

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

TESIS DE GRADO

"SISTEMA DE ALUMBRADO DE EMERGENCIA CON
LAMPARAS FLUORESCENTES EN BASE A BATERIAS"

Por: ADOLFO LOZA ARGUELLO

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

Quito, Julio de 1978

Certifico que el presente
trabajo ha sido realizado
en su totalidad por el se
ñor Adolfo Loza Arguello.

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'NELSON E. DIAZ MONCAYO', written in a cursive style.

ING. NELSON E. DIAZ MONCAYO
Director de Tesis

DEDICATORIA

A mi Esposa y mis dos Hijos

A mis Padres y Hermanos

A mis Amigos

AGRADECIMIENTO

A todos los que contribuyeron
para el feliz éxito de esta Tesis

..... Sólo mi corazón sabe quienes
fueron y en que medida me ayudaron.

I N D I C E

PAGINA

CAPITULO I.- GENERALIDADES

INTRODUCCION	1
1-1 Descripción del Sistema	2
1-1.1 El Cargador de Baterías	2
1-1.2 El Regulador de Voltaje y Sistemas de Protección	2
1-1.3 El Inversor	3
1-1.4 Sistema de Conmutación	3
1-1.5 Las Baterías	3
1-1.6 La Resistencia de Carga Lámparas Fluorescentes	4
1-2 Características del Sistema	4
1-2.1 Del Cargador de Baterías	4
1-2.2 Del Regulador de Voltaje y Sistemas de Protección	5
1-2.3 Del Inversor	6
1-2.4 Del Sistema de Conmutación	6
1-2.5 De las Baterías	6
1-2.6 De la Resistencia de Carga	7

CAPITULO II. DISEÑO Y CONSTRUCCION

2-1 Diseño del Cargador de Baterías	8
-------------------------------------	---

2-1.1	Cargador de Baterías a Corriente Constante	9
2-1.2	Cargador de Baterías a Voltaje Constante	10
2-1.3	Cargador de Baterías de Relación Múltiple a Voltaje Constante	11
2-1.4	Cargador de Baterías Usando SCRs.	13
2-2	Diseño del Regulador de Voltaje y Sistemas de Protección	34
2-2.1	Regulador en Serie	36
2-2.2	Regulador en Paralelo	37
2-2.3	Características y Diferencias, entre Reguladores Serie y Paralelo	38
2-2.3.1	Regulador de Tensión Serie	38
2-2.3.2	Regulador de Tensión Paralelo	38
2-2.4	Sistemas de Protección	41
2-2.4.1	Protección contra sobrecargas	41
2-2.4.2	Protección contra bajas tensiones de la Batería	43
2-2.5	Diseño del Regulador Serie con Protecciones, Utilizado en el Sistema	45
2-2.5.1	Diseño del Regulador Serie	46
2-2.5.2	Diseño de la Protección de Corriente Máxima de Sobrecarga	54

2-2.5.3	Diseño de la Protección de Baja Tensión en las Baterías	54
2-3	Diseño del Inversor	65
2-3.1	El Multivibrador Biestable	66
2-3.2	El Multivibrador Monoestable	69
2-3.3	El Multivibrador Astable	72
2-3.4	Diseño del Inversor usado en el Sistema	79
2-4	Diseño del Sistema de Conmutación	91
2-5	Uso de Lámparas Fluorescentes y Baterías	94
2-5.1	Lámparas Fluorescentes	94
2-5.2	Baterías o Acumuladores	111
2-5.3	Capacidad de los Acumuladores	114
CAPITULO III. <u>RESULTADOS Y CONCLUSIONES</u>		
3-1	Análisis de los Resultados Experimentales obtenidos	124
3-2	Problemas Tecnológicos de Construcción	126
3-3	Conclusiones y Recomendaciones	128
BIBLIOGRAFIA		129

SISTEMA DE ALUMBRADO DE EMERGENCIA CON LAMPARAS
FLUORESCENTES EN BASE A BATERIAS

C A P I T U L O I

GENERALIDADES

INTRODUCCION

El presente estudio materia de esta tesis, pretende fundamentalmente satisfacer una urgente necesidad, - muy común en nuestro medio y en nuestro tiempo - como es, dar una solución sencilla y a la vez efectiva a las continuas faltas del fluido eléctrico "Apagones". Si bien el objetivo primordial es el mencionado, puede también encontrarse en el sistema, aplicación práctica para: alumbrado portátil móvil, para vehículos, embarcaciones y aún para, alumbrado en lugares donde no hay servicio de energía eléctrica como: el campo, lugares de excursión, etc.

Se ha escogido el alumbrado por medio de lámparas fluorescentes, debido a la alta eficacia luminosa que presenta frente a las lámparas de tungsteno (incandescentes), en similares condiciones de consumo de energía eléctrica en relación a la luminosidad obtenida y finalmente, el sistema está basado en el uso de baterías, por constituir éstas el medio más idóneo como fuentes auxiliares de energía.

1-1. DESCRIPCION DEL SISTEMA

El sistema se expresa mediante el siguiente diagrama de bloques y consta fundamentalmente de:

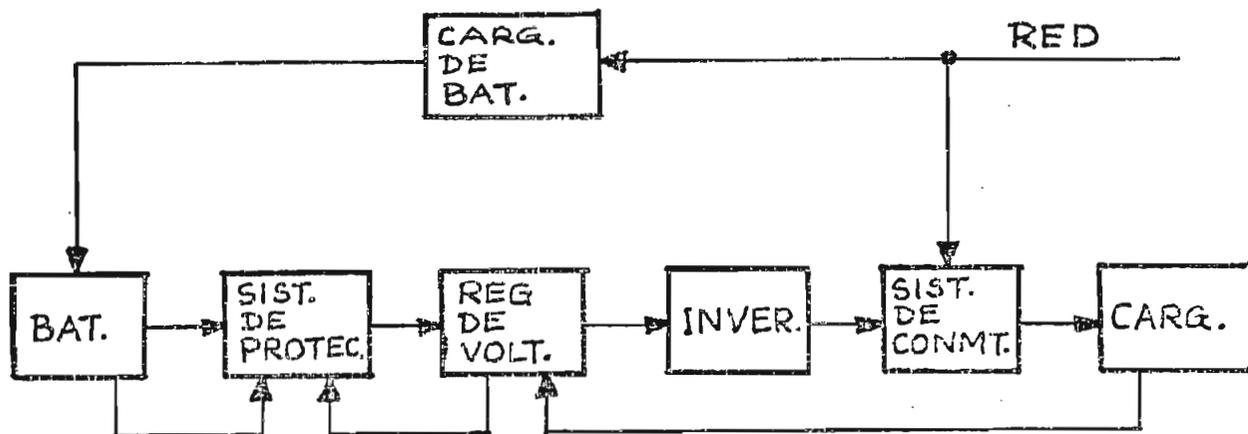


Figura 1

1-1.1. El Cargador de Baterías: Se requiere para restituir la energía que entregan las baterías para el alumbrado de emergencia cuando se dispone de energía en la red y cesa su operación cuando desaparece la tensión en la línea.

1-1.2. El Regulador de Voltaje: Se ha incluido dentro del sistema con el objeto de que, manteniendo constante la tensión de alimentación al inversor, no varíen las condiciones de operación de éste.

Conjuntamente con el circuito regulador se ha incorporado un Sistema de Protección, que tiene la finalidad de desconectar el suministro de energía a la resisten

cia de carga, cuando:

- a) Las baterías disminuyan la tensión durante la descarga, disminución que hay que evitar que sobrepase cierto límite determinado para mantener los acumuladores en buen estado.
- b) Una corriente tiende a circular en forma excesiva fuera de los límites permisibles, debido a cualquier causa.

1-1.3. El Inversor: Tiene la función importante y central del sistema, de transformar la potencia de corriente continua de la batería en corriente alterna necesaria para el encendido de las lámparas fluorescentes.

1-1.4. Se ha incorporado un Sistema de Conmutación entre la resistencia de carga y la fuente de energía auxiliar, con el objeto de que, las lámparas fluorescentes funcionen normalmente con la tensión de la red y sólo en ausencia de ésta, se conmute al alumbrado con la energía que proviene de las Baterías. Cuando se disponga nuevamente del fluido eléctrico debe restituir el sistema de suministro normal para que sigan operando las lámparas.

1-1.5. La Batería constituye la fuente de energía en ausencia de la red, mediante la cual, se acumula energía

eléctrica con el fin de poder consumirla en el momento oportuno en el encendido de los tubos fluorescentes.

1-1.6. La resistencia de carga de acuerdo con la finalidad específica del sistema, lo constituyen las lámparas fluorescentes. El diseño tenderá a que éstas alumbrén en el caso de emergencia señalado bajo las mismas condiciones de operación convencionales. Alternativamente, también puede emplearse el sistema para alimentar equipos que requieren de corriente alterna, tales como: pequeños motores, receptores de radio y televisión, etc.

1-2. CARACTERISTICAS DEL SISTEMA:

Como habíamos anotado anteriormente, "El Sistema de alumbrado de emergencia con lámparas fluorescentes en base a baterías", tiene que ser un sistema sencillo y estar diseñado de tal manera que se acople al sistema usual de alumbrado con lámparas fluorescentes, sin hacer ninguna modificación al circuito existente.

1-2.1. Cargador de Baterías.

El Cargador de Baterías estaría caracterizado, en cuanto a tensiones se refiere, por los siguientes valores:

- Tensión nominal en circuito abierto $E_B = 24\text{Voltios}$
- Tensión mínima de la batería $E_{BL} = 22\text{Voltios}$
- Tensión máxima de la batería $E_{BH} = 26\text{Voltios}$

En cuanto a corrientes, se ha previsto una corriente de carga promedio $I_{AV} = 4$ Amperios y un valor máximo de pico admisible $I_M = 20$ Amperios.

1-2.2. Regulador de Voltaje y Sistemas de Protección.

- a) Debido a las fluctuaciones de voltaje de la batería durante la descarga, se ha incluido un Regulador Serie, de Voltaje para corriente continua con el fin de evitar que éstas variaciones de tensión afecten al encendido de las lámparas. En el Regulador tendríamos: a la entrada una tensión que varía entre $21,6^V$ y $26,4^V$ respectivamente y a la salida 18^V constantes. Se considera además una corriente de salida semejante a $5,5$ Amperios.
- b) Los Sistemas de Protección cumplirían los requerimientos de desconectar el sistema: Primero, cuando la tensión de la batería disminuya más allá de los 22 Voltios, y Segundo, cuando exista una corriente de salida mayor de los $5,5$ Amperios. En estas circunstancias a la salida del Regulador en lugar de 18 Voltios tendremos una tensión al rededor de cc

ro Voltios.

1-2.3. Inversor.

La transformación de corriente continua a alterna lo conseguimos con el inversor, que en su versión más simple se ha considerado un Multivibrador Aestable, con un sistema de amplificación de corriente y una elevación de tensión, con lo cual, tendremos en la resistencia de carga una tensión alterna de onda cuadrada a la frecuencia de 60 Hz. Esta forma de onda reduce además el efecto Estroboscópico de las lámparas fluorescentes. Para el inversor consideraremos una entrada de 18 Voltios como V_{CC} , para disponer en la resistencia de carga 120 Voltios RMS y una corriente de 0,564 Amperios.

1-2.4. Sistema de Conmutación.

Se ha diseñado la Conmutación empleando un Relé de corriente continua activado por la red, mediante el cual se comanda el cambio de alimentación según esté o no energizada la bobina, según la presencia de la tensión en la línea.

1-2.5. Batería.

Disponiendo de 2 baterías de capacidad igual a 70

Amp-hora cada una y conectadas en serie con el objeto de duplicar la tensión y disminuir la corriente a 5,126 Amperios, según la potencia considerada, se asegura un tiempo de descarga mayor.

1-2.6. Resistencia de Carga.

Las lámparas fluorescentes utilizadas como resistencias de carga pueden ser de 10; 15; 20 y 40 Vatios en diferentes combinaciones hasta una potencia de 50 Vatios, debiéndose considerar que las tres primeras lámparas necesitan para su encendido una reactancia o ballast que consume 5 Vatios, y la lámpara de 40 Vatios requiere de un autotransformador que consume alrededor de 10 Vatios. Las lámparas fluorescentes necesitan de un arrancador de acuerdo a la potencia y que sirve para el precalentamiento de los cátodos de la lámpara, para facilitar su encendido. Debido a los accesorios empleados en el encendido de las lámparas hay que considerar un factor de potencia ($\cos \varphi$) alrededor de 0,73.

C A P I T U L O I I

DISEÑO Y CONSTRUCCION

2-1. DISEÑO DEL CARGADOR DE BATERIAS

Para cualquier Cargador de Baterías el requerimiento fundamental es que, el voltaje de salida en circuito abierto debe exceder al voltaje terminal sin carga de la batería que está siendo cargada. La diferencia del voltaje dividida para la impedancia total del circuito, determina la corriente de carga.

Un valor de corriente grande, permite una carga rápida que puede tender a la producción de gas, elevación de la temperatura, evaporación electrolítica, lo cual puede ocasionar un daño prematuro de la batería. Así también, una corriente pequeña retarda la carga, pudiendo llegarse al caso de no conseguir ningún almacenamiento de energía especialmente a temperaturas bajas. La selección y el mantenimiento de una corriente de carga conveniente, son evidentemente las primeras consideraciones que hay que estimar para lograr un comportamiento aceptable y larga vida de la batería.

Existen tres sistemas básicos de cargadores fundamentalmente para uso general, cada uno de ellos representa un

compromiso diferente entre los varios factores de costo y ejecución.

Para la carga de una batería sólo puede usarse corriente continua. Si se dispone de corriente alterna, ésta deberá ser convertida a corriente continua ya sea con rectificación de media onda u onda completa. El terminal positivo de la fuente de carga deberá conectarse al terminal positivo de la batería y el negativo al negativo, de manera que, la corriente de carga fluya por la batería en dirección opuesta a la corriente de descarga.

2-1.1. Cargador de Baterías a Corriente Constante.

En este sistema como su nombre lo indica, se mantiene constante la corriente de carga, controlando el voltaje de la fuente. Las variaciones en la corriente de carga debidas a las fluctuaciones de los parámetros de la batería son sorteados eficazmente, haciendo la impedancia de la fuente de carga grande, comparada con la impedancia nominal de la batería. La variación de los diferentes parámetros en función del tiempo, pueden verse en la Figura 2. Llamamos relación de carga a la variación de la corriente de carga respecto al tiempo.

Cuando se selecciona una relación de carga lo sufi-

cientemente alta para tener una carga rápida se debe

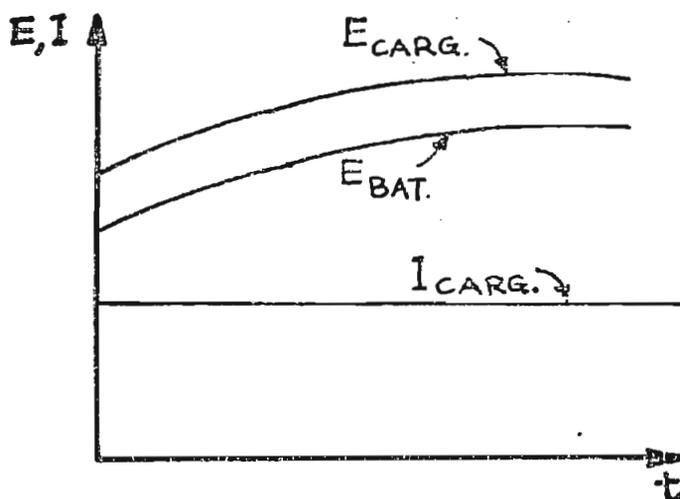


Figura 2

añadir algún recurso para limitar el tiempo de carga; de otra manera, puede ocurrir una sobrecarga a la batería y una evaporación electrolítica a la finalización del ciclo normal de carga. Este método es también efectivo para reducir las variaciones de la corriente de carga, debido a las variaciones del voltaje de la línea.

2-1.2. Cargador de Baterías a Voltaje Constante.

En esta modalidad se establece una corriente de carga excesivamente alta en el comienzo, debido a que existe en serie una pequeña resistencia que absorbe la diferencia de tensión entre la fuente y el bajo voltaje

de la batería descargada. Durante la carga y al ele-
varse gradualmente la tensión de la batería, la co-
rriente disminuye en forma rápida, razón por la cual,
éste metodo de carga es comparativamente lento.

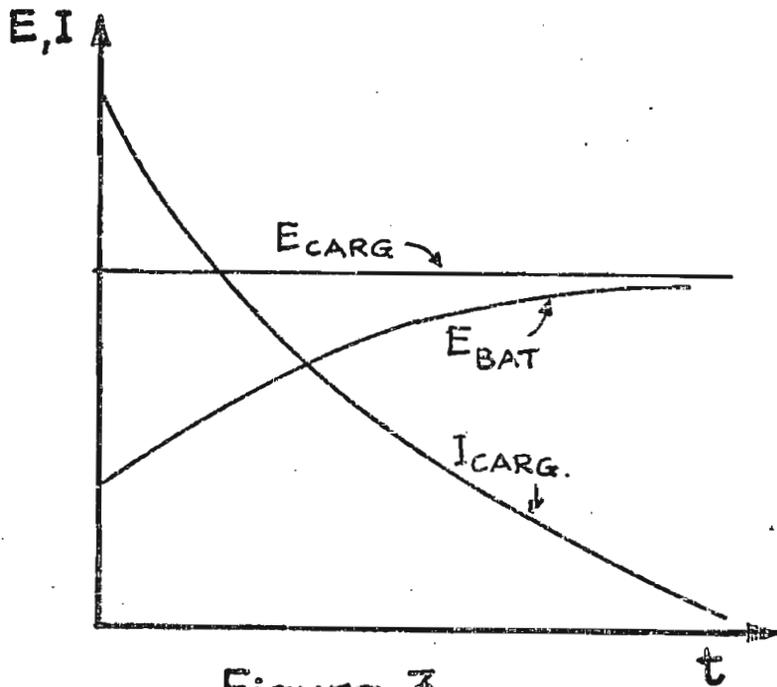


Figura 3

Se debe tener la precaución de compensar las variaciones
de voltaje de la línea, pues estas variaciones
por pequeñas que sean, producen grandes variaciones
en la corriente de carga.

La variación de los diferentes parámetros en función
del tiempo pueden verse en la figura 3.

2-1.3. Cargador de Baterías de Relación Múltiple a Voltaje Constante.

La operación aquí es similar a lo descrito en (2-1.2)

pero se diferencia en que el voltaje de la fuente se cambia en pasos graduales a medida que el ciclo de carga progresa. En esta forma se permite una relación de carga más baja al comienzo y una relación de carga más alta a la finalización del proceso.

La variación de los parámetros en función del tiempo pueden verse en la figura 4.

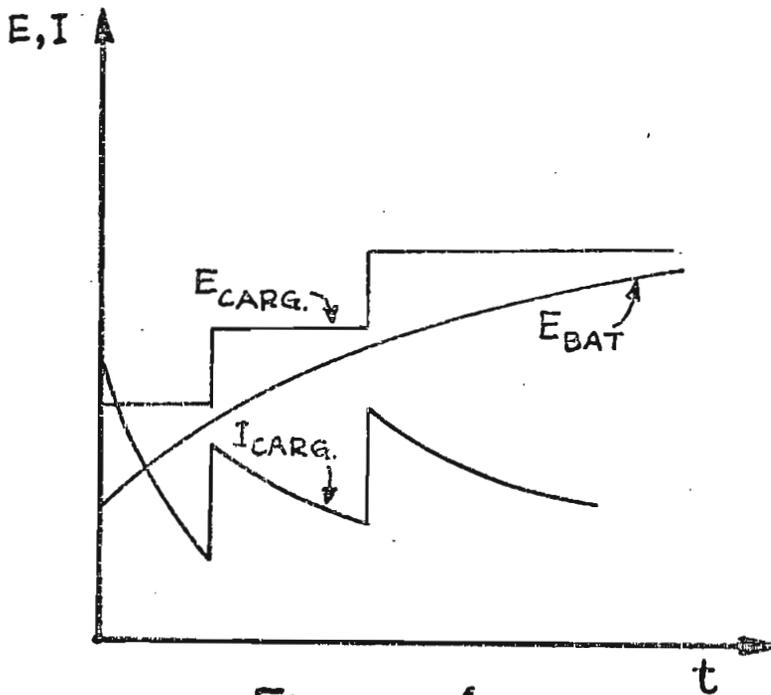


Figura 4

Los pasos mediante los cuales se eleva el voltaje de la fuente pueden ser variados tantas veces como se deseen, el problema radica en determinar ¿Cómo y cuando?, se deben efectuar. Las variaciones del voltaje de la línea pueden también considerarse molestosas durante el ciclo de carga a la batería.

2-1.4. Cargador de Baterías usando SCRs.

En la aplicación de Cargadores de Baterías el uso de SCRs es muy común; primero porque éste elemento es un excelente rectificador y como tal, es capaz de convertir directamente la potencia AC en DC necesaria para el proceso de carga; además, debido a que el SCR es un switch estático de potencia, se puede realizar con facilidad cualquiera de los cambios requeridos dentro del ciclo de carga que vimos anteriormente; finalmente, debido a la alta ganancia entre la entrada y salida se consigue una baja potencia y bajo costo para el circuito de control empleado.

Los SCRs son provechosos generalmente para satisfacer en forma económica la mayor parte de las necesidades de un cargador de baterías, especialmente cuando se emplean corrientes y voltajes elevados y con configuraciones relativamente simples.

El Cargador de Baterías empleado en el sistema, es un cargador que utiliza SCRs y presenta como característica durante el ciclo de carga los modos de voltaje y corriente constantes, descritos en los acápites anteriores. Se emplea un SCR para que cese la alimentación de la fuente cuando la batería llega a cargar-se completamente y la subida de voltaje en el acumula

dor que se obtiene en estas circunstancias, se aprovecha como una señal de control para iniciar la acción de desconexión de la carga. El Cargador de Baterías cuyo circuito correspondiente se tiene en la figura 5 está diseñado considerando los siguientes valores:

$$\begin{array}{lll} E_B = 24V & i_{AV} = 4 \text{ Amp} & R_B = 2 \times 0,02\Omega = 0,04\Omega \\ E_{BL} = 22V & I_M = 20 \text{ Amp (p)} & T_{\text{ambiente}} = 25^\circ\text{C} \\ E_{BH} = 26V & f = 60\text{Hz}; \omega = 377 & T = 16,67 \text{ m sg.} \end{array}$$

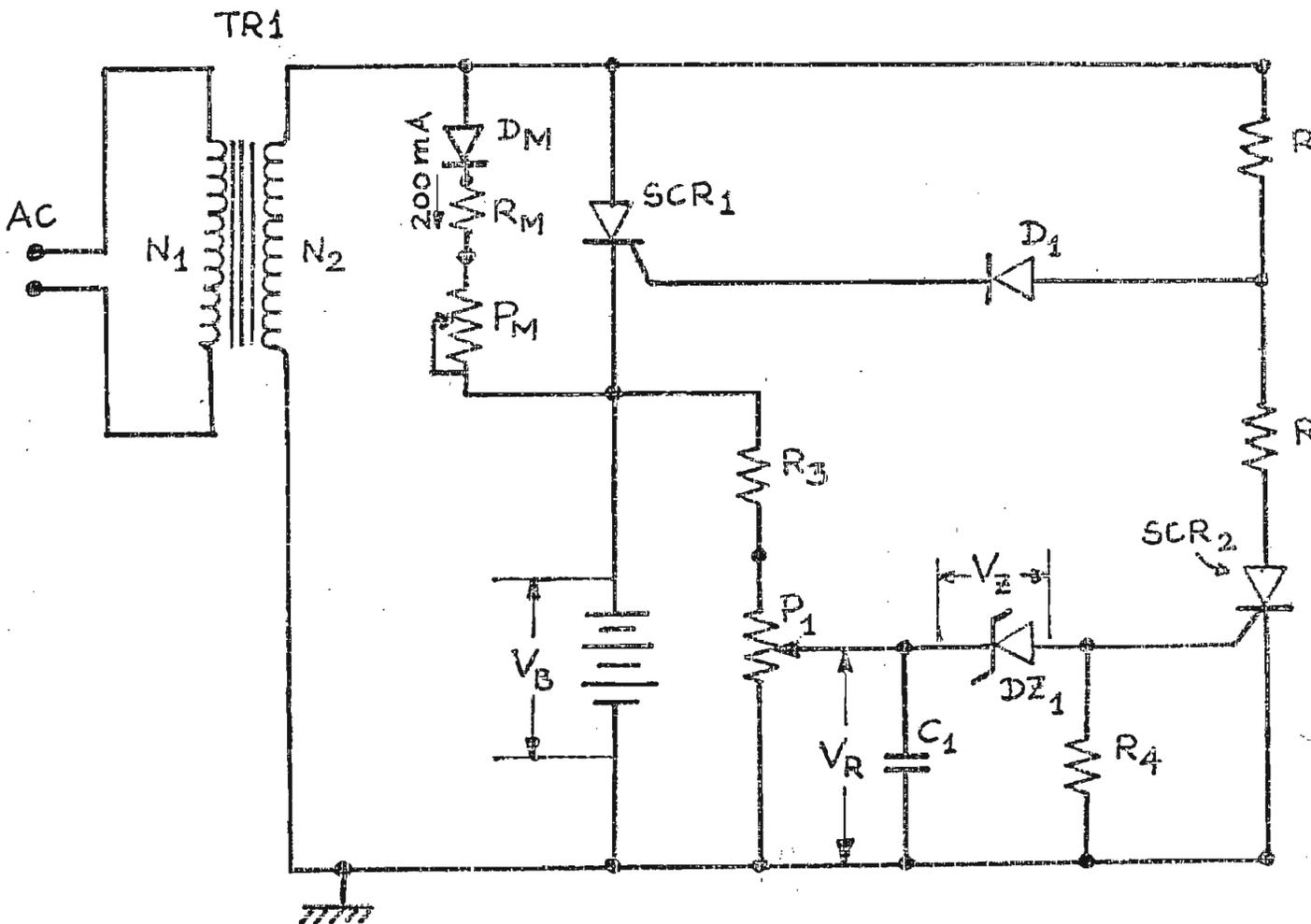


Figura 5

El arrollamiento secundario N2 del transformador de carga TR1, el SCR1 y la batería a ser cargada, están en serie en el circuito. Si se aplica una corriente de compuerta al SCR1 durante el semiciclo positivo de la entrada AC, se dispara el SCR1 y suministra una corriente de carga a la batería durante éste semiperíodo, al final del cual se apaga o se corta el SCR1. Si se suprime la corriente a la compuerta del SCR1 una vez que la batería ha sido cargada entonces, el proceso de carga cesa porque ya no puede más dispararse el SCR1 con los semiciclos positivos.

Cuando está bajo el voltaje de la batería el SCR1 se dispara en cada semiciclo a través de R1 y D1. Bajo éstas condiciones el voltaje de referencia V_R fijado con el potenciómetro P1 a un valor menor que el voltaje de ruptura V_Z del diodo zener DZ1, hace que el SCR2 no pueda dispararse o activarse en consecuencia, la carga se realiza normalmente a través del SCR1. A medida que la batería va alcanzando su carga completa, el voltaje en sus bornes se hace cada vez mayor con lo cual, V_R tiende a V_Z y la compuerta del SCR2 adquiere la señal adecuada para el disparo de este tiristor, este disparo es producido antes que el valor de tensión de la onda sinusoidal de entrada, haya alcanzado el valor suficiente que dispara al SCR1. Cuando el SCR2 conduce primero la acción del divisor de ten

sión formado por R1 y R2 mantiene al diodo D1, inversamente polarizado y por lo tanto el SCR1 permanece a pagado, con lo cual cesa la carga fuerte.

El cargador comenzará de nuevo a funcionar automáticamente, cuando V_R sea menor que V_Z .

En el circuito si se desea suministrar una carga lenta a la batería se añaden D_M ; R_M y P_M .

Para el diseño del Cargador de Baterías Controlado con SCRs, en la forma de media onda, llamemos:

E_{AC} = Voltaje Secundario (RMS) en circuito abierto que puede tener una variación de $\pm 10\%$, variación que también se considera en la línea o Voltaje Primario = $110V \pm 10\%$.

E_{ACH} = considerando un + 10%

E_{ACL} = considerando un - 10%

E_M = Voltaje Pico Secundario = $\sqrt{2} E_{AC}$

ϕ = Angulo cuando $e = 0$; y la iniciación de la conducción en el SCR1

L_S = Inductancia total efectiva de dispersión en el secundario.

R_S = Resistencia ohmica total del secundario del transformador.

R_B = Resistencia nominal de las baterías.

T = Período del voltaje de la fuente = $\frac{1}{f} = 16,67$
m sg. $\omega = 377$

$\frac{T_C}{2}$ = Intervalo del flujo de corriente.

Consideraremos que $T_C < T$.

E_B = Voltaje de la batería en circuito abierto.

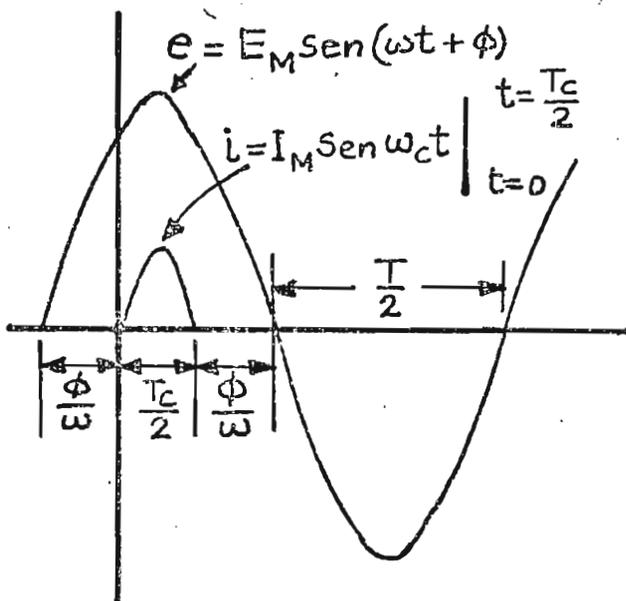


Figura 6

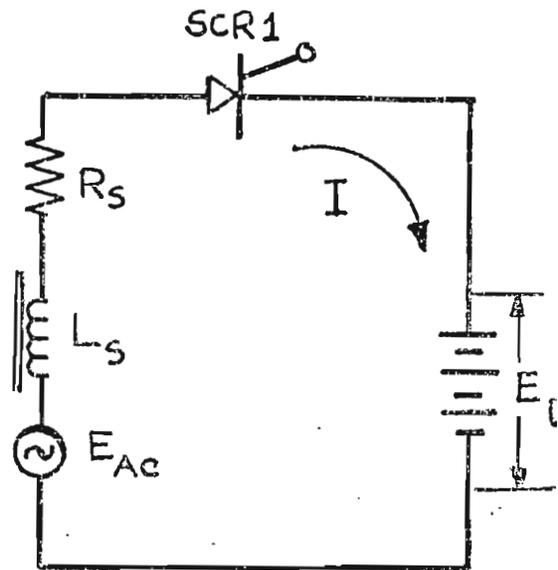


Figura 7

Una fuente de corriente constante es por naturaleza una fuente de alta impedancia. Una manera práctica para obtener la alta impedancia requerida es: construyendo el transformador de potencia con reactancias de dispersión, ésto es, separando deliberadamente el acoplamiento secundario; por ejemplo, bobinando el prima

rio sobre un lado del núcleo CI y el secundario sobre el otro; o también bobinando en un núcleo EI el primario en el cuello central y el secundario dividido en dos mitades en los cuellos de los extremos, para luego, conectar en serie éstos bobinados secundarios. En el transformador se deben evitar los efectos de saturación excesiva.

Cuando la impedancia de la fuente es reactiva la solución de la ecuación del lazo para i_{AV} , es difícil y tediosa y generalmente se requiere el uso de la computadora en la mayoría de los casos. Para el promedio de aplicaciones de Cargadores de Baterías se pueden realizar algunas asunciones conservativas y por lo tanto simplificaciones, tales como:

1) Asumimos que: la onda de corriente es en verdad una media onda sinusoidal con un período T_C menor que T y una frecuencia angular ω_C mayor que ω .

2) Asumimos que: $|\omega L_S| \gg R_S > R_B$ y reemplazamos ωL_S por una resistencia pura equivalente igual a R_E .

$$\textcircled{1} \quad iR_E + E_B = E_M \text{ Sen } (\omega t + \phi) \quad \left| \begin{array}{l} t = \frac{T_C}{2} \\ t = 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{cuyas for} \\ \text{mas de on} \\ \text{da son} \\ \text{las de la} \end{array}$$

figura anterior. 6

$$i = I_M \text{ Sen } \omega_C t \quad \left| \begin{array}{l} t = \frac{T_C}{2} \\ t = 0 \end{array} \right. \quad i_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T_C}{2}} I_M \text{ Sen } \omega_C t \times dt$$

$$i_{AV} = \frac{I_M}{T\omega_C} \int_0^{\pi} \text{Sen } \omega_C t \times d(\omega_C t) =$$

$$= \frac{I_M}{T\omega_C} \left[-\text{Cos } \omega_C t \right]_0^{\pi} = \frac{2I_M}{T\omega_C}$$

② $i_{AV} = \frac{2I_M}{T\omega_C}$; puesto que $\omega_C = \frac{2\pi}{T_C}$ donde,

$$i_{AV} = \frac{I_M T_C}{\pi T} \quad \text{③} \quad ; \quad \text{o tambi\u00e9n} \quad T_C = \frac{T \pi i_{AV}}{I_M} \quad \text{④}$$

Pero $\frac{T_C}{2} + 2 \frac{\phi}{\omega} = \frac{T}{2}$ o sea, $\frac{2\phi}{\omega} = \frac{T - T_C}{2}$ y

$$\phi = \frac{(T - T_C)\omega}{4} \quad \text{Como } \omega = \frac{2\pi}{T} \quad \text{entonces,}$$

$$\phi = \frac{2\pi - T_C\omega}{4} \quad \text{⑤} \quad \text{o,} \quad \phi = \frac{(T - T_C)\pi}{2T}$$

De la ecuaci\u00f3n ①, cuando $t = 0$; $i = 0$, entonces

$$E_B = E_M \text{ Sen } \phi \quad \text{o sea} \quad E_M = \frac{E_B}{\text{Sen } \phi} \quad \text{y como}$$

$$E_{AC(RMS)} = \frac{E_M}{\sqrt{2}} \quad E_{AC(RMS)} = \frac{E_B}{\sqrt{2} \text{ Sen } \phi} \quad \text{ó}$$

$$E_{AC(RMS)} = \frac{E_B}{\sqrt{2} \text{ Sen } \left(\frac{2\pi - \omega T_C}{4} \right)} \quad \text{⑥}$$

De la ecuación ① i es máxima = I_M , cuando $\text{Sen}(\omega t + \phi) = 1$ con lo cual $I_M R_E + E_B = E_M$;

$$R_E = \frac{E_M - E_B}{I_M} \quad ; \quad \text{pero } E_M = \sqrt{2} E_{AC(RMS)}$$

entonces ⑦. $R_E = \frac{\sqrt{2} E_{AC} - E_B}{I_M}$

en donde además $R_E = |\omega L_S|$

Las ecuaciones de diseño precedentes, asumen que la impedancia de la fuente es de naturaleza resistiva; pero la substitución de la reactancia de dispersión por una resistencia pura produce cambios en el comportamiento del circuito, por ejemplo, el tiempo de conducción del pulso de corriente se aumenta con el consecuente aumento de la corriente promedio de carga. En la práctica éste efecto es parcialmente anulado, por varios factores que se oponen tales como:

- 1) La resistencia del bobinado, la resistencia de la batería y las pérdidas de voltaje a través del SCR1 que fueron despreciadas en el análisis original; todos ellos tienden a reducir la corriente de carga.
- 2) El ángulo de conducción (y de aquí la corriente de carga) se reduce, porque el SCR1 no puede dispararse cuando $E_M \text{ Sen } \phi = E_B$.

Para que el SCR1 conduzca es necesario que $E_M \text{ Sen } \phi > E_B$.

En la práctica la compensación de los cambios en la conducción se consigue disponiendo en el primario del transformador TR1 terminales adicionales en 90% y 110% de N_1 , con el objeto de procurar la relación de vueltas más adecuada para conseguir éste propósito.

de la ecuación (4) ,

$$T_C = \frac{\pi \times 16,67 \text{ m sg} \times 4 \text{ Amp}}{20 \text{ Amp}} = 10,472 \text{ m sg.} ;$$

$$T_C = 10,472 \text{ m sg}$$

La corriente de carga promedio más alta, coincidirá con el voltaje más alto de línea y el voltaje más bajo de la batería, entonces: usaremos E_{ACH} con E_{BL} y

de la ecuación (6) tendremos:

$$E_{ACH} = \frac{E_{BL}}{\sqrt{2} \operatorname{Sen} \left(\frac{2\pi - \omega T_C}{4} \right)} =$$
$$= \frac{22V}{\sqrt{2} \operatorname{Sen} \left(\frac{2\pi - 2\pi \times 60 \times 10,472 \times 10^{-3}}{4} \right)} =$$

$E_{ACH} = 28,22 \text{ V}_{(RMS)}$ como E_{AC} es 10% menor, entonces

$$E_{AC} = \frac{28,22}{1,1} = 25,66 \text{ V}_{(RMS)} ; E_{AC} = 25,66 \text{ V}_{(RMS)}$$

De la ecuación (7) la resistencia equivalente de la fuente

$$R_E = \frac{\sqrt{2} E_{ACH} - E_{BL}}{I_M} = \frac{\sqrt{2} \times 28,22V - 22V}{20 \text{ Amp}} = 0,8955\Omega ;$$

$$R_E = 0,8955\Omega.$$

Entonces la inductancia de dispersión requerida para el transformador es $L_S = \frac{R_E}{\omega} = \frac{0,8955 \Omega}{377} = 2,3753 \text{ mH}$

La corriente de carga a través del SCR1 es en realidad aproximadamente una onda sinusoidal recortada, que tiene un valor pico de 20 Amp(p) y un valor pro

medio de 4 Amp.

El voltaje de pico directo para el SCR1 cuando éste no conduce es la diferencia entre el pico positivo de la onda de entrada sinusoidal y el voltaje de la batería, es decir:

$$\sqrt{2} E_{ACH} - E_{BL} = \sqrt{2} \times 28,22V - 22V = 17,91V$$

El voltaje de pico inverso para el SCR1, es igual a la suma del pico negativo de la onda de entrada sinusoidal y el voltaje de la batería, o sea, el voltaje de pico inverso requerido es:

$$\sqrt{2} E_{ACH} + E_{BL} = \sqrt{2} \times 28,22V + 22V = 65,91V$$

De la ecuación (7) el ángulo teórico de conducción viene dado por:

$$\text{Sen } \phi = \frac{E_{BL}}{\sqrt{2} E_{ACH}} = \frac{22V}{\sqrt{2} \times 28,22V} = 0,5513$$

de donde $\phi = 0,5839 \text{ rad} = 33,45^\circ$

θ , el ángulo de conducción verdadero será algo más grande que ϕ , debido: a la caída adicional de voltaje introducido por el diodo D1, el pulso del voltaje requerido para disparar el SCR1 y el voltaje en R1.

$$\text{Sen } \theta = \frac{E_{BL} + V_{GF1} + V_{D1} + (I_{GF1} \times R1)}{\sqrt{2} E_{ACH}} ; \text{ donde si}$$

escogemos el SCR BSt F0460 S6 4G (Siemens)

$$\begin{aligned} V_{GF1} &= \text{Pulso de voltaje para disparar el SCR1 a } 25^{\circ}\text{C} \\ &= 2,0\text{V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{GF1} &= \text{Pulso de corriente para disparar el SCR1 a} \\ &25^{\circ}\text{C} = 100 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{D1} &= \text{Caída de voltaje a través del diodo} \\ &= 0,75\text{V.} \end{aligned}$$

Para cuando θ tiende a ϕ entonces $(I_{GF1} \times R1)$ tiende a 0 por lo tanto, $R1$ debe ser tan pequeño como sea posible. Podemos hacer $R1 = 33\Omega$.

Con este valor evaluamos el ángulo y chequeamos que la potencia promedio del pulso de compuerta del SCR1 no exceda del valor permisible.

$$\text{Sen } \theta = \frac{22\text{V} + 2,0\text{V} + 0,75\text{V} + (0,1 \times 33)}{\sqrt{2} \times 28,22\text{V}} = 0,70285$$

de donde $\theta = 0,7794 \text{ rad.}$

$$\theta = 44,66^{\circ}$$

Para chequear la disipación del pulso de disparo del SCR1, la corriente pico de compuerta I_{GM} está dada por:

$$I_{GM} = \frac{\sqrt{2} E_{ACH} - (E_{BL} + V_{GF} + V_{D1})}{R_1} =$$
$$= \frac{\sqrt{2} \times 28,22V - (22V + 2V + 0,75V)}{33 \Omega} =$$

$$I_{GM} = 0,459 \text{ m Amp.}$$

Si asumimos que la corriente de la compuerta del SCR1 es una media onda sinusoidal; entonces, la corriente promedio del gate del ciclo completo es

$$\frac{I_{GM}}{\pi} = \frac{0,459 \text{ Amp}}{\pi} = 0,146 \text{ Amp.}$$

La potencia promedio del pulso = $0,146 \text{ Amp} \times 2V = 292 \text{ m Watts}$ que no excede de 5 W que viene especificado.

Cuando el SCR2 conduce, el voltaje en la unión de R_1 con R_2 debe ser siempre menor que el voltaje de la batería completamente cargada, de tal manera que, el diodo $D1$ quede inversamente polarizado y el SCR1 no pueda dispararse.

- Voltaje pico de línea disponible = $\sqrt{2} \times 28,22V = 39,91V$
- Voltaje nominal de la batería = $24V$

Asegurando un voltaje en el anodo del $D1 = 22V$

Entonces R_2 viene dado por $\frac{22V}{R_2} = \frac{39,91V}{R_1 + R_2}$;

$$22R_1 = R_2(39,91 - 22)$$

$$R_2 = \frac{22V \times 33 \Omega}{39,91V - 22V} = 40,35\Omega \quad \text{Escogemos } R_2 = 47\Omega$$

$$\text{Disipación en } R_2 = \frac{V_{R_2}^2 (RMS)}{R_2} = \frac{\left(\frac{22}{2}\right)^2}{47} = 2,575 \text{ Watts ;}$$

ponemos $P_{R_2} = 5 \text{ Watts}$

$$\text{Disipación en } R_1 = \frac{\left(\frac{39,91 - 22}{2}\right)^2}{33} = 2,43 \text{ Watts ;}$$

ponemos $P_{R_1} = 5 \text{ Watts}$

Llamemos I_1 , a la corriente promedio máxima que circula a través del SCR2 y que es igual a:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2} E_{ACH}}{\pi (R_1 + R_2)} \quad , \quad I_1 = \frac{39,91V}{\pi \times 80\Omega} = 159 \text{ m Amp.}$$

$$I_1 = 159 \text{ m Amp.}$$

El máximo voltaje pico para el SCR2 es $\pm \sqrt{2} E_{ACH} = \pm 39,91V$; escogemos el SCR RCA 106 B1, que es del tipo de compuerta sensitiva; tal que, su corriente

de disparo no cargue indebidamente el voltaje de la batería en la red sensitiva formada por R_3 , P_1 y DZ_1 .

En éste SCR tenemos:

$$I_{GF_2} = 200 \mu\text{Amp}$$

$$V_{GF_2} = 0,8 \text{ Volts.}$$

$$R_{GK} = 1000\Omega \text{ a } T_A = 25^\circ\text{C} ; \text{ entonces hacemos}$$

$$R_4 = 1000\Omega$$

El voltaje de la señal V_R , es así mismo referido a $(V_Z + V_{GF_2})$. Siempre que $V_Z > 5,6\text{V}$, V_Z tendrá un coeficiente de temperatura positivo, mientras que V_{GF_2} tiene siempre un coeficiente de temperatura negativo. Estos dos efectos tienden a cancelarse el uno al otro. Por otra parte $(V_Z + V_{GF_2}) < V_{BAT}$ tal que el SCR2 pueda ser disparado por la batería

$$V_Z < V_{BAT} - V_{GF_2} = 24\text{V} - 0,8\text{V} = 23,2\text{V} ;$$

$$\text{Así: } V_Z < 23,2\text{V.} \quad \text{Haciendo } V_Z = 20\text{V} ,$$

$$\text{entonces, } V_R \simeq V_Z + V_{GF_2}$$

$$V_R \simeq 20\text{V} + 0,8\text{V} \text{ a } 25^\circ\text{C}$$

La corriente que circula por R_3 podría ser $12 \times I_{GF_2}$, para carga mínima de la red sensitiva esto es:

$i_{R_3} \simeq 12 \times 200 \mu A = 2,4 \text{ m Amp.}$ con lo cual

$$R_3 + P_1 = \frac{24V}{2,4 \text{ mA}} = 10 \text{ K.}$$

Puedo poner un potenciómetro P_1 de 10K en serie con $R_3 = 100\Omega$.

$$\begin{aligned} \text{La potencia del potenciómetro será : } \frac{V_B^2}{10K} &= \frac{24^2}{10.000} = \\ &= 57,6 \text{ m Watts} \end{aligned}$$

ponemos de 1/2 Watt

$$\begin{aligned} \text{La potencia en } R_3 = P_{R_3} &= 100\Omega \times (2,4 \text{ mA})^2 = 0,576 \\ &= 0,576 \text{ m Watts} \end{aligned}$$

$$\text{ponemos } P_{R_3} = 0,5 \text{ Watts}$$

La pequeña corriente de mantenimiento de carga, puede calcularse asumiendo una corriente $I_M = 200 \text{ m Amp.}$ para que circule por D_M , R_M y P_M .

$$\begin{aligned} R_M + P_M \frac{\sqrt{2} E_{ACH} - E_{BH}}{I_M} &= \frac{\sqrt{2} 28,22V - 24V}{200 \text{ mA}} = \\ &= \frac{15,91V}{200 \text{ mA}} = 79,55 \Omega \end{aligned}$$

Si $R_M = 18\Omega$, con lo cual, $P_M \simeq 100\Omega$; así, se puede variar la corriente I_M a valores menores de los 200

m Amp asumidos. La potencia en R_M será $= I_M^2 \times R_M =$
 $= (200 \text{ m Amp})^2 \times 18\Omega = 720 \text{ m Watts}$; podemos tomar una
de 2 Watts, como P_{RM} .

La potencia de P_M será: $= I_M^2 \times P_M = (200 \text{ m Amp})^2 \times$
 $\times 61,55\Omega = 2,46 \text{ Watts}$.

Ponemos de 5 Watts, como P_{RM} .

El diodo puede ser el *1N4383*

La función que desempeña C_1 en el circuito es la de evitar el paso de señales transitorias que podrían existir sobre la batería, en consecuencia un valor grande de capacidad es suficiente para cumplir con este propósito. En este caso concreto se ha escogido una capacidad de $100 \mu\text{F}$.

Para el transformador tenemos el siguiente diseño:

$E_{AC} = 25,66\text{V}_{(RMS)}$; podemos tomar en el secundario

$E_{2_{RMS}} = 26\text{V}$.

Calculamos el valor de $I_{2_{(RMS)}}$ asumiendo onda sinusoidal de período T_C , definida sólo para el semiperíodo entre 0 y $\frac{T_C}{2}$

$$I_2^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T_C}{2}} (I_M \text{ Sen } \omega ct)^2 dt$$

$$\text{Siendo } i = I_M \text{ Sen } \omega ct \quad \left| \begin{array}{l} t = \frac{T_C}{2} \\ t = 0 \end{array} \right.$$

Si $\theta = \omega ct$.

$$I_2^2 = \frac{1}{T\omega c} \int_0^{\pi} I_M^2 \text{ Sen}^2 \theta d\theta = \frac{I_M^2}{T\omega c} \left[\frac{\theta}{2} - \frac{\text{Sen } 2\theta}{4} \right]_0^{\pi} =$$

$$= \frac{I_M^2}{T\omega c} \left[\frac{\pi}{2} \right]$$

$$I_2^2 = \frac{\pi I_M^2}{2T \times \frac{2\pi}{T_C}} = \frac{T_C I_M^2}{4T} \quad ; \quad I_2(\text{RMS}) = \frac{I_M}{2} \sqrt{\frac{T_C}{T}}$$

$$I_2(\text{RMS}) = \frac{20 \text{ Amp}}{2} \sqrt{\frac{10,472 \text{ mA}}{16,67 \text{ mA}}} = 7,9266 \text{ Amp (RMS)}$$

donde $I_{2\text{RMS}} \simeq 8 \text{ Amp}$.

La potencia máxima aparente del secundario, PA_2 será:

$$PA_2 = 26V \times 8 \text{ Amp.} = 208 \text{ Volt-Amp.}$$

Considerando un rendimiento del transformador $\eta \approx 0,8$

$$PA_1 = \frac{PA_2}{\eta} = \frac{208 \text{ Volt.Amp}}{0,8} = 260 \text{ Volt.Amp}$$

Si la tensión $E_1 = 110V_{(RMS)}$ entonces,

$$I_1 = \frac{PA_1}{E_1} = \frac{260 \text{ Volt.Amp}}{110 \text{ Volt}} = 2,36 \text{ Amp.}$$

$$I_1 = 2,36 \text{ Amp. (RMS)}$$

PRIMARIO:

$$\text{Para calcular } N_1 \text{ tenemos: } N_1 = \frac{E_1 \times 10^8}{4,44.K.f.B.S.}$$

$$E_1 = 110V \pm 10\%$$

Siendo $K = 0,85 =$ Factor de Apilamiento

$$B = 10.000 \text{ Gauss} = 64.516 \frac{\text{l\u00edneas}}{\text{pulg.}^2} ;$$

$$\text{y si } S = \frac{\sqrt{PA_2}}{5,58} = \frac{\sqrt{208}}{5,58} = 2,58$$

$$S = 2,58 \text{ pulg}^2$$

$$N_1 = \frac{110 \times 10^8}{4,44 \times 0,85 \times 60 \times 64.516 \times 2,58} = 291,845 \text{ o sea}$$

$$N_1 = 292 \quad \text{ó} \quad N_1 + 10\% \approx 321 \text{ vueltas;}$$

$$N_1 - 10\% \approx 262 \text{ vueltas}$$

Asumiendo una capacidad de conducción del conductor de $700 \frac{\text{circ.mill}}{\text{Amp}}$, tenemos que el área del alambre será:

$$A_1 = 700 \frac{\text{circ.mill}}{\text{Amp}} \times 2,36 \text{ Amp} = 1.652 \text{ circ.mill o sea:}$$

$$\phi_1 = 40,64 \text{ mills.}$$

Podemos tomar un alambre AWG #16 que tiene las siguientes características:

$$A_1 = 2,583 \text{ circ.mills} > 1.652 \text{ circ.mills} ;$$

$$\phi_1 = 50,8 \text{ mill} > 40,64 \text{ mills.}$$

$$\text{capacidad de corriente} = 3,69 \text{ Amp} > 2,36 \text{ Amp.}$$

SECUNDARIO:

Con el objeto de tener una alta impedancia para que la fuente sea de corriente constante, se había visto anteriormente que se lograba el propósito en forma práctica al separar deliberadamente el acoplamiento magnético secundario; en tal virtud, si el primario se bobina en la parte central del núcleo (construido con chapas EI) y el secundario dividido en dos mita-

des en los cuellos exteriores del núcleo, la sección del hierro para los arrollamientos secundarios será la mitad de la sección para el arrollamiento primario.

$$\text{Si en el primario: } \frac{E_1}{N_1} = \frac{4,44 \times K \times f \times B \times S}{10^8} ;$$

$$\text{En el secundario tendremos: } \frac{E_2}{N_2} = \frac{4,44 \times K \times f \times B \times \frac{S}{2}}{10^8}$$

De donde $\frac{E_1}{N_1} = \frac{2E_2}{N_2}$; pero además es aconsejable con siderar el rendimiento, entonces:

$$\frac{E_1}{N_1} = \frac{2E_2}{N_2 \sqrt{\eta}} \quad \text{de donde: } N_2 = \frac{2E_2 N_1}{E_1 \sqrt{\eta}} = \frac{2 \times 13V \times 292}{110V \times \sqrt{0,8}} =$$

$$= 77,16$$

Ponemos $N_2 \approx 78$ vueltas.

El área requerida en el conductor del bobinado secundario será:

$$A_2 = 700 \frac{\text{circ.mill}}{\text{Amp}} \times 8 \text{ Amp} = 5.600 \text{ circ.mill},$$

$$\text{donde: } \phi_2 = 74,83 \text{ mill.}$$

Podemos tomar un alambre AWG #12 que tiene las si-

güentes características:

$$A = 6.530 \text{ circ.mill} > 5.600 \text{ circ.mill};$$

$$\phi_2 = 80,8 \text{ mill} > 74,83 \text{ mill}.$$

Capacidad de conducción de corriente = 9,33 Amp > 8 Amp.

El área transversal del núcleo para el bobinado primario y secundario será:

$$S = 2,58 \text{ pulg}^2 : l = 2 \text{ pulg} ; h = 1,29 \text{ pulg}.$$

$$S = 1,29 \text{ pulg}^2 : l = 1 \text{ pulg} ; h = 1,29 \text{ pulg}.$$

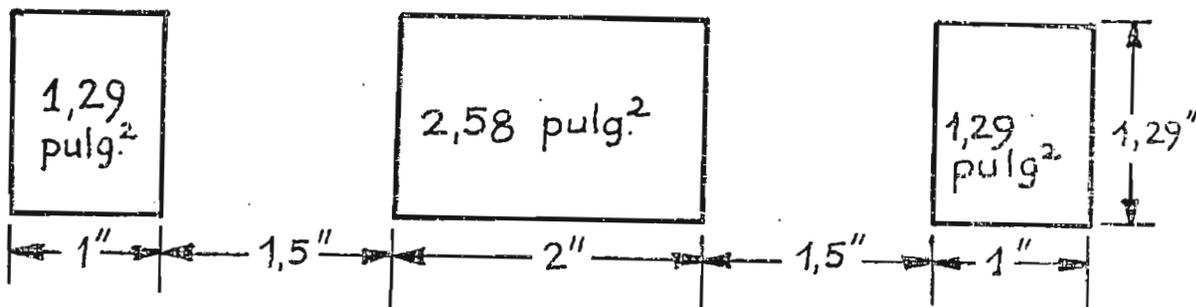


Figura 8

2-2. DISEÑO DEL REGULADOR DE VOLTAJE Y SISTEMAS DE PROTECCIÓN.

El circuito regulador de tensión está colocado entre la fuente de alimentación del sistema (baterías) y el inversor que alimenta a la resistencia de carga (Lámparas fluorescentes). Con el objeto de reducir al mínimo en

la entrada del inversor, las variaciones de la tensión que proporciona la batería, variación de tensión debido al grado de descarga del acumulador que es función de su capacidad, tiempo, intensidad de descarga y temperatura.

Un regulador de voltaje proporciona en general un voltaje constante a cargas específicas dentro de un rango limitado de voltajes de entrada. La Regulación de una fuente de alimentación de corriente continua se efectúa comunmente mediante algún tipo de circuito realimentador, que detecta cualquier variación en la salida de C.C. y desarrolla una señal de control para anular esta variación. En consecuencia, la salida se mantiene virtualmente constante. La naturaleza del control ejercida por el circuito realimentador (regulador) se determina por el tipo de circuito serie o paralelo. Es decir, de acuerdo a la forma de operar del elemento activo de potencia que controla la tensión o corriente de salida; los reguladores lineales se dividen en reguladores serie y paralelo. En un regulador de transistores, la tensión de salida se compara con una tensión de referencia y la señal de diferencia se amplifica y se realimenta a la base de un transistor de paso. En respuesta a la señal de realimentación, varía la conducción del transistor en forma lineal para regular la tensión de salida. Cuando el transistor de paso puede funcionar

en cualquier punto entre el corte y saturación, al circuito regulador se lo denomina Regulador Lineal de Tensión. Existe también la posibilidad de que el transistor de paso funcione sólo ó en corte ó en saturación, entonces el circuito se le conoce con el nombre de Regulador de Conmutación.

Todos los reguladores de tensión lineales pueden ser en serie o en derivación, según la disposición del elemento de paso respecto de la carga.

2-2.1. Regulador en Serie

En un Regulador en Serie, ver figura 9, el transistor de paso está colocado como indica su nombre, en serie con la carga. La regulación se realiza variando la

corriente que pasa por el transistor de paso en serie, en respuesta a una variación de la ten

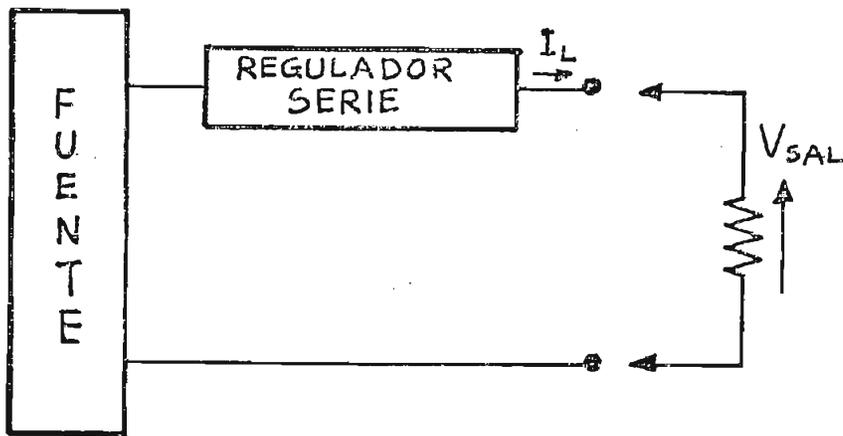


Figura 9

si3n de la fuente o en la carga del circuito.

En esta forma, se varía la caída de tensión a través del transistor de paso y la tensión que se entrega al circuito de carga permanece prácticamente constante.

2-2.2. Regulador en Paralelo

En un Regulador en Paralelo, como en la figura 10, el transistor de paso está conectado en derivación con el circuito de carga, conectándose en serie con éste circuito una resistencia que reduce la tensión. Si la corriente de carga tiende a variar, la corriente que

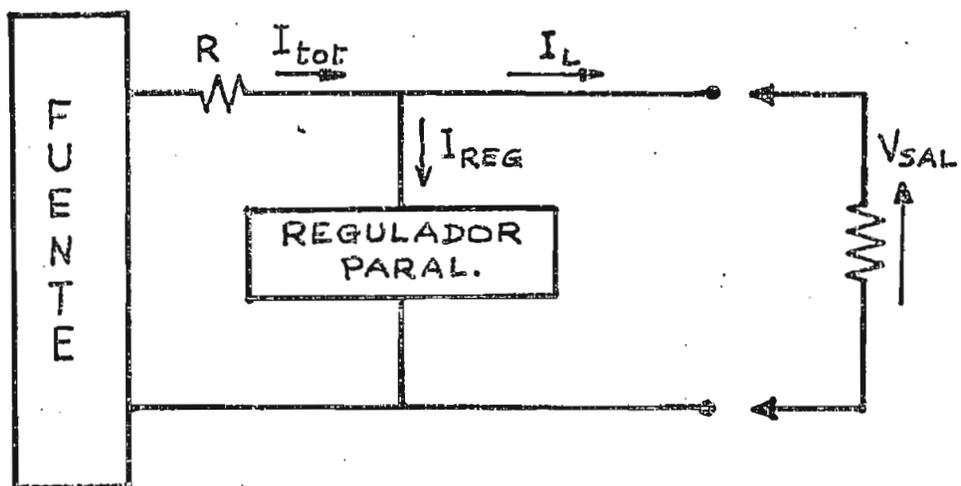


Figura 10

atraviesa la resistencia de paso, aumenta o disminuye la caída de tensión, para mantener una corriente prácticamente constante a través del resistor reductor.

2-2.3. Características y Diferencia entre Reguladores Serie y Paralelo.

Con el objeto de mostrar las características y diferencias más importantes entre las dos conexiones anteriores, éstas se analizan o se comparan a continuación, haciendo referencia a los esquemas dibujados.

2-2.3.1. Regulador de Tensión Serie:

- a) La corriente I_L que circula por la carga es prácticamente la misma que circula por el elemento regulador.
- b) El transistor de paso debe soportar las variaciones de la tensión de la fuente.
- c) El rendimiento es prácticamente independiente de la variación de la corriente de carga I_L .

Su valor aproximado es:

$$\eta = \frac{V_{SAL} I_L}{V_{ENT} I_L} \times 100$$

- d) El regulador no posee protección natural contra los cortocircuitos a la salida, razón por la cual se deben agregar dispositivos protectores.

2-2.3.2. Regulador de Tensión Paralelo

- a) El elemento regulador absorbe una máxima corriente cuando la carga es mínima y viceversa, siendo relativamente constante la corriente I_{TOT} que entrega la fuente.
- b) La Resistencia R soporta las variaciones de la tensión de salida de la fuente.
- c) El rendimiento es bajo y cuyo valor aproximado es:

$$\eta = \frac{V_{SAL} \times I_L}{V_{SAL} (I_L + I_{REG}) + R (I_L + I_{REG})^2} \times 100$$

donde se observa que η tiende a 0, a medida que I_L tiende a 0. A pesar de su rendimiento bajo, cuando I_L es pequeño, es el más usado debido a su sencillez, sobretodo cuando se utiliza un regulador de tensión con diodo Zener en paralelo.

- d) La Resistencia R actúa como limitador de corriente en caso de cortocircuitos en la carga, evitando por lo general que se destruya el elemento regulador.

En ambos tipos de reguladores, se usan normalmente circuitos amplificadores para mejorar el rendimiento, disminuyendo a la vez los valores de impedancia ó admitancia inernas, regulación y tiempo de recuperación.

Por las razones anotadas se ha escogido para el sistema el Regulador de Tensión Serie, sobretodo por consideraciones de mayor rendimiento respecto al Regulador Paralelo.

En éste regulador Serie, representado en la figura 11, una muestra de tensión en la salida del trans-

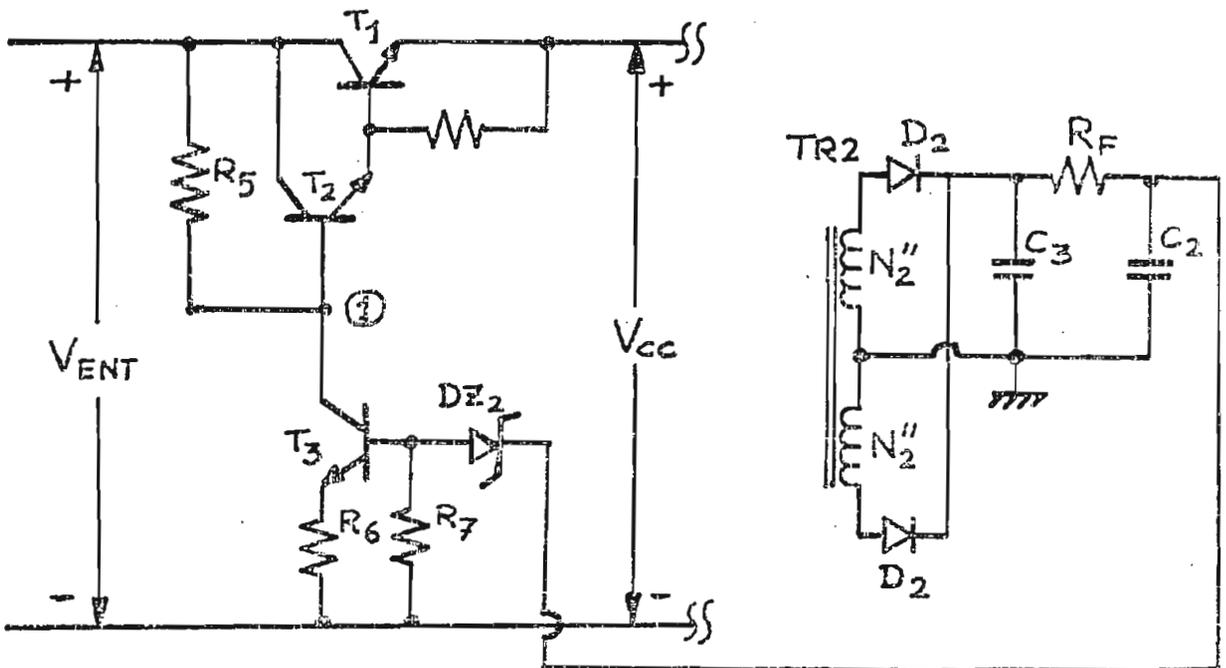


Figura 11

formador del inversor, es rectificado en onda completa y filtrada a través de un filtro $P_i R_C$ y comparada con una tensión de referencia el voltaje sobre el diodo Zener (V_{Z_2}) y la señal resultante, que es proporcional a la diferencia entre éstas dos tensiones es amplificada en el transistor T_3 y aplica-

da a la base del transistor T_2 , cuyo punto se ha se ñalado como punto ①, para corregir la tensión de salida mediante la caída de tensión producida en tre el colector y emisor del transistor de paso T_1 que está unido al transistor T_2 mediante una co- nexión en forma de par Darlington que le hace más sensible al regulador ante una pequeña variación de la señal de control.

2-2.4. Sistemas de Protección

Con el Regulador Serie necesitamos incorporarle al circuito los sistemas de protección, que sirven para evitar sobrecargas ó cortocircuitos en la carga y ade más, para proteger a la batería de una sobredescarga perjudicial a su buen funcionamiento cuando ésta haya llegado a un valor mínimo admisible de tensión duran- te la descarga.

2-2.4.1. Cuando los reguladores de tensión puedan estar su- jetos a condiciones extremas de funcionamiento, co- mo por ejemplo cortocircuitos accidentales en la sa lida del regulador, los sistemas de protección de- ben ser lo suficientemente rápidos que permitan la reacción de los reguladores, sin dañar ninguno de sus componentes (especialmente sus elementos de po- tencia); la protección contra sobrecargas y/o corto

circuítos son utilizados únicamente en los reguladores lineales en serie, para limitar la corriente máxima de carga y evitar así la sobredisipación del elemento de paso; se les conoce también como circuitos limitadores de corriente. En un buen diseño se debe presuponer, que la disposición circuítal no interfiera el buen funcionamiento del regulador dentro de su rango normal de operación. Para el efecto se emplea como elemento detector una resistencia amperimétrica que le podemos llamar R_A , colocada en serie con la carga y el regulador, razón por la cual debe ser de un valor pequeño que disminuya la disipación de potencia, pero lo suficientemente necesario para asegurar el buen funcionamiento del circuito limitador y también, porque ésta resistencia aumenta la impedancia de salida del regulador.

El circuito limitador en la forma más simple como se ve en la figura 12, se podría considerar formado por el conjunto de la resistencia R_A y un transistor npn (T_4) cuyo colector estaría conectado a la base del transistor de paso del regulador serie ① y el emisor y base a la resistencia R_A anotada.

Cuando la corriente de carga I_L es suficientemente grande genera una tensión en R_A , capaz de hacer conducir al transistor, de tal manera, que el colector

de este transistor absorbe la corriente de polarización del transistor de paso serie del regulador, produciendo el efecto limitativo.

La curva de regulación que se obtiene sería la de la figura 12 adjunta y que sería, la característica de un limitador de corriente simple, en la cual pa-

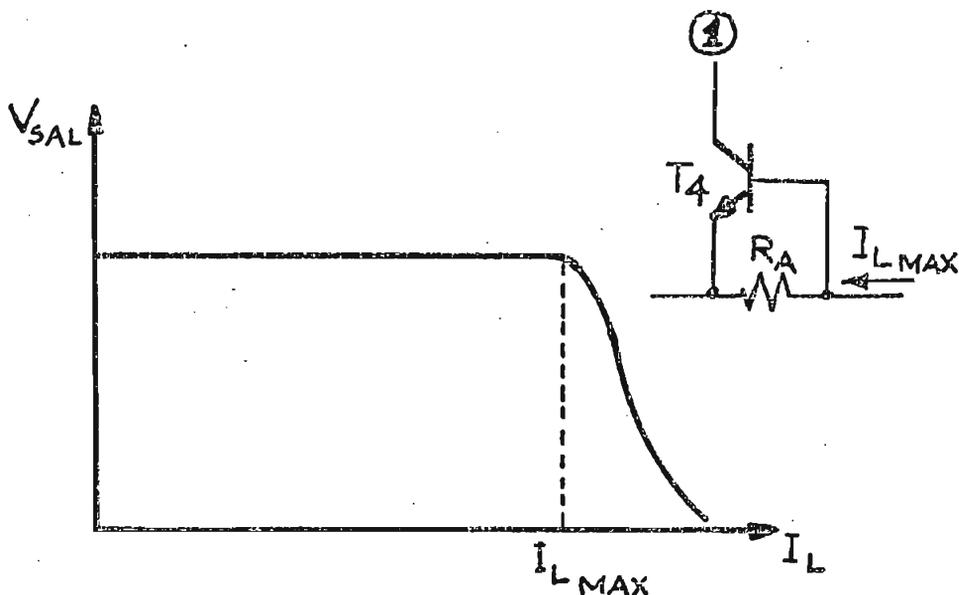


Figura 12

ra una $I_{MAX} \geq 5,5$ Amp. de operación del regulador, tenemos a la salida una tensión nula.

2-2.4.2. La fuente (Batería), no va a presentar problemas de sobretensión excepto en el momento de carga de la batería, tiempo en el cual, existiendo energía en la red deja fuera de servicio la fuente de emergencia; por lo tanto, no requiere el regulador de pro-

tecciones para sobretensiones; pero en cambio, se necesita que el regulador no opere para 21,6V, que es el voltaje mínimo admisible permitido durante la descarga del acumulador; lo que obtendríamos con un circuito como el de la figura 13, en forma similar a la protección anterior. Mediante un transistor npn (T6) cuyo colector esté conectado a la base del transistor de paso del regulador serie (1), para que absorba su corriente de polarización y deje fuera de acción el regulador. El transistor utilizado para esta protección será activado mediante el empleo de otro transistor pnp (T5), que entra en conducción sólo cuando la tensión de la batería se encuentra en el límite inferior de tensión. Este último transistor tomaría una muestra de la tensión de la batería mediante un divisor de tensión, para

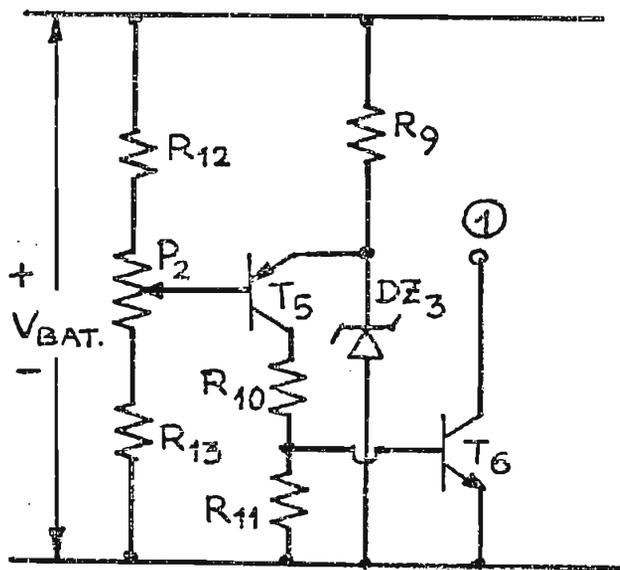


Figura 13

que estando el colector sometido a un voltaje fijo proporcionado por un diodo Zener (DZ3), entre en conducción sólo cuando la polarización de su base sea

inferior a la tensión del colector y ésto ocurrirá para la tensión baja de la batería, para la cual, queremos que opere la protección (21,6V).

2-2.5. Diseño del Regulador Serie con Protecciones, utilizado en el Sistema.

El diagrama completo utilizado para cumplir con los requerimientos de comportamiento anotados, es el que se muestra en la figura 14.

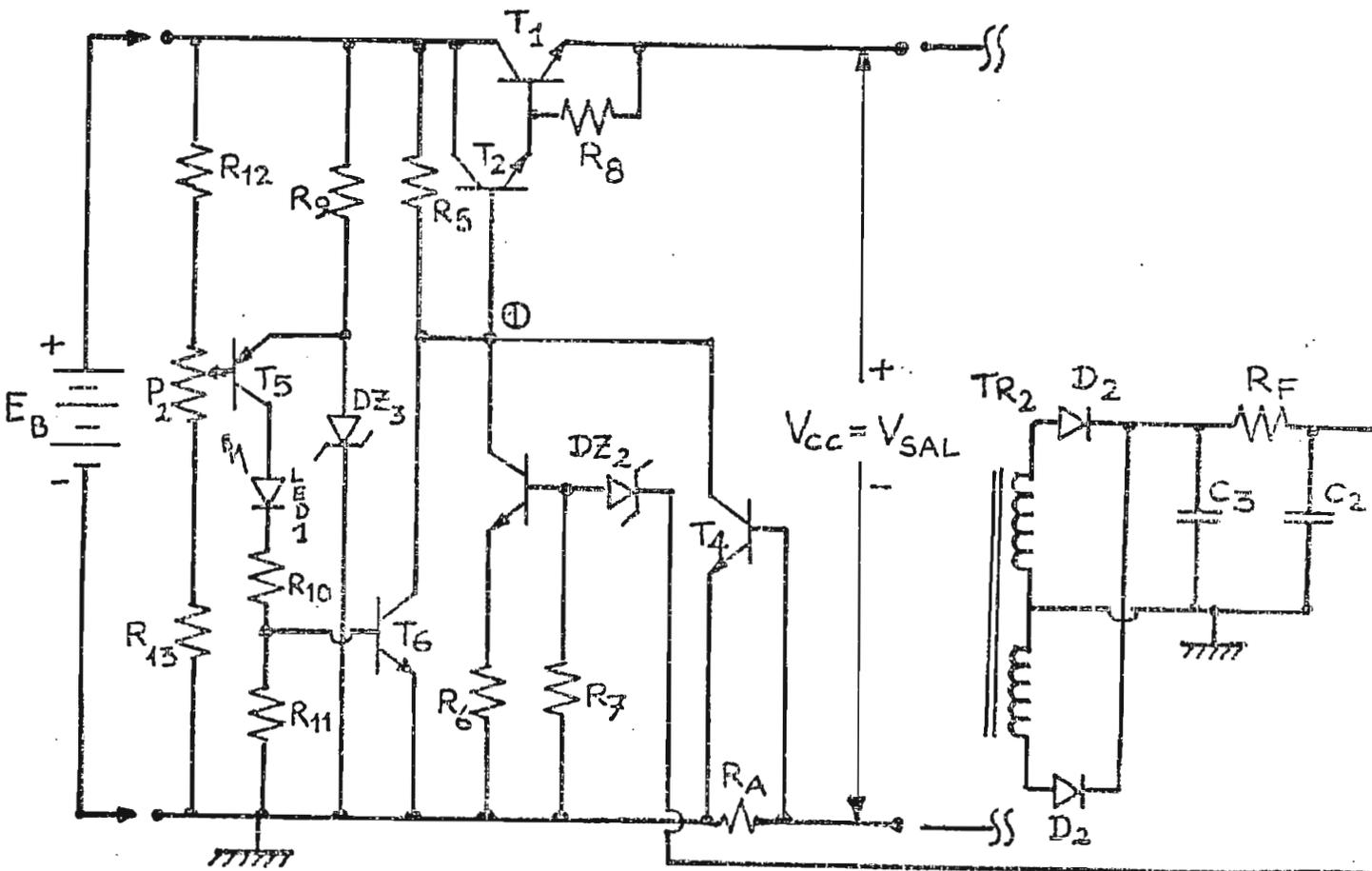


Figura 14

Las características de diseño que debe cumplir el circuito están determinados, por las siguientes condiciones deseadas de funcionamiento:

- Voltaje Nominal de la Batería $E_B = 24V$
- Voltaje Mínimo de la Batería (descargándose) $E_{BL} = 21,6V$
- Voltaje Máximo de la Batería (bajo carga) $E_{BH} = 26,4V$

o sea, $V_{ENT} = 24V \pm 10\% = E_B$

- Voltaje de salida regulada = $V_{SAL} = 18V$
- Corriente de salida máxima = $I_{SAL} = 5,5 \text{ Amp.}$

2-2.5.1. Diseño del Regulador Serie.

Comenzamos el diseño determinando la R_5 , para esto consideramos que la corriente máxima a circular por esta resistencia puede determinarse mediante la siguiente expresión, en la que se considera que el transistor T_4 y T_6 están abiertos:

$$I_{5MAX} = I_{B2} + I_{C3} = \frac{I_{SAL}}{\beta_1 \times \beta_2} + I_{C3}$$

hacemos que $I_{C3} > I_{B2}$; por ejemplo $I_{C3} = 2I_{B2}$

por lo tanto:

$$I_{C3} = 2 \frac{I_{SAL}}{\beta_1 \times \beta_2}$$

$I_{5MAX} \approx 2I_{B2} + I_{B2} = 3I_{B2}$; utilizando los beta mínimos para los transistores T_1 y T_2 con los valores de: 15 y 50 respectivamente para los transistores: RCA 40251 como T_1 y 40409 como T_2 (transistores disponibles que cumplen los requerimientos del circuito, como se verá posteriormente).

$$I_{5MAX} \approx 3 \frac{I_{SAL}}{\beta_1 \times \beta_2} = 3 \times \frac{5,5 \text{ Amp}}{15 \times 50} = 22 \text{ m Amp.}$$

El voltaje en el punto (1) es V_{B2} , luego:

$$V_{B2} = V_{SAL} + 2V_{BE} = 18V + 2 \times 0,6V = 19,2V$$

Podemos ahora calcular el valor mínimo de $R_5 =$

$$= \frac{E_{BL} - V_{B2}}{I_{5MAX}}$$

$$R_5 = \frac{21,6V - 19,2V}{22 \text{ m Amp}} = 109,09\Omega ; \text{ Escogemos } R_5 = 120\Omega$$

Si hacemos que $I_B > I_{B1 \text{ min}}$; donde $I_{B1 \text{ min}} = \frac{I_{SAL \text{ mín}}}{\beta_1}$

Considerando como $I_{SAL \text{ mín}} \approx 100 \text{ m Amp.}$, entonces

$$I_{B1 \text{ min}} = \frac{100 \text{ m Amp}}{15} = 6,66 \text{ m Amp.} ;$$

Ponemos $I_8 \simeq 10 \text{ m Amp}$.

$$\text{Calculamos ahora: } R_8 = \frac{V_{BE1}}{I_8} = \frac{0,6V}{10 \text{ m Amp}} = 60 \Omega$$

Ponemos $R_8 \simeq 56 \Omega$

- Para calcular la resistencia R_6 , considero los valores de $V_{E3} = 1V$ y que $I_{E3} \simeq I_{C3} = 2I_{B2} =$

$$= 2 \times \frac{5,5 \text{ Amp}}{15 \times 50} = 14,67 \text{ m Amp}.$$

$I_{E3} \simeq 14,67 \text{ m Amp}$; de donde:

$$R_6 = \frac{V_{E3}}{I_{E3}} = \frac{1V}{14,67 \text{ m Amp}} = 68,18 \Omega$$

Ponemos $R_6 \simeq 68 \Omega$

- Para calcular el valor de R_7 , tenemos que:

$$V_{B3} = V_{E3} + V_{BE3} = 1V + 0,6V = 1,6V$$

hacemos que: $I_7 \gg I_{Zmin} = 0,25 \text{ mA}$, entonces podemos tomar $I_7 \simeq 15 \text{ mA}$, el diodo Zener DZ_2 podría ser el 1N5232 A, con lo cual:

$$R_7 = \frac{V_{B3}}{I_7} = \frac{1,6V}{15 \text{ m Amp}} = 106,67\Omega \quad \text{Ponemos:}$$

$R_7 = 120\Omega$.

En el regulador falta únicamente calcular el voltaje de muestra, que, comparándole al voltaje de referencia nos da la señal de error que sirve para corregir las variaciones de tensión de la salida. Debido a que, el regulador alimenta el inversor, que transforma la corriente continua en onda cuadrada y que suministra energía a la carga (Lámparas Fluorescentes), tomamos mejor la muestra de la tensión secundaria del transformador T_{R2} , en lugar de: la manera clásica de tomar la muestra mediante un divisor de tensión de la propia salida del regulador. De esta manera, conseguimos que la tensión a la salida final permanezca constante para cualquier variación de la carga.

La muestra mencionada se logra con un arrollamiento independiente mediante un segundo secundario en el transformador T_{R2} de tensión apropiada y que a su vez es proporcional a la tensión que se entrega a la carga; ésta tensión, que también es de onda cuadrada se la rectifica y se le filtra con el objeto de tener el menor rizado posible. La tensión así obtenida es colocada en serie con un diodo Zener y aplicada a la base del transistor como señal de error a ser amplificada y que se necesita para la regulación. El circuito para la comparación de tensiones y amplificación de la señal de control del

regulador se muestra en la figura 15.

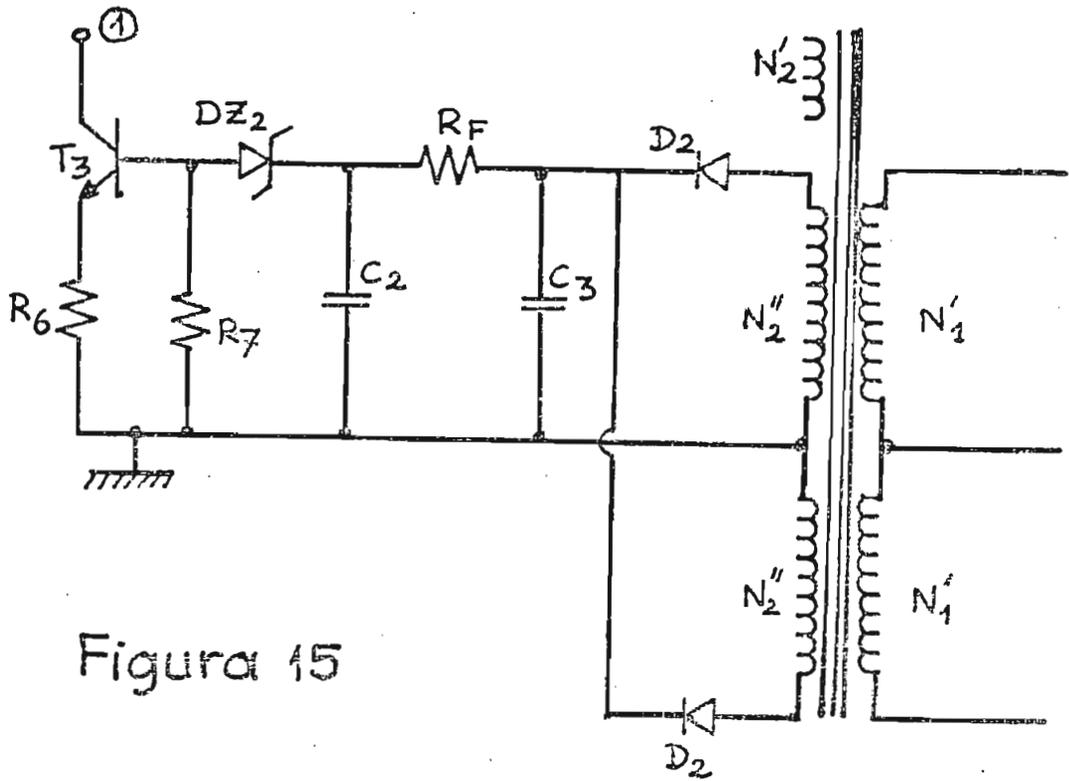


Figura 15

Sabemos que $V_{B3} = 1,6$ Volt. Podemos escoger un Zener DZ_2 de 5,6 V; que puede ser el IN5232A, que tiene las siguientes características:

$$V_{Z(NOM)} = 5,6 \text{ Volt a } I_{ZT}$$

$$Z_Z = 11 \Omega \text{ para } I_{ZT} = 20 \text{ m Amp.}$$

$$Z_{ZK} = 1.600 \Omega \text{ a } I_{ZK}$$

$$I_{ZK} = 0,25 \text{ m Amp.}$$

$$P_Z = 500 \text{ m Watt.}$$

$$I_{ZM} = 89,3 \text{ m Amp.}$$

Por las condiciones anotadas podemos considerar una corriente $I_Z \simeq 15 \text{ m Amp.}$; puesto que, se necesita $I_T \simeq 15 \text{ m Amp.}$ más I_{B_3} .

Donde:

$$I_{B_3} = \frac{I_{C_3}}{\beta_3} = \frac{2 \frac{I_{SAL}}{\beta_1 \beta_2}}{\beta_3} ; I_{B_3} = \frac{2 I_{SAL}}{\beta_1 \beta_2 \beta_3} = \frac{2 \times 5,5 \text{ Amp}}{15 \times 50 \times 50} =$$

$$= 0,2933 \text{ m Amp.}$$

Por lo tanto al tomar $I_Z \simeq 15 \text{ m Amp.}$ estamos asegurando un buen punto de funcionamiento: tanto del Zener, como para cumplir con los requerimientos del circuito.

$$V_{C_2} = V_{B_3} + V_Z = 1,6V + 5,6V = 7,2V ; V_{C_2} \simeq 7,2V$$

Para lograr: la máxima transferencia de potencia y un buen acoplamiento con el filtro Pi (R_C), hacemos que la impedancia de carga del transformador = R_C , sea menor o igual a la impedancia del circuito visto hacia T_3 que le llamaremos R_{IN} ; o sea hacemos:

$$R_{IN} \geq R_C \text{ donde:}$$

$$R_C = \frac{V_{B_3}}{I_Z} = \frac{1,6V}{15 \text{ m Amp}} = 106,67 \Omega$$

$$R_{IN} = \frac{(R_6 \times \beta_3) \times R_7}{(R_6 \times \beta_3) + R_7} = \frac{68 \times 50 \times 120}{(68 \times 50) + 120} = 115,91 \Omega \quad \text{donde:}$$

$R_{IN} = 115,91 \Omega \geq R_C = 106,67 \Omega$, que cumple la condición de máxima transferencia de potencia.

Si la resistencia de carga a la entrada del filtro llamada = R_L , es:

$$R_L = \frac{V_{C_2}}{I_Z} = \frac{7,2V}{15 \text{ m Amp}} = 480 \Omega. \quad \text{Con este valor procedemos a diseñar el filtro.}$$

a) Hacemos $|X_{C_2}| \ll R_L$; por ejemplo, $|X_{C_2}| \leq \frac{R_L}{10}$,

$$\text{O sea, } \left| \frac{1}{2\pi f_R C_2} \right| \leq \frac{R_L}{10} ; \text{ de donde: } C_2 \geq \frac{10}{2\pi f_R R_L} ,$$

Siendo : $f_R = 2f = 120 \text{ Hz}$, con lo cual:

$$C_2 \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 480} = 27,631 \mu\text{F} ;$$

$$\text{tomamos } C \simeq 47 \mu\text{F} \left| \begin{array}{l} \\ 10V \end{array} \right.$$

b) Hacemos $R_F \gg |X_{C_2}|$; por ejemplo, $R_F \geq 10 |X_{C_2}|$;

donde:

$$R_F \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_R \cdot C_2} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 47 \cdot 10^{-6}} = 282,19 \Omega ;$$

$$R_F \simeq 300 \Omega$$

c) Hacemos $|X_{C_3}| \ll R_F$; por ejemplo, $|X_{C_3}| \leq \frac{R_F}{10}$;

$$\text{O sea, } \left| \frac{1}{2\pi f_R C_3} \right| \leq \frac{R_F}{10} ; \text{ donde: } C_3 \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 300}$$

$$= 44,21 \mu\text{F}; \text{ tomamos, } C_3 \simeq 47 \mu\text{F} \left| \begin{array}{l} \\ 15\text{V} \end{array} \right.$$

$$V_{C_3} = V_{C_2} + (I_Z \cdot R_F) = 7,2\text{V} + (15 \text{ mA} \times 300\Omega) = 11,7\text{V}$$

Con este valor podemos calcular ya $E_2'' = V_{C_3} + V_{D_2}$;

$E_2'' = 11,7\text{V} + 0,6\text{V} = 12,3\text{V}$; valor éste que por tratarse de onda cuadrada es también valor RMS.

Las características del segundo arrollamiento se cundario del T_{R_2} serán:

$$E_2'' = 12,3\text{V} ; I_2'' = 15 \text{ m Amp.}; P_2'' = E_2'' \times I_2'' =$$

$$= 12,3\text{V} \times 15 \text{ mAmp} = 0,1845\text{W} ; P_2'' = 0,1845 \text{ Watts.}$$

El diseño de este bobinado se efectuará conjuntamente

mente con el diseño del transformador T_{R2} .

2-2.5.2. Diseño de la protección de corriente máxima de sobrecarga.

El cálculo de R_A realizaríamos considerando que el transistor T_4 debe trabajar en saturación.

$$R_A = \frac{V_{BE4}}{I_{SAL}} = \frac{0,6V}{5,5\Omega} = 0,1091 \Omega$$

$$R_A \approx 0,12 \Omega.$$

podemos conectar dos resistencias de $0,2 \Omega$ y $0,3 \Omega$ en paralelo, para obtener el valor de R_A .

2-2.5.3. Diseño de la protección de baja tensión en las baterías.

- Para calcular R_{11} se procede en la siguiente forma:

$$R_{11} = \frac{V_{BE6}}{I_{C5}} \text{ donde: } V_{BE6} = 0,6V \text{ y para encontrar } I_{C5}$$

consideramos que:

$$I_{C6} = \frac{E_{BL} - V_{CE6}}{R_5} = \frac{21,6V - 0,6V}{120 \Omega} = 175,0 \text{ m Amp.}$$

Consideramos $\beta_6 = 100$, entonces:

$$I_{B_6} = \frac{I_{C_6}}{\beta_6} = \frac{175,0 \text{ m Amp}}{100} = 1,75 \text{ m Amp.}$$

Hacemos $I_{C_5} > I_{B_6}$, Podemos asumir $I_{C_5} \simeq 18 \text{ m Amp}$

$$\text{entonces } R_{11} = \frac{0,6V}{18 \text{ m Amp}} = 33,33 \Omega; \text{ Ponemos:}$$

$$R_{11} = 33 \Omega$$

- Para calcular R_{10} considero $V_{LED} \simeq 2V$ y un

$$V_{CE_5} = 2V$$

Considerando que el voltaje en el emisor de T_5 es: $V_{E_5} = 13V$ (valor constante proporcionado por D_2 que podría ser el 1N4743), tendremos para R_{10} :

$$\begin{aligned} R_{10} &= \frac{V_{DZ_3} - V_{LED} - V_{CE_5} - V_{R_{11}}}{I_{C_5}} = \\ &= \frac{13V - (2V + 2V + 0,6V)}{18 \text{ m A.}} = 466,66 \Omega \end{aligned}$$

Podemos poner $R_{10} \simeq 470 \Omega$.

Para evaluar la resistencia R_9 , le calculamos para las condiciones de: E_{BL} , E_{BH} , de corriente mínima y máxima que puede circular por el diodo Zener DZ_3 , así como también para $I_{E_5} \simeq I_{C_5}$ (máxima y mínima).

$$R_9 \leq \frac{E_{BL} - V_{Z3}}{I_{E5MAX} + I_{ZMIN}} = \frac{21,6V - 13V}{18 \text{ mA} + 0,25 \text{ mA}} = 471,23 \Omega$$

$$R_9 \geq \frac{E_{BH} - V_{Z3}}{I_{E5MIN} + I_{ZMAX}} = \frac{26,4V - 13V}{0 + 69 \text{ mA}} = 194,2 \Omega$$

entonces: $194,2 \Omega \leq R_9 \leq 471,23 \Omega$

tomamos $R_9 = 330 \Omega$.

Calculamos ahora las resistencias R_{12} , R_{13} y P_2 que forman el divisor de tensión que nos dará el voltaje adecuado de muestra, que indique la condición de baja tensión, límite de descarga de la batería.

$$\text{Hacemos } I_{12} \gg I_{B5} ; \frac{I_{E5}}{\beta_5} \simeq \frac{I_{C5}}{\beta_5} = \frac{18 \text{ m Amp}}{60} =$$

$$= 0,3 \text{ m Amp. } I_{B5} \simeq 0,3 \text{ m Amp. ; podemos hacer}$$

$$I_{12} = 10 \text{ m Amp} \gg 0,3 \text{ m Amp.}$$

$$\text{Si } V_{E5} = 13V ; \text{ entonces: } V_{B5} = 13V - 0,6V = 12,4V ;$$

$$\text{con lo cual: } R_{12} = \frac{E_{BL} - E_{B5}}{I_{12}} = \frac{21,6V - 12,4V}{10 \text{ m Amp}} = 920\Omega ;$$

Podemos poner $R_{12} \simeq 820 \Omega$ en serie con un potenció

metro $P_2 = 100 \Omega$.

Al calcular el valor de R_{13} consideramos que:

$$R_{13} = \frac{E_{B5}}{I_{12} + I_{B5}} ; R_{13} = \frac{12,4V}{10,3 \text{ m Amp}} = 1.203,88 \Omega$$

Ponemos $R_{13} = 1,2 \text{ K}\Omega$.

Una vez determinados los valores de los elementos del circuito, pasamos a calcular las Potencias de Disipación requeridas:

- Para el transistor T_1 .

$$P_{T1_{MAX}} = V_{CE1_{MAX}} \times I_{C1_{MAX}} \quad \text{pero}$$

$$V_{CE1_{MAX}} = E_{BH} - V_{SAL} = 26,4V - 18V = 8,4V$$

$$V_{CE1_{MAX}} = 8,4V \quad \text{y como} \quad I_{C1_{MAX}} = 5,5 \text{ Amp. entonces}$$

$$P_{T1_{MAX}} = 8,4V \times 5,5 \text{ Amp} = 46,2 \text{ Watts.}$$

Un transistor RCA 40251, cumple de sobra con las condiciones exigidas puesto que tiene las siguientes características:

Transistor npn ; $P_T = 117 \text{ Watt} > 46,2 \text{ Watt}$ a 25°C ;

$$h_{FE} = 15 \rightarrow 60$$

$$V_{CE0} = 40V > 8,4V.$$

$$I_C = 25 \text{ Amp} > 5,5 \text{ Amp} ; \text{ siendo } I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} = \frac{5,5 \text{ A}}{15} =$$
$$= 366,67 \text{ m Amp. } I_B = 7 \text{ Amp} > 366,67 \text{ m Amp.}$$

- La Potencia de Disipación en el Transistor T₂ será:

$$P_{T2MAX} = V_{CE2MAX} \times I_{C2MAX}$$

$$\text{pero } V_{CE2MAX} = E_{BH} - (V_{SAL} + V_{BE1})$$

$$V_{CE2MAX} = 26,4V - (18V + 0,6V) = 7,8V ;$$

$$I_{C2MAX} = \frac{I_{SAL}}{\beta_1} = \frac{5,5 \text{ Amp}}{15} = 366,67 \text{ m Amp.}$$

$$I_{C2MAX} = 366,67 \text{ m Amp.} ; V_{CE2MAX} = 7,8V \text{ entonces,}$$

$$P_{T2MAX} = 7,8V \times 366,67 \text{ m Amp} = 2,86 \text{ Watt} .$$

Un transistor RCA 40409, cumple de sobra con las condiciones exigidas pues tiene las siguientes características:

transistor npn ; $P_T = 3 \text{ Watt} > 2,86 \text{ Watt}$ a 50°C.

$$V_{\text{CER}} = 90\text{V} > 7,8\text{V} \quad ; \quad h_{\text{FE}} = 50 \rightarrow 250$$

$$I_{\text{C}} = 700 \text{ m A} > 366,67 \text{ m A} \quad ; \quad \text{siendo } I_{\text{B}_2} = \frac{I_{\text{C}_2}}{\beta_2} =$$
$$= \frac{366 \text{ m Amp}}{50} = 7,33 \text{ m Amp}$$

$$I_{\text{B}} = 200 \text{ m Amp} > 7,33 \text{ m Amp}.$$

- La Potencia de Disipación en el transistor T_4 será:

$$P_{\text{T}_4\text{MAX}} = V_{\text{CE}_4(\text{SAT})} \times I_{\text{C}_4\text{MAX}} \quad ; \quad \text{donde } V_{\text{CE}_4(\text{SAT})} \simeq 1,4\text{V}$$

$$I_{\text{C}_4\text{MAX}} = \frac{E_{\text{BH}} - V_{\text{CE}(\text{SAT})}}{R_5} = \frac{26,4\text{V} - 1,4\text{V}}{120 \Omega} = 208,33\text{mA}.$$

$$P_{\text{T}_4\text{MAX}} = 1,4\text{V} \times 208,33 \text{ m Amp} = 291,66 \text{ m Watt}.$$

Un transistor npn 40408, cumple con las condiciones propuestas pues tiene las siguientes características:

$$P_{\text{T}} = 1 \text{ Watt} > 291,66 \text{ m Watt} \quad ; \quad V_{\text{CE}(\text{SAT})} = 1,4 \text{ max};$$

$$I_{\text{C}} = 150 \text{ m Amp}.$$

$$I_{\text{C}_{\text{MAX}}} = 700 \text{ m A} > 291,66 \text{ m A} \quad \quad V_{\text{CE}_{\text{MAX}}} = 30\text{V}$$

$$h_{FE} = 40 \rightarrow 200$$

$$V_{EB,MAX} = 5V$$

- La Potencia de Disipación en el transistor T₃ será:

$$P_{T3MAX} = V_{CE3MAX} \times I_{C3MAX} \quad ; \quad \text{donde:}$$

$$I_{C3MAX} = \frac{E_{BH} - (V_{SAL} + 2V_{BE})}{R_5} =$$

$$= \frac{26,4V - (18V + 1,2V)}{120 \Omega} = 60 \text{ m Amp.}$$

$$V_{CE3MAX} = (V_{SAL} + 2V_{BE}) - V_{E3} =$$

$$= (18V + 1,2V) - 1V = 18,2V$$

$$P_{T3MAX} = 18,2V \times 60 \text{ m Amp} = 1,092 \text{ Watts.}$$

Un transistor npn RCA 40409, cumple satisfactoriamente los requerimientos; pues, son las mismas características del T₂.

- La Potencia de Disipación del T₅, con el voltaje asumido de $V_{CE5} = 2V$. Se puede tomar una corriente máxima, la de saturación $I_{C5(SAT)} \approx 50,0 \text{ m Amp.}$ considerando que para regimen normal tendremos

$$I_{C5} = 18 \text{ m Amp.}$$

Con estos requerimientos podemos escoger un transistor pnp 2N3702, de características:

$$P_T = 300 \text{ m Watt} > (2V \times 50 \text{ m Amp}) = 100 \text{ m Watt}$$

$$V_{CE(SAT)} = 0,25V ; \text{ para } I_C = 50 \text{ m Amp.}$$

$$I_{C_{MAX}} = 200 \text{ m Amp} > 50 \text{ m Amp} > 18 \text{ m Amp.}$$

$$V_{CB_{MAX}} = 40V ; h_{FE} = 60 \rightarrow 300$$

$$V_{CE_{MAX}} = 25V$$

$$V_{EB_{MAX}} = 5V$$

- La Potencia de Disipación del transistor T_6 será:

Como en el caso del T_4 , la máxima corriente de colector será:

$$I_{C4_{MAX}} = I_{C6_{MAX}} = 208,33 \text{ m Amp.}$$

$$V_{CE4(SAT)} = V_{CE6(SAT)} = 1,4V ; \text{ Entonces}$$

$$P_{T6_{MAX}} = V_{CE6(SAT)} \times I_{C6_{MAX}} = 1,4V \times 208,33 \text{ m Amp} =$$

$$= 291,66 \text{ m Watt.}$$

Podemos escoger también para T_6 , el transistor

40408 de características ya indicadas.

Las características de los diodos Zener DZ_2 y DZ_3 serían:

Para el DZ_2 , se ha escogido el 1N5232A, porque tiene las siguientes características:

$$V_{Z(NOM)} = 5,6V$$

$$I_{ZT} = 20 \text{ m A.}$$

$$P_Z = 500 \text{ m W.}$$

$$Z_{ZT} = 11\Omega \text{ a } I_{ZT}$$

$$V_F = 1,1V \text{ a } I_F = \\ = 200 \text{ m Amp.}$$

$$Z_{ZK} = 1600\Omega \text{ a } I_{ZK} = \\ = 0,25 \text{ m Amp.}$$

$$I_{ZM} = \frac{500 \text{ m W}}{5,6V} = \\ = 89,29 \text{ m Amp.}$$

Para el DZ_3 , se ha escogido el 1N4743, por presentar:

$$V_{Z(NOM)} = 13V \text{ a } I_{ZT}$$

$$I_{ZT} = 19 \text{ m Amp.}$$

$$V_F = 1,5 \text{ Volt}_{MAX} \text{ a } 200 \text{ m Amp.}$$

$$Z_{ZT} = 10\Omega \text{ a } I_{ZT}$$

$$P_Z = 1 \text{ Watt}$$

$$Z_{ZK} = 700\Omega \text{ a } I_{ZK}$$

$$I_{ZK} = 0,25 \text{ m Amp.}$$

$$I_{Z(MAX)} = 69 \text{ m Amp.}$$

La disipación de potencia en las resistencias serán:

$$P_{RA} = V_{RA} \times I_{SAL} = 0,6V \times 5,5 \text{ Amp} = 3,3 \text{ Watts} ;$$

Ponemos $P_{RA} \approx 5 \text{ Watts.}$

$$P_{R5} = I_5^2 \times R_5 = (22 \text{ mA})^2 \times 120\Omega = 58,08 \text{ m Watt} ;$$

Ponemos: $P_{R5} \approx 0,5 \text{ Watts.}$

$$P_{R6} = \frac{V_{E3}^2}{R_6} = \frac{(1 \text{ Vol})^2}{68\Omega} = 14,7 \text{ m Watt} ;$$

Ponemos: $P_{R6} \approx 0,5 \text{ Watts.}$

$$P_{R7} = \frac{V_{B3}^2}{R_7} = \frac{(1,6 \text{ Vol})^2}{120 \Omega} = 21,33 \text{ m Watt} ;$$

Ponemos: $P_{R7} \approx 0,5 \text{ Watts.}$

$$P_{R8} = \frac{V_{B1}^2}{R_8} = \frac{(0,6 \text{ Vol})^2}{50 \Omega} = 6,43 \text{ m Watt} ;$$

Ponemos: $P_{R8} \approx 0,5 \text{ Watts.}$

$$P_{R9} = \frac{(E_{BH} - V_Z)^2}{R_9} = \frac{(26,4V - 13V)^2 \text{ Vol}^2}{330 \Omega} = 544,12 \text{ m Watt} ;$$

Ponemos: $P_{R_9} \approx 1 \text{ Watt}$

$$P_{R_{10}} = I_{C_5}^2 \times R_{10} = (18 \text{ mA})^2 \times 470\Omega = 152,28 \text{ m Watt} ;$$

Ponemos: $P_{R_{10}} \approx 0,5 \text{ Watts.}$

$$P_{R_{11}} = \frac{E_{B_6}^2}{R_{11}} = \frac{(0,6 \text{ Vol})^2}{33 \Omega} = 10,91 \text{ m Watts} ;$$

Ponemos: $P_{R_{11}} \approx 0,5 \text{ Watts.}$

$$P_{R_{12}} = I_{12}^2 \times R_{12} = (10 \text{ mA})^2 \times 820\Omega = 82 \text{ m Watts} ;$$

Ponemos: $P_{R_{12}} \approx 0,5 \text{ Watts.}$

$$P_{R_{13}} = \frac{V_{B_5}^2}{R_{13}} = \frac{(12,4V)^2}{1.200 \Omega} = 128,13 \text{ m Watts} ;$$

Ponemos: $P_{R_1} \approx 0,5 \text{ Watts.}$

$P_{P_2} =$ La misma potencia de 0,5 Watts.

La disipación en R_F será:

$$P_{R_F} = I_Z^2 \times R_F = (15 \text{ mA})^2 \times 300\Omega = 67,5 \text{ m Watts.}$$

$$P_{R_F} = 67,5 \text{ m Watts.} ;$$

podemos poner una R_F de 0,5 Watts.

Comprobamos la disipación del Zener DZ_2 .

$$\begin{aligned} P_{DZ_2} &= I_Z \times V_Z = 15 \text{ m Amp} \times 5,6 \text{ V} = \\ &= 84 \text{ m Watt} < 500 \text{ m Watt} = P_Z. \end{aligned}$$

2-3. DISEÑO DEL INVERSOR

Los circuitos de conmutación se clasifican: como regenerativos o no regenerativos, según, requieren o no una acción externa, para mantener sus dispositivos activos en los modos de funcionamiento deseados.

En un circuito regenerativo, la acción de conmutación se inicia por acción de un pulso externo, después de lo cual, el circuito completa por sí mismo el proceso de cambio de estado. El circuito no regenerativo en cambio, se comporta como un relevador común, que requiere una corriente permanente para mantener cerrados sus contactos. En los circuitos de conmutación regenerativos, cada transistor por ejemplo, está en la condición de conducción o no conducción. En general los circuitos regenerativos tienen dos estados estables y se clasifican: sobre la base de que el circuito permanezca o no indefinidamente en uno u otro de esos estados, en ausencia de una acción externa. Si en ausencia de pulsos disparadores, el circuito puede permanecer indefinidamente en cualquiera de los dos estados, se lo clasifi-

ca como BIESTABLE. Si puede permanecer indefinidamente en un único estado el circuito se llama MONOESTABLE; por fin, cuando el circuito no puede permanecer indefinidamente en ninguno de los dos estados posibles, se trata de un sistema AESTABLE o ASTABLE. En general los multivibradores o circuitos binarios pueden clasificarse en: Biestables, Monoestables y Astables.

2-3.1. EL MULTIVIBRADOR BIESTABLE.

Un circuito Biestable como el de la figura 16, es el que puede permanecer indefinidamente en cualquiera de sus dos estados estables y que puede ser inducido a

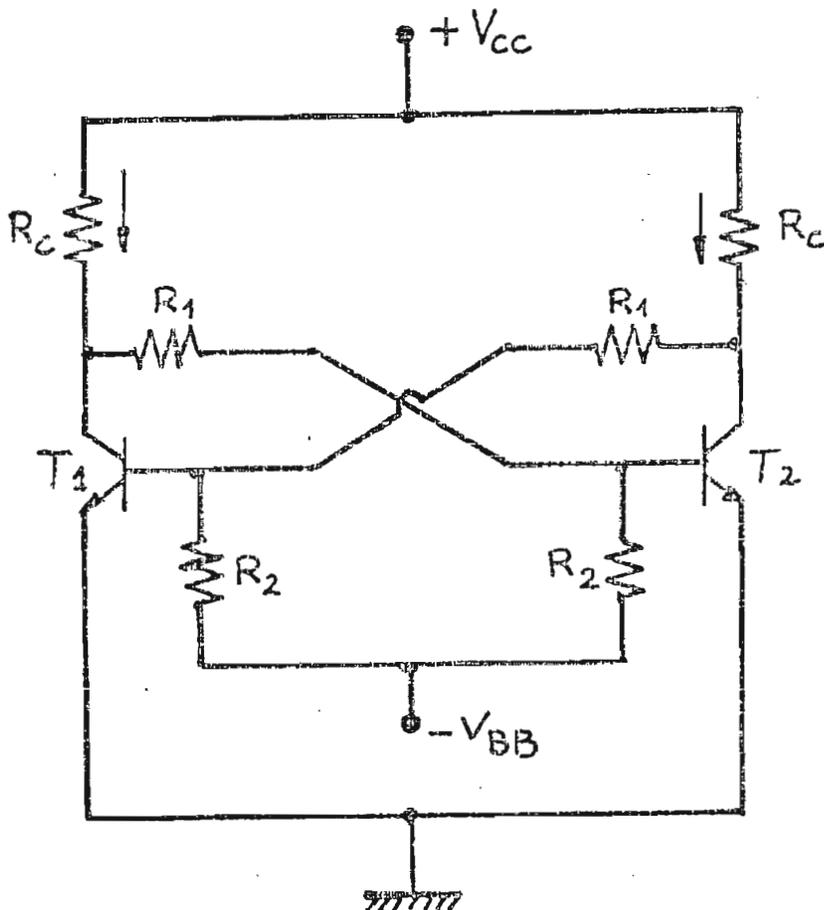


Figura 16

realizar una transición brusca de uno a otro estado mediante una excitación exterior.

Debido a la simetría del circuito, podríamos esperar que las corrientes de reposo en ambos amplificadores fueran las mismas. Supongamos que ambos transistores están trabajando en la región activa, dejando pasar simultáneamente corrientes iguales $I_{C_1} = I_{C_2}$, por lo que dicho estado del binario será un estado de equilibrio. No obstante, éste estado es de equilibrio INESTABLE.

Si se produce una variación insignificante en la corriente I_{C_1} ; Si I_{C_1} aumenta, la tensión en la salida V_{C_1} disminuirá. Esto hará que baje la tensión en la entrada V_{B_2} , lo cual a su vez, produce una disminución en I_{B_2} con la consiguiente disminución de I_{C_2} (puesto que $I_{C_2} = \beta_2 I_{B_2}$), cuando esto ocurre la tensión de salida V_{C_2} aumenta, por este motivo, la tensión en V_{B_1} se hace más positiva por lo que aumenta I_{B_1} y que hace aumentar también a I_{C_1} aún más (puesto que, $I_{C_1} = \beta_1 I_{B_1}$). Este proceso se repite continuamente. La corriente I_{C_1} sigue creciendo y la corriente I_{C_2} sigue disminuyendo, apartándose el circuito cada vez más de su condición inicial; entonces, el transistor T_1 tenderá a la saturación, mientras que T_2 al corte. Esta acción se produce a causa de la re

alimentación regenerativa que posee el circuito y tendrá lugar sólomente si la ganancia del lazo de realimentación es mayor que la unidad. La necesidad de la fuente de alimentación negativa puede evitarse empleando una resistencia común de emisor R_e , que suministre autopolarización.

Un flip-flop permanecerá indefinidamente en uno de sus estados estables hasta que se provoque en él, una transición mediante una señal de disparo, tal como un pulso aplicado desde una fuente exterior. En muchas aplicaciones, si se desea que el cambio de estado se produzca lo más rápido posible, ésto se consigue introduciendo pequeñas capacidades en paralelo con las resistencias de acoplamiento R_1 . Llámase tiempo de transición al intervalo durante el cual se transfiere la conducción de uno a otro transistor.

El circuito binario puede utilizarse para excitar otros circuitos, por lo cual, a uno o a los dos colectores se les puede aplicar cargas; pero éstas deben ser tomadas en cuenta porque reducen la tensión de colector V_{C_1} por ejemplo, del transistor que está cortado y reduce la amplitud de la salida; pero lo más importante, es que, esta disminución implica disminuciones de la corriente de base I_{B_2} , pudiendo darse el caso de que T_2 no entre en saturación. Por ello, los

componentes de un flip-flop deben elegirse de tal modo que, en las condiciones de carga más severas, uno de los transistores esté en saturación mientras el otro está cortado.

2-3.2. EL MULTIVIBRADOR MONOESTABLE.

El circuito monoestable, tiene un sólo estado estable permanente y el otro estado semiestable. En la configuración monoestable se requiere una señal de disparo, para producir una transición del estado estable al semiestable. El circuito puede mantenerse en su estado Semiestable durante un tiempo muy grande, en comparación con el tiempo de transición entre ambos estados. Finalmente sin embargo, el circuito volverá a su estado estable sin necesitar de ninguna señal exterior para producir esta inversión. Este circuito puede emplearse para generar una onda rectangular. Si se suprime uno de los estados estables del multivibrador biestable, el circuito se comporta como monoestable.

La figura 17 ilustra un circuito básico de multivibrador monoestable, que es similar a un flip-flop, excepto porque uno de los transistores T_2 está acoplado al otro T_1 , sólo por medio de un capacitor C_t ; además, la polarización de base de T_2 (la tensión de base V_{CC}) tiende a llevar a este transistor al estado de conduc

ción, mientras que $-V_{BB}$, hace que T_1 permanezca en

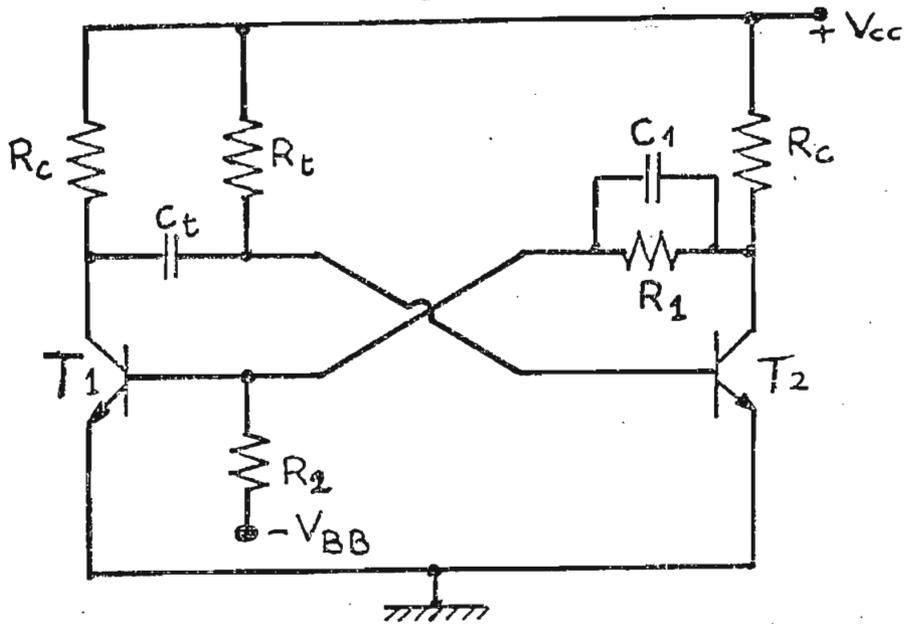


Figura 17

corde, como en el circuito biestable. En esta condición de funcionamiento el capacitor de acoplamiento C_t está cargado a una tensión aproximadamente igual a V_{CC} .

La resistencia R_t , como la resistencia de acoplamiento del circuito Biestable se elige de modo que T_1 , se encuentre conduciendo si T_2 se halla en corte, por ejemplo, como consecuencia de la aplicación de un pulso de disparo. Si éste pulso consigue que T_2 pase a la condición de corte, T_1 pasa a la condición de conducción y permanecerá así mientras T_2 se encuentre bloqueado. Al pasar T_1 a la condición de conducción, el terminal izquierdo de C_t queda prácticamente conec

tado a tierra a través de T_1 y la base de T_2 recibe una tensión negativa de polarización aproximadamente igual a V_{CC} . Por tanto T_2 , se mantiene en corte por la carga de C_t . Sin embargo, la tensión de polarización de T_2 va disminuyendo debido a la carga que T_2 recibe de V_{CC} a través de R_t y así, T_2 vuelve a conducir cuando esta tensión llega aproximadamente a cero. Simultáneamente, el transistor T_1 , pasa a corte, con lo que el circuito retorna a la condición de equilibrio.

En la condición de equilibrio (puesto que T_2 se halla conduciendo), se elige la resistencia R_t de tal modo que:

$$R_t \leq h_{FE} R_C$$

La salida se toma en este circuito, por lo general del colector de T_2 . Esta salida consiste en un pulso que tiene una amplitud aproximadamente igual a $+V_{CC}$ y una duración dada por

$$T \approx R_t C_t \ln 2 = 0,69 R_t C_t$$

La anchura del pulso T puede hacerse muy estable (casi independiente de: las características del transistor, tensiones de alimentación y valores de las resistencias); si T_1 , se lleva a la saturación, pues en es

tas condiciones $I_C R_C = V_{CC} - V_{CE(SAT)}$

2-3.3. EL MULTIVIBRADOR ASTABLE.

El circuito Astable tiene dos estados, siendo ambos semiestables. Sin necesidad de una señal de disparo exterior, en la configuración astable se pasa sucesivamente de un estado semiestable a otro. El circuito astable es un oscilador y se emplea como generador de "Ondas Cuadradas" y puesto que no requiere señal de disparo, constituye frecuentemente una fuente básica de ondas rápidas.

En el multivibrador Aestable ninguno de los dos estados posibles es permanente, sino que el circuito pasa incesantemente de un estado al otro.

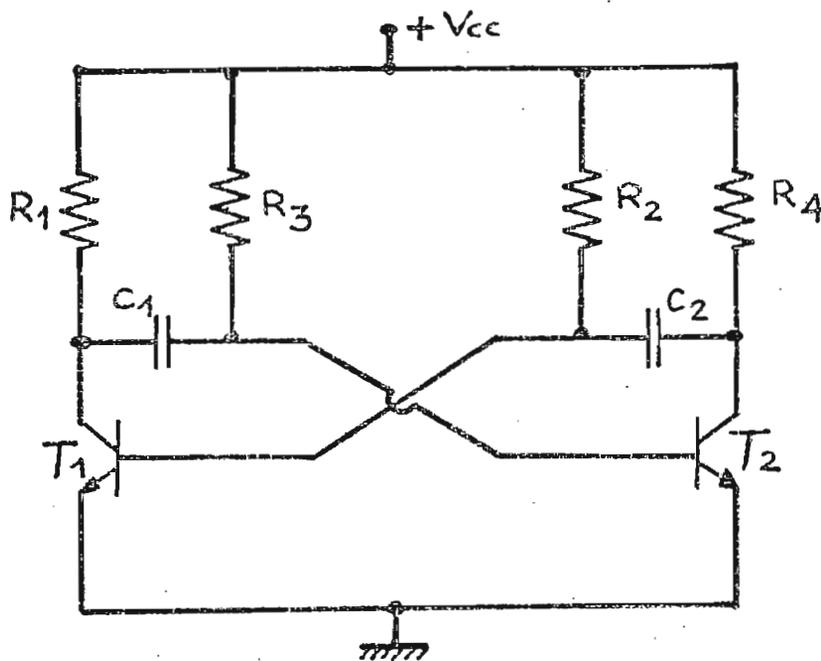


Figura 18

El circuito básico del multivibrador Astable es el de la figura 18, como puede verse, se obtiene extendiendo al segundo transistor la modificación introducida al circuito biestable para obtener el circuito monoestable. Es decir, no hay acoplamiento directo entre los dos transistores y ambos tienden a la condición de conducción, por efecto de la tensión de polarización de base V_{CC} . Como en el circuito monoestable, las resistencias R_3 y R_4 deben elegirse de modo que los transistores se hallarían en la condición de conducción, si no existieran los condensadores de acoplamiento C_1 y C_2 . Si en presencia de éstos capacitores, se aplicara gradualmente la tensión V_{CC} partiendo de cero, sería posible que los dos transistores comenzaran a conducir simultáneamente y alcancen así la saturación, con lo cual, el circuito no funcionaría. Sin embargo, si V_{CC} se aplica bruscamente, debido a las tolerancias de fabricación de los componentes, que hacen ligeramente asimétrico el sistema, uno de los transistores pasa primero que el otro a la saturación, obligando al otro a pasar a la condición de corte gracias al acoplamiento previsto por el condensador que une el colector del primero a la base del segundo.

En el circuito multivibrador con emisor común y acoplamiento por colector mostrado en la figura 18, la polarización directa para la base del transistor T_1 ,

se obtiene mediante la baja resistencia Emisor-Base que está en serie con la resistencia R_2 , sobre la fuente de tensión V_{CC} . En forma semejante, la polarización directa para la base del transistor T_2 , se obtiene a través de la Juntura Emisor-Base y de la resistencia R_3 . Cuando se aplica tensión al multivibrador, la corriente que circula en cada resistencia efectiva ofrecida por los transistores T_1 y T_2 para ciertos valores de polarización de base.

Para el propósito de la explicación, supongamos que al principio circula mayor corriente de colector a través del transistor T_1 , que a través del transistor T_2 ; entonces, como la corriente de colector de T_1 aumenta, el voltaje en el colector de T_1 disminuye respecto a tierra. En otras palabras, el colector de T_1 se hace menos positivo y éste, en efecto, actúa como un pulso negativo que se acopla a través del capacitor C_1 a la base del transistor T_2 . El pulso negativo en la base de T_2 hace a ésta negativa con respecto a su emisor y como resultado, T_2 tiende al corte. La corriente de Colector de T_2 disminuye debido a la acción de la polarización inversa y la tensión en el colector de T_2 , aumenta y tiende al voltaje de la fuente V_{CC} . Así pues, el colector de T_2 se hace más positivo, y éste, en efecto, actúa como un pulso positivo, que se acopla a través del capacitor C_2 a la base

del transistor T_1 . El pulso positivo en la base de T_1 , hace a ésta positiva con respecto a su emisor y la corriente de colector de T_1 se eleva, debido a la acción de polarización directa.

Este proceso regenerativo, continúa hasta que T_1 llega a su saturación (como resultado de la polarización directa creciente) y T_2 queda en corte (como consecuencia de las condiciones de polarización inversa).

Cuando T_1 está en saturación su corriente de colector ya no crece, sino que toma un valor constante; por lo tanto, no hay cambio posterior en la tensión de colector que se acopla a través del capacitor C_1 a la base del transistor T_2 . El voltaje en la base de T_1 , es sólo de unos pocos décimos de voltio positivos y como resultado, el capacitor C_2 se carga rápidamente a través de la baja resistencia de R_4 a un potencial que es aproximadamente igual a V_{CC} . Puesto que el voltaje de colector en T_1 (T_1 conduce intensamente) está casi al potencial de tierra, el capacitor C_1 (que se carga previamente), comienza a descargarse a una velocidad que es igual a la constante de tiempo R_3C_1 , a través del transistor T_1 , la fuente de voltaje y el resistor R_3 . Cuando el capacitor C_1 se descarga, la tensión en la base de T_2 se hace cada vez menos negativa (varía positivamente) hasta que alcanza un punto

en que, la polarización inversa desaparece y T_2 es capaz de conducir.

Cuando la base de T_2 retorna a la condición de polarización directa, ésta empieza a conducir y su corriente de colector comienza a circular a través del resistor de carga R_4 . Cuando disminuye el voltaje de colector en T_2 , la tensión variable (pulso negativo) se acopla a través del capacitor C_2 a la base del transistor T_1 . El voltaje en la base de T_1 es sólo unas décimas de voltio positivo, y como consecuencia de la carga sobre el capacitor C_2 , se aplica polarización inversa a la base de T_1 . El transistor T_1 se polariza al corte y la tensión de colector de T_1 se eleva. Este aumento, acoplado a través de C_1 llevará a la base de T_2 a la condición de polarización directa. El voltaje en la base de T_2 es sólo de unas décimas de voltio positivo y el voltaje de colector en T_1 es aproximadamente igual a V_{CC} ; como resultado de ello, el capacitor C_1 se recarga rápidamente a través de la baja resistencia de R_1 , hasta un potencial que es aproximadamente igual a V_{CC} , puesto que el voltaje de colector en T_2 (T_2 está conduciendo intensamente) se halla casi a potencial de tierra, el capacitor C_2 (cargado previamente) comienza a descargarse a una velocidad que es igual a la constante de tiempo R_2C_2 , a través: del transistor T_2 , la fuente de tensión y el re

transistor R_2 .

Cuando el capacitor C_2 se descarga, el voltaje en la base de T_1 se hace cada vez más positiva (varía positivamente) hasta que se alcanza un punto en que ya no se aplica polarización inversa y T_1 , es capaz de conducir. Cuando la base de T_1 empieza a conducir, la corriente de colector comienza a crecer a través de la resistencia de carga R_1 . Cuando el voltaje cae en el colector de T_1 se acopla una tensión variable (pulso negativo) mediante el capacitor C_1 a la base del transistor T_2 , para iniciar otro ciclo de operación.

Para cada medio ciclo de operación se producen una de dos acciones en el multivibrador: en una acción, el capacitor C_1 se recarga al valor de la fuente de tensión V_{CC} a través de la resistencia de carga R_1 y la juntura base emisor de T_2 , mientras que el Capacitor C_2 se descarga a través del circuito serie formado: por el transistor T_2 , la fuente de voltaje y el resistor R_2 ; en la otra acción, el capacitor C_2 se recarga a través del resistor de carga R_4 y de la juntura base-emisor de T_1 hasta el valor de la tensión de la fuente V_{CC} , en tanto que el capacitor C_1 , se descarga a través del circuito serie formado: por el transistor T_1 , la fuente de voltaje y el resistor R_3 .

Puesto que la condición de corte de cada transistor

en el circuito astable es idéntico a la de la unidad de conducción normal (SATURACION) en el circuito monoestable, podemos usar la misma ecuación $T \simeq R_t C_t \ln 2 = 0,69 R_t C_t$; para determinar el tiempo de conducción de cada transistor.

El tiempo de conducción t_1 del transistor T_1 , es el tiempo de no conducción del transistor T_2 , que está dado por:

$$t_1 \simeq R_3 C_1 \ln 2 = 0,69 R_3 C_1$$

mientras que el tiempo de conducción t_2 de T_2 es:

$$t_2 \simeq R_2 C_2 \ln 2 = 0,69 R_2 C_2$$

El tiempo total de cada ciclo completo, o período de oscilación, es:

$$T = t_1 + t_2 = 0,69 (R_3 C_1 + R_2 C_2)$$

En un multivibrador simétrico: $R_1 = R_4 = R_C$

$$R_2 = R_3 = R$$

$$C_1 = C_2 = C$$

y la ecuación del período total de la onda cuadrada será: $T \simeq 1,38 RC$ o la frecuencia de oscilación es:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1,38 RC}$$

Resulta evidente según el análisis anterior, que en el diseño se tiene la libertad de controlar la duración de cada medio ciclo y se tiene además un buen control de la frecuencia de oscilación. Al seleccionar adecuadamente los valores de los componentes, para asegurar la saturación del transistor, se puede controlar el comportamiento del circuito mediante los elementos externos y no con las reactancias del transistor.

Los diodos de protección de tensión inversa D_3 se han incluido en el circuito del multivibrador a estable, para proteger a las junturas Base-Emisor de los transistores T_1 y T_2 de voltajes inversos (negativos), mayores de los que puedan soportar según las características cada uno de estos transistores.

2-3.4. DISEÑO DEL INVERSOR

En el sistema para el alumbrado de emergencia se ha propuesto una potencia de carga $P_o = 50$ Watts, que según el diagrama del inversor representada en la figura 19, corresponde a la potencia en el secundario del transformador T_{R_2} .

Como veremos más adelante al hablar de las lámparas fluorescentes, éstas por lo común funcionan con co-

riente alterna y necesitan de una reactancia que proporcione una tensión adecuada más alta que la red para iniciar la descarga, llamada tensión de encendido y luego de iniciada la descarga requiere una tensión menor que la red, llamada tensión de trabajo; ésta reactancia produce un desfase entre la corriente y la tensión de la carga, con su correspondiente factor de potencia $\text{Cos } \phi$. Se ha comprobado que una lámpara funciona correctamente cuando aproximadamente el 50% de la tensión de la línea aparece como caída de tensión en la descarga y naturalmente, el otro 50% aparece como caída de tensión en la reactancia. De acuerdo a esto el ángulo ϕ sería semejante a 45° y su $\text{Cos } \phi = 0,707$. Consultando características de los fabricantes de lámparas y reactancias o ballasts y por mediciones propias en el laboratorio se ha determinado un valor promedio para las diferentes potencias de lámparas un $\text{Cos } \phi = 0,739$.

La potencia aparente necesaria en el secundario del transformador de salida T_{R_2} será por tanto,

$$P'_{A_2} = \frac{P'_2}{\text{Cos } \phi}$$

$$P'_{A_2} = \frac{50 \text{ Watts}}{0,739} = 67,66 \text{ Volt.Amp.}$$

Al diseñar en la carga: $V_2' = 120$ Volt. Entonces:

$$I_2' = \frac{P_{A2}'}{V} = \frac{67,66 \text{ Volt.Amp}}{120 \text{ Volt.}} = 563,8 \text{ m Amp. ;}$$

$$I_2' = 563,8 \text{ m Amp.}$$

Asumiendo en el transformador T_{R2} un rendimiento

$\eta = 0,8$; tendremos en el primario una potencia aparente P_{A1}' que será:

$$P_{A1}' = \frac{P_{A2}'}{\eta} = \frac{66,67 \text{ Vol-Amp}}{0,8} = 84,58 \text{ Vol-Amp ;}$$

De acuerdo al transistor escogido y a la corriente I_C que circula por el transistor tenemos que: $V_{CE(SAT)} \approx 1,5$ Voltios.

Por tanto, el valor de V_1' será: $V_1' = V_{CC} - V_{CE(SAT)} =$

$$V_1' = 18V - 1,5V = 16,5V \quad ; \quad V_1' = 16,5 \text{ Voltios}$$

Con esta tensión requeriremos una corriente I_1' que circule por el primario del transformador T_{R2} :

$$I_1' = \frac{P_{A1}'}{V_1'} = \frac{84,58 \text{ V-Amp}}{16,5 \text{ V}} = 5,126 \text{ Amp. ; } I_1' = 5,126 \text{ Amp.}$$

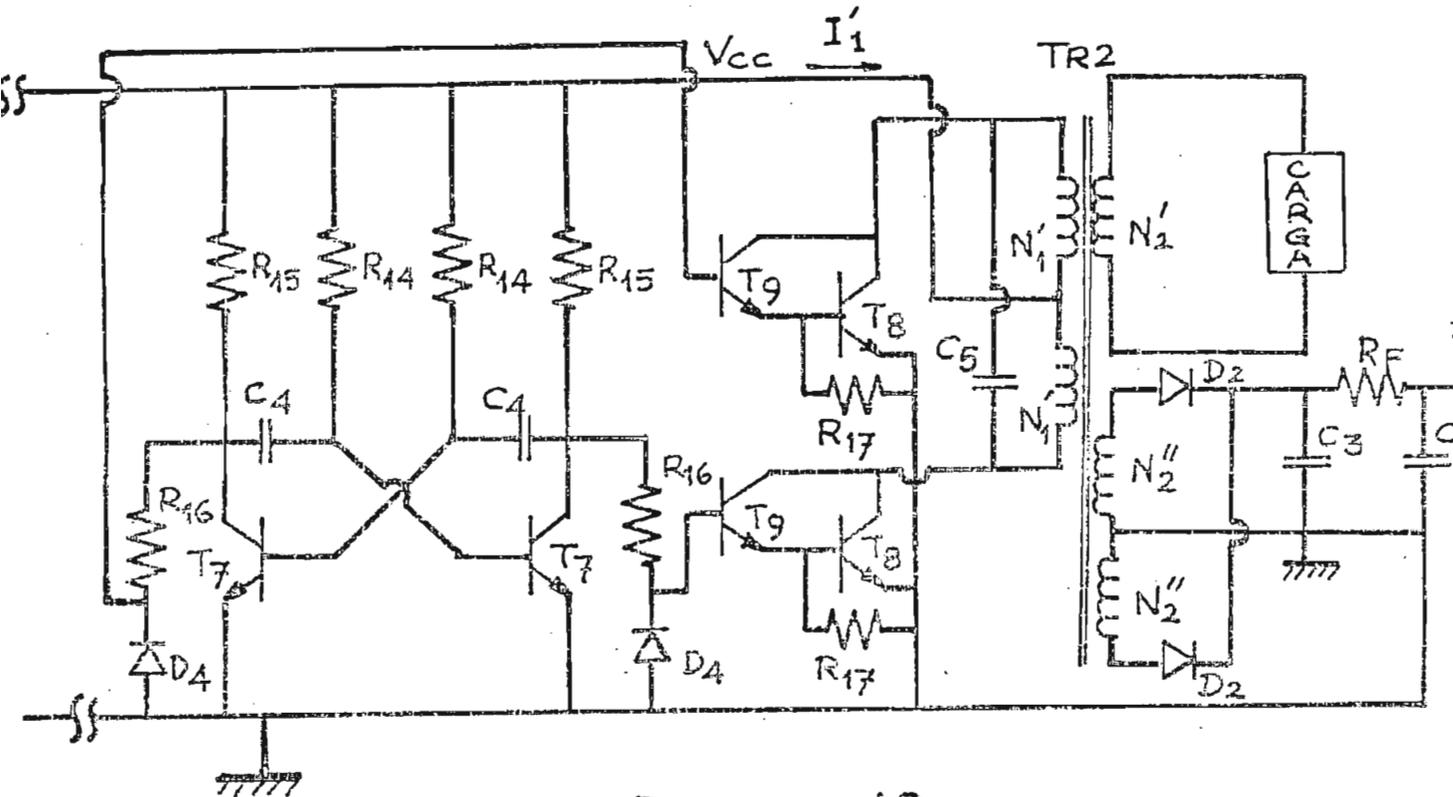


Figura 19

Si la frecuencia de trabajo del inversor es de:

$$f = 60 \text{ Hz.}$$

$$T = 1,38 R_{14} \cdot C_4 = \frac{1}{f}; \text{ Escogiendo, } C_4 = 5,6 \mu\text{F};$$

$$\text{entonces: } R_{14} = \frac{1}{1,38 f C} = \frac{1}{60 \times 1,38 \times 5,6 \times 10^{-6}} =$$

$$= 2.156,66 \Omega, \text{ donde:}$$

$$R_{14} = R'_{14} + nP_3 = 2.156,66 \Omega. \text{ Escogemos } R'_{14} = 1.800 \Omega \text{ y}$$

$$nP_3 = 2.156,66 - R_{14} = 2.156,66 - 1.800 = 356,66 \Omega.$$

Tomamos $P_3 = 1.000\Omega$ y podemos regular la frecuencia y el semiperíodo a su valor correcto con:

$$n = \frac{356,66 \Omega}{1.000 \Omega} = 0,3566$$

Cuando T_7 se encuentra en saturación, podemos suponer que su corriente sea $I_C \approx 50$ m Amp. para $V_{CE(SAT)} \approx 0,5$ Volt. (según las características del transistor 2N3704) y calculamos:

$$R_{15} = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)}}{I_{C7(SAT)}} = \frac{18V - 0,5V}{50 \text{ m Amp}} = 350 \Omega ; \text{ tomamos}$$

$$R_{15} = 390 \Omega.$$

Cuando T_7 se encuentra en corte, el colector de éste transistor tendrá una tensión de colector semejante a $V_{CC} = 18V$. Al considerar una corriente a la salida del multivibrador astable = $I_{SEÑ} \approx 10$ m Amp. , puesto que:

$$I_{SEÑ} \geq \frac{I_1'}{\beta_8 \beta_9} = \frac{5,126}{15 \times 40} = 8,54 \text{ m Amp.} \text{ Entonces tomamos}$$

$$I_{SEÑ} \approx 10 \text{ m Amp.}$$

La tensión máxima disponible en el colector del transistor que está en la condición de corte será:

$$\begin{aligned} V_{C7} &= V_{CC} - I_{SEÑ} \times R_{15} = 18V - (10 \text{ m Amp} \times 390 \Omega) = \\ &= 14,1V. \end{aligned}$$

Para calcular R_{16} , tenemos:

$$R_{16} = \frac{V_{C7} - 2 V_{BE}}{I_{SEÑ}} = \frac{14,1V - 1,2V}{10 \text{ m Amp}} = 1.290 \Omega.$$

Podemos tomar $R_{16} = 1,3K (5\%)$

La corriente de señal I_S o la \bar{I}_S , están desfasadas entre sí en 180° y tienen el mismo valor; pero como sus valores son bajos, es necesario dos amplificadores de corriente, para lo cual, el diseño considera un Par Darlington para poder obtener en el primario de T_{R2} una corriente $I_1' = 5,126 \text{ Amp}$.

Estas dos señales I_S e \bar{I}_S , se suman a su debido tiempo (considerando el desfasaje de 180°) en el arrollamiento primario del transformador de la carga, obteniéndose a la salida una onda cuadrada con semiciclos positivos y negativos, cuyo valor RMS del primario = $V_1'(RMS) = 16,5V$. Tensión ésta que es amplificada en el secundario del T_{R2} , hasta obtener $V_2' = 120 \text{ Vol (RMS)}$ también de onda cuadrada.

Para calcular el valor de R_{17} : conocemos $V_{BE8} = 0,6V$.

Si hacemos $I_{17} > I_{B_8}'(\text{min})$; donde $I_{B_8}'(\text{min}) = \frac{I_1'(\text{min})}{\beta_8}$

y considerando en valor de $I_1'(\text{min}) \approx 100 \text{ m Amp.}$,

entonces $I_{B_8}' \text{ min} \approx \frac{100 \text{ m Amp}}{15} = 6,66 \text{ m Amp.}$;

Ponemos entonces: $I_{17} \approx 10 \text{ m Amp.}$ con lo cual:

$$R_{17} = \frac{V_{BE_8}'}{I_{17}} = \frac{0,6V}{10\text{m Amp}} = 60 \Omega. \text{ Escogemos } R_{17} \approx 56 \Omega.$$

Podemos escoger para T_8 y T_8' , el transistor RCA 40251; para T_9 y T_9' el transistor RCA 40409; de características ya especificadas y que cumplen funciones similares a las señaladas en el regulador de voltaje como: T_1 y T_2 respectivamente.

Para T_7 y T_7' tomamos el transistor 2N3704, que es un npn con las siguientes características:

MAXIMO

$$V_{CB} = 50V$$

$$P_T = 360 \text{ m Watts}$$

$$V_{CE} = 30V$$

$$h_{FE} = 100 \rightarrow 300$$

$$V_{EB} = 5V$$

$$V_{CE(\text{SAT})} = 0,6V \text{ a}$$

$$I_C = 800 \text{ m Amp.}$$

$$I_C = 100 \text{ m Amp.}$$

entonces podemos asegurar que:

$V_{CE(SAT)} \approx 0,5V$ a $I_C \approx 50$ m Amp. , entonces:

$$P_{T7} = V_{CE(SAT)} \times I_C = 0,5V \times 50 \text{ m Amp} =$$

$$= 25 \text{ m Watts} < 360 \text{ m Watts.}$$

Para el diseño del transformador T_{R2} , disponemos de los siguientes datos:

$$V_1' = 16,5V_{(RMS)} \quad ; \quad V_2' = 120V_{(RMS)} \quad ;$$

$$V_2'' = 12,3V_{(RMS)} \quad ; \quad P_{A2}' = 67,66V \text{ Amp.} \quad ;$$

$$I_1' = 5,126 \text{ Amp.} \quad ; \quad I_2' = 563,82 \text{ m Amp.} \quad ;$$

$$I_2'' = 15 \text{ m Amp.} \quad ; \quad \eta = 0,8$$

$$N_1' = \frac{V_1 \times 10^8}{F \times K \times f \times B \times S} \quad ; \quad \text{donde:}$$

$$V_1' = 16,5V_{(RMS)} \text{ Tensión en el primario de } T_{R2}$$

$$F = \text{factor de forma} = 4 \quad (\text{para onda cuadrada})$$

$$K = \text{Factor de Apilamiento o amontonamiento} = 0,9$$

$$f = 60 \text{ Hz.}$$

$$B = 15.000 \text{ Gaes} = 96.774 \frac{\text{líneas}}{\text{pulg}^2}$$

$$S = 1,4741 \text{ pulg}^2. \text{ Sección del hierro;}$$

puesto que:

$$S = \frac{\sqrt{P A_2}}{5,58} = 1,4741 \text{ pulg}^2 ; \text{ con lo cual:}$$

$$N_1' = \frac{16,5 \times 10^8}{4 \times 0,9 \times 60 \times 96.774 \times 1,4741} = 53,55 \text{ vueltas.}$$

Ponemos $N_1' = 54$ vueltas.

Asumiendo la capacidad de conducción de $700 \frac{\text{circ mill}}{\text{Amp}}$ del alambre, tendremos: que el área mínima requerida para el conductor es:

$A = 700 \times 5,126 = 3.588,2$ circ mill. Que dá $\phi = 59,9$ mills; con estos datos, escogemos un alambre AWG #14 que tiene las siguientes características:

$A = 4.107$ circ mills $> 3.588,2$ circ mill ;
con $\phi = 64,1$ mills $> 59,9$ mills; y con una capacidad de conducción de corriente de $5,87$ Amp $> 5,126$ Amp.

Como para el primario necesitamos dos arrollamientos iguales, en total tendremos: un total de vueltas = $2 \times 54 = 108$ vueltas, con un tap central en 54 vueltas.

Al calcular el primer secundario:

$$N_2' = \frac{V_2 N_2'}{V_1 \sqrt{\eta}} = \frac{120 \times 54}{16,5 \times \sqrt{0,8}} = 439,08 \text{ vueltas.}$$

Como el rendimiento asumido es: $\eta = 0,8$ $N_2' = \frac{439,08}{0,8} =$
 $= 440 \text{ vueltas.}$

El número de vueltas por voltio para el secundario es:

$$\frac{440}{120} = 3,66 \frac{\text{vuel.}}{\text{volt.}}$$

Asumiendo $700 \frac{\text{circ.mills}}{\text{Amp}}$ para el alambre. La sección mínima requerida es:

$$A = 700 \frac{\text{circ.mills}}{\text{Amp}} \times 0,563 \text{ m Amp.} = 394,1 \text{ circ.mills.}$$

con un $\phi = 19,85 \text{ mills.}$

Con estos datos puedo escoger un alambre AWG #24 que tiene las siguientes características:

$$A = 404 \text{ circ. mills} > 394,1 \text{ circ. mills} ;$$

$\phi = 20,1 \text{ mills} > 19,85 \text{ mills};$ y con capacidad de conducción de corriente del alambre = $577 \text{ m Amp} > 563 \text{ m Amp.}$

Para el segundo secundario de éste transformador T_{R_2}

y que sirve para la muestra del regulador de voltaje, como el número de vueltas por voltio del secundario fue de $3,66 \frac{\text{vuel}}{\text{volt}}$, entonces;

$$N_2'' = 3,66 \frac{\text{vuel}}{\text{volt}} \times 12,3 \text{ volt} = 45,1 \text{ vuel.}$$

Pongo $N_2'' = 45$ vueltas.

En forma igual, como se necesitan dos arrollamientos iguales para la rectificación de onda completa, ponemos en el secundario $2 \times 45 = 90$ vueltas, con un tap central en 45 vueltas; tap éste que va conectado a tierra.

Para calcular el área mínima del conductor:

$$A = 700 \frac{\text{Circ. mills}}{\text{Amp}} \times 15 \text{ m Amp} = 10,5 \text{ circ mills},$$

con $\phi = 3,24$ mills.

con estos datos, puedo escoger un alambre AWG #39 que tiene las siguientes características:

$$A = 101 \text{ circ.mills} > 10,5 \text{ circ.mills};$$

$\phi = 10 \text{ mills} > 3,24 \text{ mills};$ y con capacidad de conducción del alambre de $144 \text{ m Amp} > 15 \text{ m Amp}.$

Para calcular el valor de C_5 , que sirve para atenuar

las oscilaciones en alta frecuencia (f_H) que producen picos de sobretensión en el secundario de T_{R_2} , consideramos: $|Z| \geq |X_{C_5}|$.

La impedancia vista desde el tap. central a cualquiera de los otros terminales del bobinado primario es:

$$\left| Z' \right| = \frac{V_1'}{I_1} \quad \text{entonces} \quad \left| Z_1' \right| = \frac{16,5V}{5,126 \text{ Amp}} = 3,22 \Omega$$

Considerando los dos arrollamientos primarios, como se duplica el número de vueltas entonces la impedancia se hace cuatro veces mayor, o sea:

$$|Z| = 4 |Z'| = 4 \times 3,22 = 12,88 \Omega$$

Igualando esta impedancia a la reactancia de C_5 y calculada con la frecuencia f_H medida experimentalmente:

$$f_H \approx \frac{1}{0,8 \text{ m sg}} \approx 1250 \text{ Hz} \quad |Z| \approx \frac{1}{2\pi f_H C_5} = 12,88 \Omega$$

$$\text{de donde } C_5 \approx \frac{1}{2\pi \times 1.250 \times 12,88} = 9,89 \mu F.$$

Esta capacitancia tiene que ser del tipo no polarizado por cuanto existe inversión de la polaridad en sus terminales y además debe soportar por lo menos el doble de la tensión $E_1' = 16,5V$.

Tomamos para $C_5 = 10 \mu F$ a 50V.

2-4. Diseño del Sistema de Conmutación

Se requiere que el sistema de conmutación, cumpla con la función de cambiar la alimentación de emergencia a la carga, cuando falte la energía eléctrica y restituir la alimentación permanente de la red, tan pronto se disponga nuevamente de fluido eléctrico. Además, cuando se restituya el servicio de red, que: se desconecte la alimentación de la batería del resto del circuito, que constituye el sistema de emergencia.

Estos requerimientos pueden ser satisfechos en forma sencilla y económica utilizando un relé de tres vías y dos posiciones; este relé, estaría activado con la tensión de red, mediante una rectificación simple de media onda.

El circuito que cumple con este objetivo es el mostrado en la figura 20.

La corriente que circulará por los contactores será de:

$$I_2' \approx 563 \text{ m Amp. ; por } R_{L1} \text{ y } R_{L2}; I_{CC} \approx 5,5 \text{ Amp por } R_{L3}$$

El cargador de baterías está conectado directamente a la red para que cumpla su función, cuando el sistema de emergencia está fuera de uso, por existir energía de la línea pública. En esta situación, el Relé RL se encuen

tra activado debido a la rectificación en media onda de la corriente, a través del diodo D_7 y de su filtro C_6 ; el diodo D_6 sirve para que la energía almacenada en la bobina del relé se descargue mediante este diodo, cuando se vaya la tensión de red, evitando así, una posible oscilación perjudicial.

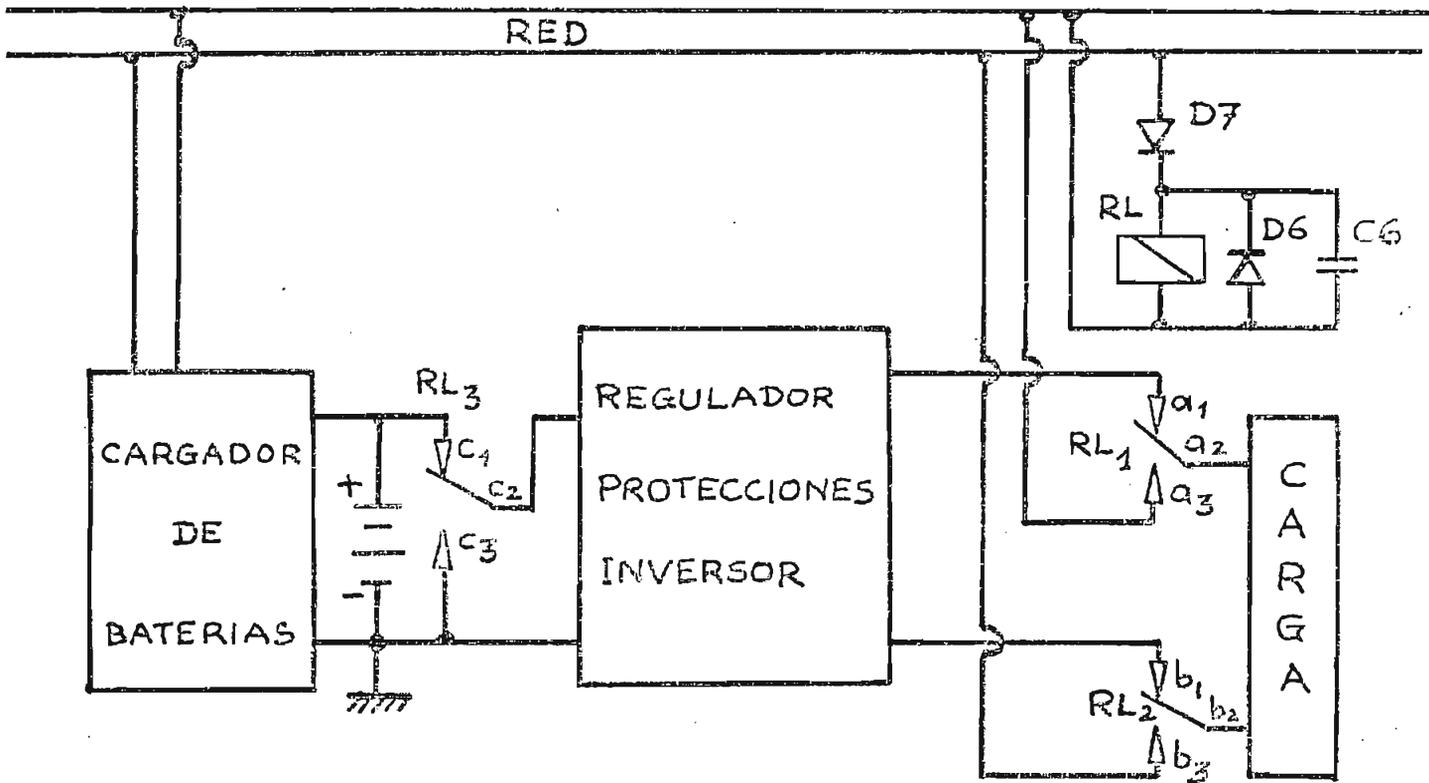


Figura 20

Con el relé energizado, los puntos de contacto: a_2 ; b_2 y c_2 de R_{L_1} ; R_{L_2} y R_{L_3} , se conectan respectivamente a: a_3 ; b_3 y c_3 , con lo cual, la resistencia de carga queda conectada directamente a la línea; asegurando además, el no funcionamiento del sistema de emergencia que no dispone de la energía que proviene de las baterías.

Cuando falta la energía pública, se desactiva el relé y los puntos de contacto: a_2 ; b_2 y c_2 de R_{L_1} ; R_{L_2} y R_{L_3} cambian ahora a: a_1 ; b_1 y c_1 respectivamente. El gráfico de la figura 20, muestra justamente esta condición (con el relé desactivado). En estas circunstancias, la resistencia de carga se alimenta del sistema de emergencia puesto que: El Regulador, las Protecciones y el Inversor contarían ya con su fuente, la batería. Cabe recalcar que gracias al juego de contactos R_{L_3} se asegura además, como protección de sobretensión, que durante la carga de las baterías, la consecuente elevación de voltaje no perjudique el funcionamiento de los dispositivos anotados: Regulador, Protecciones e Inversor.

Para calcular la capacitancia C_6 consideramos que el relé escogido (Potter & Brunfield KCP II. Plate circuit 10.000 Ω) presenta una carga de 10.000 Ω para DC que le llamamos R.

hacemos $X_{C_6} \ll R = 10.000 \Omega$; por ejemplo:

$$\frac{1}{\omega C_6} = \frac{10.000 \Omega}{30}$$

Si $f = 60 \text{ Hz}$; $\omega \approx 377$ entonces:

$$C_6 = \frac{30}{377 \times 10.000} = 7,96 \mu\text{F}; \text{ ponemos } C_6 \approx 10 \mu\text{F} \quad \left| \begin{array}{l} \\ 200 \text{ V} \end{array} \right.$$

Tanto el diodo D_6 y D_7 puede ser el 1N4585 que soportan la corriente de 1 Amp y hasta 800V.

El circuito total que constituye el sistema de emergencia se ve en la figura 23 que consta al final del presente capítulo.

2-5. USO DE LAMPARAS FLUORESCENTES Y BATERIAS.

Para completar éste capítulo de diseño y construcción, conviene señalar por lo menos en forma general algunas ideas: sobre el uso y funcionamiento tanto de las lámparas fluorescentes, que constituyen la carga del sistema presentado; así como de las baterías, que son la fuente de alimentación del sistema de emergencia.

2-5.1. LAMPARAS FLUORESCENTES

El objetivo primordial como habíamos anotado anterior

mente, persigue que el sistema de alumbrado de emergencia con lámparas fluorescentes en base de baterías tienda a acoplarse a las instalaciones ya existentes de alumbrado fluorescente, es decir, se pretende simplemente proporcionar mediante el sistema de conmutación una fuente alternativa que reemplace a la red en caso de ausencia, que por cualquier motivo se produjera; por esta razón, no se considera la posibilidad de cambiar el circuito clásico empleado para tal fin de alumbrado; sino mantener el mismo circuito convencionalmente en uso. Si bien lo anotado anteriormente es el cometido principal; sin embargo, puede emplearse también el sistema para cualquier otro uso, como por ejemplo: alumbrado portátil y móvil para vehículos, roulotes, camping, embarcaciones, etc., en las cuales se puede hacer una instalación nueva, para introducir otras técnicas más ventajosas de instalación de las mencionadas lámparas.

En tal virtud, en el presente acápite se trata de dar una visión sucinta de conceptos básicos de la iluminación fluorescente:

Las Lámparas Fluorescentes: son lámparas de descarga eléctrica en atmósfera de vapor de mercurio a baja presión y un gas inerte. La descarga se produce en un recipiente tubular de gran longitud con relación

a su diámetro, sobre cuya pared interior se ha depositado una fina capa de sustancias minerales fluorescentes. En las extremidades del tubo se sitúan los electrodos. El tubo está relleno de un gas noble, generalmente argón a algunos milímetros de presión, y de una pequeña cantidad de mercurio. La luz en una lámpara fluorescente se produce de la siguiente manera: Al aplicar una tensión adecuada entre los electrodos o cátodos de la lámpara, se produce una descarga eléctrica entre ellos; los electrones procedentes de los cátodos invaden el espacio interelectródico, chocando con los átomos de mercurio que existen en dicho espacio. A consecuencia de estos choques una parte de los átomos se ioniza, aumentando así la corriente de descargas; pero la mayor parte de los átomos de mercurio se excitan. Ahora bien, la baja presión que existe en el interior del tubo es la causa de que en la excitación de los átomos de mercurio se emitan, casi exclusivamente radiaciones ultravioletas cuya longitud de onda es de 253,7 mμ. Estas radiaciones excitan a su vez las materias fluorescentes depositadas en las paredes del tubo, que: según la ley de STOKES emitirán radiaciones de mayor longitud de onda que las radiaciones ultravioletas incidentes; o dicho de otra forma, emitirán radiaciones visibles. Sin embargo, la descarga en el interior de la lámpara no es absolutamente invisible pues aún con bajas presiones,

el mercurio emite cierta cantidad de radiaciones visibles.

Entre las ventajas que presentan las lámparas fluorescentes sobre las demás lámparas eléctricas existentes, podemos citar entre otras las siguientes:

- a) Buen rendimiento luminoso, que puede llegar hasta los 70 lúmenes por Vatio es decir, más o menos unas 4 ó 5 veces mayor que las lámparas incandescentes de igual potencia.
- b) Variedad de los tonos de luz, sobre todo en la luz blanca.
- c) Calidad en ciertos tonos de luz, de tener: una distribución espectral muy parecida a la de la luz natural.

Por la forma de encendido y por el tipo de los cátodos empleados, las lámparas fluorescentes pueden clasificarse en tres tipos fundamentales:

- a) Lámparas Fluorescentes de cátodo caliente y arranque por precalentamiento de los electrodos.
- b) Lámparas Fluorescentes de cátodo caliente y arranque instantáneo, llamadas "Lámparas Slimline".
- c) Lámparas Fluorescentes de cátodo frío, llamadas también lámparas fluorescentes de alta tensión.

De los tres tipos indicados el más generalizado es el que emplea precalentamiento de cátodo para el arranque.

Las fluctuaciones de la tensión de alimentación influye sobre las características de la lámpara. El flujo luminoso es directamente proporcional a la tensión; por lo tanto a tensiones inferiores a la nominal de la lámpara, el flujo luminoso es menor y el rendimiento luminoso disminuye; además, el encendido de la lámpara se hace inseguro, lo que afecta desfavorablemente a la duración de la lámpara.

Si por efecto de las fluctuaciones de la tensión de alimentación, ésta se hace mayor que la nominal de la lámpara, hay peligro de calentamiento excesivo en el aparato de alimentación, que puede llegar a sobrecalentar también la lámpara, incluso, hasta su destrucción.

La influencia de las fluctuaciones de la tensión de alimentación sobre la tensión de encendido es decisiva, ya que, como se sabe, el encendido no se produce más que en el caso en que la tensión aplicada a la lámpara sea suficiente. Los aparatos usuales de alimentación o balasts están provistos, para asegurar el encendido en condiciones normales de funcionamiento, con variaciones del 7 al 10 por ciento; algunos apa-

ratos de alimentación pueden asegurar el encendido con una variación mayor.

Las lámparas fluorescentes de cátodo caliente y arranque por precalentamiento de los electrodos, dentro de los variados tipos existentes es la más utilizada. El circuito de alimentación de esta lámpara necesita los siguientes dispositivos:

- a) Un elemento que suministre por un breve período de tiempo, una tensión superior a la tensión de encendido, para iniciar la descarga.
- b) Un elemento estabilizador de la corriente.

Las tensiones mínimas de encendido de las lámparas fluorescentes vienen expresadas en la siguiente tabla, para las distintas potencias normalizadas. Hay que advertir, que los valores de la tabla representan la tensión mínima que debe existir, entre los extremos de la lámpara (cuando todavía no se ha encendido), es decir, cuando no pasa ninguna corriente: ni a través de la lámpara, ni por los filamentos de la misma.

P. LAMP VATIOS	6	14	15	20	25	40	65
V. ENCENDIDO VOLTIOS	118	118	118	118	200	200	200
V. TRABAJO VOLTIOS	45	41	56	62	98	108	113

El circuito más sencillo que existe para el encendido de lámparas fluorescentes, con arranque por precalentamiento de electrodos, es el representado en la figura 21, es decir, por medio de un interruptor o pulsador del accionamiento manual, el encendido se realiza de la siguiente manera:

Cuando se aplica la tensión de la red por medio del interruptor A, hay que cerrar también el interruptor de encendido B, con lo cual, los filamentos de la lámpara quedan conectados en serie con la reactancia L y el circuito es atravesado por una corriente I, que calienta los filamentos hasta una temperatura lo suficientemente elevada para hacerlos emisivos; por lo tanto, comienza una descarga oscura en el interior de

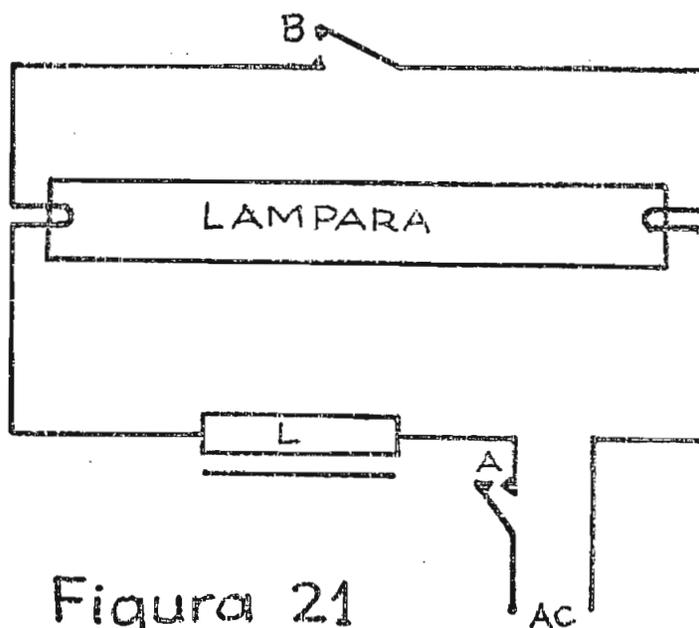


Figura 21

la lámpara. Ahora, se abre bruscamente el interruptor B, y se produce una sobretensión de autoinducción en la reactancia que, junto con la tensión de la red, aparece en los electrodos de la lámpara; ésta sobretensión, superior a la tensión de encendido es suficiente para iniciar la descarga luminosa. Una vez producida esta descarga los electrodos permanecen calientes, debido al calor producido por el arco y la descarga, es autosostenida hasta que se interrumpe el circuito exterior por medio del interruptor A. El interruptor de encendido B sólomente debe cerrarse uno o dos segundos, tiempo suficiente para que se calienten ambos electrodos (hasta iniciar la emisión electrónica). Este sistema de encendido resulta poco práctico ya que se precisan de 3 operaciones manuales, que pueden ser realizadas automáticamente gracias a un dispositivo especial denominado cebador o arrancador; hay muchos tipos de éstos; pero los más utilizados son: el térmico y el de destellos, especialmente éste último que describimos a continuación:

El arrancador de destellos está constituido básicamente: de una ampolla de vidrio llena de Neon, un contacto fijo de Niquel y un contacto móvil constituido por dos láminas de dos metales (de diferente coeficiente de dilatación y que tienen la propiedad de deformarse bajo la acción del calor). Al cerrar el interruptor

A, se produce una pequeña descarga eléctrica entre el electrodo fijo y la bilámina del arrancador. A consecuencia del calor producido por la descarga se dilata la bilámina y hace contacto con el electrodo fijo; como la corriente pasa ahora directamente desde la bilámina al electrodo fijo, se cierra el circuito exterior y la corriente circula también a través de los electrodos de la lámpara: calentándolos y haciéndolos emisivos. Al mismo tiempo, al entrar en contacto los dos electrodos del cebador, cesa la descarga eléctrica y por lo tanto, la producción de calor en el interior del arrancador; en consecuencia, el electrodo móvil se enfría y se separa del electrodo fijo al cabo de uno o dos segundos. Al cortarse la corriente se produce la sobretensión de autoinducción en la reactancia L , que, aplicada a los bornes de la lámpara le enciende a ésta; una vez encendida la lámpara la tensión en sus bornes es menor de 100V y ésta tensión que existe en los bornes del arrancador, resulta insuficiente para hacerlo funcionar nuevamente.

El arrancador térmico se aconseja sobre todo, cuando no es posible el encendido con el arrancador de destellos; por ejemplo, en corriente continua y en condiciones poco favorables tales como: bajas temperaturas, grandes fluctuaciones de tensión en la red, etc.

Los aparatos de alimentación o ballasts que se utili-

zan para las lámparas fluorescentes con arranque por precalentamiento de electrodos, son generalmente reactancias o autotransformadores con núcleo de hierro, siempre que la alimentación se realice con corriente alterna (puesto que la alimentación puede realizarse con corriente continua, que requieren otros aparatos de alimentación).

El ballast o reactancia tiene una doble finalidad:

- a) Suministrar una sobretensión superior a la tensión de encendido de la lámpara para iniciar el funcionamiento de la misma.
- b) Limitar la corriente de descarga hasta el valor para el que se ha construído la lámpara.

Se ha indicado ya que el arrancador ayuda a la producción de esta sobretensión, sin la cual, no sería posible su encendido. En lo que se refiere a la limitación de la corriente, se ha comprobado que una lámpara funciona correctamente cuando aproximadamente el 50% de la tensión de la línea aparece como caída de tensión en la descarga y naturalmente, el otro 50% de la tensión de línea aparece como caída de tensión en la reactancia. La función limitadora de corriente se cumple una vez que se ha iniciado la descarga, si el arco trata de absorber más corriente (caso por ejem-

plo de una elevación de la tensión de línea), en la reactancia se produce una mayor caída de tensión, con lo cual, la lámpara dispone de menor tensión, reduciéndose a su valor normal. La Potencia absorbida por la reactancia depende: de las dimensiones y potencia de la lámpara, de la frecuencia y de la calidad de la reactancia. Cuando la tensión de alimentación de la lámpara es menor que la tensión de encendido, el sistema más utilizado es: mediante el empleo de un autotransformador elevador, como se ve en la figura 22, que proporciona la tensión necesaria para el arranque o encendido de la lámpara, a más de la correspondiente reactancia para limitar luego la corriente, como se ha anotado anteriormente.

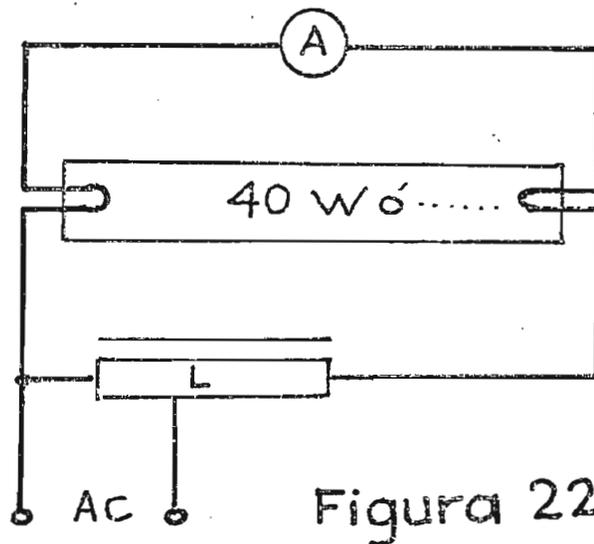


Figura 22

El factor de potencia ($\cos \phi$) de los aparatos de alimentación es bajo, lo que beneficia al circuito interno puesto que estabiliza la corriente de descarga: pe

ro en cambio, en lo que se refiere al circuito externo se precisa un factor de potencia alto, para evitar una sobrecarga a las líneas eléctricas. Para cumplir ambas condiciones: se monta en el circuito de la lám para un condensador de capacidad adecuada, que se incluye en el circuito en paralelo con el conjunto for mado por la reactancia y la lámpara, con lo que se consigue mejorar el factor de potencia hasta un valor cercano al 90%.

Una lámpara fluorescente está proyectada, esencialmente, para su funcionamiento en corriente alterna; pero puede también alimentarse con corriente continua, desde luego con algunas modificaciones en el circuito de alimentación. La lámpara fluorescente para el uso con corriente continua debe conectarse en serie: con una inductancia (parecida a la utilizada con corriente alterna), y con una resistencia. Ahora, la inductancia no tiene el efecto limitador de la corriente sino que se emplea sólo para provocar, en combinación con un arrancador térmico, la sobretensión necesaria para el encendido de la lámpara. La resistencia en serie sirve como estabilizador de la corriente de descarga, impidiendo que su valor aumente excesivamente. El empleo de corriente continua impone ciertas limitaciones a la lámpara pues, no es posible la elevación de la tensión de red por medio de un auto-

transformador (razón que impide el funcionamiento de lámparas de potencia mayor de 20Watts., si se dispone por ejemplo de una tensión de red igual a 110 Voltios)

Las lámparas fluorescentes que funcionan con CC., tienen un bajo rendimiento (debido al consumo en la resistencia adicional). Las lámparas en esta modalidad presenta el inconveniente de que: la descarga se efectúa siempre en el mismo sentido, provocando un oscurecimiento en uno de los extremos de la lámpara; una menor vida de la lámpara, etc., razón por la cual, es conveniente que muy periódicamente se invierta el sentido de la corriente en el tubo (se recomienda al menos, invertir el sentido para cada encendido de la lámpara). Cuando las lámparas funcionan con CC. no se produce el efecto Stroboscópico, pues el voltaje y la corriente tienen valores constantes. En nuestro proyecto al utilizar onda cuadrada: se consigue anular también el efecto estroboscópico como en el caso de corriente continua, con la ventaja adicional que no necesitamos cambiar expresamente el sentido de la conducción de corriente, puesto que, esta alternancia se obtiene automáticamente con el cambio sucesivo de semiciclos positivos a semiciclos negativos de acuerdo con la frecuencia de la onda. En otras palabras, trabajando la lámpara con CA. de onda cuadrada se utiliza el único beneficio de la lámpara que funciona con

CC.; el cual es: limitar al máximo el efecto stroboscópico.

La característica de todas las fuentes luminosas que funcionan en corriente alterna (especialmente sinusoidal) es: una variación de la emisión luminosa con la variación cíclica de la corriente; en las lámparas incandescentes este efecto pasa desapercibido pues el filamento retiene bastante el calor, excepto cuando la frecuencia es ya demasiado baja (25 Hz o menos). En las lámparas fluorescentes, el arco se extingue completamente dos veces durante cada ciclo y la inercia de permanencia de la luz depende: de las cualidades fosforescentes del revestimiento del tubo; aunque también, el tipo de circuito con el que se hacen funcionar las lámparas influyen sobre el grado y naturaleza de la variación de la emisión luminosa; por esta razón, debido a la fosforescencia de las sustancias fotoluminiscentes que recubren las paredes interiores, la lámpara fluorescente no presenta este efecto de centelleo con tanta intensidad; sin embargo, la presencia de estas materias fluorescentes no son suficientes para atenuar completamente las fluctuaciones de la luz, debidas a la extinción y reencendido periódico de la lámpara cuando funciona con CA. Las rápidas fluctuaciones de las fuentes luminosas originan el efecto llamado "Estroboscópico", o sea, la tenden-

cia a ver los objetivos movibles, como una sucesión de imágenes instantáneas a lo largo de la trayectoria del movimiento.

El efecto estroboscópico es un fenómeno natural y normal en el funcionamiento de la lámpara y como es molesto para la vista, (sobre todo cuando se iluminan objetos en movimiento o giratorios), hay que eliminarlo en lo posible o reducirlo a valores relativamente bajos. Existen diferentes maneras de conseguir la reducción de éste efecto hasta hacerle prácticamente insensible mediante circuitos especiales que alimenten varias lámparas en diferentes fases, para que: cuando una lámpara tenga menor iluminación la otra lámpara pase por su mayor iluminación a fin de que se compensen mutuamente. Recalcamos otra vez, que éste problema en nuestro diseño (debido al uso de onda cuadrada en la alimentación) no causa ninguna molestia; antes por el contrario, es una cualidad del sistema de iluminación emergente propuesto, el tener efecto estroboscópico despreciable.

Además de las lámparas descritas anteriormente que les podríamos llamar "Lámparas Standar", existen otros tipos interesantes de lámparas y circuitos de encendido especiales que satisfacen un ancho margen de necesidades, de las cuales nos limitamos sólo a enume

rar las siguientes:

- Lámpara Fluorescente de encendido rápido con precalentamiento de los electrodos.
- Lámpara Fluorescente de encendido instantáneo sin precalentamiento de los electrodos.
- Lámpara Fluorescente especial para grandes fluctuaciones de tensión ó para encendido a bajas temperaturas.
- Lámpara Fluorescente de flujo dirigido.
- Lámpara Fluorescente para alimentación por CC.
- Lámpara Fluorescente de gran potencia ó para alta tensión, etc.

Finalmente, podríamos citar que las lámparas fluorescentes pueden funcionar a diferentes frecuencias, de acuerdo al sistema de alimentación proyectado para su funcionamiento. Las características limitadoras de corriente de una reactancia dependen directamente de la frecuencia utilizada: instalaciones a bajas frecuencias requieren reactancias grandes y menos eficaces y presentan problemas relativos al efecto estroboscópico; las instalaciones que usan altas frecuencias, aumentan la eficacia de la lámpara y permiten la reducción: del tamaño, peso y pérdidas de potencia en la reactancia y mejoran el efecto estroboscópico.

En consecuencia, existen una gran variedad de modificaciones que se pueden introducir o emplear para mejorar el funcionamiento de las lámparas fluorescentes; pero ésta no es la finalidad de nuestro proyecto, si no utilizar el mismo sistema convencional y estandar en uso en la mayoría de instalaciones que emplean el alumbrado fluorescente. Por esta razón, nuestra carga la consideramos como lámparas fluorescentes de cátodo caliente y arranque por precalentamiento de electrodos, en los que, a lo sumo se podrían efectuar modificaciones para aumentar el factor de potencia o para suprimir las interferencias radioeléctricas.

De acuerdo a la potencia de carga escogida para el diseño del presente sistema, podemos emplear combinaciones en paralelo con lámparas de 10, 15, 20 y 40 Vatios que son las disponibles en nuestro mercado y considerando que cada una de ellas requiere una potencia adicional que se gasta en la reactancia o auto-transformador; según un promedio obtenido de catálogos, las diferentes marcas y clases de ballasts requieren de: 5 Vatios extras para las tres categorías primeras de las citadas y 10 Vatios para la última lámpara de 40 Vatios, tendremos que: para encender una lámpara de 10, 15 ó 20 Vatios que utilizan la misma reactancia se necesitarán 15, 20 y 25 Vatios de potencia respectivamente; para encender la lámpara de

40 Vatios se necesitarán de 50 Vatios.

2-5.2. BATERIAS O ACUMULADORES

El acumulador es un aparato electroquímico típico, que sirve como su nombre lo indica, para la acumulación de energía eléctrica, con el fin de poder consumirla en cualquier momento. El acumulador más utilizado es el acumulador de Plomo y Acido, que se caracteriza por la elevada tensión del elemento y costo ventajoso en la adquisición. De menor difusión son los acumuladores alcalinos de Niquel-Hierro, o Niquel-Cadmio, que se distinguen, aparte de la tensión más baja por elemento comparado con los acumuladores de Plomo, por una mayor insensibilidad contra esfuerzos eléctricos y mecánicos.

El acumulador debe examinarse desde tres puntos de vista:

- a) El Químico, que se ocupa de la naturaleza y propiedades de los materiales que se usan en su construcción y de las reacciones que ocurren durante la carga y descarga.
- b) El Físico, con un estudio relacionado con: entrada y salida eléctricas, factores de capacidad y la teoría de transformación de energía química en eléctrica y viceversa.

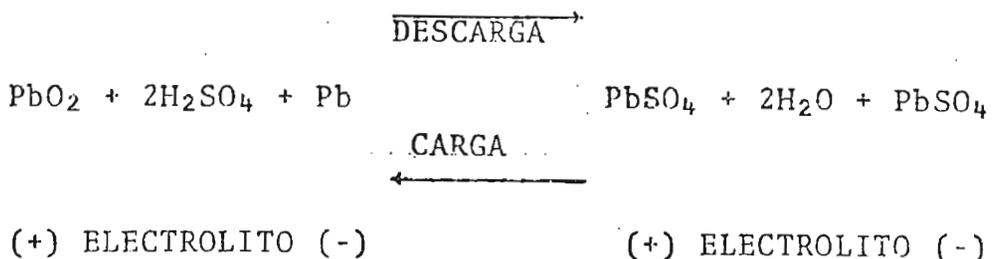
c) El Práctico, que se refiere a las aplicaciones de los acumuladores.

No hay una línea clara de separación entre los tres aspectos, pero se requiere tener una idea al menos para comprender la naturaleza y el funcionamiento de los acumuladores.

Para el presente caso nos interesa esbozar ideas fundamentales sobre los acumuladores de Plomo y Acido, que son los utilizados como fuente auxiliar de energía que alimenta al circuito de emergencia, materia del presente estudio.

Los componentes activos de los acumuladores de Plomo y Acido son: el Peróxido de Plomo (PbO_2) en las placas positivas, el Plomo esponjoso (Pb) en las placas negativas y el Acido Sulfúrico (SO_4H_2) en el electrolito. Durante la descarga se verifica: una reducción parcial en el material de las placas positivas con oxidación de las negativas y combinación de los productos resultantes en las mismas con el ácido sulfúrico. El resultado es la transformación de parte del material existente en ambas placas en sulfato de Plomo ($PbSO_4$), acompañada de un descenso en la concentración del electrolito. Durante la carga se invierte el proceso y se restablece el sistema original.

La acción química fundamental está representada por:



Las placas van dispuestas alternativamente: positivas y negativas (siendo negativas las de los extremos) y van aisladas entre sí por separadores resistentes al ácido. Cada bloque de placas positivas va soldado a una barra y lo mismo el bloque de placas negativas. El grueso de las placas depende del trabajo a que es tán destinadas y varía de: 1,5 mm. para las baterías de avión, hasta 2 mm. para las de automóvil y 5 mm. en las de tracción eléctrica. En general, cuanto más delgadas son las placas menos resistentes son para el servicio, pero mayor es la capacidad de la batería a igualdad de peso.

Una celda almacena energía eléctrica en virtud de las reacciones químicas que ocurren en los electrodos. La energía eléctrica no se almacena como tal, sino como energía química. Durante el proceso de carga, la energía eléctrica se convierte en energía química y cuando la celda se descarga posteriormente, ésta ener gía química se vuelve a convertir en energía eléctrica. La ley de conservación de la Energía gobierna

estas transformaciones. La energía eléctrica que puede dar la celda está en relación definida con la cantidad de energía química que contiene. No se puede determinar la cantidad total de energía química de la celda, pero es posible determinar el cambio en energía que ocurre al cargarse o descargarse la celda y, relacionando con las mediciones eléctricas, puede deducirse la teoría electroquímica del acumulador, en la que figura la teoría de las transformaciones de la energía. Las relaciones químicas en general van acompañadas por el desprendimiento o absorción de calor en cantidades variables que dependen de la naturaleza de la reacción. Para cada reacción la cantidad de calor liberada o absorbida por gramo-molécula depende de los estados inicial y final y recibe el nombre de calor de reacción.

2-5.3. Capacidad de los Acumuladores.

La capacidad de un acumulador puede expresarse como la capacidad en Amperio-horas ó la capacidad en Vatio-horas. La capacidad en Amperio-horas es una medida de las reacciones electroquímicas que ocurren dentro de la celda de acuerdo con la Ley de Faraday. En este sentido, el término "Capacidad" significa la cantidad de electricidad que puede dar la batería. La capacidad en Vatio-horas, encambio, es una medida de

la energía o capacidad de hacer un trabajo y que se obtiene multiplicando la capacidad en Amperio-horas por el valor medio del voltaje durante el período de descarga. Al dar la capacidad de cualquier batería es necesario especificar : El régimen a que se descarga la batería, la temperatura y el voltaje final o de corte; pues, estos tres factores influyen primordialmente en el valor de la capacidad en un grado notable. Si se conoce la capacidad en Amperio-horas y el número de celdas de cualquier batería puede hacerse de inmediato una aproximación de la capacidad en Vatio-horas que será suficiente para fines ordinarios, pues el voltaje nominal de la batería de tipo ácido-plomo es de 2 Voltios por celda.

Las baterías pueden evaluarse con la capacidad en Amperios-Horas de varias maneras; la más comunmente adoptada es la llamada "Regimen de tiempo", por lo cual; se da la capacidad de la batería en un cierto número de Amperio-horas que pueden entregarse dentro de un tiempo especificado. Por ejemplo los acumuladores estacionarios se valúan a 8 horas y las baterías de arranque y alumbrado a 20 horas. Los "Regimenes de Corriente", consisten en especificar la capacidad que puede obtenerse a una corriente en particular. Los Amperios-horas son iguales al producto de la corriente en Amperio por el tiempo en horas, si la corriente

fluctúa con el tiempo, es necesario determinar la integral.

$C = \int_0^t I dt$ La capacidad (C) se obtiene durante una descarga (I) que dure un tiempo (t). En general, t estará limitada por el voltaje descendente de la celda, pero puede escogerse la tensión como una magnitud puramente arbitraria.

No puede obtenerse toda la capacidad teórica de una batería por varias razones. El electrolito no se difunde en los poros de las placas con suficiente rapidez: cuando los poros están obstruidos parcialmente con el sulfato de plomo; la resistencia del material activo y del electrolito aumenta al progresar la descarga y finalmente, no es práctico descargar la batería hasta el voltaje cero. Al descargarse la batería, el voltaje de los terminales cae gradualmente desde su valor de circuito abierto o ligeramente por debajo de él, hasta que se acerca el final de la descarga, en que comienza a caer mucho más rápidamente. Este punto indica que se acerca el agotamiento de la celda. Si se traza una curva que muestre el voltaje durante el período de descarga, la caída rápida se inicia en lo que suele conocerse como la "Rodilla de la Curva". La descarga puede continuar ligeramente

más allá de este punto, pero sólo se puede obtener un pequeño porcentaje de la capacidad total después de que se ha pasado la rodilla de la curva. La capacidad que queda después de que se llega a la rodilla de la curva depende del régimen a que se ha estado descargando la batería y el porcentaje es mayor cuando mayor es la corriente; o sea, la capacidad en Amperio horas disminuye a medida que aumenta la intensidad de la corriente de descarga y viceversa, es decir, que las baterías suministran más energía y dan un rendimiento más elevado con intensidades de descarga pequeñas que con las intensidades elevadas por ejemplo, para descarga lenta (≈ 10 h) la capacidad aumenta del 100% especificado, a un 133%. La práctica normal ha fijado algunos voltajes finales para las descargas a varios regimenes, en la mayoría de los casos se toma el valor de 1,7 Voltios por celda aunque nosotros hemos tomado en nuestro diseño el valor de 1,8 Voltios por celda para mayor seguridad de la batería, puesto que no resulta económico descargar la batería más allá de un voltaje final adecuado.

Los factores que determinan o afectan la capacidad de las celdas son: la cantidad de material dentro de la celda, el espesor de las placas, el regimen de la descarga, la temperatura, la cantidad y concentración del electrolito, la porosidad de las placas con

juntamente con su diseño e historia anterior. Por sorprendente que parezca, las placas delgadas tienen siempre una capacidad de descarga mayor que las placas gruesas; esto se debe al hecho de que el electrolito se difunde a través de las placas delgadas con mucha más rapidez y reemplazará rápidamente el ácido consumido por el material activo durante la acción de descarga de las placas, permitiendo así una mayor intensidad de la corriente, Además, cabe recalcar que las celdas no dan capacidades tan grandes cuando se descargan a regimenes elevados, como cuando se descargan a regimenes reducidos; la causa de la disminución de la capacidad a regimenes elevados son las siguientes: la sulfatación en la superficie de las placas que cierra los poros; el tiempo limitado de que se dispone para la difusión del electrolito, y la pérdida de voltaje debido a la resistencia interna de las celdas.

Por esta razón fundamental se optó en el diseño por tomar dos baterías y conectarlas en serie, con el objeto de disminuir la corriente de descarga de la batería. Dada la potencia requerida en el primario del transformador T_{R_2} (o sea, $16,5V \times 5,126 \text{ Amp} = 84,579$ Watts), si se ponían las dos baterías en paralelo, al disminuir la tensión para una misma potencia, se duplicaba la corriente que tenía que ser suministrada

mitad por cada una de las dos baterías, o sea, la misma corriente por batería que con conexión serie. Dicho en otras palabras, si las dos baterías se conectaban en paralelo o en serie (para una misma potencia requerida), cada batería tenía que suministrar la misma corriente, $I_{SAL} = 5,126 \text{ Amp} \approx 5,5 \text{ Amp}$; pero si sólo se utilizaba una batería, la salida hubiera sido de $2 \times 5,5 \text{ Amp} = 11 \text{ Amp}$. que ya constituía una descarga alta para la batería y por lo tanto, de acuerdo a la capacidad de la batería, el tiempo de utilización se hubiera disminuído notablemente, pudiendo inclusive no llegar a funcionar ni el promedio de unas 3 ó 4 horas, que dure una emergencia por falta de energía eléctrica en la red. En el diseño se optó por las dos baterías en serie, para obtener un voltaje mayor y por motivos de regulación de voltaje contando con límites más amplios de variación de tensión a la entrada del regulador.

Se han hecho diversos esfuerzos para desarrollar ecuaciones que relacionen la corriente con el tiempo de descarga, a fin de que se pueda calcular la capacidad de las baterías, para cualquier régimen o tiempo de descarga. La más usada de estas ecuaciones es la de PEUKERT.

$C = I^n t$ En esta ecuación n y C son constantes que

pueden evaluarse por pruebas hechas en cualquier celda o batería a dos regimenes diferentes de descarga. Se supondrá que los regimenes diferentes son I_1 e I_2 y que los tiempos de estas descargas corresponden a t_1 y t_2 . Por lo tanto, se pueden calcular los valores de n y C de la manera siguiente:

$$I_1^n t_1 = C \quad \text{ó} \quad n \log I_1 = \log C - \log t_1$$

$$I_2^n t_2 = C \quad n \log I_2 = \log C - \log t_2$$

$$n = \frac{\log t_2 - \log t_1}{\log I_2 - \log I_1}$$

Como el valor numérico de n se encuentra para cualquier tipo en particular de batería, la otra constante C puede determinarse resolviendo cualquiera de las dos primeras ecuaciones o mediante otras consideraciones prácticas: como las anotadas de descarga lenta o rápida, etc. Luego de experimentaciones se ha llegado a determinar que el valor de estas constantes son: $n = 1,36$ y $C = 70 \text{ Amp-h} \times 1,33 = 93,1 \text{ Amp-h}$

De acuerdo a esto: podemos calcular el tiempo que durará la batería a la corriente de 5,126 Amp., si conocemos que C de las baterías que disponemos es de 93,1 Amp-horas.

$$t = \frac{C}{I^n} = \frac{93,1}{5,126^{1,36}} = 10,8 \text{ h.}$$

Tomando este valor de $n = 1,36$ nos garantiza un funcionamiento de 10,8 horas sin que se pueda afectar la batería, éste tiempo en la mayoría de los casos sería suficiente para una emergencia por falta de fluido eléctrico.

Los métodos para cargar baterías fueron descritos con detenimiento en la parte correspondiente al cargador de baterías sección (2-1), faltaría sólo indicar algo sobre los potenciales de placa durante la descarga y carga de las baterías.

El voltaje de la celda depende de los potenciales de las placas positivas y negativas con respecto a la solución. Como estos potenciales pueden variar independientemente, hay un número de posibles combinaciones de potenciales de placa que darán cualquier voltaje particular de celda. Por ejemplo, en la descarga, una celda en buen estado y que ha llegado a una tensión de 1,8 Voltios como voltaje de corte se encuentra los siguientes valores:

Placa positiva = 2,0 Voltios Donde el Voltaje de
la celda = 1,8 Voltios.

$$\begin{aligned} \text{Placa negativa} &= 0,2 \text{ Voltios} \\ &= \underline{1.8 \text{ V.}} \end{aligned}$$

Cuando se cargan las celdas de plomo, las relaciones de los potenciales de placa son un tanto diferentes. En particular, el potencial de la placa negativa deberá invertirse hacia el final de la carga y el plomo esponjoso se vuelve negativo en unos 0,20 Volt. Cuando esto ocurre el voltaje de la celda se hace mayor y al final de la carga, los potenciales de placa son:

$$\begin{aligned} \text{Placa positiva} &= 2,50 \text{ Volts.} \\ \text{celda} &= 2,70 \text{ Voltios.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{-Placa negativa} &= -0,20 \text{ Volts.} \\ &= \underline{2.7 \text{ V.}} \end{aligned}$$

En las celdas viejas, a veces resulta difícil hacer que se invierta el potencial de la placa negativa a causa de una impureza como el antimonio, lo que explica los voltajes más reducidos de carga de las celdas viejas. En resumen podemos decir que la tensión de un elemento cargado y sin suministrar corriente es de unos 2,05 Volts; inmediatamente después de la carga es de 2,10 Voltios. En la descarga baja la tensión inmediatamente a 2 Voltios o incluso a 1,93 Voltios, según la magnitud de la corriente de descarga. Luego disminuye más despacio con descarga progresiva a 1,9 Voltios y después más rápidamente, hacia el final de la descarga.

Como tensión admisible al final de la descarga se establece:

- Para descarga lenta en: 3→10 h 1,8....1,83 Volt.
- Para descarga rápida en: 1→ 2 h 1,75...1,78 Volt.

Al empezar la carga sube la tensión inmediatamente hasta cerca de 2,15 Voltios, aumentando con carga progresiva, al principio despacio y después más rápidamente, hasta la tensión final de carga de unos 2,75.....2,8 Voltios (para primera carga). La formación de gases comienza aproximadamente con 2,40 Voltios.

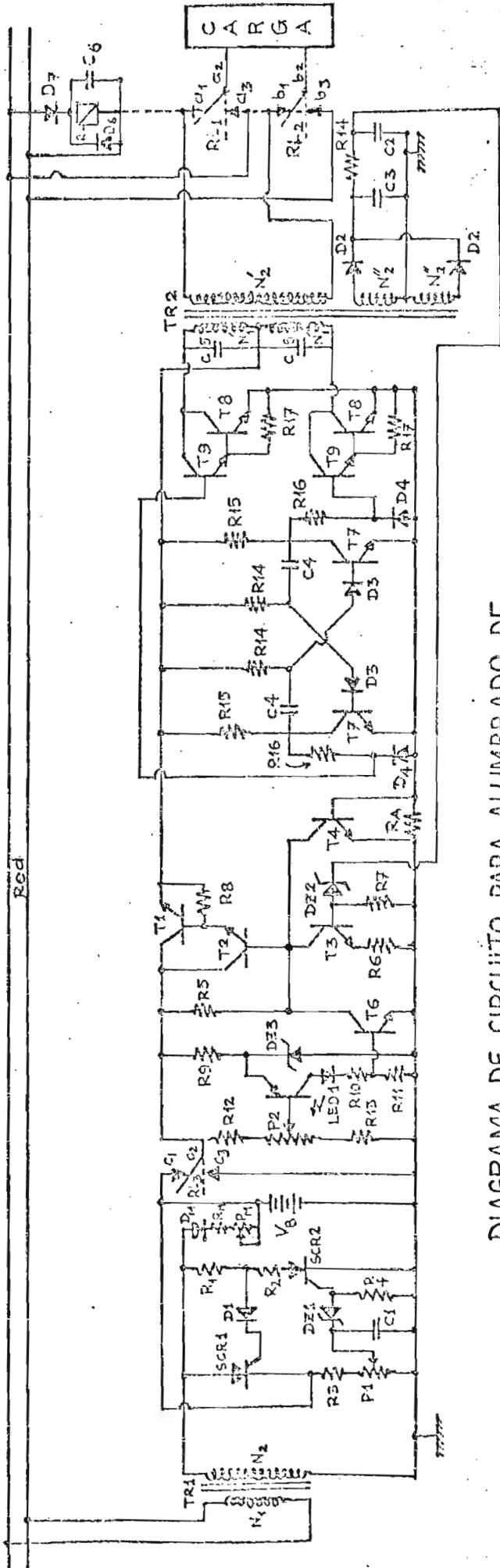


DIAGRAMA DE CIRCUITO PARA ALUMBRADO DE EMERGENCIA CON LAMPARAS FLUORESCENTES

Figura 23

C A P I T U L O III

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

3-1. ANALISIS DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES OBTENIDOS.

Luego de construido el "Sistema de Alumbrado de Emergencia con Lámparas Fluorescentes en base de baterías", se tomaron las siguientes medidas que constan en la Tabla 1. Además se incluyen los valores que sirvieron de base para el diseño, por efectos de comparación.

Se deduce de la comparación: de los valores de diseño y los medidos, que el sistema funciona satisfactoriamente, pues cumple no sólo con los valores anotados sino que también con la función de:

- a) La corriente de carga alta cesa cuando el voltaje de la batería indica su carga completa y continúa fluyendo una corriente pequeña para compensar pérdidas y mantener la batería siempre cargada, por tanto, lista para trabajar en el momento que ocurra la emergencia.
- b) La regulación de voltaje mantiene constante la tensión de salida del regulador y por tanto, la frecuencia de trabajo del inversor. El sistema de protección para evitar la caída de voltaje de la batería durante la descarga, opera correctamente en el valor

TABLA DE MEDIDAS 1

	VALORES DE DISEÑO	VALORES MEDIDOS
CARGADOR DE BATERIAS		
E_1 (Tensión de la red Primario de TR_{1RMS})	110V	107V
$E_2 = E_{AC}$ (Secundario de TR_{1RMS})	26V	25,5V
E_B (Tensión de la Batería)	24V \pm 10%	24,5V \pm 10%
V_R (Tensión de referencia para el límite de carga de la batería)	20,8V	20,8V
REGULADOR DE VOLTAJE		
$E_B = V_{ENT}$ (Tensión de la Batería)	24V \pm 10%	24V \pm 10%
V_{CC} (Tensión Regulada)	18V	18V
INVERSOR		
f (Frecuencia de la onda cuadrada)	60 Hz	60 Hz
V_1' (Tensión en el primario de TR_{2RMS})	16,5V	16,3V
V_2' (Tensión en el Secundario de TR_{2RMS})	120V	120V

previsto, y además mediante una regulación adecuada de la tensión en el potenciómetro P_2 , puede conseguirse variar esta desconexión a valores mayores o menores del de diseño. La protección contra corrientes altas también opera adecuadamente, puesto que, al cortocircuitar la carga por breves momentos también se consiguió la desconexión del sistema de emergencia.

- c) El inversor proporciona la forma de onda cuadrada que se pretende. El valor de la resistencia R_{14} cambia el valor de la frecuencia y es así como se consigue ajustar al valor de 60 Hz.
- d) El sistema de conmutación realiza bien su función de cambio de alimentación a la resistencia de carga (lámparas fluorescentes), cuando se pierde la energía de la red y retorna a ésta cuando termina la emergencia.

3-2. PROBLEMAS TECNOLOGICOS DE CONSTRUCCION

Prácticamente no han existido en la construcción del "Sistema" un problema mayor digno de considerar. En cuanto a la operación misma del sistema hubo que efectuar pequeños reajustes, que no afectan a la teoría expuesta anteriormente y fueron los siguientes:

- a) Debido a la presencia de picos de sobrevoltaje tran

sitorios en la onda cuadrada obtenida, se optó por colocar en el primario del transformador del inversor T_{R_2} dos diodos Zener en serie con una resistencia de limitación de corriente, para cortar dichos transitorios a un valor no perjudicial. Los diodos Zener utilizados fueron el 1N3037B de 51V-1W y la resistencia de 82Ω . La capacitancia C_5 se reemplazó en el primario de T_{R_2} por dos de $6\ \mu\text{F}$ cada una, colocadas entre los terminales del primario y el tap central respectivamente. Se conectó además una capacitancia de $10\ \mu\text{F}$ a la salida del regulador de voltaje; con lo que se eliminaron completamente los sobrepulsos transitorios.

- b) Las resistencias R_6 y R_7 del regulador de voltaje se cambiaron a un valor de $560\ \Omega$ y $10.000\ \Omega$ respectivamente porque los valores diseñados representaban una mayor carga al secundario del transformador T_{R_2} , que sirve para proporcionar la tensión de muestra del regulador; este cambio no afecta pues se mantuvo el voltaje de emisor del transistor T_3 en el 1 voltio previsto y también se mantuvo la tensión de ánodo del zener en su valor correcto consiguiéndose únicamente una menor circulación de corriente por estas resistencias.

Debido a que la caída de tensión en la resistencia

R_A proporcionaba un voltaje emisor-base de T_4 similar a 0,6V en funcionamiento normal, se opta por disponer: 2 resistencias de $0,22\Omega$ en paralelo con 2 resistencias de $0,33\Omega$ para conseguir en estas condiciones sólomente 0,35 V de caída de tensión en esta resistencia, con lo cual, se aseguraba la no conducción de T_4 en condiciones normales.

3-3. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El "Sistema" opera eficientemente y en forma totalmente automática. Cabe señalar, que en el funcionamiento de las lámparas fluorescentes no resulta crítico el valor de la tensión y de la frecuencia, por tanto como la variación de la tensión de las baterías no es exagerado, se puede prescindir del regulador con lo cual se consigue mejorar su rendimiento. La desconexión del regulador se lo realiza mediante un interruptor que corta la tensión de referencia obtenida en el transformador T_{R2} . En cuanto al mantenimiento, no se requiere otro que el del control de mantenimiento del electrolito de las baterías a nivel y densidad adecuados, como el común mantenimiento de una batería de autos.

BIBLIOGRAFIA

- MILLMAN Y TAUB: Circuitos de pulsos digitales y de conmutación.
- FRANKLIN C. FITCHEN: Análisis y Diseño de Circuitos con transistores.
- LANGFORD - SMITH: Radiotron Designer's Handbook.
- ROBERT KUHN: Pequeños Transformadores
- GEORGE WOOD VINAL: Acumuladores
- PAUL M. CHIRLIAN : Análisis y Diseño de Circuitos Electrónicos.
- HOWARD W. SAMS & CO., INC. ITT: Reference Data For Radio Engineers =
- I. NOSBOM: Amplificador Magnético y el Tiristor
- ELECTRONIC COMPONENTS AND MATERIALS DIVISION PHILIPS: Rectifier Diodes.
- FERNANDO ESTRADA VIDAL: Fuentes de Alimentación.
- GUY SEGUIER: Electrónica de Potencia.
- M. BALDINETTI: Alumbrado Fluorescente.
- WESTINGHOUSE: Manual de Luminotecnia.
- R.G. WEIGEL: Luminotecnia sus Principios y Aplicaciones.
- JOHN D. KRAUS: Electromagnetismo.
- COYNE: Electricidad Práctica y Aplicada.- Tomos I y V.
- E. MOLLOY: Vademecum de Electricidad.
- DONALD G. FINK: Electronics Engineers's Handbook.