$$\text{Eficiencia del convertidor} = \eta_c = \frac{P_p}{I_p \times V_{nom}} = \frac{1.028}{0.102 \times 12}$$

$$\underline{\eta_c = 84\%}$$

η_c resulta ser la eficiencia global de la fuente de alimentación.

$$\begin{aligned} \text{Insolación promedio (Ly)} &= 516 \text{ Langleys} = 516 \text{ (Cal/cm}^2\text{)} \\ &= 6 \text{ (KW-H)/M}^2 \end{aligned}$$

Días consecutivos nublados = 10 días.

Los datos de insolación promedio y días consecutivos nublados fueron facilitados por el CENTRO METEOROLÓGICO DE TACUBAYA D.F. correspondientes a la REGION CENTRO DE MEXICO.

Datos del modulo solar BPX 47A de APESA:

| TEMP (°C) | P_{R2} (watts) | I_{R2} (Amp) | V_{R2} (volts) | (valores pico) |
|--------------|---------------------|-------------------|---------------------|----------------|
| 0 | 12 | 0.665 | 18 | |
| 25 | 11 | 0.700 | 15.5 | |
| 60 | 9.7 | 0.68 | 14.3 | ← uso práctico |

Lugar físico de instalación: EDIFICIO IIMAS EN C.U. MEX. D.F.

Iniciamos haciendo la conversión a horas pico de insolación equivalente (H.P.S.) a 100 mwatt/cm^2 (4.28)

$$\text{H.P.S.} = 516 \times 0.01162$$

$$\text{H.P.S.} = 5.99 \text{ (H/D)}$$

Determinamos la carga demandada en (A-H)/D, ecuación (4.29.a)

$$C_L = 0.102 \times 24 = 2.45 \text{ (A-H)/D}$$

A C_L obtenido le agregamos un 10% adicional por margen de seguridad:

$$C_L = 2.45 \times 1.1 = 2.695 \text{ (A-H)/D} \text{ --- (5.50)}$$

Del dato de fabricante tenemos la corriente pico (I_{R2}):

$$I_{R2} (60^\circ) = 0.68 \text{ (Amp)} \text{ --- (5.51)}$$

De (4.29.b) con (5.51) obtenemos la capacidad de salida del -
módulo BPX 47A (C_M).

$$C_M = 0.68 \times 5.99 = 4.07 \text{ (A-H)/D} \text{ --- --- --- (5.52)}$$

De (4.30) con (5.50) y (5.52) tenemos el número de módulos en
paralelos requeridos:

$$M = \frac{2.695}{4.07} = 0.662 \approx 1 \text{ módulo.}$$

$$M = 1 \text{ módulo. --- --- --- --- --- (5.53)}$$

Para determinar el número de módulos en -
serie empleamos la ecuación (4.31):

$$N = \frac{12}{12} = 1 \text{ módulo.}$$

Número total de Módulos a emplear = $M \times N = 1 \times 1 = 1$ Módulo.

Para determinar la capacidad del banco de
baterías empleamos la ecuación (4.33):

$$C_B = 2.695 \times 10 = 26.95 \text{ (A-H)}$$

Podemos emplear una batería de plomo-ácido
del tipo comercial/automotriz de 70 (A-H).

En base a lo anteriormente obtenido, re-
gresamos al circuito regulador para determinar los valores de:

R_0 , R_c , D , Q_1 , Q_2 y R_3 .

$$R_0 = \frac{V_{\min} - V_{BE}}{I_{B\min}} \approx \frac{(V_{B\min} - V_{BE}) \beta_{\min}}{I_{C\max}}$$

$$R_0 = \frac{(11 - 1.4) 500}{0.68} ; I_{C\max} \approx I_{PC}$$

$$R_0 = 7.06 \text{ K}\Omega$$

Empleamos: $R_0 = 6.8 \text{ Kohms}$ (valor comercial)

$$R_c = \frac{V_{pc} - V_{sat}}{I_{pc}} = \frac{14.3 - 0.2}{0.68}$$

$$\underline{R_c = 20 \text{ ohms}}$$

$$P_{DRC} \approx V_{pc} \times I_{pc} = 9.72 \text{ WATTS}$$

$R_c = 20 \text{ ohms a } 20 \text{ watts}$ (valor comercial)

Q_2 y Q_4 : Para el transistor Q_2 se plantea la operación con un darlington, seleccionando el mismo EM 7308 ó -- TIP 110, con las siguientes especificaciones:

$$\left. \begin{array}{l} I_{C_{max}} = 2 \text{ Amp.} \text{ --- (a)} \\ P_{D_{max}} = 50 \text{ watts.} \text{ --- (b)} \\ \beta_{min} = 500 \text{ --- (c)} \end{array} \right\} \text{ --- (5.53)}$$

La corriente demandada de base del darlington está dada por:

$$I_{B2} = \frac{I_{C_{max}}}{\beta_{min}} = \frac{0.68}{500} = \underline{1.4 \text{ ma}}$$

El entregar ésta corriente de base al darlington, implica utilizar una resistencia de colector abierto de salida del comparador (R_3) de un valor tal que el voltaje de salida del comparador se mantenga con un valor aproximado al V_B lo que compromete a emplear un valor de resistencia (R_3) pequeña de tal manera que la caída de tensión en la resistencia al pasar una corriente de un miliamper sea mínima o casi despreciable, lo que resultaría en una corriente de sumidero muy grande al tener salida cero en el comparador, lo que

podría dañar al integrado (IC-2). Para resolver ésta situación, agregamos el transistor Q_1 , para reducir la corriente demandada de la salida del comparador y no afectar las condiciones - que se tomaron ($V_0 \approx V_B$) para el cálculo de la histéresis del regulador. Para ésto se selecciona el transistor 2A 237B con las siguientes características:

$$V_{C_{max}} = 50 \text{ volts.}$$

$$I_{C_{max}} = 200 \text{ ma.}$$

$$\beta_{min} = 200$$

La corriente demandada por el darlington es de $I_{B2} = 1.4 \text{ ma}$, por lo tanto haciendo el cálculo tendremos:

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} = \frac{1.4 \text{ ma}}{200}$$

$$\underline{I_{B1} = 0.007 \text{ ma}}$$

Si para $V_0 = 0$, hacemos fluir una corriente de un miliamper tendremos:

$$R_3 = \frac{V_{B_{min}}}{I} \text{ k}\Omega = \frac{11}{1} = 11 \text{ k}\Omega$$

$$\underline{R_3 = 12 \text{ Kohms (valor comercial)}}$$

Cuando V_0 sea alto tendremos un valor dado por (Fig. 5.19):

$$V_0 = V_B - (I_f + I_{B1}) R_3 \text{ --- --- --- (5.54)}$$

Iterando:

$$1^a \quad V_0 \approx 12 \text{ V}$$

$$I_{f1} \approx \frac{V_0 - V_{ref}}{R_f} = \frac{12 - 8.2}{56} \text{ [ma]}$$

$$\underline{I_{f1} = 0.068 \text{ [ma]}}$$

de (5.54): $V_{02} = 12 - (0.068 + 0.007)12$

$$\underline{V_{02} = 11.1 \text{ Volts}}$$

$$I_{f2} = \frac{11.1 - 8.2}{56} = 0.052 \text{ [ma]}$$

$$V_0 \approx 12 - (0.052 + 0.007)12$$

$$\underline{V_0 = 11.3 \text{ Volts}}$$

Si observamos la gráfica de la Fig. 5.18 podremos observar -- que el valor que consideramos en V_x es un valor de $V_{ref} = 8.2$ volts que no corresponde al estado en el que estamos analizando, ya que el análisis corresponde a la trayectoria del estado (B) al estado (C) que inicia con un $V_x > V_{ref} = V_{x2}$, -- por lo que el cálculo iterativo de V_0 converge realmente a un valor cercano a 11.8 volts de manera intuitiva, el cual no acarrea problema alguno al considerar ésta aproximación.

Finalmente tendremos el valor R_0 dado -- por:

$$R_0 = \frac{V_{0min} - 3V_{BE}}{I_{B1}} \approx \frac{12 - 3 \times 0.7}{0.007} \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_0 = 1.414 \text{ M}\Omega$$

podemos emplear:

$$\underline{R_0 = 1.5 \text{ Mohms. (valor comercial)}}$$

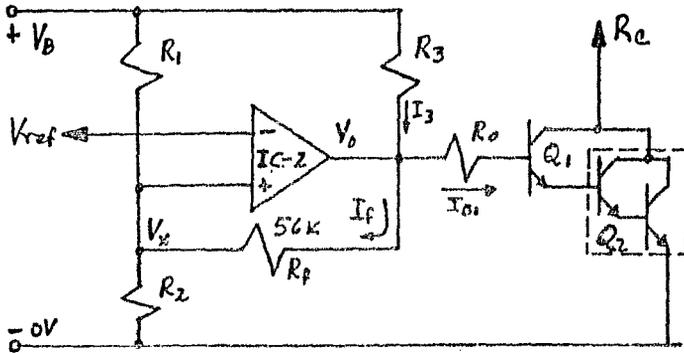


Fig. 5.19 CIRCUITO DE SALIDA DEL COMPARADOR (IC-2)

Como el transistor (Q_2) lo vamos a trabajar saturado o en corte la disipación será mínima y podemos estimarla de la forma siguiente:

$$P_{CEMAX} = V_{CE_{SAT}} \times I_{PC} = 0.2 \times 0.68 = 136 \text{ mwatts}$$

Esta potencia la disipa el transistor por si solo y de acuerdo con el desarrollo posterior de la ecuación (5.17).

DIODO DE BLOQUEO (D):- El diodo de bloqueo por el excedente de capacidad del módulo solar (34%) y por economía podemos optar por un diodo de juntura P-N de silicio que soporte:

$$V_{P\text{reversa}} > 18 \text{ Volts } [V_{PC} (0^\circ\text{C})]$$

$$I_{F\text{AV}} > 0.68 \text{ Amp.}$$

Observando el catálogo de diodos rectificadores comerciales de APESA, seleccionamos el RS-2 con las -

siguientes especificaciones:

$$V_{p\text{INVERSA}} = 220 \text{ volts} \gg 18 \text{ volts (cumple)}$$

$$I_{FAV} = 1 \text{ Amp} > 0.68 \text{ Amp (cumple)}$$

Resumiendo tendríamos los siguientes valores adicionales de componentes:

$$Q_1 = \text{BC 237B}$$

$$Q_2 = \text{EM 7308 ó TIP 110}$$

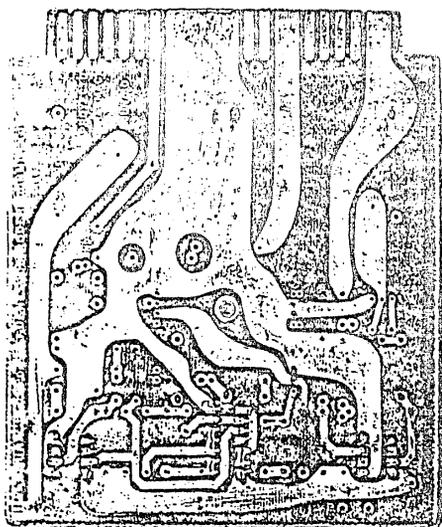
$$D = \text{RS-2}$$

$$R_3 = 12 \text{ Kohms a } 1/2 \text{ watt}$$

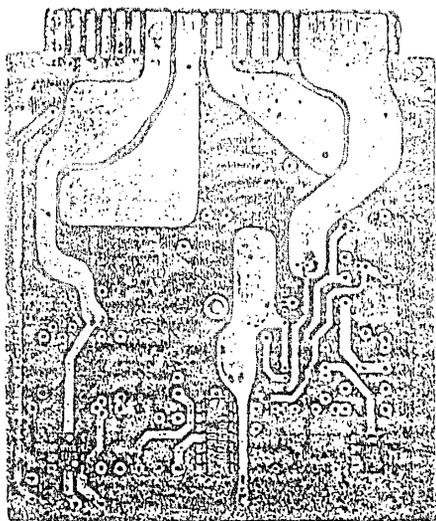
$$R_0 = 1.5 \text{ Mohms a } 1/2 \text{ watt}$$

$$R_C = 20 \text{ ohms a } 20 \text{ watts.}$$

El circuito de la fuente de alimentación y regulador así como el sistema de protección de sobrecorriente queda finalmente como se muestra en la Fig. 5.20. La Fig. 5.21 y 5.22 muestran a la tarjeta del circuito impreso por las dos caras respectivamente, con los circuitos integrados (IC-1, IC-2 e IC-3) ensamblados.



(A)



(B)

Fig. 5.20 Circuito Impreso a) Lado soldadura b) Lado Componentes.

A. CONCLUSIONES

Al terminar el presente trabajo se han -- considerado cubiertos cuatro objetivos relevantes que los en-- listamos de la manera siguiente:

- 1).- Incursionar en el campo de los convertidores DC-DC de alta eficiencia.
- 2).- Desarrollar técnicas de diseño de fuentes -- conmutadas y generar métodos y formularios -- de fácil acceso para el diseño, cálculo e -- implementación de convertidores DC-DC de al-- ta eficiencia.
- 3).- Satisfacer la necesidad de contar con fuentes de alimentación de alta eficiencia en lugares remotos donde se localizen las estaciones sig-- nométricas del proyecto RESMAC de la UNAM.
- 4).- Recopilar y generar información, así como téc-- nicas de diseño de sistemas de alimentación -- con energía solar, como un recurso a una ne-- cesidad ya presente, que al menos potencial-- mente puede resolver la demanda creciente de energía eléctrica en nuestro país, la cual -- actualmente se encuentra en explotación raquí-- tica e incrédula debido principalmente a la falta de información y los altos costos de in-- versión inicial en la adquisición de los pa-- neles solares.

El trabajo cubrió con considerable profun-- didad los temas concernientes a: convertidores DC-DC, inverso-

res, transformadores, ferritas, baterías primarias y secundarias, sistemas cargadores y sistemas de alimentación solar básicamente.

No debemos de perder de vista que el sistema implementado y utilizado como caso de aplicación, tiene una fuerte restricción en el bajo consumo de la estación sismométrica (1 watt), ya que una fuente sofisticada y un considerable número de componentes, implicaba mayor consumo en la fuente de alimentación. Así pues se tenía que optar por una configuración simple pero confiable, de componentes de fácil adquisición en el mercado nacional y posibilidad de poder emplear el mismo conector y "pines" asignados a las fuentes de tipo lineal que ya se encontraban en operación en las estaciones sismométricas del proyecto RESMAC de la UNAM.

B. ANEXOS

TIPOS NPN: 2A237, 2A238, 2A239

TIPOS PNP: 2A257, 2A258, 2A259

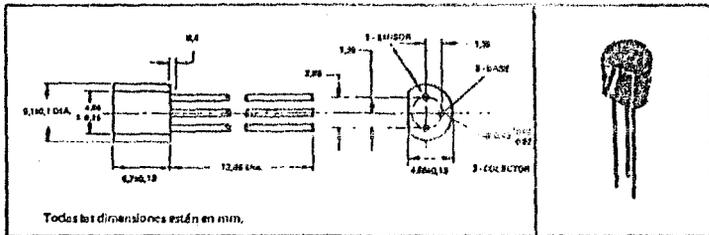
TRANSISTORES DE SILICIO PLANARES EPITAXIALES

UNA FAMILIA COMPLETA DE TRANSISTORES COMPLEMENTARIOS DE BAJO RUIDO Y BAJA A MEDIANA CORRIENTE PARA USAR EN AMPLIFICADORES DE AUDIO DE ALTA FIDELIDAD Y APLICACIONES DE USOS GENERALES DE BAJA FRECUENCIA

- ALTA $V_{(BR)CEO}$, ...
- EXCELENTE LINEALIDAD DE h_{FE} A 100 mA

INFORMACION MECANICA

Estos transistores están encapsulados en un compuesto plástico específicamente formulado para tal fin, utilizando un proceso altamente mecanizado desarrollado por Texas Instruments. La cápsula soporta temperaturas de soldadura sin deformación. Estos dispositivos presentan características estables bajo condiciones de alta humedad y son insensibles a la luz.



VALORES MAXIMOS ABSOLUTOS A 25°C DE TEMPERATURA AMBIENTE (SALVO INDICACION CONTRARIA)

| | 2A237 | 2A238 | 2A239 |
|--|-------|---------------|-------|
| Tensión Colector-Base | ± 60V | ± 45V | ± 45V |
| Tensión Colector-Emisor (Ver Nota 1) | ± 60V | ± 30V | ± 30V |
| Tensión Emisor-Base | ± 6V | ± 6V | ± 6V |
| Corriente Continua de Colector | ← | 200 mA | ← |
| Disipación Continua del Dispositivo a (o debajo) 25°C de Temperatura Ambiente (Ver Nota 2) | ← | 360 mW | → |
| Disipación Continua del Dispositivo a (o debajo) 25°C de Temperatura del Terminal (Ver Nota 3) | ← | 500 mW | → |
| Rango de Temperatura de Almacenamiento | | -65°C a 160°C | |
| Temperatura en Terminales a 1,8 mm de la Cápsula Durante 10 Segundos | ← | 260°C | → |

- NOTAS: 1. Estos valores se aplican entre 0 y 10 mA de corriente de colector cuando el diodo base-emisor está a circuito abierto.
 2. Disminuye linealmente hasta 160°C de temperatura ambiente a un promedio de 2,88 mW/°C.
 3. Disminuye linealmente hasta 160°C de temperatura del terminal a un promedio de 4 mW/°C. La temperatura del terminal se mide en el terminal de colector a 1,8 mm de la cápsula.

En todos los casos el signo superior corresponde al transistor NPN y el inferior al PNP



TIPOS NPN: 2A237, 2A238, 2A239

TIPOS PNP: 2A257, 2A258, 2A259

TRANSISTORES DE SILICIO PLANARES EPITAXIALES

CARACTERISTICAS ELECTRICAS A 25°C DE TEMPERATURA AMBIENTE
(SALVO INDICACION CONTRARIA)

| PARAMETRO | | CONDICIONES DE PRUEBA | 2A237-2A257 | | | 2A238-2A258 | | | 2A239-2A259 | | | UNID | |
|---------------|--|--|-------------|-----|-----|-------------|-----|-----|-------------|-----|-----|------|--|
| | | | min | tip | max | min | tip | max | min | tip | max | | |
| $V_{(BR)CBO}$ | Tens. de Ruptura C-B | $I_C = \pm 10 \mu A; I_E = 0$ | 50 | | | 45 | | | 45 | | | V | |
| $V_{(BR)CEO}$ | Tens. de Ruptura C-E | $I_C = \pm 2 mA; I_E = 0$ | 50 | | | 30 | | | 30 | | | V | |
| $V_{(BR)EBO}$ | Tens. de Ruptura B-E | $I_E = \pm 10 \mu A; I_C = 0$ | 6 | | | 6 | | | 6 | | | V | |
| I_{CBO} | Corr. de Corte de Colector | $V_{CB} = \pm 50V; I_E = 0$ | 10 | | | | | | | | | nA | |
| | | $V_{CB} = \pm 30V; I_E = 0$ | | | | 100 | | | 100 | | | nA | |
| I_{EBO} | Corr. de Corte de Emisor | $V_{EB} = \pm 4V; I_E = 0$ | 100 | | | 100 | | | 100 | | | nA | |
| h_{FE} | Garancia de Corriente Estática | $V_{CB} = \pm 5V; I_C = 2mA$ | | | | | | | | | | | |
| | | | Grupo A | 110 | 180 | 220 | 110 | 180 | 220 | 110 | 180 | 220 | |
| | | | Grupo B | 200 | 290 | 450 | 200 | 290 | 450 | 200 | 290 | 450 | |
| | | | Grupo C | 420 | 500 | 800 | 420 | 500 | 800 | 420 | 500 | 800 | |
| $V_{CE(sat)}$ | Tens. Colector, Emisor de saturación | $I_C = \pm 10mA; I_B = \pm 0.5mA$ | 0,25 | | | 0,25 | | | 0,25 | | | V | |
| V_{BE} | Caída de Tensión B-E | $I_C = \pm 2mA; V_{CE} = \pm 5V$ | 0,55 | 0,7 | | 0,55 | 0,7 | | 0,55 | 0,7 | V | | |
| f_{α} | Garancia de Corriente en Pequeña Señal | $I_C = \pm 2mA; V_{CE} = \pm 5V; f = 1KHz$ | | | | | | | | | | | |
| | | | Grupo A | 220 | | | 220 | | | 220 | | | |
| | | | Grupo B | 330 | | | 330 | | | 330 | | | |
| | | | Grupo C | 600 | | | 600 | | | 600 | | | |
| C_{cb} | Capacitancia C-B | $V_{CB} = \pm 10V; f = 1MHz$ Ver Nota 4 | 6,5 | | | 6,5 | | | 6,5 | | | pF | |
| f_T | Frecuencia de Transición | $I_C = 10mA; V_{CE} = \pm 5V; f = 100MHz$ | 150 | | | 150 | | | 150 | | | MHz | |

NOTA 4. C_{cb} se mide utilizando la técnica de medida de tres terminales con el tercer electrodo (emisor) abierto.

En todos los casos el signo superior corresponde al transistor NPN y el inferior al PNP.



TEXAS INSTRUMENTS

SC - 1902

TIPOS NPN: 2A237, 2A238, 2A239

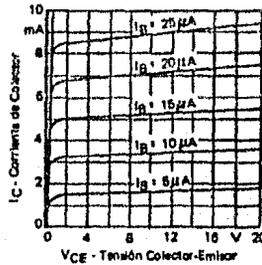
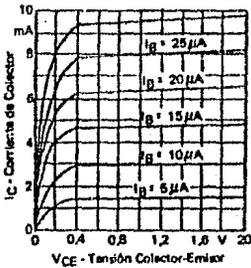
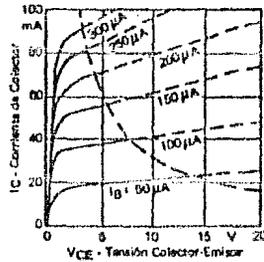
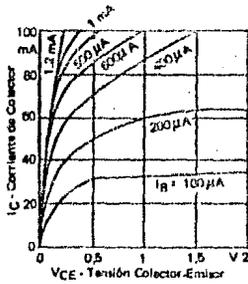
TIPOS PNP: 2A257, 2A258, 2A259

TRANSISTORES DE SILICIO PLANARES EPITAXIALES

CARACTERISTICAS ELECTRICAS A 25°C DE TEMPERATURA AMBIENTE (SALVO INDICACION CONTRARIA)

| PARAMETRO | CONDICIONES DE PRUEBA | 2A237-2A259 max. | UNIDAD |
|-----------------------------|--|---------------------|--------|
| NF Figura de Ruido Promedio | $V_{CE} \pm 5V$, $I_C \pm 200A$, $R_C = 2K\Omega$ Ancho de Banda de Ruido: 15,7 KHz Ver Nota 5 | 4 | dB |

CARACTERISTICAS TICAS NPN



NOTA 5. La figura de ruido promedio se mide en un amplificador cuya respuesta baja 3 dB a 10 c/s y 10 Kc/s, y a alta frecuencia tiene una caída de 8 dB/octava.

En todos los casos el signo superior corresponde al transistor NPN y el inferior al PNP.



TIPOS 2AC44, 2AC45, 2AC46, 2AC47, 2AC48

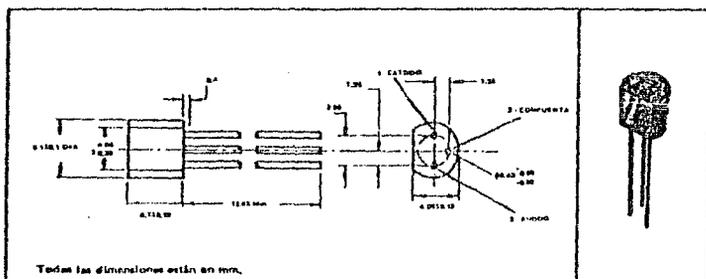
TIRISTOR PLANAR DE SILICIO PNP

TIRISTOR ENCAPSULADO EN PLASTICO

600 mA CC · 30 A 200 VOLTS

INFORMACION MECANICA

Estos tiristores están encapsulados en un compuesto plástico específicamente formulado para tal fin, utilizando un proceso altamente mecanizado desarrollado por Texas Instruments. La cápsula soporta temperaturas de soldadura sin deformación. Estos dispositivos presentan características estables bajo condiciones de alta humedad y son insensibles a la luz.



VALORES MAXIMOS ABSOLUTOS VALIDOS PARA LA TEMPERATURA AMBIENTE EN TODO EL RANGO DE OPERACION (SALVO INDICACION CONTRARIA)

| | 2AC44 | 2AC45 | 2AC46 | 2AC47 | 2AC48 | UNID. |
|--|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Tensión Continua de Bloqueo Directo, V_{FO} (Ver Nota 1) | 30 | 60 | 100 | 200 | 300 | V |
| Tensión Pico de Bloqueo Directo (Ver Nota 1) | 30 | 60 | 100 | 200 | 300 | V |
| Tensión Continua del Bloqueo Inverso, V_{RO} (Ver Nota 1) | 30 | 60 | 100 | 200 | 300 | V |
| Tensión Pico de Bloqueo Inverso (Ver Nota 1) | 30 | 60 | 100 | 200 | 300 | V |
| Corriente Continua Directa de Anodo a (o debajo) 55° C de Temperatura de la Cápsula (Ver Nota 2) | | | 600 | | | mA |
| Corriente Continua Directa de Anodo a (o debajo) 25° C de Temperatura Ambiente (Ver Nota 3) | | | 300 | | | mA |
| Corriente Directa Promedio de Anodo (Angulo de Conducción 180°) a (o debajo) 55° C de Temperatura de la Cápsula (Ver Nota 4) | | | 430 | | | mA |

- NOTAS:**
1. Estos valores se aplican cuando se tiene un resistor en compuerta y cátodo $R_{DK} < 1 k\Omega$
 2. Estos valores se aplican para operaciones en corriente continua en estado estacionario con carga resistiva. Por encima de 55° C decrece de acuerdo a la figura 5.
 3. Estos valores se aplican para operaciones en corriente continua en estado estacionario con carga resistiva. Por encima de 25° C decrece de acuerdo a la figura 5.
 4. Este valor puede ser aplicado en operaciones estacionarias con medio onda monofásica de 60 Hz con carga resistiva. Por encima de 55° C decrece de acuerdo a la figura 5.

TIPOS 2AC44, 2AC45, 2AC46, 2AC47, 2AC48

TIRISTOR PLANAR DE SILICIO PNP

VALORES MAXIMOS ABSOLUTOS VALIDOS PARA LA TEMPERATURA AMBIENTE EN TODO EL RANGO DE OPERACION (SALVO INDICACION CONTRARIA)

| | 2AC44 | 2AC45 | 2AC46 | 2AC47 | 2AC48 | UNID. |
|---|-------|------------|-------|-------|-------|--------------|
| Corriente Transitoria Pico de Anodo (ver Nota 5) | | | 6 | | | A |
| Tensión Inversa Pico de Compuerta | | | 8 | | | V |
| Corriente Directa Pico de Compuerta (Ancho de Pulso < 300 μ s) | | | 1 | | | A |
| Disipación de Potencia Pico de Compuerta (Ancho de Pulso < 300 μ s) | | | 4 | | | W |
| Rango de Temperatura Ambiente de Operación | | - 55 a 125 | | | | $^{\circ}$ C |
| Rango de Temperatura de Almacenamiento | | - 55 a 150 | | | | $^{\circ}$ C |
| Temperatura en Terminales a 1,6 mm de la Cápsula Durante 10 Segundos | | | 260 | | | $^{\circ}$ C |

NOTA: 5. Estos valores se aplican para media onda senoidal de 50 ciclos cuando el dispositivo está operando en (a debajo) de los valores máximos especificados en tensión de bloqueo inverso, pico y corriente directa de ánodo. El trañistorio pueda ser repetido después que el dispositivo haya retornado a su equilibrio térmico original.

CARACTERISTICAS ELECTRICAS A 25 $^{\circ}$ C DE TEMPERATURA AMBIENTE (SALVO INDICACION CONTRARIA)

| PARAMETRO | CONDICIONES DE PRUEBA | MIN | MAX | UNID. |
|---|---|-----|-----|---------|
| I_{FR} Corr. Est. de Anodo en Bloqueo Directo | $V_F = \text{máx } V_{FR}, R_{GK} = 1 K\Omega, T_A = 125^{\circ} C$ | | 50 | μ A |
| I_{IR} Corr. Est. de Anodo en Bloqueo Inverso | $V_R = \text{máx } V_{IR}, R_{GK} = 1 K\Omega, T_A = 125^{\circ} C$ | | 50 | μ A |
| I_{GT} Corr. de Disq. de Compuerta (Ver Nota 6) | $V_{AA} = 6V, R_L = 100\Omega, t_{p(g)} > 20\mu s$ | | 200 | μ A |
| V_{UT} Tens. de Disq. de Compu. (Ver Nota 6) | $V_{AA} = 6V, R_L = 100\Omega, t_{p(g)} > 20\mu s$ | | 0,8 | V |
| | $V_{AA} = 6V, R_L = 100\Omega, t_{p(g)} > 20\mu s, T_A = 125^{\circ} C$ | | 0,2 | V |
| I_{HR} Corriente de Mantenimiento | $R_L = 100\Omega, R_{GK} = 1K\Omega$ | | 5 | mA |
| V_F Caída de Tensión Directa | $I_F = 300\text{ mA}, R_{GK} > 1K\Omega$ | | 1,4 | V |

NOTA: 6. Se debe conectar un resistor de 1 K Ω entre compuerta y cátodo cuando se realiza esta medición para evitar el disparo por ruido.

CARACTERISTICAS TERMICAS

| PARAMETRO | MAX | UNID. |
|--|-----|----------------|
| θ_{JC} Resistencia Térmica Junta a Cápsula | 75 | $^{\circ}$ C/W |
| θ_{JA} Resistencia Térmica Junta a Ambiente | 275 | $^{\circ}$ C/W |



INFORMACION TERMICA

Los requerimientos mínimos de disipación pueden ser calculados para cualquier combinación de corriente de ánodo y disipador con el siguiente procedimiento:

1. Determinar la peor condición de disipación de la figura 3.
2. Calcular la máxima resistencia térmica permisible caja a ambiente con la ecuación:

$$\theta_{CA} = \frac{T_J - T_A}{P_{A(av)}} = \theta_{JC}$$

donde: T_J = Temperatura de Juntura

T_A = Temperatura Ambiente

$P_{A(av)}$ = Disipación de Potencia Promedio de ánodo (Ver figura 3 para valores de condición más desfavorable).

3. Determinar el área del disipador de la figura 4.

EJEMPLO

Determinar: tamaño mínimo de un disipador de aluminio de 1,6 mm de espesor para operación en la zona de seguridad de un tiristor con una corriente promedio de 0,4 Amp. con un ángulo de conducción de 180°.

Dados: Máxima $T_J = 125^\circ\text{C}$

$T_A = 35^\circ\text{C}$

$\theta_{JC} = 75^\circ\text{C/W}$

Solución: De la figura 3 $P_{A(av)} = 0,64\text{ W}$ para 0,4 Amp. con un ángulo de conducción de 180°. Usando la ecuación del paso 2:

$$\theta_{CA} = \frac{125^\circ\text{C} - 35^\circ\text{C}}{0,64\text{ W}} = 75^\circ\text{C/W} + 32^\circ\text{C/W}$$

De la figura 4 para $\theta_{CA} = 32^\circ\text{C/W}$ el área (ambos lados) es de 120 cm². Para un disipador cuadrado el lado será:

$$\text{lado} = \sqrt{\frac{\text{área}}{2}} = \sqrt{\frac{120}{2}} = 7,8\text{ cm}$$

NOTAS: 7. Válido para el tiristor montado en el centro de un disipador cuadrado en posición vertical en aire quieto con ambas caras expuestas. El área del disipador es dos veces el área de cada lado.

8. θ_{CA} es la suma de la resistencia térmica caja a disipador θ_{CD} más la resistencia térmica disipador a ambiente θ_{DA} y está definida por la ecuación: $\theta_{CA} = \theta_{CD} + \theta_{DA}$.

9. Montado a presión con la cara plana sobre el disipador y con grasa aplicada entre las superficies de contacto.

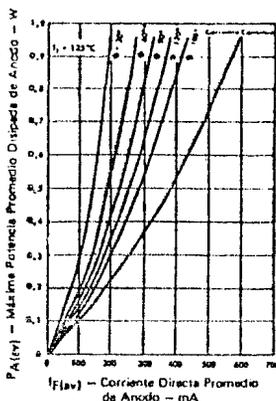


FIGURA 3

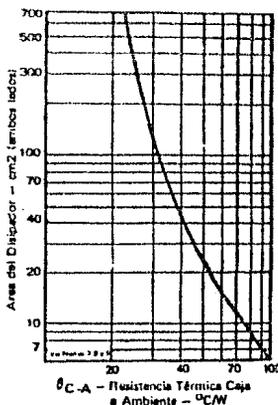


FIGURA 4



CARACTERISTICAS TÍPICAS

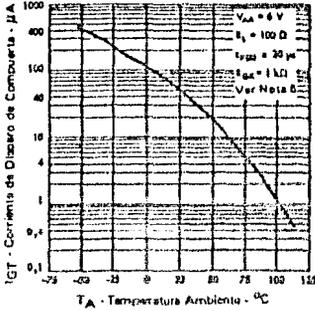


FIGURA 9

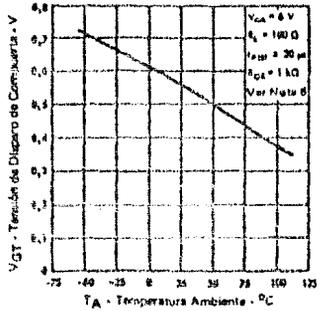


FIGURA 10

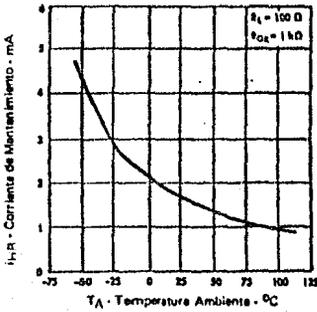


FIGURA 11

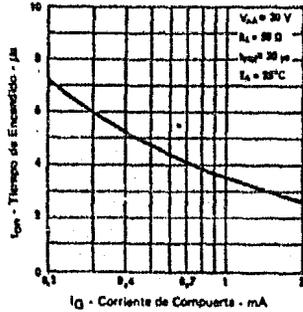


FIGURA 12



TIPOS 2AC44, 2AC45, 2AC46, 2AC47, 2AC48

TIRISTOR PLANAR DE SILICIO PNP

INFORMACION TERMICA

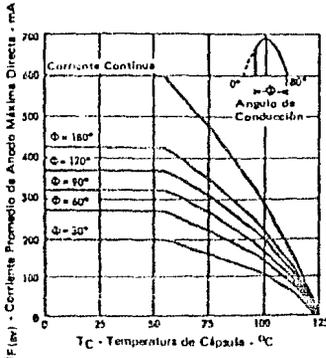


FIGURA 6

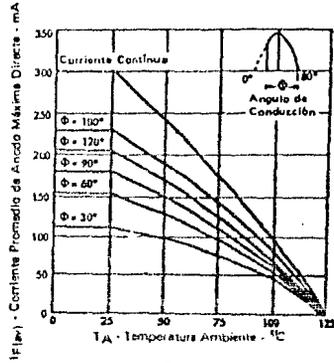


FIGURA 6

CARACTERISTICAS TICAS

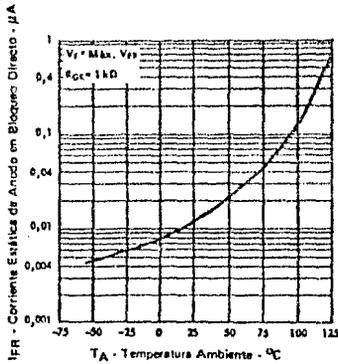


FIGURA 7

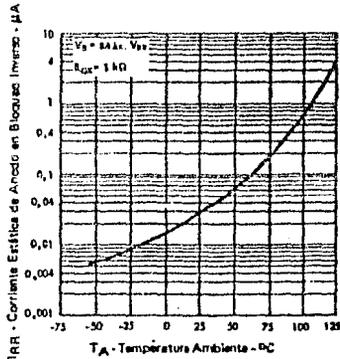


FIGURA 8



TEXAS INSTRUMENTS

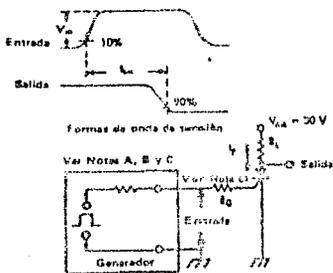
TIPOS 2AC44, 2AC45, 2AC46, 2AC47, 2AC48

TRANSISTOR PLANAR DE SILICIO PNP

CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACION A 25°C DE TEMPERATURA AMBIENTE

| PARAMETRO | CONDICIONES DE PRUEBA | TIP. | LIM. |
|--|---|------|---------------|
| t_{on} Tiempo de Encendido | $V_{AA} = 30\text{ V}$, $R_L = 50\ \Omega$, $R_G = 20\ \text{K}\Omega$, $V_{in} = 20\text{ V}$, Ver Figura 1 | 3,5 | μs |
| t_{off} Tiempo de Apagado en Conmutación | $V_{AA} = 30\text{ V}$, $R_L = 50\ \Omega$, $I_B = 1\text{ A}$, Ver Fig. 2 | 5,8 | μs |

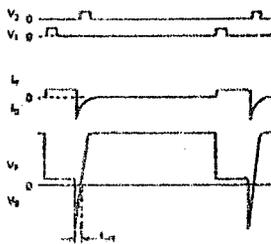
INFORMACION SOBRE MEDICION DE PARAMETROS



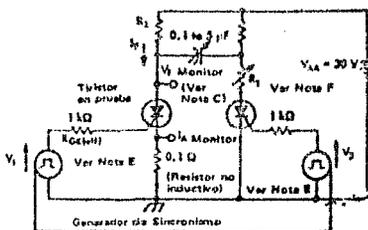
CIRCUITO DE PRUEBA

FIGURA 1 - TIEMPO DE ENCENDIDO

- NOTAS: A. V_{in} se mide con los terminales de ánodo y cátodo como se muestra en la figura y el terminal de ánodo abierto.
- B. La forma de onda de entrada de la figura 1 tiene las siguientes características: $t_r < 40\text{ ns}$, $t_f > 20\ \mu\text{s}$.
- C. Las formas de onda son observadas en un osciloscopio con las siguientes características: $t_r < 14\text{ ns}$, $R_{in} > 10\ \text{M}\Omega$, $C_{in} < 12\ \text{pF}$.
- D. R_G incluye la resistencia del generador y el resistor externo.



FORMAS DE ONDA



CIRCUITO DE PRUEBA

FIGURA 2 - TIEMPO DE APAGADO EN CONMUTACION

- NOTAS: E. Los generadores de pulso V_1 y V_2 están sincronizados para dar una forma de onda de corriente de ánodo con las siguientes características: $t_r < 80$ a $300\ \mu\text{s}$, ciclo de trabajo $\leq 1\%$. Los anchos de pulso de V_1 y V_2 son $> 10\ \mu\text{s}$.
- F. El resistor R_1 se ajusta para $I_B = 1\text{ A}$.



TEXAS INSTRUMENTS

TIPOS TIP110, TIP111, TIP112 NPN
TIPOS TIP115, TIP116, TIP117 PNP

TRANSISTORES DE POTENCIA DE SILICIO TIPO DARLINGTON

CARACTERISTICAS ELECTRICAS A 25° C DE TEMPERATURA DE LA CAPSULA

| PARAMETRO | | CONDICIONES DE PRUEBA | TIP 110/118 MIN MAX | TIP 111/116 MIN MAX | TIP 112/117 MIN MAX | Unid. |
|---------------|-------------------------|--|------------------------|------------------------|------------------------|-------|
| $V_{(BR)CE0}$ | Tensión de Ruptura C-E | $I_{CE} = \pm 100mA, I_E = 0, \text{ Versión 1}$ | ± 60 | ± 60 | ± 100 | V |
| I_{CEO} | Corriente de Corte de C | $V_{CE} = \pm 30V, I_E = 0,$ | ± 2 | | | mA |
| | | $V_{CE} = \pm 50V, I_E = 0,$ | | ± 2 | | |
| I_{CBO} | Corriente de Corte C-B | $V_{CB} = \pm 60V, I_E = 0,$ | ± 1 | | | mA |
| | | $V_{CB} = \pm 80V, I_E = 0,$ | | ± 1 | | |
| | | $V_{CB} = \pm 100V, I_E = 0,$ | | | ± 1 | |
| I_{CEO} | Corriente de Corte E-B | $V_{EB} = \pm 5V, I_C = 0,$ | ± 2 | ± 2 | ± 2 | mA |
| V_{BE} | Gonzada de Corr. Estát. | $V_{CE} = \pm 4V, I_C = \pm 1A,$ | 1000 | 1000 | 1000 | |
| | | $V_{CE} = \pm 4V, I_C = \pm 2A, \text{ Versión 1y2}$ | 500 | 500 | 500 | |
| V_{BE} | Tensión Base Emisor | $V_{CE} = \pm 4V, I_C = \pm 2A, \text{ Versión 1y2}$ | $\pm 2,8$ | $\pm 2,8$ | $\pm 2,8$ | V |
| $V_{CE(sat)}$ | Tensión C-E de Saturac. | $I_E = 0, I_C = \pm 2A$ | $\pm 2,5$ | $\pm 2,5$ | $\pm 2,5$ | V |

- NOTAS: 1. Estos parámetros deben ser medidos utilizando técnicas de prueba $I_E \ll I_{CEO}$ (2), ciclo de trabajo 20% 10/90.
2. Estos parámetros se miden con los conductores distantes de tensión independientes para evitar el efecto introducido por la caída en los conductores tras suministrar corriente al dispositivo.

CARACTERISTICAS TERMICAS

| PARAMETRO | | MAX | UNIDAD |
|----------------|------------------------------------|------|---------------|
| θ_{J-C} | Resistencia Térmica Junta-Cápsula | 2,5 | $^{\circ}C/W$ |
| θ_{J-A} | Resistencia Térmica Junta-Ambiente | 62,5 | $^{\circ}C/W$ |

CARACTERISTICAS DE CONMUTACION A 25° C DE TEMPERATURA DE LA CAPSULA

| PARAMETRO | CONDICIONES DE PRUEBA* | TIPICO | UNIDAD |
|-----------|------------------------|--------|---------|
| t_{on} | Tiempo de Encendido | 2,6 | μs |
| t_{off} | Tiempo de Apagado | 4,5 | |

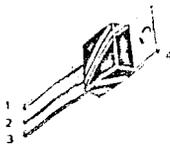
* Los valores de tensión y corrientes indicados son nominales, los valores exactos varían ligeramente con los parámetros del transistor, en todos los casos el signo superior corresponde al transistor NPN y el inferior al PNP.



TEXAS INSTRUMENTS

Motorola TO-220

PLASTIC POWER TRANSISTORS



STYLE 1

Pin 1: Emitter

For lead mounted applications or use with heat sinks, power dissipation of 40 to 100 watts at 25°C case

- 2 COLLECTOR
- 3 EMITTER
- 4 COLLECTOR

| I _C (cont) Amps | V _{CE0} (sus) Volts | Device Type | | h _{FE} Min/Max | I _C Amp | Resistive Switching | | | f _T MHz | P _D (Case) Watts | |
|-------------------------------|---------------------------------|-------------|-----------|----------------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------------------|-----|
| | | NPN | PNP | | | I _{CS} μs | I _{CS} μs | I _C Amp | | | |
| | | | | | | | | | | | Max |
| 0.5 | 350 | MJE2360T | | 15 min | 0.1 | | | | 10 typ | 30 | |
| 1 | 40 | MJE2361T | | 40 min | 0.1 | | | | 10 typ | 30 | |
| | 60 | TIP29 | TIP30 | 15/75 | 1 | 0.6 typ | 0.3 typ | 1 | 3 | 30 | |
| | 80 | TIP29A | TIP30A | 15/75 | 1 | 0.6 typ | 0.3 typ | 1 | 3 | 30 | |
| | 100 | TIP29B | TIP30B | 15/75 | 1 | 0.6 typ | 0.3 typ | 1 | 3 | 30 | |
| | 250 | TIP29C | TIP30C | 15/75 | 1 | 0.6 typ | 0.3 typ | 1 | 3 | 30 | |
| | 300 | TIP47 | | 30/150 | 0.3 | 2 typ | 0.18 typ | 0.3 | 10 | 40 | |
| | 350 | TIP48 | | 30/150 | 0.3 | 2 typ | 0.18 typ | 0.3 | 10 | 40 | |
| | 400 | TIP49 | | 30/150 | 0.3 | 2 typ | 0.18 typ | 0.3 | 10 | 40 | |
| 2 | 60 | TIP110‡ | TIP115‡ | 500 min | 2 | 1.7 typ | 1.3 typ | 2 | 25** | 50 | |
| | 80 | TIP111‡ | TIP116‡ | 500 min | 2 | 1.7 typ | 1.3 typ | 2 | 25** | 50 | |
| | 100 | TIP112‡ | TIP117‡ | 500 min | 2 | 1.7 typ | 1.3 typ | 2 | 25** | 50 | |
| 3 | 40 | TIP31 | TIP32 | 25 min | 1 | 0.6 typ | 0.3 typ | 1 | 3 | 40 | |
| | 60 | TIP31A | TIP32A | 25 min | 1 | 0.6 typ | 0.3 typ | 1 | 3 | 40 | |
| | 75 | MJE1909 | | 20/150 | 0.5 | | | | 100 | 10 | |
| | 80 | TIP31B | TIP32B | 25 min | 1 | 0.6 typ | 0.3 typ | 1 | 3 | 40 | |
| | 100 | TIP31C | TIP32C | 25 min | 1 | 0.6 typ | 0.3 typ | 1 | 3 | 40 | |
| 4 | 45 | 2N6121 | 2N6124 | 25/100 | 1.5 | 0.4 typ | 0.3 typ | 1.5 | 2.5 | 40 | |
| | 60 | 2N6122 | 2N6125 | 25/100 | 1.5 | 0.4 typ | 0.3 typ | 1.5 | 2.5 | 40 | |
| | 80 | 2N6123 | 2N6126 | 20/80 | 1.5 | 0.4 typ | 0.3 typ | 1.5 | 2.5 | 40 | |
| | 300 | MJE13004# | | 6/30 | 3 | 3 | 0.7 | 3 | 4 | 60 | |
| | 400 | MJE13005# | | 6/30 | 3 | 3 | 0.7 | 3 | 4 | 60 | |
| 5 | 60 | TIP120‡ | TIP125‡ | 1k min | 3 | 1.5 typ | 1.5 typ | 3 | 4** | 65 | |
| | 80 | TIP121‡ | TIP126‡ | 1k min | 3 | 1.5 typ | 1.5 typ | 3 | 4** | 65 | |
| | 100 | TIP122‡ | TIP127‡ | 1k min | 3 | 1.5 typ | 1.5 typ | 4 | 4** | 75 | |
| | 250 | MJE51T | | 5 min | 6 | 2 typ† | | 2.5 | 2.5 | 80 | |
| | 300 | 2N6497# | | 10/75 | 2.5 | 1.8 | 0.8 | 2.5 | 2.5 | 5 | 80 |
| | | MJE52T | | 5 min | 6 | 2 typ† | | 2.5 | 2.5 | 80 | |
| | | 2N6498# | | 10/75 | 2.5 | 1.8 | 0.8 | 2.5 | 2.5 | 5 | 80 |
| | 350 | MJE53T | | 5 min | 6 | 2 typ† | | 2.5 | 2.5 | 80 | |
| | 2N6499# | | 10/75 | 2.5 | 1.8 | 0.8 | 2.5 | 2.5 | 5 | 80 | |
| 6 | 40 | TIP41 | TIP42 | 15/75 | 3 | 0.4 typ | 0.15 typ | 3 | 3 | 65 | |
| | 60 | TIP41A | TIP42A | 15/75 | 3 | 0.4 typ | 0.15 typ | 3 | 3 | 65 | |
| | 80 | TIP41B | TIP42B | 15/75 | 3 | 0.4 typ | 0.15 typ | 3 | 3 | 65 | |
| | 100 | TIP41C | TIP42C | 15/75 | 3 | 0.4 typ | 0.15 typ | 3 | 3 | 65 | |
| 7 | 30 | 2N628B | 2N6111 | 30/150 | 3 | 0.4 typ | 0.15 typ | 3 | 4 | 40 | |
| | 50 | 2N6290 | 2N6109 | 30/150 | 2.5 | 0.4 typ | 0.15 typ | 3 | 4 | 40 | |
| | 70 | 2N6292 | 2N6107 | 30/150 | 3 | 0.4 typ | 0.15 typ | 3 | 4 | 40 | |
| 8 | 40 | 2N6386‡ | | 1k/20k | 3 | | | | 20** | 65 | |
| | 60 | 2N6043‡ | 2N6040‡ | 1k/10k | 4 | 1.5 typ | 1.5 typ | 3 | 4** | 75 | |
| | 80 | TIP100‡ | TIP105‡ | 1k/20k | 3 | 1.5 typ | 1.5 typ | 3 | 4** | 80 | |
| | | 2N6044‡ | 2N6041‡ | 1k/10k | 4 | 1.5 typ | 1.5 typ | 3 | 4** | 75 | |
| | 100 | TIP101‡ | TIP106‡ | 1k/20k | 3 | 1.5 typ | 1.5 typ | 3 | 4** | 80 | |
| | | 2N6045‡ | 2N6042‡ | 1k/10k | 3 | 1.5 typ | 1.5 typ | 3 | 4** | 75 | |
| | 120 | TIP102‡ | TIP107‡ | 1k/20k | 3 | 1.5 typ | 1.5 typ | 3 | 4** | 80 | |
| | 150 | ⊕MJE1502B | ⊕MJE15029 | 40 min | 3 | | | | 30 | 50 | |
| | 300 | ⊕MJE15030 | ⊕MJE15031 | 40 min | 3 | | | | 30 | 50 | |
| | 400 | MJE13006# | | 6/30 | 5 | 3 | 0.7 | 5 | 4 | 80 | |
| | MJE13007# | | 6/30 | 5 | 3 | 0.7 | 5 | 4 | 80 | | |
| 10 | 60 | MJE2801T | MJE2901T | 25/100 | 3 | | | | | 75 | |
| | 80 | MJE3055T | MJE2955T | 20/70 | 4 | | | | | 75 | |
| | | 2N6387‡ | | 1k/20k | 5 | | | | | 20** | 65 |
| | | 2N6388‡ | | 1k/20k | 6 | | | | | 20** | 65 |
| | | ⊕D44H10 | ⊕D45H10 | 20 min | 4 | | | | | 50 typ | 50 |
| | ⊕D44H11 | ⊕D45H11 | 40 min | 4 | | | | 50 typ | 50 | | |
| 12 | 300 | MJE13008# | | 6/30 | 8 | 3 | 0.7 | 8 | 4 | 100 | |
| | 400 | MJE13009# | | 6/30 | 8 | 3 | 0.7 | 8 | 4 | 100 | |
| 15 | 40 | 2N6486 | 2N6489 | 20/150 | 5 | 0.6 typ | 0.3 typ | 5 | 5 | 75 | |
| | 60 | 2N6487 | 2N6490 | 20/150 | 5 | 0.6 typ | 0.3 typ | 5 | 5 | 75 | |
| | 80 | 2N6488 | 2N6491 | 20/150 | 5 | 0.6 typ | 0.3 typ | 5 | 5 | 75 | |

TYPES LM111 LM311

DIFFERENTIAL COMPARATORS WITH STROBE

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

| | LM111 | LM311 | LM112 |
|---|------------------------|------------|-------|
| Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1) | 18 | 18 | V |
| Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1) | -18 | -18 | V |
| Differential input voltage (see Note 2) | ±30 | ±30 | V |
| Input voltage (either input, see Notes 1 and 3) | ±18 | ±18 | V |
| Voltage from emitter output to V_{CC-} | 30 | 30 | V |
| Voltage from collector output to V_{CC-} | 60 | 40 | V |
| Duration of output short-circuit (see Note 4) | 10 | 10 | s |
| Continuous total dissipation at (or below) 25°C free air temperature (see Note 5) | 500 | 500 | mW |
| Operating free-air temperature range | -65 to 125 | 0 to 70 | °C |
| Storage temperature range | -65 to 160 | -65 to 160 | °C |
| Lead temperature 1/16 inch from case for 10 seconds | J, J3, L, or U package | 300 | 300 |
| Lead temperature 1/16 inch from case for 60 seconds | N or P package | 260 | 260 |

- NOTES: 1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the zero-reference level (ground) of the supply voltages where the zero-reference level is at the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} . If the zero-reference level of the system is not the midpoint of the supply voltages, all voltage values must be adjusted accordingly.
2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
3. The magnitude of the input voltages must never exceed the magnitude of one supply voltage or a 10 V, whichever is less.
4. The output may be shorted to ground or either power supply.
5. For operation above 25°C free air temperature, refer to Dissipation Derating Curves, Section 2.

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC+} = 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS† | LM111 | | LM311 | | UNITS | |
|--|--|--------------------------|----------|-------|----------|---------------|-----|
| | | MIN | TYP‡ MAX | MIN | TYP‡ MAX | | |
| V_{IO} Input offset voltage | $R_{ig} < 60\text{ k}\Omega$, See Note 4 | 25°C | 0.7 | 1 | 1 | 7.5 | |
| | | Full range | 4 | 10 | | mV | |
| I_{IO} Input offset current | $R_{ig} = 10\text{ k}\Omega$ | 25°C | 1 | 10 | 3 | 50 | |
| | | Full range | 20 | 70 | | μA | |
| I_{IB} Input bias current | $V_{IO} = 1\text{ V to }14\text{ V}$ | 25°C | 35 | 100 | 100 | 260 | |
| | | Full range | 160 | 300 | | μA | |
| $I_{LL}(\text{s})$ Low-level strobe current | $V_{(strobe)} = 0.3\text{ V}$, $V_{ID} < -10\text{ mV}$ | 25°C | -3 | 4 | -3 | 10 | |
| V_{ICR} Common-mode input voltage range | | Full range | ±14 | | ±14 | V | |
| A_{VD} Large-signal differential voltage amplification | $V_{IO} = 8\text{ V to }36\text{ V}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$ | 25°C | 200 | | 200 | V/mV | |
| I_{OH} High-level (collector) output current | $V_{ID} = 8\text{ mV}$, $V_{OH} = 35\text{ V}$ | 25°C | 0.2 | 10 | | μA | |
| | $V_{ID} = 10\text{ mV}$, $V_{OH} = 35\text{ V}$ | 25°C | | 0.5 | | μA | |
| V_{OL} Low-level (collector-to-emitter) output voltage | $I_{OL} = 50\text{ mA}$ | $V_{ID} = -8\text{ mV}$ | 25°C | 0.78 | 1.5 | V | |
| | | $V_{ID} = -10\text{ mV}$ | 25°C | | 0.78 | | 1.5 |
| | $V_{CC+} = 4.5\text{ V}$, $V_{CC-} = 0\text{ V}$, $I_{OL} = 8\text{ mA}$ | Full range | | 0.23 | 0.4 | | |
| | | Full range | | | 0.23 | | 0.4 |
| I_{CC+} Supply current from V_{CC+} , output low | $V_{ID} = -10\text{ mV}$, No load | 25°C | 5.1 | 8 | 5.1 | 7.5 | |
| I_{CC-} Supply current from V_{CC-} , output high | $V_{ID} = 10\text{ mV}$, No load | 25°C | -4.1 | -8 | -4.1 | -8 | |

† Unless otherwise noted, all characteristics are measured with the balance and balance/strobe terminals open and the emitter output grounded. Full range for LM111 is -65°C to 125°C and for LM311 is 0°C to 70°C.

‡ All typical values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

NOTE 6: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the collector output up to 14 V or down to -1 V with a pull-up resistor of 7.5 k Ω to V_{CC+} . Thus these parameters actually define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and input impedances.

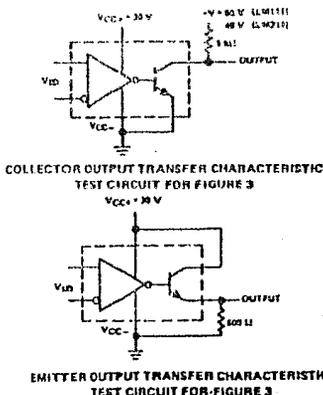
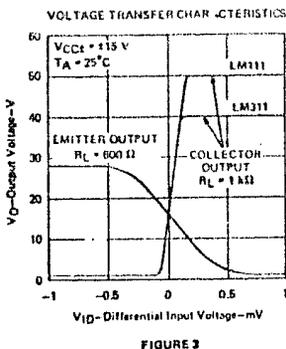
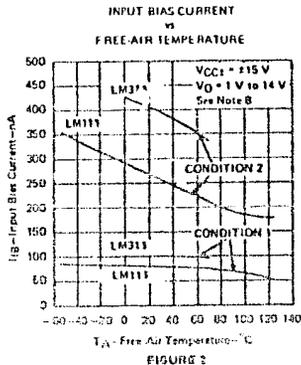
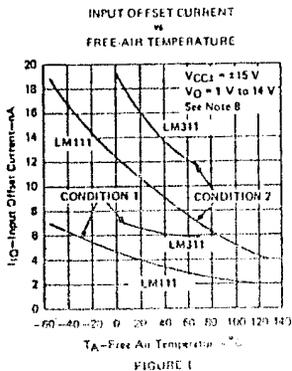
TYPES LM111, LM311 DIFFERENTIAL COMPARATORS WITH STROBE

switching characteristics, $V_{CC+} = 15\text{ V}$, $V_{CC-} = -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNIT |
|---|--|-----|-----|-----|------|
| Response time, low-to-high-level output | $R_C = 500\ \Omega$ to 5 V , $C_L = 5\text{ pF}$, See Note 7 | | 115 | | ns |
| Response time, high-to-low-level output | | | 165 | | ns |

NOTE 7: The response time specified is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive. The typical values are specified for a nominal threshold voltage of 1.4 V.

TYPICAL CHARACTERISTICS



NOTE 8: Condition 1 is with the balance and balance/strobe terminals open. Condition 2 is with the balance and balance/strobe terminals connected to V_{CC+} .

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

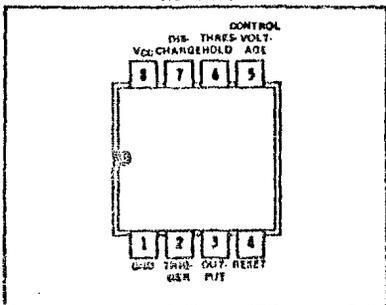
TYPES SE555, NE555 PRECISION TIMERS

BULLETIN NO. DL-9 7612083, SEPTEMBER 1973—REVISED JUNE 1978

FORMERLY SN52555, SN72555

JG DRP DUAL-IN-LINE PACKAGE
(TOP VIEW)

- Timing from Microseconds to Hours
- Astable or Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- TTL Compatible Output Can Sink or Source up to 200 mA
- Designed to be Interchangeable with Signetics SE555/NE555



I PLUG-IN PACKAGE
(TOP VIEW)

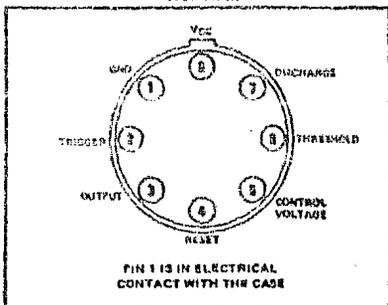


FIG 1 IS IN ELECTRICAL CONTACT WITH THE CASE

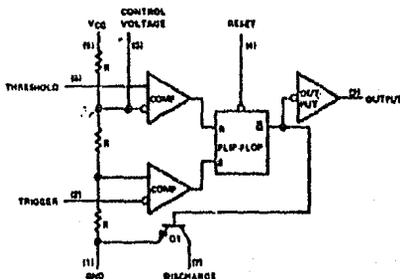
description

The SE555 and NE555 are monolithic timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle may be independently controlled with two external resistors and a single external capacitor.

The threshold and trigger levels are normally two-thirds and one-third, respectively, of V_{CC} . These levels can be altered by use of the control voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set and the output goes high. When the threshold input rises above the threshold level, the flip-flop is reset and the output goes low. The reset input can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When the reset input goes low, the flip-flop is reset and the output goes low. When the output is low, a low-impedance path is provided between the discharge terminal and ground.

The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 milliamperes. Operation is specified for supplies of 5 to 15 volts. With a 5-volt supply, output levels are compatible with TTL inputs.

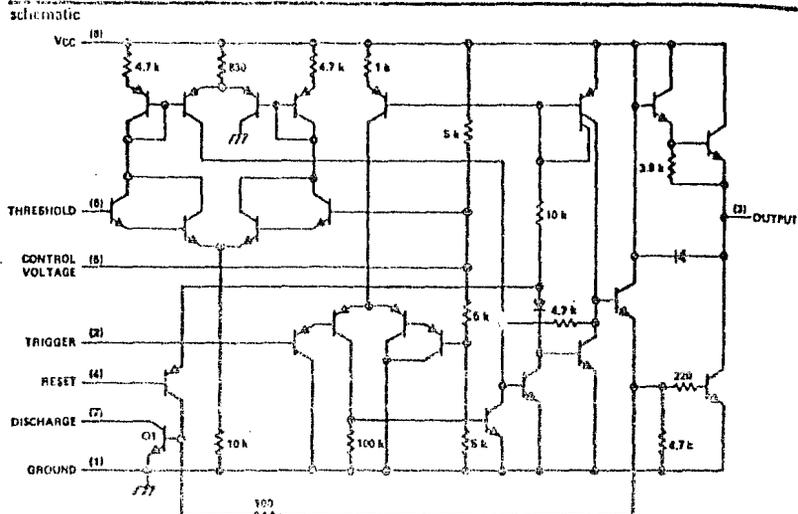
functional block diagram



TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 6512 • DALLAS, TEXAS 75225

TYPES SE555, NE555

PRECISION TIMERS



Resistor values shown in parentheses and by symbol.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

| | |
|---|----------------|
| Supply voltage, V_{CC} (see Note 1) | 18 V |
| Input voltage (control voltage, reset, threshold, trigger) | V_{CC} |
| Output current | ± 225 mA |
| Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 2) | 600 mW |
| Operating free-air temperature range: | |
| SE555 | -55°C to 125°C |
| NE555 | 0°C to 70°C |
| Storage temperature range | -65°C to 150°C |
| Lead temperature 1/16 inch from case for 60 seconds: JG or L package | 300°C |
| Lead temperature 1/16 inch from case for 10 seconds: P package | 260°C |

- NOTES: 1. All voltage values are with respect to network ground terminal.
2. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Curve, Section 2.

recommended operating conditions

| | SE555 | | | NE555 | | | UNIT |
|---|-------|----------|-----------|-------|-----------|-----|------|
| | MIN | NOM | MAX | MIN | NOM | MAX | |
| Supply voltage, V_{CC} | 4.5 | 18 | 4.5 | 16 | | | V |
| Input voltage, V_I (control voltage, reset, threshold, trigger) | | V_{CC} | | | V_{CC} | | V |
| Output Current, I_O | | | ± 200 | | ± 200 | | mA |
| Operating free-air temperature, T_A | -55 | 125 | 0 | 70 | | | °C |

TYPES SE555, NE555 PRECISION TIMERS

Electrical characteristics at 25°C free-air temperature, VCC = 5 V to 15 V (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | SE553 | | | NE555 | | | UNIT |
|---|----------------------|---------------|----------|------|-----------|------|-----|------|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Threshold voltage level as a percentage of supply voltage | | 66.7 | | | 66.7 | | | % |
| Threshold current (see Note 3) | | 0.1 0.25 | | | 0.1 0.25 | | | μA |
| Trigger voltage level | VCC = 15 V | 4.8 | 5 | 6.2 | 5 | | | V |
| | VCC = 5 V | 1.45 | 1.67 | 1.9 | 1.67 | | | |
| Trigger current | | 0.5 | | | 0.5 | | | μA |
| Reset voltage level | | 0.4 | 0.7 | 1 | 0.4 | 0.7 | 1 | V |
| Reset current | | 0.1 | | | 0.1 | | | mA |
| Control voltage (open-circuit) | VCC = 15 V | 9.6 | 10 | 10.4 | 9 | 10 | 11 | V |
| | VCC = 5 V | 2.9 | 3.3 | 3.8 | 2.8 | 3.3 | 4 | |
| Low-level output voltage | VCC = 15 V | IOL = 10 mA | 0.1 0.18 | | 0.1 0.25 | | V | |
| | | IOL = 50 mA | 0.4 0.5 | | 0.4 0.75 | | | |
| | | IOL = 100 mA | 2 2.2 | | 2 2.5 | | | |
| | | IOL = 200 mA | 7.5 | | 7.5 | | | |
| | VCC = 5 V | IOL = 5 mA | 0.1 0.25 | | 0.25 0.35 | | V | |
| | | IOL = 8 mA | 0.1 0.25 | | 0.1 0.25 | | | |
| High-level output voltage | VCC = 15 V | IOH = -100 mA | 13 | 13.3 | 12.75 | 13.3 | V | |
| | VCC = 5 V | IOH = -200 mA | 12.5 | | 12.5 | | | |
| Supply current | Output low, No load | VCC = 15 V | 10 | 12 | 10 | 18 | mA | |
| | | VCC = 5 V | 3 | 5 | 3 | 5 | | |
| | Output high, No load | VCC = 15 V | 8 | 11 | 8 | 14 | | |
| | | VCC = 5 V | 2 | 4 | 2 | 3 | | |

NOTE 2: This parameter influences the maximum value of the timing resistors RA and RB. For example when VCC = 5 V the maximum value is R = RA + RB = 20 MΩ.

Operating characteristics, VCC = 5 V and 15 V

| PARAMETER | TEST CONDITIONS† | SE553 | | NE555 | | UNIT |
|---|-----------------------------------|----------|-----|-------|-----|--------|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | |
| Initial accuracy of timing interval | RA = 1 kΩ to 100 kΩ, TA = 25°C | 0.5 2 | | 1 | | % |
| Temperature coefficient of timing interval | RB = 0 to 100 kΩ, TA = MIN to MAX | 20 100 | | 20 | | ppm/°C |
| Supply voltage sensitivity of timing interval | C = 0.1 μF, TA = 25°C | 0.05 0.2 | | 0.1 | | %/V |
| Output pulse rise time | CL = 15 pF, TA = 25°C | 100 | | 100 | | ns |
| Output pulse fall time | | 100 | | 100 | | ns |

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

TYPES SE555, NE555 PRECISION TIMERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

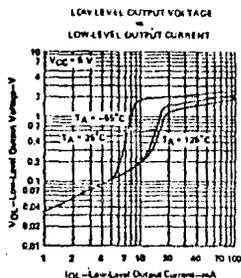


FIGURE 2

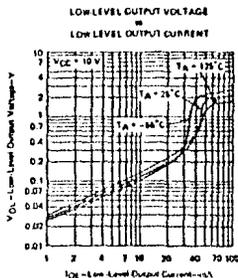


FIGURE 3

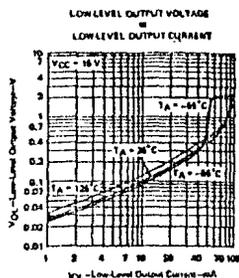


FIGURE 4

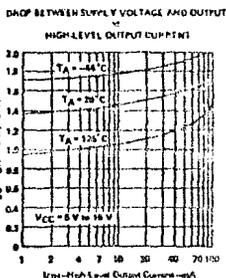


FIGURE 5

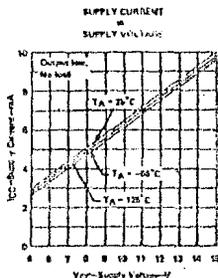


FIGURE 6

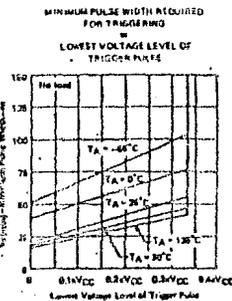


FIGURE 7

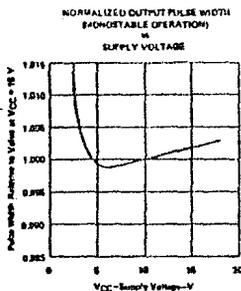


FIGURE 8

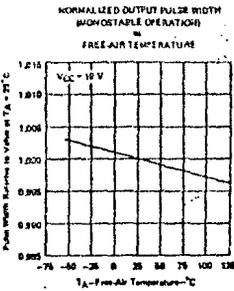


FIGURE 9

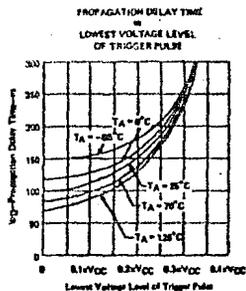


FIGURE 10

† Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

TYPES SE555, NE555 PRECISION TIMERS

TYPICAL APPLICATION DATA

monostable operation

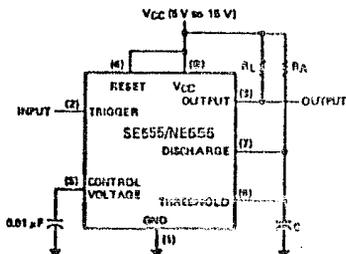


FIGURE 11—CIRCUIT FOR MONOSTABLE OPERATION

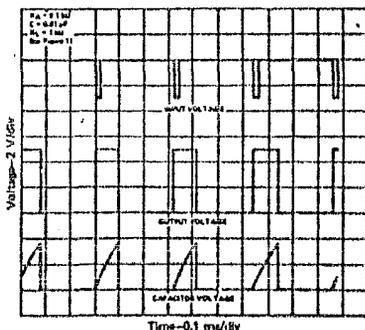


FIGURE 12—TYPICAL MONOSTABLE WAVEFORMS

The SE555 and NE555 may be connected as shown in Figure 11 for monostable operation producing an output pulse width independent of the input waveform and controlled by the $R_A \cdot C$ time constant. Prior to the negative-going input pulse, capacitor C is held discharged by transistor Q1. Application of a negative-going input-trigger pulse sets the flip-flop, turns off Q1, and drives the output high. Capacitor C is now charged through R_A with a time constant $\tau = R_A C$. When the voltage across capacitor C reaches the threshold voltage of the comparator, the flip-flop is reset, energizing Q1 and discharging C; therefore driving the output back to the low level. Figure 12 shows the actual resultant waveforms.

Monostable operation is initiated when the negative-going input pulse reaches the trigger level. Once initiated, the timing interval will complete even if retriggering occurs during the timing interval. Because of the threshold level and saturation voltage of Q1, the output pulse width is approximately $t_{out} = 1.1 R_A C$. Figure 13 is a plot of the time constant for various values of R_A and C. The threshold levels and charge rates are both directly proportional to the supply voltage, VCC. The timing interval is therefore independent of the supply voltage, so long as the supply voltage is constant during the time interval.

Applying a negative-going trigger pulse simultaneously to the reset and trigger terminals during the timing interval will discharge C and re-initiate the cycle, commencing on the positive edge of the reset pulse. The output is held low as long as the reset pulse is low. When the reset input is not used, it should be connected to VCC to prevent false triggering.

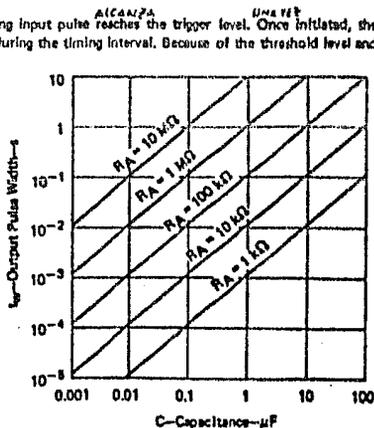


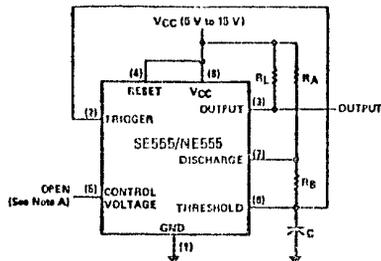
FIGURE 13—OUTPUT PULSE WIDTH vs. CAPACITANCE

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

TYPES SE555, NE555 PRECISION TIMERS

astable operation



NOTE A: Decoupling the control voltage input (pin 5) to ground with a capacitor $10\mu\text{F}$ or higher is recommended. This should be evaluated for individual applications.

FIGURE 14—CIRCUIT FOR ASTABLE OPERATION

TYPICAL APPLICATION DATA

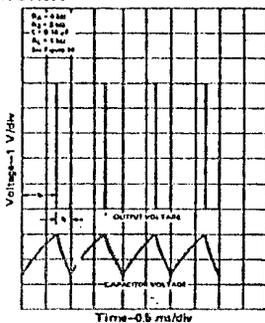


FIGURE 15—TYPICAL ASTABLE WAVEFORMS

Addition of a second resistor, R_B , to the circuit of Figure 11; as shown in Figure 14, and connection of the trigger input to the threshold input will cause the SE555/NE555 to self-trigger and run as a multivibrator. The capacitor C will charge through R_A and R_B then discharge through R_B only. The duty cycle may be controlled, therefore, by the values of R_A and R_B .

This astable connection results in capacitor C charging and discharging between the threshold-voltage level ($\approx 0.67 \cdot V_{CC}$) and the trigger-voltage level ($\approx 0.33 \cdot V_{CC}$). As in the monostable circuit, charge and discharge times (and therefore the frequency and duty cycle) are independent of the supply voltage.

Figure 15 shows typical waveforms generated during astable operation. The output high-level duration, t_H , is calculated as:

$$t_H = 0.693 (R_A + R_B)C$$

output low-level duration, t_L , as:

$$t_L = 0.693 (R_B)C$$

The total period is $T = t_H + t_L$ and frequency is

$$f = \frac{1}{T}, \text{ or } f = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$

The frequency of oscillation may be determined by referring to the chart shown in Figure 16, which relates free-running frequency, f , to the external resistors R_A and R_B and the external capacitor C. Duty cycle, D, is determined by the values selected for R_A and R_B and may be calculated as:

$$D = \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

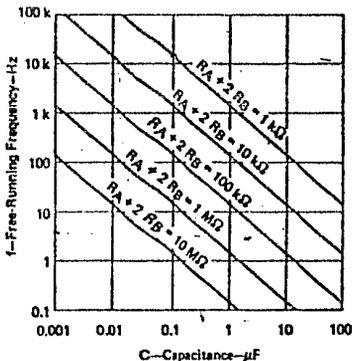


FIGURE 16—FREE-RUNNING FREQUENCY

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 6512 • DALLAS, TEXAS 75222

MM54C00/MM74C00 Quad 2-Input NAND Gate
MM54C02/MM74C02 Quad 2-Input NOR Gate
MM54C04/MM74C04 Hex Inverter
MM54C10/MM74C10 Triple 3-Input NAND Gate
MM54C20/MM74C20 Dual 4-Input NAND Gate

general description

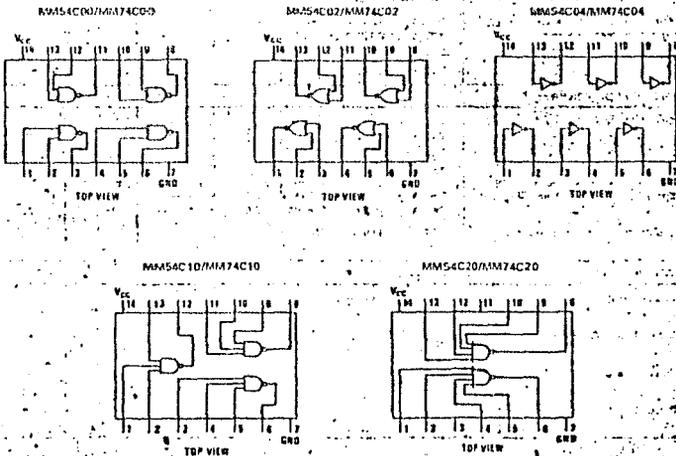
These logic gates employ complementary MOS (CMOS) to achieve wide power supply operating range, low power consumption, high noise immunity and symmetric controlled rise and fall times. With features such as this the 54C/74C logic family is close to ideal for use in digital systems. Function and pin out compatibility with series 54/74 devices minimizes design time for those designers already familiar with the standard 54/74 logic family.

All inputs are protected from damage due to static discharge by diodes clamp to V_{CC} and GND.

features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Guaranteed noise margin 1.0V
- High noise immunity 0.45 V_{CC} typ.
- Low power consumption 10 nW/package typ.
- Low power TIL compatibility fan out of 2 driving 74L

connection diagrams



MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04, MM54C10/MM74C10, MM54C20/MM74C20

MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04, MM54C10/MM74C10, MM54C20/MM74C20

absolute maximum ratings (Note 1)

| | |
|--|--------------------------|
| Voltage at Any Pin | -0.3V to $V_{CC} + 0.3V$ |
| Operating Temperature (Range) | |
| 54C | -65°C to +125°C |
| 74C | -40°C to +85°C |
| Storage Temperature Range | -65°C to +160°C |
| Operating V_{CC} Range | 3.0V to 15V |
| Maximum V_{CC} Voltage | 15V |
| Package Dissipation | 500 mW |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 300°C |

dc electrical characteristics

Min/max limits apply across the guaranteed temperature range unless otherwise noted.

| PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|---|----------------------------------|------------|-----|---------|
| CMOS TO CMOS | | | | | |
| Logical "1" Input Voltage (V_{IH}) | $V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10V$ | 1.5 2.0 | | | V |
| Logical "0" Input Voltage (V_{IL}) | $V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10V$ | | 1.5 2.0 | | V |
| Logical "1" Output Voltage (V_{OH}) | $V_{CC} = 5.0V, I_O = -10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = -10\mu A$ | 4.5 8.0 | | | V |
| Logical "0" Output Voltage (V_{OL}) | $V_{CC} = 5.0V, I_O = +10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = +10\mu A$ | | 0.5 1.0 | | V |
| Logical "1" Input Current (I_{IH}) | $V_{CC} = 15V, V_{IN} = 15V$ | | 0.05 | 1.0 | μA |
| Logical "0" Input Current (I_{IL}) | $V_{CC} = 15V, V_{IN} = 0V$ | -1.0 | -0.05 | | μA |
| Supply Current (I_{CC1}) | $V_{CC} = 15V$ | | 0.01 | 75 | μA |
| LOW POWER TO CMOS | | | | | |
| Logical "1" Input Voltage (V_{IH}) | 54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$ | $V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 1.5$ | | | V |
| Logical "0" Input Voltage (V_{IL}) | 54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$ | | 0.8 | 0.8 | V |
| Logical "1" Output Voltage (V_{OH}) | 54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = -10\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = -10\mu A$ | 4.4 | | | V |
| Logical "0" Output Voltage (V_{OL}) | 54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = +10\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = +10\mu A$ | | 0.4 | 0.4 | V |
| CMOS TO LOW POWER | | | | | |
| Logical "1" Input Voltage (V_{IH}) | 54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$ | 4.5 4.0 | | | V |
| Logical "0" Input Voltage (V_{IL}) | 54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$ | | 1.0 | 1.0 | V |
| Logical "1" Output Voltage (V_{OH}) | 54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = -300\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = -300\mu A$ | 2.4 | | | V |
| Logical "0" Output Voltage (V_{OL}) | 54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = 300\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = 300\mu A$ | | 0.4 | 0.4 | V |
| OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet) | | | | | |
| Output Source Current (I_{source}) | $V_{CC} = 5.0V, V_{OH} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = 0V$ | -1.75 | | | mA |
| Output Source Current (I_{source}) | $V_{CC} = 10V, V_{OH} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = 0V$ | -3.0 | | | mA |
| Output Sink Current (I_{sink}) | $V_{CC} = 5.0V, V_{OH} = 5.0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = V_{CC}$ | 1.75 | | | mA |
| Output Sink Current (I_{sink}) | $V_{CC} = 10V, V_{OH} = 10V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = V_{CC}$ | 3.0 | | | mA |

MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04, MM54C10/MM74C10, MM54C20/MM74C20

ac electrical characteristics

T_A = 25°C, C_L = 50 pF, unless otherwise specified.

| PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|---|-----|----------|-----------|-------|
| MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04 | | | | | |
| Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" (t _{pd}) | V _{CC} = 5.0V V _{CC} = 10V | | 50 30 | 90 60 | ns |
| Input Capacitance (C _{in}) | (Note 2) | | 6.0 | | pF |
| Power Dissipation Capacitance (C _{PD}) | (Note 3) Per Gate or Inverter | | 12 | | pF |
| MM54C10/MM74C10 | | | | | |
| Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" (t _{pd}) | V _{CC} = 5.0V V _{CC} = 10V | | 60 35 | 100 76 | ns |
| Input Capacitance (C _{in}) | (Note 2) | | 7.0 | | pF |
| Power Dissipation Capacitance (C _{PD}) | (Note 3) Per Gate | | 18 | | pF |
| MM54C20/MM74C20 | | | | | |
| Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" (t _{pd}) | V _{CC} = 5.0V V _{CC} = 10V | | 70 40 | 115 80 | ns |
| Input Capacitance (C _{in}) | (Note 2) | | 8.0 | | pF |
| Power Dissipation Capacitance (C _{PD}) | (Note 3) Per Gate | | 30 | | pF |

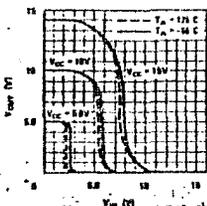
Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

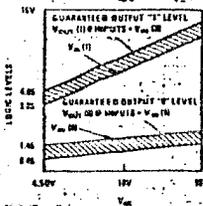
Note 3: C_{PD} determines the no load ac power consumption of any CMOS device. For complete explanation see 54C74C Family Characteristics application note - AN 80.

typical performance characteristics

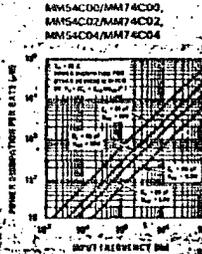
Gate Transfer Characteristics



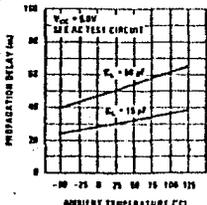
Guaranteed Noise Margin Over Temperature vs V_{CC}



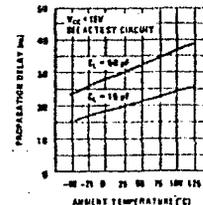
Power Dissipation vs Frequency



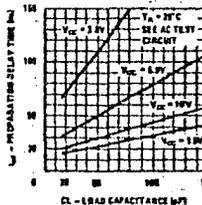
Propagation Delay vs Ambient Temperature
MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04



Propagation Delay vs Ambient Temperature
MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04

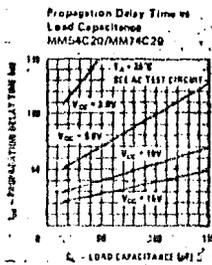
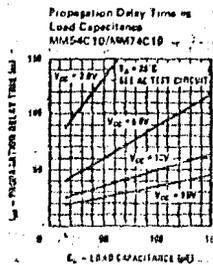


Propagation Delay Time vs Load Capacitance
MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04

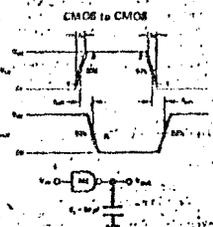


MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04, MM54C10/MM74C10, MM54C20/MM74C20

typical performance characteristics (con't)



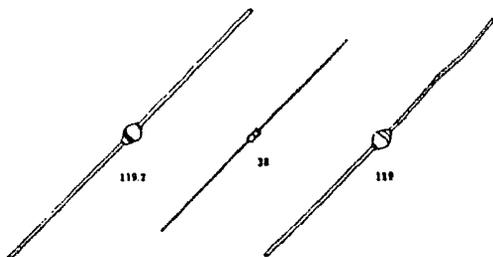
switching time waveforms and ac test circuits



RECTIFIERS

THE INDUSTRY'S BROADEST LINE OF POWER RECTIFIERS—250 TO 1500 AMPERES, UP TO 3000 VOLTS

- | | |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"> ■ CURRENT/VOLTAGE RATINGS ■ PACKAGING ■ MOUNTING AND COOLING | <ul style="list-style-type: none"> ■ HIGH-SPEED FAST RECOVERY ■ TRANSIENT SELF-PROTECTION ■ GENERAL PURPOSE |
|--|--|



RECTIFIERS 25 TO 3 AMPERES

| JEDEC | | — 1N5010-82 1N4248-48 — | | | | — 1N5624-27 — | | | |
|----------------------------|--|-------------------------|------------|-----------------------|------------|------------------|------------|------------|------------|
| GE TYPE | | D1230 A14A | | — BERA001-P A1144-M — | | — A13A-N A115A-M | | | |
| SPECIFICATIONS | | | | | | | | | |
| $I_{FM(AV)}$ | (A) | 1 | 25 | 1 | 2 | 1 | 2 | 3 | 3 |
| T_c | (°C) | 1 | 50 | 1 | 50 | 1 | 50 | 1 | 50 |
| V_{RM} | — Max. repetitive peak reverse voltage (V) | 50 | 100 | 50 | 75 | 50 | 70 | 100 | 55 |
| | | D1230F | A14F | — | GERA001 | A114F | — | A15F | A115F |
| | | D1230A | A14A | — | GERA002 | A114A | — | A15A | A115A |
| | | D1230G | — | — | — | — | — | — | — |
| | | D1230B | 1N5010 | 1N4248 | GERA003 | A114B | 1N5624 | A15B | A115B |
| | | D1230H | — | — | — | — | — | — | — |
| | | — | A14C | — | — | A114C | — | A15C | A115C |
| | | — | 1N5010 | 1N4248 | GERA004 | A114D | 1N5625 | A15D | A115D |
| | | — | A14E | — | — | A114E | — | A15E | A115E |
| | | — | 1N5011 | 1N4247 | GERA005 | A114M | 1N5626 | A15M | A115M |
| | | — | 1N5012 | 1N4246 | GERA006 | — | 1N5627 | A15N | — |
| | | — | A14F | 1N4249 | GERA007 | — | — | — | — |
| I_{SM} | Max. peak one cycle, non-recurrent surge current (60 Hz sine wave, 1 phase operation) @ max. rated load conditions (A) | 5 | 50 | 25 | 30 | 40 | 125 | 125 | 110 |
| t_{rr} | Max. non-repetitive for 0.3 msec. (A ² sec) | — | 4 | 4 | — | 3.5 | 25 | 25 | 20 |
| T_j | Operating junction temperature range (°C) | -65 to 150 | -65 to 175 | -65 to 160 | -65 to 175 | -65 to 125 | -65 to 175 | -65 to 175 | -65 to 150 |
| T_{stg} | Storage temperature range (°C) | -65 to 200 | -65 to 175 | -65 to 200 | -65 to 175 | -65 to 175 | -65 to 200 | -65 to 175 | -65 to 175 |
| V_{FM} | Max. peak forward voltage drop @ rated I_{FM} (1 phase operation) | 1.8 | 1.0 | 1.2 @ +55°C | 1.1 | 1.1 | 1.0 | 1.0 | 1.0 |
| t_{rr} | Max. reverse recovery time (A ² sec) | 0.3 | 8 | 8 | — | 0.2 | 5 | 5 | 0.2 |
| PACKAGE OUTLINE NO. | | 38 | 119 | 119 | 119 | 119 | 119 Z | 119 Z | 119 Z |

NOTE:
 * Average forward current 1 amp. @ $T_c = 90^\circ\text{C}$. Junction, operating and storage temperature range — 65 to +165°C.
 * JAN & JANX types available

Diodes

Table 8D Voltage-regulator (zener) diodes

| LINE NO. | RATED PD (mW) | V _Z NOM (V) | V _Z @ I _{ZT} (mA) | TYPE NUMBER | TOL (%) | I _R @ V _R (V) | I _R MAX (mA) | I _Z @ I _{ZT} MAX (V) | CASE | NOTES |
|----------|---------------|------------------------|---------------------------------------|-------------|---------|-------------------------------------|-------------------------|--|------|-------|
| 1 | 400 | 2.6 | 5 | 1N702 | 23 | 1 | 75 | 60 | DO35 | |
| 2 | 400 | 2.6 | 5 | 1N702A | 12 | 1 | 75 | 60 | DO35 | |
| 3 | 400 | 3.3 | 20 | 1N746 | 10 | 1 | 10 | 28 | DO35 | |
| 4 | 400 | 3.3 | 20 | 1N746A | 5 | 1 | 10 | 28 | DO35 | |
| 5 | 400 | 3.3 | 20 | 1N3506 | 5 | 1 | 4 | 24 | DO7 | |
| 6 | 400 | 3.45 | 5 | 1N703 | 13 | 1 | 50 | 55 | DO35 | |
| 7 | 400 | 3.45 | 5 | 1N703A | 6 | 1 | 50 | 55 | DO35 | |
| 8 | 400 | 3.6 | 20 | 1N747 | 10 | 1 | 10 | 24 | DO35 | |
| 9 | 400 | 3.6 | 20 | 1N747A | 5 | 1 | 10 | 24 | DO35 | |
| 10 | 400 | 3.6 | 20 | 1N3507 | 5 | 1 | 2 | 22 | DO7 | |
| 11 | 400 | 3.9 | 20 | 1N748 | 10 | 1 | 10 | 23 | DO35 | |
| 12 | 400 | 3.9 | 20 | 1N748A | 5 | 1 | 10 | 23 | DO35 | |
| 13 | 400 | 3.9 | 20 | 1N3508 | 5 | 1 | 0.4 | 20 | DO7 | |
| 14 | 400 | 4.1 | 5 | 1N704 | 10 | 1 | 5 | 45 | DO35 | |
| 15 | 400 | 4.1 | 5 | 1N704A | 5 | 1 | 5 | 45 | DO35 | |
| 16 | 400 | 4.3 | 20 | 1N749 | 10 | 1 | 2 | 22 | DO35 | |
| 17 | 400 | 4.3 | 20 | 1N749A | 5 | 1 | 2 | 22 | DO35 | |
| 18 | 400 | 4.3 | 20 | 1N3509 | 5 | 1 | 0.1 | 18 | DO7 | |
| 19 | 400 | 4.7 | 20 | 1N750 | 10 | 1 | 2 | 19 | DO35 | |
| 20 | 400 | 4.7 | 20 | 1N750A | 5 | 1 | 2 | 19 | DO35 | |
| 21 | 400 | 4.7 | 20 | 1N3510 | 5 | 2.5 | 5 | 16 | DO7 | |
| 22 | 400 | 4.85 | 5 | 1N705 | 11 | 1.5 | 5 | 35 | DO35 | |
| 23 | 400 | 4.85 | 5 | 1N705A | 6 | 1.5 | 5 | 35 | DO35 | |
| 24 | 400 | 4.85 | 10 | 1N761 | 11 | | | 40 | DO35 | |
| 25 | 400 | 5.1 | 20 | 1N751 | 10 | 1 | 1 | 17 | DO35 | |
| 26 | 400 | 5.1 | 20 | 1N751A | 5 | 1 | 1 | 17 | DO35 | |
| 27 | 400 | 5.1 | 20 | 1N3511 | 5 | 2 | 2 | 14 | DO7 | |
| 28 | 400 | 5.6 | 20 | 1N752 | 10 | 1 | 1 | 11 | DO35 | |
| 29 | 400 | 5.6 | 20 | 1N752A | 5 | 1 | 1 | 11 | DO35 | |
| 30 | 400 | 5.6 | 20 | 1N3512 | 5 | 3 | 5 | 8 | DO7 | |
| 31 | 400 | 5.6 | 25 | 1N708 | 10 | | | 3.6 | DO35 | |
| 32 | 400 | 5.6 | 25 | 1N708A | 5 | | | 3.6 | DO35 | |
| 33 | 400 | 5.8 | 5 | 1N706 | 10 | 1.5 | 5 | 20 | DO35 | |
| 34 | 400 | 5.8 | 5 | 1N706A | 5 | 1.5 | 5 | 20 | DO35 | |
| 35 | 400 | 5.8 | 10 | 1N762 | 10 | | | 18 | DO35 | |
| 36 | 400 | 6.2 | 20 | 1N753 | 10 | 1 | 0.1 | 7 | DO35 | |
| 37 | 400 | 6.2 | 20 | 1N753A | 5 | 1 | 0.1 | 7 | DO35 | |
| 38 | 400 | 6.2 | 20 | 1N3513 | 5 | 1 | 5 | 3 | DO7 | |
| 39 | 400 | 6.2 | 25 | 1N709 | 10 | | | 4.1 | DO35 | |
| 40 | 400 | 6.2 | 25 | 1N709A | 5 | | | 4.1 | DO35 | |
| 41 | 400 | 6.8 | 18.5 | 1N957 | 20 | | | 4.5 | DO35 | |
| 42 | 400 | 6.8 | 18.5 | 1N957A | 10 | 5.2 | 150 | 4.5 | DO35 | |
| 43 | 400 | 6.8 | 18.5 | 1N957B | 5 | 5.2 | 150 | 4.5 | DO35 | |
| 44 | 400 | 6.8 | 20 | 1N754 | 10 | 1 | 0.1 | 5 | DO35 | |
| 45 | 400 | 6.8 | 20 | 1N754A | 5 | 1 | 0.1 | 5 | DO35 | |
| 46 | 400 | 6.8 | 20 | 1N3514 | 5 | 5 | 1 | 3 | DO7 | |
| 47 | 400 | 6.8 | 25 | 1N710 | 10 | | | 4.7 | DO35 | |
| 48 | 400 | 6.8 | 25 | 1N710A | 5 | | | 4.7 | DO35 | |
| 49 | 400 | 7.1 | 5 | 1N707 | 13 | 3.5 | 5 | 10 | DO35 | |
| 50 | 400 | 7.1 | 5 | 1N707A | 6 | 3.5 | 5 | 10 | DO35 | |
| 51 | 400 | 7.1 | 10 | 1N763 | 13 | | | 7 | DO35 | |
| 52 | 400 | 7.5 | 10 | 1N3515 | 5 | 6 | 0.5 | 4 | DO7 | |
| 53 | 400 | 7.5 | 16.5 | 1N958 | 20 | | | 5.5 | DO35 | |
| 54 | 400 | 7.5 | 16.5 | 1N958A | 10 | 5.7 | 75 | 5.5 | DO35 | |
| 55 | 400 | 7.5 | 16.5 | 1N958B | 5 | 5.7 | 75 | 5.5 | DO35 | |

TABLA II.—OPERACIÓN DE LOS PRINCIPALES CIRCUITOS DEL DODIPEL

W.P. I.S.C.

| | MEDIA ONDA | | | ONDA COMPLETA | | | ONDA COMPLETA PUENTE | | | DOBLADOR S. PÉTRICO | | | DOBLADOR ASTERISK | | | |
|---------------------------------|------------------------------------|-------------------|-----------------------------------|------------------------------------|-------------------|-----------------------------------|----------------------------------|-------------------|-----------------------------------|----------------------------------|-------------------|-----------------------------------|----------------------------------|-------------------|-----------------------------------|------------|
| | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1. Tensión de salida, sin carga | $V_{C100} = 1.4 V_{E100}$ | | | $V_{C100} = 1.4 V_{E100}$ | | | $V_{C100} = 1.4 V_{E100}$ | | | $V_{C100} = 2.6 V_{E100}$ | | | $V_{C100} = 2.6 V_{E100}$ | | | |
| 2. Tensión de entrada | $V_{E100} = 0.71 V_{C100}$ | | | $V_{E100} = 0.71 V_{C100}$ | | | $V_{E100} = 0.71 V_{C100}$ | | | $V_{E100} = 0.36 V_{C100}$ | | | $V_{E100} = 0.35 V_{C100}$ | | | |
| 3. Tensión pico inversa/diodo | $-V_D = 2 V_{C100} = 2.8 V_{E100}$ | | | $-V_D = 2 V_{C100} = 2.8 V_{E100}$ | | | $-V_D = V_{C100} = 1.4 V_{E100}$ | | | $-V_D = V_{C100} = 2.6 V_{E100}$ | | | $-V_D = V_{C100} = 2.6 V_{E100}$ | | | |
| 4. Frecuencia de rizo | $f = 50 \text{ Hz (60 Hz)}$ | | | $f = 100 \text{ Hz (120 Hz)}$ | | | $f = 100 \text{ Hz (120 Hz)}$ | | | $f = 100 \text{ Hz (120 Hz)}$ | | | $f = 50 \text{ Hz (60 Hz)}$ | | | |
| 5. Tensión pico a pico de rizo | $V_{rizo} < I_L / fC$ | | | $V_{rizo} < I_L / fC$ | | | $V_{rizo} < I_L / fC$ | | | $V_{rizo} < 2 I_L / fC$ | | | $V_{rizo} < I_L / fC$ | | | |
| | $-V_D$ MAX. (Volts) | Vrms MAX. (Volts) | V_{C100} MAX. sin carga (Volts) | I_L MAX. | Vrms MAX. (Volts) | V_{C100} MAX. sin carga (Volts) | I_L MAX. (Amp.) | Vrms MAX. (Volts) | V_{C100} MAX. sin carga (Volts) | I_L MAX. (Amp.) | Vrms MAX. (Volts) | V_{C100} MAX. sin carga (Volts) | I_L MAX. | Vrms MAX. (Volts) | V_{C100} MAX. sin carga (Volts) | I_L MAX. |
| RS-200 | 220 | 75 | 100 | 750 mA | 75 | 100 | 1.5 | 150 | 200 | 1.5 | 75 | 200 | 750 mA | 75 | 200 | 750 mA |
| BY-126 | 450 | 155 | 210 | 750 mA | 155 | 210 | 1.5 | 310 | 420 | 1.5 | 155 | 420 | 750 mA | 155 | 420 | 750 mA |
| RS-600 | 600 | 205 | 280 | 750 mA | 205 | 280 | 1.5 | 410 | 560 | 1.5 | 205 | 560 | 750 mA | 205 | 560 | 750 mA |
| BY-127 | 800 | 275 | 380 | 750 mA | 275 | 380 | 1.5 | 550 | 760 | 1.5 | 275 | 760 | 750 mA | 275 | 760 | 750 mA |
| RS-2 | 220 | 75 | 100 | 1 A | 75 | 100 | 2 | 150 | 200 | 2 | 75 | 200 | 1 A | 75 | 200 | 1 A |
| R.S.-4 | 450 | 155 | 210 | 1 A | 155 | 210 | 2 | 310 | 420 | 2 | 155 | 420 | 1 A | 155 | 420 | 1 A |
| R.S.-6 | 600 | 205 | 280 | 1 A | 205 | 280 | 2 | 410 | 560 | 2 | 205 | 560 | 1 A | 205 | 560 | 1 A |
| RS-8 | 800 | 275 | 380 | 1 A | 275 | 380 | 2 | 550 | 760 | 2 | 275 | 760 | 1 A | 275 | 760 | 1 A |
| RS-10 | 1000 | 350 | 480 | 1 A | 350 | 480 | 2 | 700 | 960 | 2 | 350 | 960 | 1 A | 350 | 960 | 1 A |
| RS-12 | 1200 | 425 | 580 | 1 A | 425 | 580 | 2 | 850 | 1160 | 2 | 425 | 1160 | 1 A | 425 | 1160 | 1 A |

Nota.—El capacitor de filtro se calcula para reducir el rizo al valor deseado. Ver método de diseño.

La resistencia de protección R, se escoge para que tanto I_L como I_{D1} no se excedan de los valores máximos especificados en la tabla I.

electrónica, s. c. de c. r.

DIMENSIONES Y PROPIEDADES DEL ALAMBRE DE COBRE; (1).

* DIÁMETRO EN MILS; ÁREA EN MILS CIRCULARES.

† DENSIDAD DE CORRIENTE MÁXIMA: $J_{MAX} = 500$ MIL CIRC / A.

DATOS PARA ALAMBRE DESNUDO.

| Nº A.W.G. | d_{Cu} * | A_{Cu} * | I [A] † | Ω / 1000 ft | Lb / 1000 ft |
|-----------|------------|------------|-----------|--------------------|--------------------|
| 10 | 101.9 | 10,384 | 20.77 | 0.9989 | 31.43 |
| 11 | 90.74 | 8,234 | 16.47 | 1.260 | 24.92 |
| 12 | 80.81 | 6,530 | 13.06 | 1.588 | 19.77 |
| 13 | 71.96 | 5,178 | 10.36 | 2.003 | 15.68 |
| 14 | 64.08 | 4,106 | 8.212 | 2.525 | 12.43 ₁ |
| 15 | 57.07 | 3,257 | 6.514 | 3.184 | 9.858 |
| 16 | 50.82 | 2,583 | 5.165 | 4.016 | 7.818 |
| 17 | 45.26 | 2,048 | 4.097 | 5.064 | 6.200 |
| 18 | 40.30 | 1,624 | 3.248 | 6.385 | 4.917 |
| 19 | 35.89 | 1,288 | 2.576 | 8.051 | 3.899 |
| 20 | 31.96 | 1,021 | 2.043 | 10.15 | 3.092 |
| 21 | 28.46 | 810.0 | 1.620 | 12.80 | 2.452 |

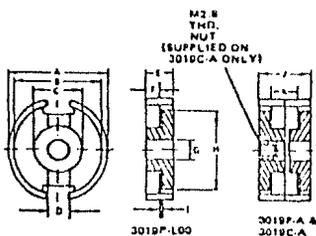
DIMENSIONES Y PROPIEDADES DEL ALAMBRE DE COBRE (2).

* DIÁMETRO EN MILS ; AREA EN MILS CIRCULARES.

† DENSIDAD DE CORRIENTE MÁXIMA : $J_{MAX} = 500$ MIL CIRC/A.

DATOS PARA ALAMBRE DESNUDO.

| Nº A.W.G. | d_{cu} * | A_{cu} * | $I [A]$ † | $\Omega/1000$ ft | Lb/1000 ft |
|-----------|------------|------------|-----------|------------------|------------|
| 22 | 25.35 | 642.6 | 1.285 | 16.14 | 1.945 |
| 23 | 22.57 | 509.4 | 1.019 | 20.36 | 1.542 |
| 24 | 20.10 | 404.0 | 0.8080 | 25.67 | 1.223 |
| 25 | 17.90 | 320.4 | 0.6408 | 32.37 | 0.9699 |
| 26 | 15.94 | 254.1 | 0.5802 | 40.81 | 0.7692 |
| 27 | 14.20 | 201.6 | 0.4033 | 51.47 | 0.6100 |
| 28 | 12.64 | 159.8 | 0.3195 | 64.90 | 0.4837 |
| 29 | 11.26 | 126.8 | 0.2536 | 81.83 | 0.3836 |
| 30 | 10.03 | 100.6 | 0.2012 | 103.2 | 0.3042 |
| 31 | 8.928 | 79.71 | 0.1594 | 130.1 | 0.2413 |
| 32 | 7.950 | 63.20 | 0.1264 | 164.1 | 0.1913 |
| 33 | 7.080 | 50.13 | 0.1003 | 206.9 | 0.1517 |



MECHANICAL CHARACTERISTICS

NOTE: Values given apply to a core set.

| | | |
|-----------------------|-------------------|--|
| MAGNETIC PATH LENGTH | l_c | 1.78 in. 4.52 cm |
| CORE CONSTANT | $\frac{l_c}{A_g}$ | 8.3 in. ⁻¹ 3.30 cm ⁻¹ |
| EFFECTIVE CORE AREA | A_g | .214 in. ² 1.33 cm ² |
| EFFECTIVE CORE VOLUME | V_g | .376 in. ³ 6.19 cm ³ |
| WEIGHT | | 1.20 oz. 34 g |

NOTE: MINIMUM CORE AREA 1.10 cm²

POT CORE DIMENSIONS

All dimensions in inches.

| | MINIMUM | MAXIMUM | | MINIMUM | MAXIMUM |
|---|---------|---------|---|---------|---------|
| A | 1.161 | 1.201 | G | .213 | .221 |
| B | .984 | 1.016 | H | .787 | .827 |
| C | .516 | .532 | I | .019 | .029 |
| D | .145 | .193 | J | .732 | .748 |
| E | .365 | .374 | K | .512 | .528 |
| F | .256 | .264 | | | |

(A)

| CORE PART NUMBER* | CORE MATERIAL | A_L^{\dagger} IMH PER 1000 TURNS | μ_0^{\dagger} (ALF) |
|-------------------|---------------|--|----------------------------|
| 3019P-100-3CB | 3CB | 8300 | 2160 |
| 3019P-100-3B7 | 3B7 | 7500 | 2022 |
| 3019P-100-3B9 | 3B9 | 5750 | 1480 |

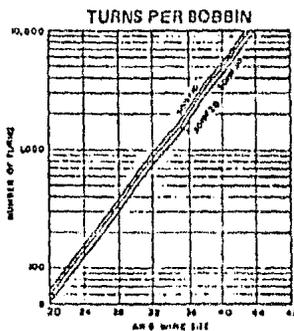
*Part number for a core half. [†]Per pair of cores.

(B)

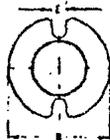
Fig. B-4. Mechanical characteristics and dimensions (A) and electrical characteristics (B) for the type 3019 cup core. (Courtesy Ferroxcube Corp.)

DIMENSIONS: All dimensions in inches, except as indicated.

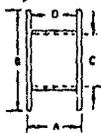
| Part No. | A max. | B max. | C min. | D ref. | E min. | Mean Length of Turn | Winding Area |
|----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|------------------------|---|
| 3019F10 | | | | .459 | | 2.44 in. 6.2 cm | .091 in. ² .587 cm ² |
| 3019F20 | .509 | .980 | .535 | .215 | .075 | | .025 in. ² .548 cm ² |
| 3019F30 | | | | .136 | | | .075 in. ² .434 cm ² |



MATERIAL: DELRIN.
MAX. OPERATING TEMP.: 130°C.



NOTE: All dimensions on this page are in inches, and are nominal, except as indicated.



Single Section
Bobbin

ORDER: 3019F10



Double Section
Bobbin

ORDER: 3019F20



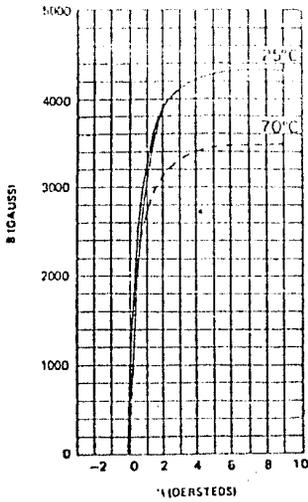
Triple Section
Bobbin

ORDER: 3019F30

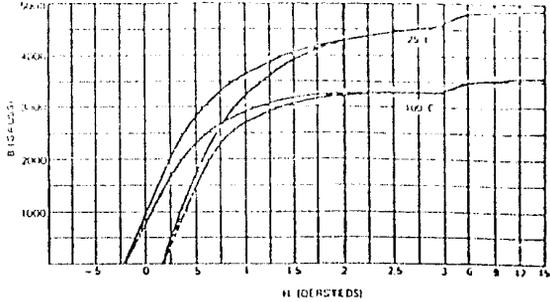
(C)

Fig. 8-4, (Cont'd.) (C) Standard bobbins for the type 3019 cup core. (Courtesy Ferracube Corp.)

HYSTERESIS CURVE 3B7 FERRITE



HYSTERESIS CURVE 3C8 FERRITE



(A)

Fig. 8-7A. *BH* characteristics of low-loss power ferrite materials 3B7 and 3C8. (Courtesy Ferroxcube Corp.)

| Core type | $B_{max} = 2,000 \text{ G}$ | | | | | | $B_{max} = 1,500 \text{ G}$ | | | | | | $B_{max} = 1,000 \text{ G}$ | | | | | |
|----------------|-----------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|-----------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|-----------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|
| | 10 kHz | 15 kHz | 20 kHz | 30 kHz | 40 kHz | 50 kHz | 10 kHz | 15 kHz | 20 kHz | 30 kHz | 40 kHz | 50 kHz | 10 kHz | 15 kHz | 20 kHz | 30 kHz | 40 kHz | 50 kHz |
| 1F10-UU Toroid | 0.77 | 1.23 | 2.04 | 2.88 | 4.21 | 6.32 | 0.42 | 0.60 | 0.95 | 1.36 | 2.07 | 3.16 | 0.14 | 0.21 | 0.33 | 0.46 | 0.67 | 1.05 |
| 34-TS500 Cup | 0.83 | 1.33 | 2.20 | 3.11 | 4.55 | 6.83 | 0.46 | 0.65 | 1.02 | 1.48 | 2.24 | 3.42 | 0.15 | 0.23 | 0.36 | 0.49 | 0.72 | 1.14 |
| 4229 E-E | 0.40 | 0.64 | 1.06 | 1.49 | 2.18 | 3.28 | 0.22 | 0.31 | 0.49 | 0.71 | 1.07 | 1.64 | 0.07 | 0.11 | 0.17 | 0.24 | 0.35 | 0.55 |
| 783-608 | 0.39 | 0.62 | 1.03 | 1.45 | 2.13 | 3.19 | 0.21 | 0.30 | 0.48 | 0.69 | 1.04 | 1.59 | 0.07 | 0.11 | 0.17 | 0.23 | 0.34 | 0.53 |

Fig. 8-9. Hysteresis losses in watts for various B_{max} , frequency, and core types from Fig. 2-6.

| Core | $B_{max} = 2,000 \text{ G}$ | | | | | | $B_{max} = 1,500 \text{ G}$ | | | | | | $B_{max} = 1,000 \text{ G}$ | | | | | | |
|-------------------|-----------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|--------------------------------|
| | 10 kHz | 15 kHz | 20 kHz | 30 kHz | 40 kHz | 50 kHz | 10 kHz | 15 kHz | 20 kHz | 30 kHz | 40 kHz | 50 kHz | 10 kHz | 15 kHz | 20 kHz | 30 kHz | 40 kHz | 50 kHz | |
| 1F10-UU Toroid | 2328 | 3492 | 4656 | 6984 | 9312 | 11640 | 1746 | 2619 | 3492 | 5238 | 6984 | 8730 | 1164 | 1746 | 2328 | 3492 | 4656 | 5820 | 250 circu mils/ amp |
| 144T500 Cup | 3081 | 4622 | 6162 | 9243 | 12324 | 15405 | 2311 | 3467 | 4622 | 6933 | 9244 | 11556 | 1541 | 2312 | 3081 | 4623 | 6164 | 7705 | |
| 4229 E-E | 398 | 597 | 796 | 1194 | 1592 | 1990 | 299 | 449 | 598 | 897 | 1196 | 1495 | 199 | 299 | 398 | 597 | 796 | 995 | |
| 783-608 E-E | 379 | 568 | 757 | 1136 | 1514 | 1893 | 284 | 426 | 568 | 852 | 1136 | 1420 | 190 | 285 | 379 | 569 | 758 | 948 | |
| 4F10-UU Toroid | 1162 | 1743 | 2324 | 3486 | 4648 | 5810 | 872 | 1308 | 1744 | 2616 | 3488 | 4360 | 581 | 872 | 1162 | 1743 | 2324 | 2905 | |
| 144T500 Cup | 1541 | 2312 | 3082 | 4623 | 6164 | 7705 | 1156 | 1734 | 2312 | 3468 | 4624 | 5780 | 771 | 1157 | 1541 | 2313 | 3084 | 3855 | |
| 4229 E-E | 199 | 299 | 398 | 597 | 796 | 995 | 149 | 224 | 298 | 447 | 596 | 745 | 100 | 150 | 199 | 300 | 400 | 500 | |
| 783-608 E-E | 190 | 285 | 379 | 569 | 758 | 948 | 142 | 213 | 284 | 426 | 568 | 710 | 95 | 143 | 190 | 285 | 380 | 475 | |
| 1F10-UU Toroid | 581 | 872 | 1162 | 1743 | 2324 | 2905 | 436 | 654 | 872 | 1308 | 1744 | 2180 | 291 | 437 | 581 | 873 | 1161 | 1455 | 1,000 circu mils/ amp |
| 144T500 Cup | 771 | 1157 | 1542 | 2313 | 3084 | 3855 | 578 | 867 | 1156 | 1734 | 2312 | 2890 | 386 | 579 | 771 | 1158 | 1544 | 1930 | |
| 4229 E-E | 100 | 150 | 200 | 300 | 400 | 500 | 75 | 113 | 150 | 225 | 300 | 375 | 50 | 75 | 100 | 150 | 200 | 250 | |
| 783-608 E-E | 95 | 143 | 190 | 285 | 380 | 476 | 71 | 107 | 143 | 214 | 285 | 356 | 48 | 71 | 95 | 143 | 196 | 238 | |

Fig. 8-8. Power-handling capability for various ferrite cores from Eq. 8-7. Power in watts for various cores, frequency, B_{max} , and current density. Assumed winding area for cup core is that of double-section bobbin. For E-E core, it is that of the only available single-section bobbin.



PHILIPS

CELDA SOLAR FOTOVOLTAICA TIPO BPX47A

Celdas Solares Fotovoltaicas Philips tipo BPX47A para la conversión directa de energía solar en energía eléctrica. (México uno de los principales países que recibe un promedio de insolación anual de 1.2 Kw/m².)

DATOS TECNICOS

$A_1 E_g = 1 \text{ Kw./m}^2$ insolación a nivel del mar a 25°C

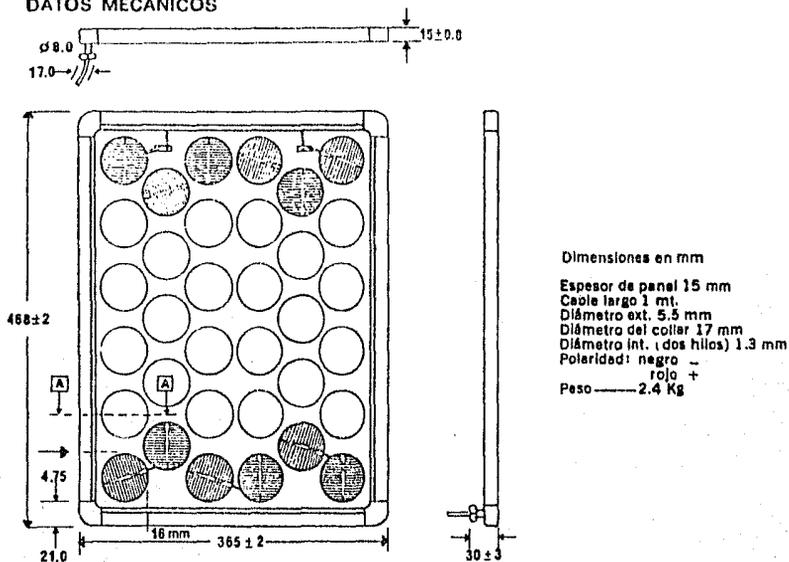
Potencia máxima a 15.5 V. _____ 11 W

Voltaje óptimo _____ 15.5 V

Corriente óptima _____ 700 mA

Dimensiones _____ 468 mm X 365 mm X 15 mm

DATOS MECANICOS



PRUEBAS DE DURACION AL MEDIO AMBIENTE

Las Celdas Solares Fotovoltaicas Philips tipo BPX 47A han sido sometidas a las siguientes pruebas:

- Frío a -40°C durante 16 Hs.
- Cambio rápido de temperatura de -40°C a + 85°C. (10 ciclos térmicos durante 30 minutos).
- Calor seco almacenado a 185°C durante 16 Hs.
- Resistencia al viento presión equivalente a velocidad del viento de 280 Km/Hora.

DIVISION ENERGIA SOLAR

Carga

El modo de operación más frecuente es en paralelo, es decir, la batería y el cargador están conectados en paralelo, formando una fuente de energía ininterrumpida. Como regla general,

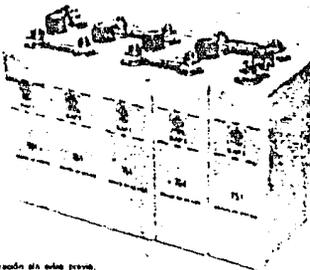
la batería se carga entonces en régimen de tensión constante. La temperatura ambiente normal es de 25 °C. Se recomiendan las siguientes tensiones por elemento:

| Condiciones de trabajo | Tensión de carga V/Elem. |
|--|--|
| Trabajo continuo en paralelo batería-cargador. Por ejemplo: energía de reserva, control y maniobra, sistemas de señalización y alarma, etc., donde es posible disponer de un cargador conectado siempre a la red. En servicio normal no hay descargas o éstas son aisladas y cortas. Cuando falla la red la batería se descarga total o parcialmente. | Carga de flotación 1.40 ± 0.02 Carga rápida 1.55 - 1.65 |
| Trabajo discontinuo en paralelo batería-cargador. Por ejemplo: trabajo en tampón, en el que la intensidad de salida excede temporalmente de la intensidad del cargador. Otro ejemplo es el alumbrado de trenes, donde el cargador no trabaja continuamente. | 1.50 - 1.60 |
| Carga antes de la puesta en servicio El tiempo de carga depende de la limitación de corriente del cargador. Por ejemplo: 20 h para corriente limitada a $0.1 \times C$ amp. 10 h para corriente limitada a $0.2 \times C$ amp. | 1.60 - 1.65 |

Hay otros tipos de servicio en los que la carga de la batería se efectúa en régimen de intensidad constante.

En tales casos recomendamos: Para carga a fondo: 0.1 - 0.2 A/Ah. Para carga de mantenimiento: 0.8 - 1 mA/Ah.

Si las unidades mencionadas son más altas de las que los servicios conectados a la batería pueden soportar, la tensión de salida puede reducirse por medio de bobinas de salida de tensión.



Disponemos de un programa completo de cargadores, tanto en forma de unidades separadas o bien en conjunto con la batería y el cargador. Con mucho gusto le daremos información si lo desea.

Especificaciones sujetas a alteración sin aviso previo.



NIFE de México, S.A. de C.V.

San Luis Tlaticpac No. 25
Parque Industrial Naucalpan
Estado de México
Tel. 676 2811

Apartado Postal 34
Telex: 1777352 NIFEME

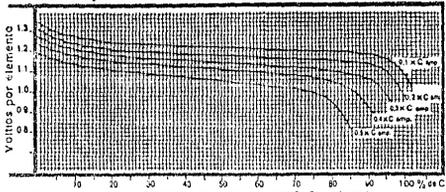
01-01-8008

Datos de rendimiento a 25°C

| Elemento tipo | Capacidad nominal (Ah) | 1.4 voltios por elemento | | | | | | 1.0 voltios por elemento | | | | | | |
|---------------|------------------------|--------------------------|------|------|------|------|------|--------------------------|------|------|------|------|------|------|
| | | 1 | | 2 | | 3 | | 1 | | 2 | | 3 | | |
| | | h | A | h | A | h | A | h | A | h | A | h | A | |
| RAA 1 | 10 | 5.05 | 1.15 | 1.31 | 2.11 | 1.54 | 3.05 | 1.1 | 1.21 | 1.25 | 3.35 | 1.9 | 1.9 | |
| RAA 2 | 15 | 1.81 | 2 | 2 | 3.6 | 4.4 | 1.29 | 1.9 | 2.11 | 2.21 | 4.93 | 3 | 3 | |
| RAA 3 | 30 | 2.9 | 2.3 | 2.3 | 3.8 | 3.7 | 2.75 | 3 | 3.72 | 3.9 | 7.1 | 4.7 | 10.8 | |
| RAA 4 | 45 | 4.3 | 3.1 | 3.0 | 3.8 | 3.9 | 3.28 | 4.8 | 5.8 | 6.1 | 10.8 | 10.1 | 13.9 | |
| RAA 5 | 60 | 5.7 | 3.1 | 3.0 | 3.8 | 3.9 | 3.28 | 6 | 7.6 | 7.8 | 11.6 | 11.9 | 15.1 | |
| RAA 10 | 80 | 6.1 | 11.7 | 11.6 | 1.29 | 2.6 | 2.9 | 8.9 | 11.8 | 11.2 | 25.3 | 27.4 | 32.3 | |
| RAA 15 | 115 | 11 | 11 | 11.7 | 37 | 39 | 32 | 24.8 | 18.8 | 18.8 | 34.1 | 29.4 | 30.3 | 43.8 |
| RAA 20 | 135 | 16.8 | 20.4 | 31 | 27 | 15 | 6.1 | 37.8 | 21.7 | 31.9 | 45.8 | 47.8 | 54 | |
| RAA 25 | 150 | 16.7 | 24 | 38 | 43 | 30 | 4.3 | 27.8 | 28.4 | 38.8 | 48.6 | 49 | 78 | |
| RAA 30 | 21 | 27 | 42.4 | 48.8 | 58 | 71 | 37 | 38.8 | 41.4 | 45 | 68 | 94 | | |
| RAA 35 | 25 | 24 | 29.8 | 44 | 51.8 | 60.8 | 73 | 25 | 31 | 42.1 | 50 | 78 | | |
| RAA 40 | 30 | 24 | 34 | 41 | 49 | 58 | 69 | 29 | 36 | 46 | 52 | 80 | | |
| RAA 45 | 30 | 30.8 | 27.8 | 50.8 | 47.8 | 52.8 | 56 | 31 | 36.7 | 42 | 79 | 81 | | |
| RAA 50 | 35 | 31.6 | 41 | 42 | 71 | 95 | 108 | 34 | 41 | 48 | 83 | 103 | | |
| RAA 55 | 40 | 46 | 32 | 63.8 | 102 | 118 | 113 | 41.8 | 41 | 62 | 102 | 112 | | |

La capacidad nominal de cada elemento es el promedio de 10 horas hasta una tensión final de 1.0 Voltios, después de una carga de 1 hora con 23°C am. Temperatura de la celda: -20°C.

Curvas típicas de descarga a 25°C



Estas curvas muestran tensiones por elemento a diferentes regímenes de descarga. C = Capacidad nominal.

Descargas de muy larga duración

| Tiempo de descarga h | % de capacidad nominal obtenible |
|----------------------|----------------------------------|
| 24 | 103 |
| 60 | 112 |
| 72 | 113 |
| 100 | 114 |

Cuando la batería se descarga durante períodos de más de 10 horas, de una capacidad algo mayor que la indicada en las tablas. También la tensión media de descarga es mayor.

| Elemento tipo | Capacidad nominal (Ah) | 1.05 voltios por elemento | | | | | | 1.00 voltios por elemento | | | | | |
|---------------|------------------------|---------------------------|------|------|------|------|------|---------------------------|------|------|------|------|------|
| | | 1 | | 2 | | 3 | | 1 | | 2 | | 3 | |
| | | h | A | h | A | h | A | h | A | h | A | h | A |
| RAA 1 | 10 | 1.01 | 1.38 | 1.60 | 1.4 | 1.02 | 3.05 | 1.02 | 1.37 | 1 | 2.41 | 3.18 | 4.52 |
| RAA 2 | 15 | 1.72 | 2.04 | 2.21 | 2.29 | 2.12 | 4.7 | 1.72 | 2.18 | 2.4 | 4.2 | 5.4 | 7.3 |
| RAA 3 | 30 | 3.02 | 3.18 | 3.4 | 3.7 | 3.1 | 7.1 | 3.1 | 3.68 | 3.81 | 7.4 | 9.5 | 13 |
| RAA 4 | 45 | 4.56 | 4.87 | 5.08 | 4.8 | 4.8 | 5.8 | 4.58 | 5.7 | 6 | 11.1 | 11.3 | 15.4 |
| RAA 5 | 60 | 6.00 | 7.58 | 8.13 | 7.4 | 7.4 | 7.5 | 6.1 | 7.6 | 8 | 14.8 | 15.1 | 21.8 |
| RAA 10 | 80 | 8.8 | 12 | 12.8 | 12.4 | 12 | 13.6 | 8.1 | 11.1 | 11 | 23.8 | 25.2 | 35.2 |
| RAA 15 | 115 | 12.8 | 18.8 | 19.8 | 20 | 21.8 | 19 | 13.8 | 18.8 | 20 | 30.8 | 36.4 | 51 |
| RAA 20 | 135 | 17.7 | 22 | 24 | 22 | 22 | 22 | 18.8 | 23.8 | 25 | 43.4 | 46 | 64 |
| RAA 25 | 150 | 17.7 | 24 | 26 | 24 | 24 | 24 | 18.8 | 23.8 | 25 | 43.4 | 46 | 64 |
| RAA 30 | 210 | 24 | 29.8 | 31 | 27 | 15 | 6.1 | 37.8 | 21.7 | 31.9 | 45.8 | 47.8 | 54 |
| RAA 35 | 240 | 24 | 34 | 41 | 49 | 58 | 69 | 29 | 36 | 46 | 52 | 80 | |
| RAA 40 | 300 | 30.8 | 27.8 | 50.8 | 47.8 | 52.8 | 56 | 31 | 36.7 | 42 | 79 | 81 | |
| RAA 45 | 350 | 31.6 | 41 | 42 | 71 | 95 | 108 | 34 | 41 | 48 | 83 | 103 | |
| RAA 50 | 400 | 46 | 32 | 63.8 | 102 | 118 | 113 | 41.8 | 41 | 62 | 102 | 112 | |

Dimensiones

| Elemento tipo | Ancho mm | Alto mm | Largo de los bloques/celdas en mm. para 9-10 pos. | | | | | | | | | | Peso por bloque / celda kg | Centro bloques / celdas mm | | |
|---------------|----------|---------|---|-----|-----|-----|-----|---|---|---|---|----|----------------------------|----------------------------|-----|------|
| | | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | | | | |
| RAA 1 | 35 | 144 | 81 | 137 | 155 | 226 | 374 | | | | | | | 468 | 0.8 | 0.07 |
| RAA 2 | 50 | 216 | 117 | 157 | 157 | 221 | 274 | | | | | | | 456 | 1.3 | 0.18 |
| RAA 3 | 130 | 218 | 91 | 137 | 142 | 229 | 374 | | | | | | | 468 | 1.8 | 0.3 |
| RAA 4 | 115 | 318 | 121 | 181 | 181 | 245 | 303 | | | | | | | | 8 | 0.48 |
| RAA 5 | 115 | 368 | 121 | 181 | 181 | 245 | 303 | | | | | | | | 8 | 0.48 |
| RAA 10 | 115 | 508 | 181 | 231 | 232 | 319 | | | | | | | | | 8 | 0.48 |
| RAA 15 | 115 | 558 | 201 | 251 | | | | | | | | | | | 8 | 0.48 |
| RAA 20 | 115 | 558 | 201 | 251 | | | | | | | | | | | 8 | 0.48 |
| RAA 30 | 115 | 708 | 251 | 303 | 303 | 319 | | | | | | | | | 8 | 0.48 |
| RAA 40 | 115 | 708 | 251 | 303 | 303 | 319 | | | | | | | | | 8 | 0.48 |
| RAA 50 | 115 | 708 | 251 | 303 | 303 | 319 | | | | | | | | | 8 | 0.48 |
| RAA 55 | 115 | 708 | 251 | 303 | 303 | 319 | | | | | | | | | 8 | 0.48 |
| RAA 60 | 115 | 708 | 251 | 303 | 303 | 319 | | | | | | | | | 8 | 0.48 |
| RAA 75 | 115 | 708 | 251 | 303 | 303 | 319 | | | | | | | | | 8 | 0.48 |
| RAA 100 | 115 | 708 | 251 | 303 | 303 | 319 | | | | | | | | | 8 | 0.48 |

... Para más datos por favor consultar las especificaciones, multicelulas disponibles y para más datos ir a la página 8 de este manual.

Carga

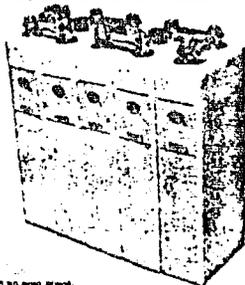
El modo de operación más frecuente es en paralelo, es decir, la batería y el cargador están conectados en paralelo, formando una fuente de energía ininterrumpida. Como regla general,

la batería se carga entonces en régimen de tensión constante. La temperatura ambiente normal es de 25 °C. Se recomiendan las siguientes tensiones por elemento:

| Condiciones de trabajo | Tensión de carga V/Elem. |
|--|--|
| Trabajo continuo en paralelo, batería-cargador. Por ejemplo: energía de reserva, control y maniobra, arranque de motores estacionarios, etc., donde es posible disponer de un cargador conectado siempre a la red. En servicio normal no hay descargas o éstas son aisladas y cortas. Cuando falla la red la batería se descarga total o parcialmente. | Carga de flotación 1.40 ± 0.02 Carga rápida $1.56 - 1.60$ |
| Trabajo discontinuo en paralelo batería-cargador. A. Por ejemplo: arranque de motores, donde no se dispone de carga de la red. Carga por generador. En servicio normal hay descargas cortas y muy fuertes y descargas continuas y muy débiles. B. Por ejemplo: trabajo en tampón, en el que la intensidad de salida excede temporalmente de la intensidad del cargador. Otro ejemplo es el alumbrado de trenes, donde el cargador no trabaja continuamente. | $1.50 - 1.55$ $1.55 - 1.60$ |
| Carga antes de la puesta en servicio. El tiempo de carga depende de la limitación de corriente del cargador. Por ejemplo: 20 h para corriente limitada a $0.1 \times C$ amp. 10 h para corriente limitada a $0.2 \times C$ amp. | 1.80 |

Ver otros tipos de servicios en los que la carga de la batería se efectúa en régimen de tensión constante.
 En la siguiente recomendación: Para carga a fondo: 0.1 - 0.2 A/Ah. Para carga de mantenimiento: 0.8 - 1 mA/Ah.

Si las tensiones mencionadas son más altas de las que los servicios mencionados a la misma potencia permiten, la tensión de carga puede reducirse por medio de dispositivos de ajuste de tensión.



Disponemos de un programa completo de servicios, bien en forma de unidades modulares o bien en montaje en los que se incluye la batería y el cargador. Con mucho gusto les ofrecemos información a la medida.

Escuchadnos antes si servimos en otro país.



NIFE de México, S. A. de C. V.

San Luis Tlaticco No. 25
 Parque Industrial Naucalpan
 Estado de México
 Tel. 578-2611

Apartado Postal 34
 Telex: 1777352 NIFEME

01-02-8006

Monterrey, Chloida, S. A. de C.V.



ACUMULADORES

Monterrey
CON CALIFICACION DE ISO 9001

CHLOIDA

| GRUPO BCI | TIPO | VOLTAJE | DIMENSIONES (CM) | BOT. ELECT. | A. H. 20 HRS. |
|-----------|--------|---------|--------------------|-------------|---------------|
| 1 | 815 | 6 | 23.0 x 17.5 x 19.5 | 3 | 100 |
| 1 | 815-17 | 6 | 23.0 x 17.0 x 19.5 | 3 | 115 |
| 2 | 1017 | 6 | 26.0 x 17.5 x 19.5 | 3 | 115 |
| 2E | E1017 | 6 | 49.0 x 10.0 x 20.5 | 3 | 115 |
| GC2 | F1019 | 6 | 26.0 x 18.0 x 24.0 | 4 | 176 |
| 4 | 621 | 6 | 31.0 x 17.0 x 19.5 | 4 | 140 |
| 5D | 623 | 6 | 37.0 x 18.5 x 20.0 | 4 | 168 |
| 1-8V | 8V15 | 8 | 26.5 x 18.0 x 20.5 | 4 | 100 |
| 5-8V | 821 | 8 | 48.5 x 18.5 x 24.5 | 8 | 155 |
| 22F | C1207 | 12 | 22.5 x 17.0 x 19.5 | 3 | 42 |
| 24 | 1209 | 12 | 26.0 x 17.0 x 20.0 | 3 | 56 |
| 24 | 1209P | 12 | 26.0 x 16.6 x 20.7 | 3 | 60 |
| 24F | E1209 | 12 | 26.0 x 17.0 x 20.0 | 3 | 56 |
| 22NF | F1209 | 12 | 24.0 x 14.0 x 20.5 | 2 | 40 |
| 42 | W1209 | 12 | 24.5 x 17.5 x 15.0 | 2 | 49 |
| 3EE | 1211 | 12 | 49.0 x 11.0 x 20.0 | 4 | 75 |
| 27 | F1211 | 12 | 30.5 x 17.0 x 20.5 | 4 | 70 |
| 27 | C1211P | 12 | 26.0 x 16.6 x 20.7 | 3 | 71 |
| 29NF | F1213 | 12 | 32.0 x 14.0 x 20.5 | 3 | 60 |
| 30H | J1213 | 12 | 34.0 x 17.5 x 21.0 | 4 | 92 |
| 16TF | F1215 | 12 | 40.5 x 18.0 x 25.5 | 6 | 135 |
| 4DLT | F1221 | 12 | 51.0 x 21.0 x 18.0 | 7 | 130 |
| 8D | 1225 | 12 | 52.0 x 28.0 x 22.0 | 10 | 190 |
| 8D | 1227 | 12 | 52.0 x 28.0 x 22.0 | 10 | 206 |

BIBLIOGRAFIA:

- 1).- SWITCHING AND LINEAR
POWER SUPPLY
POWER CONVERTER DESIGN
Abraham I. Pressman.
Hayden Book Company Inc.

- 2).- DISEÑO PRACTICO DE FUENTES
DE PODER.
Centro de Educación Continua
División de Estudios Superiores
de la Facultad de Ingeniería UNAM.

- 3).- DISEÑO DE UNA FUENTE CONMUTADA.
Tesis de Maestria
Ing. Arturo G. Hermosillo M.

- 4).- PROGRESS
Journal Of Semiconductor
Fairchild.
Marzo/Abril 1979

- 5).- SWITCHING POWER SUPPLIES
DESIGN CONSIDERATIONS
Eugene R. Hnatek
Monolithic Memories Inc.

- 6).- UNIVERSAL SWITCHING REGULATOR
DIVERSIFIED POWER SUB-SYSTEM
APPLICATIONS
Russell J. Apfel and David B. Jones.
Computer Design Marzo 1978
- 7).- MANUAL DE REGULADORES DE VOLTAJE
Fairchild Marzo 1978.
- 8).- SMPS TRANSFORMER DESIGN MANUAL
Ferroxcube - Ampere Electronic Corp.
(North American Philips Company).
- 9).- MANUAL DE SEMICONDUCTORES DE SILICIO
Texas Instrument.
Edicion 77/78
- 10).- THE LINEAR CONTROL CIRCUITS
DATA BROOK
Texas Instrument.
- 11).- MANUAL DE SEMICONDUCTORES APESA
Electronica S.A. de C.V.
- 12).- CMOS DATABOOK
National Semiconductor.

- 13).- BATTERIES AND ENERGY SYSTEMS
Charles L. Mantell
Mc Graw Hill

- 14).- SOLAR POWER FOR TELECOMMUNICATIONS
M.R. Mack
T. J. A. Vol 29/No 1/1979

- 15).- SUMINISTRO DE ENERGIA POR CELULAS
SOLARES.
A. Serra
Per. Ind.

- 16).- ARCO SOLAR INC.
Boletin: KDP 101R-5/80, O48 Rev. 05-80
y 0463-80 Rev.0

- 17).- SOLAR ELECTRIC GENERATOR SYSTEMS
Principles of Operation and
Design Concepts.
Solar Power Corp.

- 18).- DISEÑO Y OPERACION DE SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS
Centro de Investigación y Estudios
Avanzados IPN.

19).- MAKING AND USING ELECTRICITY

FROM THE SUN

Solarex Corp.

Tab. Books/No 1118