

B2
20j

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Facultad de Ingeniería



**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UNA FUENTE DE
POTENCIA ININTERRUMPIBLE PARA ALIMENTA-
CION DE MICROCOMPUTADORAS DE 200 WATTS.**

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO
ELECTRICISTA

P R E S E N T A N
CESAR ANIBAL RIOS PADILLA
RAUL RUVALCABA MORALES

Director: Ing. Benjamín Ramírez Hernández





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

	<i>Página</i>
<i>Introducción. Antecedentes Históricos</i>	<i>i</i>
<i>Capítulo I. Antecedentes Teóricos</i>	<i>1</i>
<i>I.1 Elementos de conmutación</i>	<i>1</i>
<i>I.2 Transformador</i>	<i>12</i>
<i>I.3 Sistema de rectificación</i>	<i>24</i>
<i>I.4 Sistemas de generación</i>	<i>32</i>
<i>I.5 Baterías como fuentes de alimentación</i>	<i>36</i>
<i>Capítulo II. Funcionamiento a bloques de la fuente de potencia ininterrumpible (UPS)</i>	<i>39</i>
<i>II.1 Unidad de alimentación</i>	<i>41</i>
<i>II.2 Batería</i>	<i>44</i>
<i>II.3 Circuito de protección</i>	<i>45</i>
<i>II.4 Sistema de generación</i>	<i>47</i>
<i>II.5 Etapa de potencia</i>	<i>53</i>
<i>II.6 Carga</i>	<i>56</i>
<i>II.7 Etapa de control</i>	<i>57</i>

<i>Capítulo III. Diseño y construcción de la UPS</i> -----	59
<i>III.1 Unidad de alimentación</i> -----	59
<i>III.2 Circuito de protección</i> -----	75
<i>III.3 Sistema de generación</i> -----	82
<i>III.4 Etapa de potencia</i> -----	90
<i>III.5 Etapa de control</i> -----	103
<i>Conclusiones</i> -----	110
<i>Bibliografía</i> -----	114

INTRODUCCION

ANTECEDENTES HISTORICOS

El gran avance tecnológico experimentado en las últimas décadas, ha venido acompañado por la creación de un elevado número de sistemas muy complejos, para satisfacer una gran variedad de necesidades en: Procesos industriales continuos, sistemas de telecomunicación, centros de adquisición y procesamiento de datos, sistemas de control de tráfico, instalaciones en hospitales, producción y distribución de energía eléctrica, etcétera.

El control de todos estos procesos radica en su mayor parte, en computadoras y en una gran variedad de equipos eléctricos y electrónicos, los cuales requieren para su correcto funcionamiento, una alimentación cuya calidad y continuidad de suministro esten aseguradas.

Un suministro de energía inadecuado puede significar errores, pérdidas de tiempo, incapacidad de mantener control de procesos complejos o un compromiso de seguridad que pudiera acarrear pérdidas de vidas.

En el diseño de los nuevos sistemas se da prioridad a la capacidad y perfeccionamiento de sus funciones, para lograrlo es indispensable una alimentación adecuada. Esta alimentación debe conseguirse por medios que no sean los sistemas de alimentación convencionales, debido a las fluctuaciones de voltaje, variaciones de frecuencia, transitorios causados por otras cargas con la misma alimentación y los cortes momentáneos o provocados por fenómenos naturales en las líneas de distribución, como descargas eléctricas, cortos circuitos, acción del viento, etcétera.

En una red normal de distribución de energía eléctrica, se pueden producir dos o tres cortes totales de larga duración al año y varios cientos de pequeños cortes de más de 100 ms de duración.

Todo esto justifica la necesidad de contar con sistemas de alimentación de energía ininterrumpible, que garantice tanto calidad como continuidad del suministro de energía a las cargas críticas.

Las computadoras son posiblemente las cargas más exigentes debido a que sólo permiten un corte total de alimentación si su duración es inferior a 2 ms y una variación transitoria de $\pm 20\%$ si dura menos de 20 ms .

Actualmente existen dos tipos de fuentes de potencia ininterrumpible, UPS (Uninterruptible Power Supply):

- Fuentes de potencia ininterrumpible de corriente continua.
- Fuentes de potencia ininterrumpible de corriente alterna.

FUENTES DE POTENCIA ININTERRUMPIBLE DE CORRIENTE CONTINUA

Estos sistemas son utilizados en:

- La industria química
- Instalaciones telefónicas y telegráficas
- Instalaciones de telecomunicación y telemandos
- Señalización ferroviaria
- Iluminación de aeropuertos
- Alimentación de motores de corriente continua
- Sistemas auxiliares en centrales de producción de energía eléctrica, entre otros .

Estas fuentes de potencia ininterrumpible se constituyen esencialmente por: etapas de rectificación, baterías e interruptores estáticos, como se muestra en la figura A.1 .

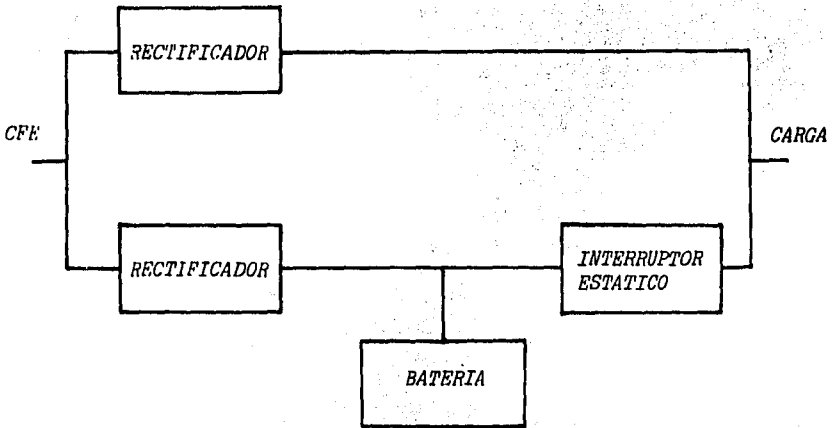


Figura A. 1

FUENTES DE POTENCIA ININTERRUMPIBLE DE CORRIENTE ALTERNA

Estas fuentes, son más complejas y elaboradas que las de corriente continua, debido a que el elemento almacenador de energía debe ser de corriente continua, mientras que la salida debe suministrarse en corriente alterna, lo cual implica que el sistema sea menos estable. Estas UPS son utilizadas principalmente en:

- a) *Alimentación de computadoras para:*
- *Control de procesos de tiempo real*
 - *Control de existencias*
 - *Control de vuelo*
 - *Centros meteorológicos, etcétera*
- b) *Alimentación de equipos para:*
- *Estaciones de satélites*
 - *Radars de aproximación*
 - *Sistemas de ayuda a la navegación*
- c) *Alimentación de instrumentación para:*
- *Plantas de gas*
 - *Plantas químicas*
 - *Sistemas de control de generación y transmisión de energía*
- d) *Alimentación de acondicionamientos industriales para:*
- *Maquinaria textil*
 - *Fábricas de vidrio, etcétera*

En un principio las UPS, de corriente alterna estaban constituidas por máquinas rotativas como se indica en la figura A.2.

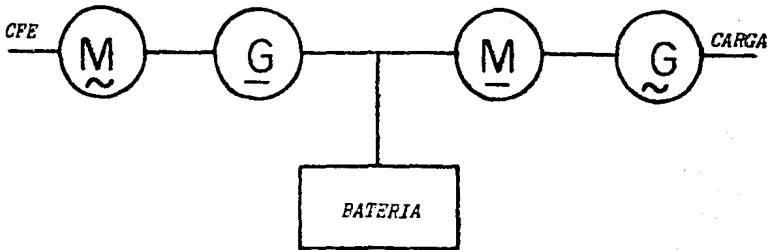


Figura A.2

En la actualidad estos sistemas son completamente estáticos, es decir, que la rectificación y generación se realiza con dispositivos de estado sólido. La figura A.3, muestra la versión estática equivalente de la figura A.2.

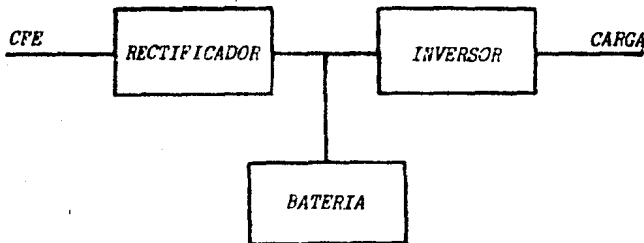


Figura A.3

Enseguida se presenta comparativamente las principales características de las UPS estáticas con respecto a las rotativas:

- Menor volumen para la misma potencia
- Funcionamiento más silencioso
- Mantenimiento prácticamente nulo (se reduce a la vigilancia periódica de la batería)
- Menor índice de envejecimiento
- Menor gasto de instalación
- Mejores características eléctricas, mayor rendimiento, frecuencia completamente independiente de la carga, mayor rapidez de respuesta, etcétera

Existen dos tipos de configuraciones de estas UPS:

- a) Configuraciones unimodulares
- b) Configuraciones multimodulares

Las configuraciones multimodulares se presentan en los siguientes casos:

- Como consecuencia de la ampliación de una UPS existente
- Cuando la potencia total es superior a 200 KVA

Las configuraciones unimodulares se utilizan cuando la frecuencia de la red coincide con la frecuencia de salida del inversor, además ofrece mayor estabilidad.

Este tipo de configuración puede funcionar de dos modos básicos:

- a) Modo inversor activo*
- b) Modo inversor a la espera*

El modo inversor activo es el más utilizado, la carga se alimenta a través del rectificador, del inversor y de su interruptor. El interruptor a la red está abierto, el cual se cierra cuando el voltaje de salida del inversor es deficiente.

El modo inversor a la espera trabaja en vacío y la carga recibe su alimentación de la red. Cuando falla la red, el inversor alimenta a la carga a expensas de la batería.

El modo inversor activo tiene la ventaja de que la carga, recibe normalmente una alimentación con mejores características eléctricas, pero a cambio el otro modo ofrece un mayor rendimiento.

En ambos, cuando la red falla, es el inversor el que proporciona el suministro de energía manteniendo el voltaje correcto en la carga durante el tiempo de autonomía exigido por esta, hasta que la red se reinstale.

La figura A.4, muestra una configuración unimodular.

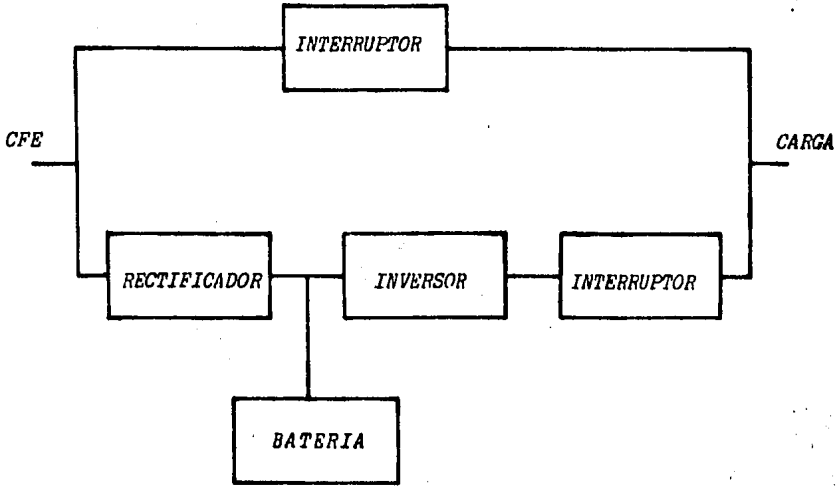


Figura A.4

CAPITULO I

ANTECEDENTES TEORICOS

I.1 Elementos de conmutación.

Los elementos de conmutación, son dispositivos que se utilizan como interruptores, que permiten la circulación de corriente en uno o ambos sentidos, cuando se le aplica una señal de control.

Debido a que estos dispositivos intervienen en las fuentes de potencia ininterrumpibles (UPS) se describen en forma breve el funcionamiento de algunos de estos dispositivos como son:

Tiristores y transistores.

Un tiristor es un componente semiconductor utilizable como interruptor accionado eléctricamente. Dentro de la familia de los tiristores tenemos: El rectificador controlado de silicio (SCR), el interruptor controlado de silicio (SCS), el interruptor apagado por compuerta (GTO), el SCR activado por luz (LASCR), el diodo Shockley, el diac, el triac. De estos el más utilizado es el SCR.

RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO (SCR)

El SCR, es un rectificador de silicio constituido por tres terminales, que son el ánodo, cátodo y compuerta utilizan la compuerta como control, la cual determina cuando conmuta el rectificador del estado de circuito abierto al de circuito cerrado. Es decir no es suficiente polarizar la juntura ánodo - cátodo como en un diodo normal.

Para lograr la conducción directa el ánodo debe ser más positivo que el cátodo y además aplicar un pulso de magnitud suficiente en la compuerta para establecer una corriente de encendido, la figura I.1 muestra el símbolo y la configuración básica.

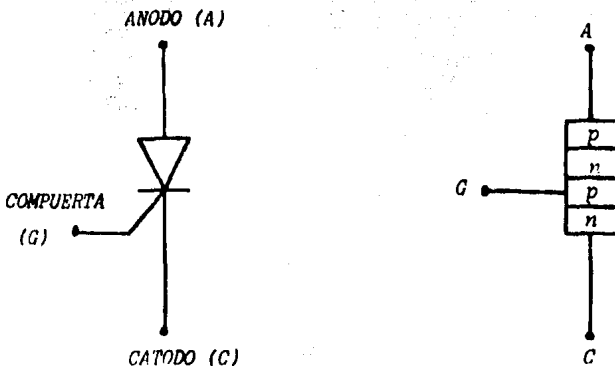


Figura I.1

CARACTERISTICAS DE OPERACION DE UN SCR

La figura I.2, muestra las características de un SCR, para diferentes corrientes de compuerta. En la cual se pueden apreciar las diferentes regiones de operación de un SCR:

Región de bloqueo inversa, región de bloqueo directa, región de conducción.

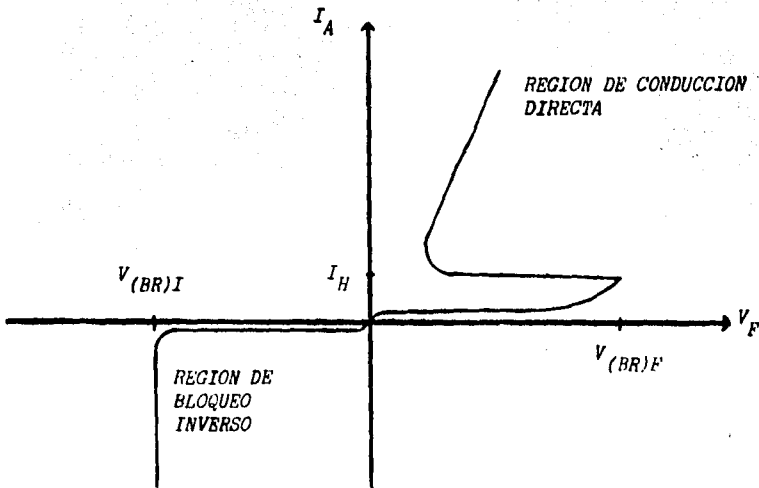


Figura I.2

La región de bloqueo inversa y directa, son las regiones en las que se presenta la condición de circuito abierto que bloquea el flujo de corriente del ánodo al cátodo.

Región de conducción. Es la región en la que se presenta la condición de corto circuito, permitiendo el flujo del ánodo a cátodo.

De la figura I.2, podemos definir los siguientes parámetros:
 Voltaje de ruptura directo $V_{(BR)F}$; es el voltaje necesario para que el SCR entre en la región de conducción.

Corriente de sostenimiento I_H ; es el valor mínimo de corriente necesaria, para mantener al SCR en la región de conducción.

Voltaje de ruptura inverso $V_{(BR)I}$; es el voltaje equivalente a la región avalancha del zener.

MÉTODOS DE DISPARO DEL SCR

Existen varios métodos para que un SCR pase de la región de bloqueo a la región de conducción como son: Disparo por corriente de fuga, disparo por exceso de voltaje (dV/dT), disparo por exceso del voltaje de ruptura y disparo en compuerta.

De todos estos métodos, el disparo por compuerta es el único que se utiliza normalmente, se da una explicación un poco más detallada de este método, describiéndose los otros métodos en forma breve.

Disparo por corriente de fuga. Este método se basa en el hecho de que al aumentar la temperatura de la unión se aumenta la corriente de fuga. Si continúa este aumento de temperatura, la corriente de fuga puede alcanzar un valor suficiente para poner al SCR en la región de conducción.

Disparo por exceso de voltaje (dV/dT). Este método se presenta cuando en las terminales ánodo y cátodo se aplica una variación excesiva de voltaje, provocando también un aumento de las corrientes de fuga y como consecuencia, el SCR se pone en la región de conducción.

Disparo por exceso de voltaje de ruptura. Este método ocurre cuando el voltaje aplicado en las terminales ánodo y cátodo es mayor que el voltaje de ruptura del SCR.

Disparo por compuerta. Para entender este método se considera al SCR como se muestra en la figura I.3.

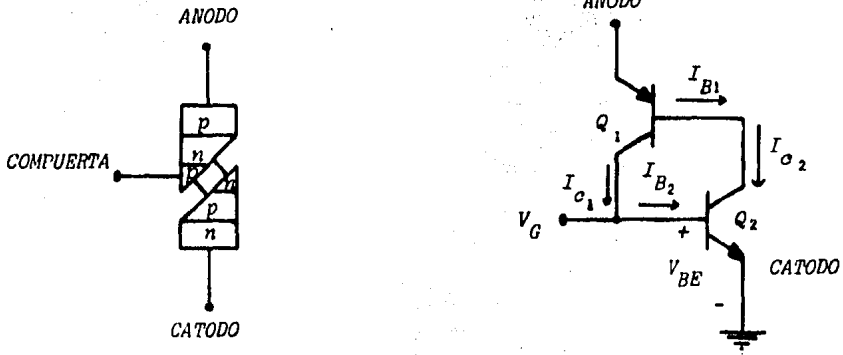


Figura I.3

Al aplicar un voltaje V_G en la compuerta, Q_2 entra en conducción ($V_{EE_2} = V_G$), provocando que la corriente de colector de Q_2 se incremente y obligue a conducir a Q_1 ($I_{B_1} = I_{C_2}$). Cuando Q_1 conduce I_{C_1} aumenta y por consiguiente aumenta I_{B_2} , este aumento de I_{B_2} provoca un incremento en I_{C_2} , esto da como resultado un incremento regenerativo de las corrientes de colector, con lo que se obtiene una impedancia entre ánodo y cátodo muy pequeña, obteniéndose con esto la condición de corto circuito del SCR.

MÉTODOS DE APAGADO DEL SCR

Un SCR no puede pasar de la región de conducción a la región de bloqueo retirando simplemente la señal en la compuerta, en algunos SCR se puede lograr el bloqueo aplicando un pulso negativo en la compuerta.

Generalmente existen tres métodos para lograr el apagado de un SCR, estos métodos son: Conmutación natural, conmutación forzada y conmutación de línea.

Conmutación natural. A este método se le conoce también como interrupción de la corriente de ánodo, que consiste en reducir considerablemente la corriente de ánodo, ya sea colocando un interruptor en serie o bien en paralelo.

Conmutación forzada. Consiste en forzar la corriente a través del SCR en dirección opuesta a la conducción directa utilizando un circuito exterior.

Conmutación de línea. Este método se utiliza cuando el SCR está alimentado con corriente alterna, el bloqueo ocurre cuando llega el semiciclo negativo.

EL TRANSISTOR COMO CONMUTADOR

En la figura 1.4, se presentan las curvas características del transistor npn, señalando sus regiones de operación.

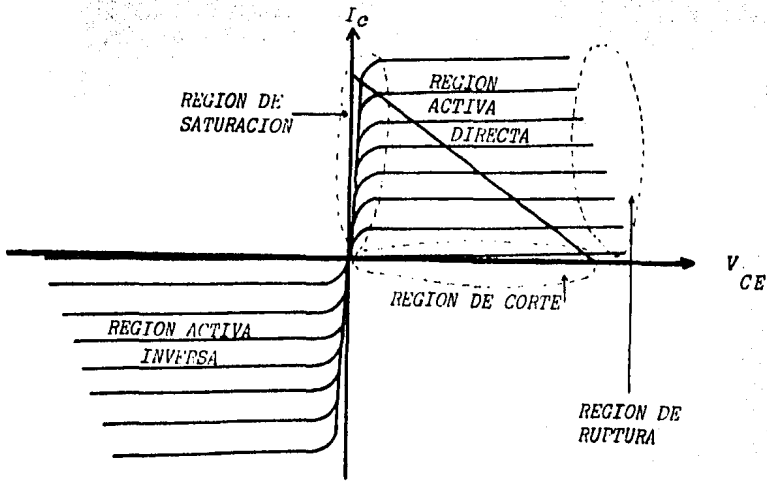


Figura 1.4

Región activa directa. Corresponde a la polarización en directa de la juntura base-emisor y en inversa de la juntura base-colector. Es la región de amplificación; $I_c = \beta I_B$.

Región activa inversa. Corresponde a la polarización en directa de la juntura base - colector y en inversa la juntura base - emisor.

Región de corte. Corresponde a la polarización en inversa de las junturas base - emisor y base - colector: $I_C \approx I_B = 0$.

Región de saturación. Corresponde a la polarización en directa de las junturas base - emisor y base - colector: $\beta I_B \geq I_C$,

$$V_{CE} = V_{CEsat}$$

Región de ruptura. Es la región en donde se tiene el máximo valor del voltaje colector emisor (V_{CE}), que puede soportar el transistor $V_{CE} = BV_{CEO}$.

Al utilizar al transistor como interruptor, este trabaja normalmente en la región de corte cuando está abierto y en la región de saturación cuando está cerrado.

La región de amplificación, de gran importancia en los amplificadores, se recorre bruscamente, siguiendo la recta de carga en la conmutación desde el corte a la saturación y carece de importancia en los procesos de conmutación.

Para que la conmutación sea ideal es preciso que el voltaje colector emisor de saturación ($V_{CEsat.}$) sea pequeño. Los $V_{CEsat.}$ van desde unos cientos de milivolts hasta algunos volts, dependiendo del material y del método de fabricación del transistor. La ganancia de corriente (I_C/I_B) para potencias elevadas es pequeña, lo cual provoca ciertos problemas de conmutación. En estos casos se suele utilizar la asociación de transistores en configuración Darlington como se muestra en la figura I.5.

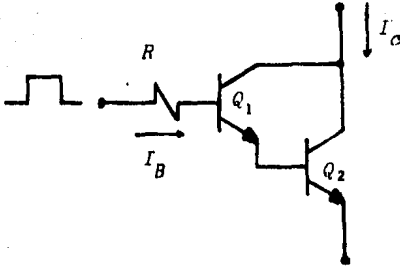


Figura I.5

Cuando las corrientes a controlar son elevadas, puede utilizarse un tiristor o bien transistores en paralelo. El uso de transistores en paralelo presenta varias ventajas; destacándose que la caída V_{CEsat} es más pequeña, tiene mayor velocidad de conmutación de bloqueo y un control más estricto y sencillo de los tiempos de conducción.

La desventaja principal al utilizar varios transistores en paralelo estriba en que estos deben repartirse la corriente equitativamente y deben empezar y terminar de conducir simultáneamente.

I.2 EL TRANSFORMADOR

En la industria eléctrica el transformador desempeña un papel muy importante. Su utilización empieza desde las centrales de producción de energía eléctrica, hasta su empleo en aparatos domésticos.

Los alternadores no pueden producir corrientes con tensiones muy elevadas, debido a esto, se utilizan transformadores para elevar la tensión de la corriente hasta valores convenientes para transportar la energía a grandes distancias donde se ubican los centros de consumo y a su llegada se reduce este voltaje por medio de transformadores a un valor más adecuado para su distribución.

Pero el transformador no solo hace posible lo que acabamos de señalar, tiene también otras aplicaciones en diversos equipos eléctricos y electrónicos, etcétera.

Dependiendo de la aplicación los transformadores se clasifican como: Transformadores de voltaje, transformadores de corriente, transformadores de impedancias y transformadores aisladores.

Un transformador consta de dos o más bobinas enrolladas en el mismo núcleo. Se puede definir al transformador como un dispositivo en el cual dos o más circuitos eléctricos estacionarios están acoplados magnéticamente, estando encadenado el embobinado por un flujo magnético común que varía con el tiempo. En la figura I.6, se muestra un transformador elemental.

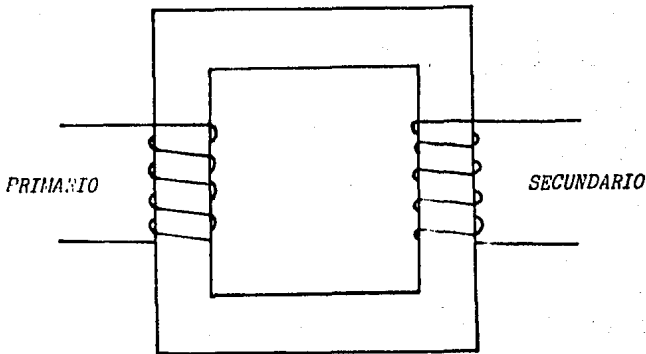


Figura I.6

Para que se induzca una corriente en el secundario, es necesario producir una variación de corriente en el primario que ocasione una variación del flujo magnético.

Si el primario del transformador se alimenta directamente con corriente continua, pronto se calienta hasta el punto en que sus aislantes se destruyen. Esto se debe a que lo único que limita la corriente en este caso, es la resistencia óhmica del devanado primario que generalmente es pequeña. En cambio cuando se alimenta al primario con corriente alterna, se produce un efecto de inducción, es decir, se induce en el devanado primario una tensión igual y opuesta a la inductora, dando como resultado que se limite la corriente.

El comportamiento del transformador está determinado principalmente por la relación que existe entre el número de espiras de sus bobinas. Las corrientes y los voltajes de las bobinas se pueden relacionar mediante expresiones aproximadas, donde la relación entre espiras es el único parámetro del transformador. Estas expresiones son lineales y puesto que muestran varias propiedades importantes de los transformadores, conviene considerar al transformador ideal, para el cual resultan válidas.

Un transformador ideal, es aquel que presenta un acoplamiento magnético perfecto entre sus bobinas, sin disipar energía, ya que se considera que la resistencia de estas es igual a cero y en el núcleo no se producen pérdidas por calor, se supone que el núcleo posee una elevada permeabilidad, sin llegar a la saturación.

En la práctica el transformador real no posee las características de un transformador ideal, pues el acoplamiento magnético entre bobinas no es perfecto, existen pérdidas de potencia tanto en las espiras como en el núcleo, existe saturación en el núcleo cuando se presentan campos magnéticos intensos.

Los principales elementos que componen a un transformador son:

- Láminas magnéticas
- Hilos de cobre aislados
- Aislantes

Láminas magnéticas. *Las láminas que se emplean para formar el núcleo del transformador o circuito magnético, son generalmente de una aleación de acero al silicio y en ocasiones suele emplearse el hierro dulce, pero este tiene mayores pérdidas de energía lo que representa además de un mayor consumo, más calor en el transformador. Para evitar pérdidas se aísla una de las caras con un papel fino o mediante un barniz protector.*

En algunos casos se utilizan láminas de acero al silicio de grano orientado, esto se hace para lograr una mejor circulación de las líneas magnéticas y con esto puede someterse a un flujo magnético más elevado sin llegar a la saturación.

Para aprovechar la característica de esta lámina, es necesario colocar los circuitos magnéticos de tal forma que las líneas circulen en el mismo sentido del laminado.

Hilos de cobre aislados (esmaltados). Estos hilos constituyen el circuito eléctrico del transformador, o sea las bobinas. Es necesario que el cobre utilizado para estos hilos sea puro ya que las impurezas modifican su conductividad, incrementando su resistencia.

El hilo utilizado para los embobinados debe ser blando para que pueda adaptarse a la forma requerida por el núcleo del transformador.

Aislantes. Los aislantes eléctricos que se utilizan normalmente constituyen uno de los elementos de gran importancia, ya que el 90% de las fallas que ocurren en los transformadores son causados por la ruptura de estos aislamientos al no soportar grandes aumentos de temperatura o grandes diferencias de tensión entre los elementos que separa.

CARACTERISTICAS DE LOS TRANSFORMADORES

Para construir o utilizar un transformador es necesario conocer el significado y la forma de obtener algunos de sus parámetros importantes como son: Potencia nominal, el voltaje o los voltajes en el secundario, el voltaje y frecuencia del circuito de alimentación para el primario del transformador, así como el calentamiento admitido.

La potencia nominal, es aquella que se obtiene en el secundario del transformador sin que se tenga un exceso de temperatura para una operación continua de éste. Esta potencia se determina por el producto del voltaje en el secundario con la corriente de carga que circula. La unidad de esta potencia se expresa en volt-ampere (VA).

Cuando existen varios devanados en el secundario, la potencia total es la suma de las potencias de cada devanado.

Dependiendo del tipo de carga se obtienen, watts (W), volts-ampere reactivos y volts-ampere. Es decir potencia activa, potencia reactiva y potencia aparente.

A la relación entre los watts y los VA se le conoce como factor de potencia ($\cos \theta$), que esta dada como:

$$\cos \theta = \frac{W}{VA} = \frac{\text{Potencia activa}}{\text{Potencia aparente}}$$

El voltaje en el secundario del transformador, es el que aparece en las terminales del secundario cuando este trabaja con carga nominal y temperatura adecuada de trabajo. Cuando el transformador trabaja con poca carga o sin ella se tiene más voltaje en las terminales del secundario, que cuando se conecta la carga, el voltaje disminuye debido a las fugas magnéticas y a la resistencia propia de los devanados.

El voltaje en el primario del transformador, es el voltaje del circuito de alimentación. Este devanado debe soportar el voltaje y frecuencia de alimentación y debe proporcionar los VA para el o los secundarios, más las pérdidas.

El calentamiento en los transformadores, limita la potencia que podrán transformar debido a la temperatura que puedan soportar los aislantes. Un transformador seguiría aumentando su temperatura progresivamente si el calor producido no se disipase de alguna forma. Se considera que el calor se disipa de las si-

güentes maneras: Por radiación, por conducción y por convección.

ECUACIONES BASICAS DE UN TRANSFORMADOR

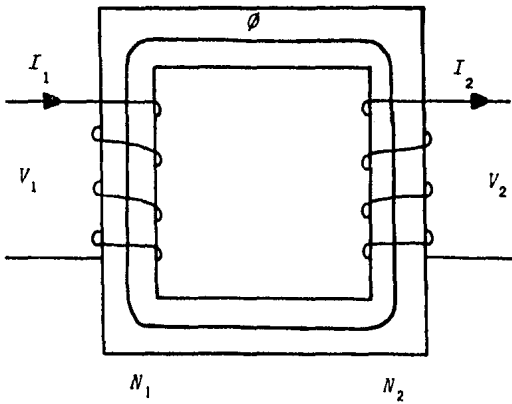


Figura I.7

De la ley de Faraday tenemos, que la fuerza electromotriz inducida (fem), en una espira es:

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \frac{d\phi}{dt} = \text{f.e.m.} \quad (1)$$

Para la bobina de N_1 vueltas de la figura I.7, la fem inducida es:

$$(\text{fem})_1 = - N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (2)$$

De la misma forma tenemos para la bobina de N_2 vueltas que:

$$(\text{fem})_2 = - N_2 \frac{d\phi_2}{dt} \quad (3)$$

Como el flujo magnético que atraviesa las espiras es el mismo entonces:

$$\frac{d\phi_1}{dt} = \frac{d\phi_2}{dt} = \frac{d\phi}{dt}$$

Puesto que las espiras son ideales, la fem inducida equilibra al voltaje aplicado en las terminales, entonces:

$$V_1 - N_1 \frac{d\phi}{dt} = 0 \quad (4)$$

y

$$V_2 - N_2 \frac{d\phi}{dt} = 0 \quad (5)$$

despejando $\frac{d\phi}{dt}$ de (4) y sustituyendo en (5) tenemos:

$$V_2 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) V_1 = aV_1 \quad (6)$$

donde "a" representa la relación de transformación.

Por otra parte las corrientes I_1 e I_2 están relacionadas por la ley de ampere ($\oint B \cdot dl = \mu_0 I$), suponiendo que la densidad de campo magnético (B) es uniforme en un circuito de longitud L en el núcleo, entonces; $B = \frac{\phi}{A}$. La corriente I_2 tiene una dirección tal que se opone a los cambios de flujo producido por la corriente I_1 , esto es:

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = \frac{\oint B \cdot dl}{\mu_0} = \frac{\phi L}{A \mu_0} \quad (7)$$

Como μ es muy grande, entonces:

$$\frac{\phi L}{A\mu\mu_0} = 0$$

Por lo tanto de (7) tenemos:

$$N_1 I_1 = N_2 I_2$$

y

$$I_2 = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_1 = \frac{I_1}{a} \quad (8)$$

Como el valor de las corrientes dependerá de la impedancia de la carga en el secundario, tenemos que:

$$V_2 = I_2 Z_2 \quad (9)$$

Sustituyendo (9) en (6) tenemos:

$$I_2 Z_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_1 \quad (10)$$

despejando I_2 de (10) y sustituyendo en (8) :

$$\left(\frac{N_2}{N_1}\right) \frac{V_1}{Z_2} = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_1 \quad (11)$$

desarrollando queda:

$$V_1 = \frac{I_1 Z_2}{a^2} \quad (12)$$

sabemos que, $Z = \frac{V}{I}$, de (12) tenemos que la impedancia de entrada (Z_1) es:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_2}{a^2} \quad (13)$$

y

$$Z_2 = Z_1(a^2) \quad (14)$$

I.3 SISTEMAS DE RECTIFICACION.

La rectificación o conversión estática de corriente alterna en corriente continua se utiliza ampliamente en la práctica, ya sea en alto o bajo voltaje y con fuertes o débiles intensidades de corriente, debido a que gran parte de la energía eléctrica se utiliza en forma de corriente continua.

Los sistemas de rectificación están constituidos de la siguiente forma:

Transformador de alimentación. Se encarga de proporcionar uno o varios voltajes de acuerdo a las salidas requeridas.

Conjunto rectificador. Está basado generalmente en dispositivos semiconductores, como diodos o tiristores.

Filtro. Se utiliza para reducir el rizo de la onda rectificada.

Circuitos o dispositivos de protección.

En sistemas de baja potencia se utiliza alimentación a partir de una red monofásica, realizándose rectificación de media onda u onda completa. En sistemas de elevada potencia se recurre a sistemas polifásicos de rectificación, debido a la disminución de rizo y elevado rendimiento, sin embargo, esto involucra ma-

yores pérdidas en conmutación.

En algunas aplicaciones se requiere una salida de voltaje variable, esto se logra obtener utilizando los rectificadores controlados (SCR). La elección de un sistema de rectificación depende de varios factores como son: Naturaleza y necesidades de la carga, potencia requerida, características de los dispositivos de rectificación disponibles, rendimiento y costo, etcétera.

Algunas aplicaciones de los sistemas de rectificación son:

- Regulación de velocidad en motores de corriente continua
- Equipos de soldadura
- Equipos de calentamiento inductivo y capacitivo
- Equipos de emisión de potencia
- Equipos para la carga de baterías
- Transporte de energía

Existen tres tipos de rectificadores monofásicos que son:

- a) Rectificador de media onda
- b) Rectificador de onda completa con tap central
- c) Rectificador de onda completa tipo puente

Como el elemento principal de estos rectificadores es el diodo semiconductor, se hace una descripción breve del funcionamiento y características de operación de este dispositivo.

La figura I.8, muestra el símbolo y construcción básica de un diodo semiconductor.

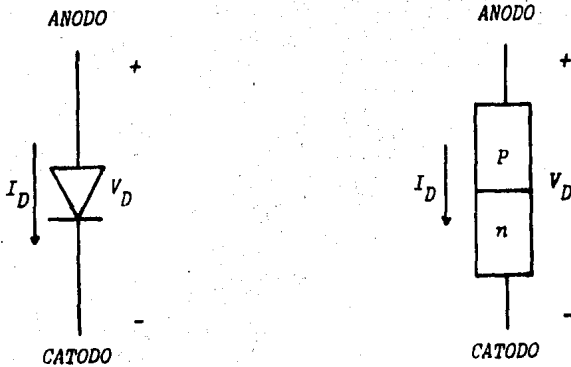


Figura I.8

Funcionamiento. Cuando se aplica un voltaje en el ánodo más positivo que en el cátodo, el diodo se comporta como un corto circuito, por lo que la corriente I_D fluye de ánodo a cátodo, registrándose una pequeña caída de voltaje a través del diodo.

Al aplicar un voltaje en el cátodo más positivo que en el ánodo, el diodo se comporta como un circuito abierto no permitiendo el flujo de corriente a través del diodo ($I_D \approx 0$).

La figura I.9, presenta las características del diodo semiconductor.

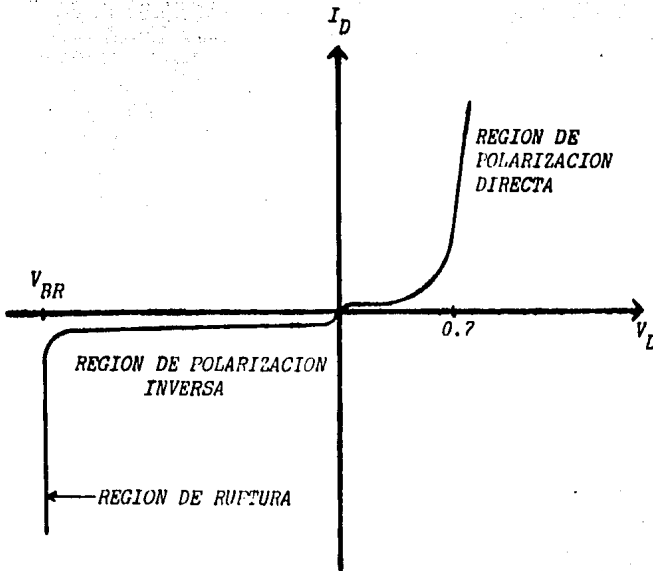


Figura I.9

Región de polarización directa. Es la región en la que el diodo se comporta como un corto circuito.

Región de polarización inversa. Es la región en la que el diodo se comporta como un circuito abierto.

Región de ruptura. Es la región en donde se tiene el voltaje máximo que se puede aplicar al diodo en inversa.

RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA.

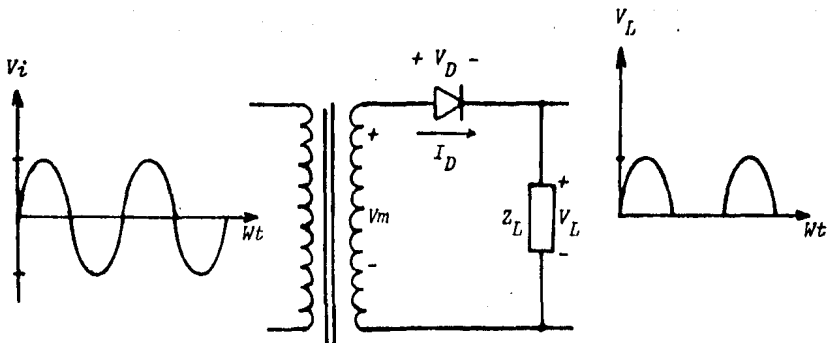


Figura I.10

En la figura I.10, se muestra el circuito rectificador de media onda y las señales de voltaje de entrada y salida del rectificador.

Como la señal de entrada V_m es sinusoidal, el diodo conducirá únicamente con los lóbulos positivos ya que estos lo polarizan en directa y no conducirá con los lóbulos negativos ya que estos lo polarizan en inversa, generándose así una componente de directa. Con este circuito no se obtiene una corriente continua lisa, por lo que la salida no se puede utilizar directamente para la alimentación de la mayoría de los equipos electrónicos.

RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA CON TAP CENTRAL

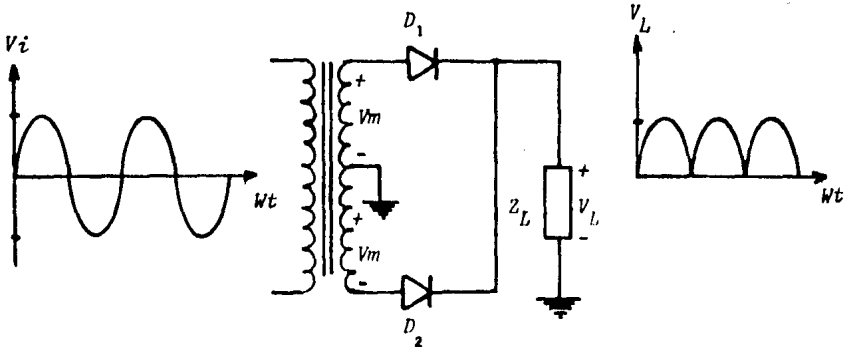


Figura I.11

Este circuito proporciona una generación de voltaje de corriente continua más eficiente que el rectificador de media onda.

Este tipo de rectificador requiere de un transformador con derivación central que genera un voltaje V_m en cada mitad.

Funcionamiento. Al presentarse el lóbulo positivo de V_m , se polariza en directa al diodo D_1 y en inversa al diodo D_2 , con el lóbulo negativo se invierte la polarización de ambos diodos, esto es, el diodo D_1 en inversa y el diodo D_2 en directa, lograndose así la rectificación de onda completa como se aprecia en la figura I.11, obteniendose un voltaje de corriente continua dos veces mayor al del rectificador de media onda.

RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA TIPO PUENTE

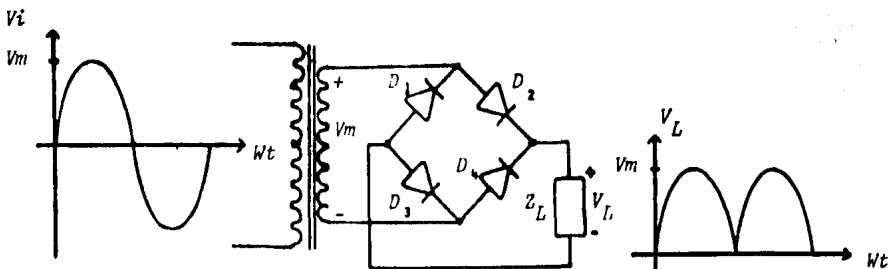


Figura I.12

Como se muestra en la figura I.12, este circuito requiere de cuatro diodos para la rectificación de onda completa, pero el transformador no tiene derivación central. Este circuito funciona de la siguiente manera: Cuando se presenta el lóbulo positivo, los diodos D_2 y D_3 están polarizados en directa y los diodos D_1 y D_4 polarizados en inversa. Durante el lóbulo negativo el flujo de corriente se invierte, por lo que los diodos D_4 y D_1 se polarizan en directa mientras que los diodos D_2 y D_3 están en inversa.

El rectificador de onda completa con tap central se utiliza para valores bajos del máximo voltaje del secundario del transformador, mientras que el rectificador tipo puente se utiliza para valores altos del máximo voltaje del secundario del transformador.

En el rectificador tipo puente, la corriente fluye por todo el devanado secundario del transformador, mientras que en el de tap central sólo fluye en la mitad del devanado en cada lóbulo.

I.4 SISTEMAS DE GENERACION

Los circuitos que generan las diferentes formas de onda que se utilizan en los sistemas electrónicos, se llaman osciladores. Aproximaciones muy buenas a las formas de onda idealizadas como son las ondas rectangulares y sinusoidales, son generadas fácilmente por circuitos osciladores sencillos.

La salida de un oscilador es básicamente la de un amplificador con realimentación positiva. Normalmente la realimentación produce un cambio de fase solo en una frecuencia, por lo que la salida tiende a ser una salida senoidal.

Sin embargo, si el cambio de fase se produce lentamente con una modificación en la frecuencia y la realimentación es grande, la forma de onda de salida tendrá componentes de varias frecuencias.

Por supuesto, si se impulsa a la saturación y al corte, la salida se parecerá a una forma de onda cuadrada o rectangular. Mientras que la mayoría de las ondas sinusoidales se generan mediante osciladores con realimentación, las formas de onda no sinusoidales son en general, el resultado de circuitos de interrupción.

Un circuito no estable se puede conmutar de la saturación al corte fácilmente en alguna frecuencia deseada.

El campo de la electrónica lineal, hasta hace poco tiempo, estaba dominado primordialmente por los osciladores sinusoidales. Sin embargo, se han desarrollado para usos especializados diversas formas de osciladores de relajamiento que producen formas de onda no sinusoidales. Las formas de onda comunes producidas incluyen pulsos, ondas cuadradas, rectangulares, de rampa, triangulares y trapezoidales.

La mayoría de los generadores de formas de onda no sinusoidales u osciladores, dependen del tiempo de carga de RC para determinar la frecuencia o los intervalos de tiempo.

Algunos utilizan generadores de pulsos para disparar circuitos de conmutación, otros utilizan circuitos integrados para producir osciladores controlados por voltaje. Para un control más exacto de frecuencias se pueden usar diversas formas de controles por medio de cristales.

Algunos de estos osciladores no sinusoidales son: el oscilador de unijuntura, el multivibrador estable, el multivibrador monoestable, el oscilador controlado por voltaje (VCO), el lazo de amarre de fase (PLL), etcétera.

El oscilador de unijuntura es en realidad, un generador de pulsos con tres diferentes tipos de salidas que son: pulsos positivos, pulsos negativos y una rampa no lineal.

El multivibrador estable, es una variación de un interruptor saturado. El circuito conmutador es un circuito inversor que cuando se encuentra en la condición de apagado, se puede encender e impulsar a la saturación en forma inmediata con una corriente de excitación suficiente en la base. El inversor conmutado, permanecerá encendido y saturado mientras la corriente de base sea mayor que la que se requiere para la saturación. Este multivibrador utiliza un capacitor de carga para proporcionar el intervalo entre la condición de encendido y la de apagado.

El multivibrador monoestable, a diferencia de los otros osciladores, produce sólo un pulso cuando se dispara la entrada de control, desactivándose después y se activa hasta que vuelve a dispararse la entrada de control. Esta entrada de control puede dispararse con el flanco positivo o negativo de un pulso.

El oscilador controlado por voltaje (VCO), es un circuito que proporciona una salida oscilatoria, típicamente una onda cuadrada o triangular, cuya frecuencia puede ajustarse sobre un rango controlado por un voltaje de corriente continua.

El lazo de amarre en fase (PLL), es un circuito electrónico constituido por un detector de fase, un filtro paso bajas y un oscilador controlado por voltaje.

La función del lazo de amarre en fase, consiste en capturar una señal de frecuencia portadora y realizar el enclavamiento sobre ella, así como poder variar la frecuencia del oscilador controlado por voltaje, dentro del rango de enclavamiento.

El lazo de amarre en fase (PLL), es un circuito electrónico constituido por un detector de fase, un filtro paso bajas y un oscilador controlado por voltaje.

La función del lazo de amarre en fase, consiste en capturar una señal de frecuencia portadora y realizar el enclavamiento sobre ella, así como poder variar la frecuencia del oscilador controlado por voltaje, dentro del rango de enclavamiento.

I.5 BATERIAS COMO FUENTES DE ALIMENTACION

La gran variedad de dispositivos activados en la actualidad por baterías, refleja la versatilidad y conveniencia de estas fuentes de alimentación. Durante mucho tiempo los usos principales para las baterías fueron en dispositivos que requieran niveles de energía relativamente bajos tales como lámparas de bolsillo, radios portátiles, relojes de pared y juguetes.

Actualmente las aplicaciones de las baterías se pueden clasificar como: de baja energía y de alta potencia y de energía elevada y potencia moderada.

Las nuevas exigencias sobre las baterías, han dado como resultado la introducción de muchos nuevos sistemas de baterías, así como diseños nuevos para sistemas convencionales, además han surgido campos totalmente nuevos de aplicación como dispositivos de memoria y en dispositivos carentes de ruido.

Fundamentalmente las baterías se clasifican como: baterías primarias, baterías secundarias y baterías de reserva.

Las baterías primarias, son aquellas que no se pueden recargar o se destinan a una descarga simple.

Las baterías secundarias, son aquellas que se pueden recargar o se destinan a cargas y descargas sucesivas.

Las baterías de reserva, tienen como fin ser químicamente estables durante el almacenamiento prolongado y activarse inmediatamente antes de su uso, mediante la adición de agua o electrolito.

PRINCIPIOS DEL FUNCIONAMIENTO DE LAS BATERIAS

Esencialmente todas las baterías constan de dos celdas en un electrolito común. Una celda a su vez consiste en un electrodo sólido sumergido en una solución electrolítica, esta puede ser líquida o sólida, contiene por lo menos una sustancia química capaz de reaccionar en el electrodo ya sea para liberar o absorber electrones. Una celda absorbe electrones mientras que la otra debe liberarlos.

Al estar las celdas sumergidas en un electrolito común y conectadas mediante un alambre a través de un circuito externo, la carga en cada electrodo se neutraliza y se puede realizar la reacción química fluyendo corriente a través del circuito externo.

Enseguida se presentan los diferentes tipos comerciales de baterías primarias y secundarias:

Baterías primarias (baterías secas):

Carbono - Zinc

Alcalinas - Manganeseo

Mercurio - Zinc

Plata - Zinc

Zinc - Aire

Baterías secundarias:

Sistema plomo - ácido

Sistema níquel - hierro

Sistema níquel - cadmio

Sistema níquel - zinc

Sistema plata - zinc

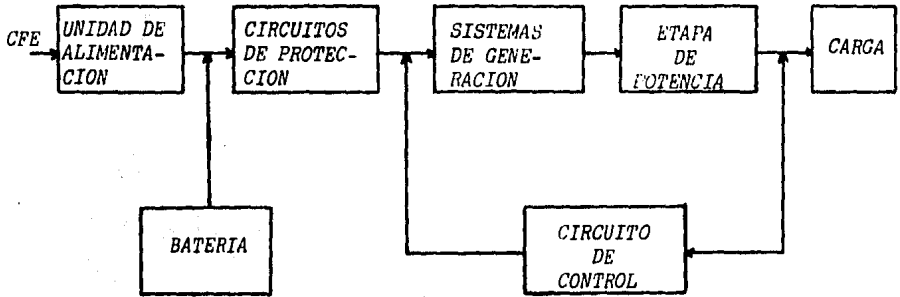
CAPITULO II

FUNCIONAMIENTO A BLOQUES DE LA FUENTE DE POTENCIA
ININTERRUMPIBLE (UPS)

Como se vió en la parte de antecedentes históricos, existen dos configuraciones básicas de funcionamiento de las fuentes de potencia ininterrumpible que son: modo inversor activo y modo inversor a la espera.

Para el diseño de nuestro sistema se eligió el modo inversor activo, debido a que la carga a alimentar son microcomputadoras, las cuales requieren de una alimentación con mejores características eléctricas.

La figura II.1, muestra el diagrama de bloques de la fuente de potencia ininterrumpible que se va a diseñar.

*Figura II.1*

II.1 UNIDAD DE ALIMENTACION

El objetivo de esta unidad es proporcionar energía eléctrica suficiente para mantener la batería con su máxima carga, así como proporcionar la energía requerida por la carga conectada a la fuente de potencia ininterrumpible.

La figura II.2, muestra los elementos fundamentales que constituyen esta unidad.

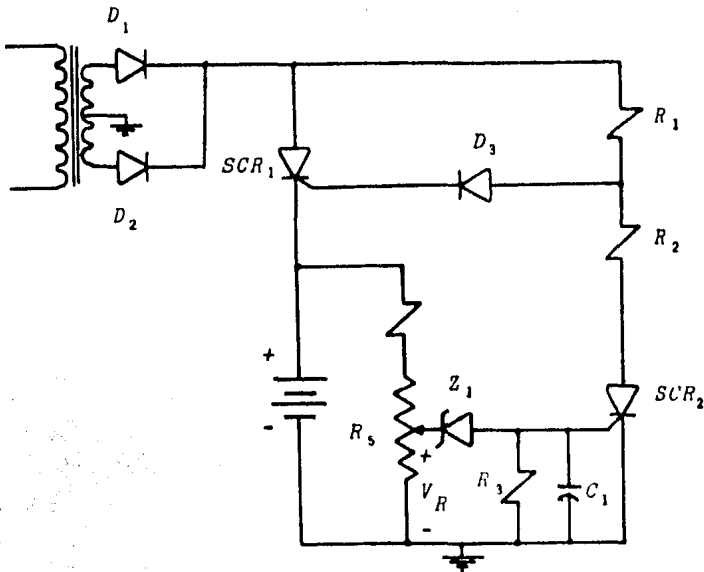


Figura II.2

Este circuito funciona de la siguiente manera:

Los diodos D_1 y D_2 constituyen un rectificador de onda completa. Cuando la batería no está a su máxima carga, el elemento SCR_2 se encuentra apagado, comportándose como circuito abierto, debido a que el voltaje V_R no es lo suficientemente grande para activarlo.

Con el primer lóbulo de la señal de salida del rectificador, se activa la compuerta del elemento SCR_1 a través de la resistencia R_1 , permitiendo el flujo de corriente a través de él, para cargar la batería.

Al iniciar la carga, la batería tiene un voltaje bajo, provocando que el voltaje V_R a través del divisor de voltaje formado por las resistencias R_3 y R_5 sea también bajo, impidiendo que el diodo zener alcance su punto de conducción, es decir, se comporta como circuito abierto, provocando que la corriente en la compuerta del SCR_2 sea prácticamente cero, manteniéndolo como circuito abierto.

Conforme la batería va adquiriendo carga, el voltaje V_R va aumentando hasta alcanzar el voltaje de conducción del zener. Al conducir el zener, este se comporta como corto circuito activando de esta manera la compuerta del SCR_2 , permitiendo el flujo de corriente a través de este, formando un divisor de voltaje

con las resistencias R_1 y R_2 disminuyendo el voltaje aplicado en la compuerta del SCR_1 con lo cual se desactiva, interrumpiendo el flujo de corriente a la batería.

Con la resistencia R_4 y el capacitor C_1 se logra una constante de tiempo para evitar que los transitorios puedan disparar involuntariamente al SCR_2 .

Con este circuito se garantiza que la batería adquiera su máxima carga y la previene de que se sobrecargue cuando está completamente cargada.

II.2 BATERIA

La batería constituye la fuente de alimentación cuando el suministro de energía (CFE) falla o es deficiente.

Es necesario que la batería sea capaz de proporcionar la corriente requerida por la carga durante cierto tiempo. Esta batería es del tipo de baterías secundarias debido a que es necesario que sea recargable.

Para recargar estas baterías, es necesario aplicar un voltaje de corriente continua mayor que el de la batería, así, fluye corriente a esta, con una intensidad que depende de la diferencia entre el voltaje aplicado y el voltaje de circuito abierto de la batería.

Para reducir el mantenimiento de estas baterías, es necesario evitar sobrecargarlas, debido a que el agua se evapora por electrólisis durante los períodos de sobrecarga.

En nuestro sistema se eligió una batería del tipo plomo-ácido ya que resultan ser más comerciales y de menor costo.

II.3 CIRCUITO DE PROTECCION

La finalidad de este circuito es proteger al sistema cuando la batería tiene un nivel de voltaje bajo. La figura II.3, muestra este circuito.

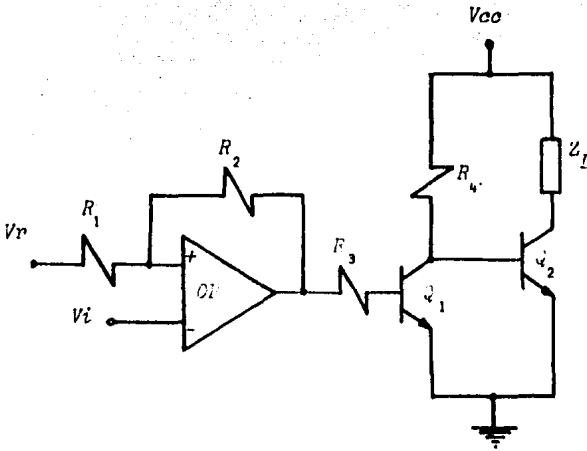


Figura II.3

Este circuito funciona de la siguiente manera:

El amplificador operacional (OP) actúa como un comparador, es decir, que cuando el voltaje de entrada (V_{in}) es igual al voltaje de referencia, la salida cambia de estado. En este caso la salida se mantiene en un nivel bajo cuando el voltaje de la

batería es mayor que el voltaje de referencia (V_r) y cambiará a un nivel alto cuando estos voltajes sean iguales.

Los transistores Q_1 y Q_2 funcionan de la siguiente manera:

Cuando se tiene un nivel bajo a la salida del comparador el transistor Q_1 se encuentra cortado, con esto, el transistor Q_2 se polariza a través de la resistencia R_4 , poniéndose en saturación y permitiendo el flujo de corriente a través de la carga.

Cuando la salida del comparador se tiene un nivel alto, el transistor Q_1 se satura, poniendo un voltaje menor de 0.7 V en la base del transistor Q_2 logrando que este se corte e impidiendo el flujo de corriente a través de la carga (Z_L).

II.4 SISTEMA DE GENERACION

Como se vió en el capitulo I, existen dos tipos de formas de onda: Sinusoidales y No sinusoidales. Nuestro sistema genera una onda no sinusoidal (onda rectangular), por medio de circuitos integrados debido a que nos proporcionan una onda generada más estable.

En la figura II.4, se muestra el diagrama de bloques del sistema de generación.

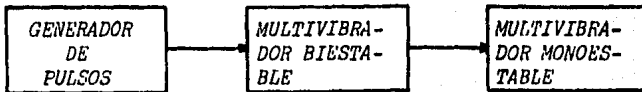


Figura II.4

La finalidad de este sistema es proporcionar dos señales independientes de onda rectangular para conmutar la etapa de potencia de la UPS.

GENERADOR DE PULSOS

Para generar los pulsos se utiliza el circuito integrado NE555 como multivibrador estable o circuito de reloj, como se muestra en el figura II.5.

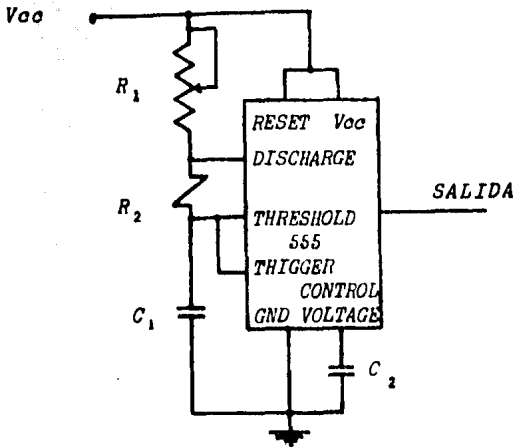


Figura II.5

Este circuito funciona de la siguiente manera: El capacitor C_1 se carga a través de las resistencias R_1 y R_2 , hasta alcanzar un nivel en que la salida cambia al estado bajo.

La descarga del capacitor C_1 se realiza a través de la resistencia R_2 hasta lograr el cambio de estado de la salida a un nivel alto.

La frecuencia de este circuito se determina con las resistencias R_1 y R_2 y el capacitor C_1 mediante la siguiente expresión:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C_1}$$

Con la resistencia R_1 se puede ajustar con más precisión la frecuencia deseada.

MULTIVIBRADOR BIESTABLE

El objetivo de este circuito, es proporcionar dos salidas que tengan la mitad de la frecuencia de la señal de entrada, siendo una de ellas el complemento de la otra (Q , \bar{Q}).

Este circuito se puede realizar con un multivibrador biestable tipo D. Las salidas de este multivibrador son disparadas con el flanco positivo de los pulsos de reloj.

La figura II.6, muestra este circuito.

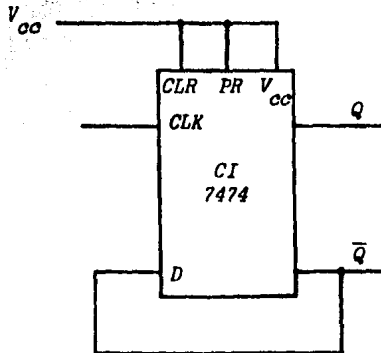


Figura II.6

MULTIVIBRADOR MONOESTABLE

Nuestro sistema de generación utiliza dos multivibradores monoestables para lograr dos salidas independientes, cada multivibrador es habilitado con las salidas Q y \bar{Q} del multivibrador biestable respectivamente.

La finalidad de poner estos circuitos en el sistema es conseguir un control sobre el ancho de los pulsos de salida, este control es necesario debido a que el ancho del pulso determina el nivel de voltaje generado a la salida de la etapa de potencia. Este objetivo se logra con el multivibrador monoestable SN74123. La figura II.7, muestra uno de estos multivibradores.

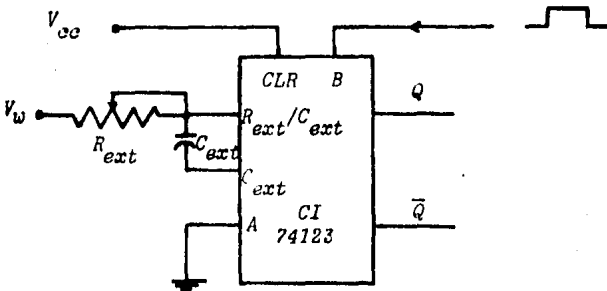
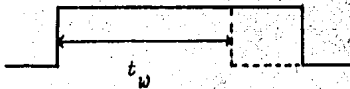


Figura II.7

El ancho de pulso de la salida de estos multivibradores se puede obtener con la siguiente ecuación:



$$t_w = KR_t C_{ex} \left(1 + \frac{0.7}{R_t} \right)$$

Este ancho de pulso se puede variar de las siguientes maneras: Una de ellas es variar el valor de la resistencia R_t manteniendo fijo el valor del voltaje V_w , la otra forma es fijar el valor de la resistencia R_t , y variar el valor del voltaje V_w . El sistema de generación completo se muestra en la figura II.8.

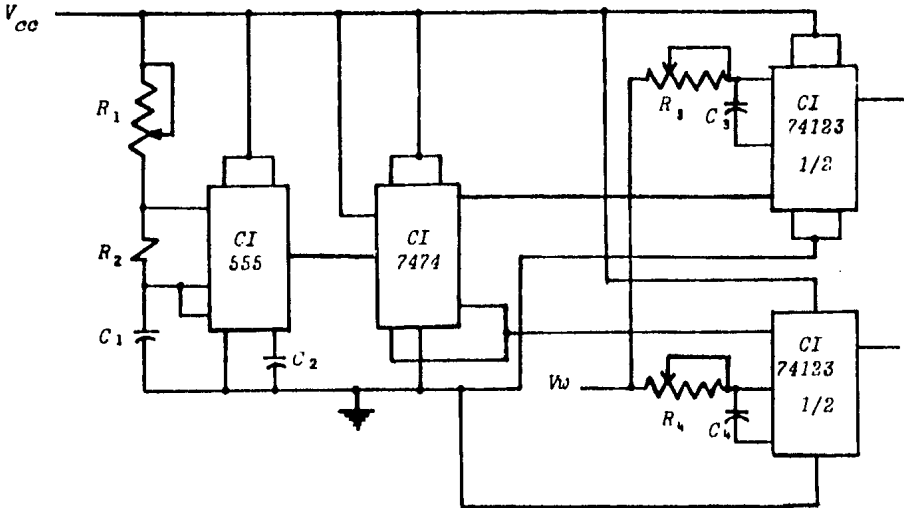


Figura II.8

II.5 ETAPA DE POTENCIA

El objetivo de esta etapa es generar una señal de alterna semejante a la proporcionada por la red de suministro (CFE), por medio de un transformador elevador y circuitos de conmutación, partiendo de un voltaje de 12 volts de corriente continua.

Para lograr esto, en los extremos del primario del transformador se colocan circuitos de conmutación y se aplica un voltaje de corriente continua en el tap central del primario del transformador.

Los circuitos de conmutación se activan y desactivan alternativamente, lograndose una señal de corriente alterna amplificada, debido a que primero se induce en un sentido y luego en el otro y así sucesivamente, con la frecuencia determinada por el sistema de generación.

La figura II.9 muestra la etapa de potencia.

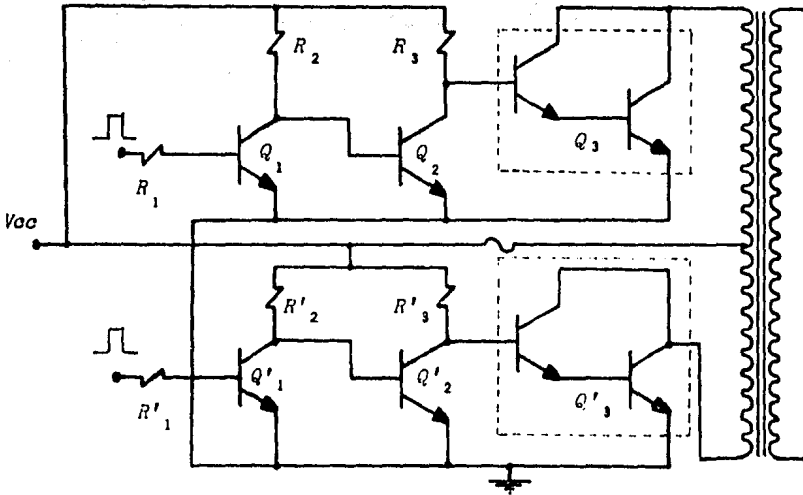


Figura II.9

Este circuito funciona como un interruptor, controlado por los pulsos de salida de los multivibradores monoestables.

Cuando se aplica un nivel alto en la base del transistor Q_1 , este se pone en estado de saturación, esto hace que se tenga un voltaje menor de 0.7 volts en la base del transistor Q_2 poniéndolo en corte, con esta condición se logra que el transistor Q_3 se sature, permitiendo el flujo de corriente de la batería por el devanado del transformador hacia tierra.

Ahora, cuando se tiene un nivel bajo en la base del transistor Q_1 , este se pone en corte provocando que el transistor Q_2 se sature colocando un voltaje menor de 1.4 volts en la base del transistor Q_3 , esto hace que el transistor Q_3 se corte e impida el flujo de corriente por el devanado del transformador.

Estas mismas condiciones se cumplen para los transistores Q'_1 , Q'_2 y Q'_3 , pero su funcionamiento es alternativo con los otros tres transistores (Q_1, Q_2, Q_3), esto es, cuando el transistor Q_1 está saturado, el transistor Q'_1 está cortado y viceversa.

II.6 CARGA

Se conoce como carga a todo aquel sistema o dispositivo que para su funcionamiento requiere de una fuente de alimentación. Para nuestra fuente de potencia ininterrumpible, las cargas serán microcomputadoras.

A este tipo de cargas, se les denominan cargas críticas como se vio en la parte de antecedentes históricos.

Nuestro sistema trabaja en el modo inversor activo por lo que no tiene tiempos de conmutación cuando falla el suministro de energía eléctrica (CFE).

Esta UPS tiene las siguientes características:

Voltaje de salida 120 VAC

Corriente de salida 1.666 A

Potencia de salida 200 W

Las microcomputadoras que pueden conectarse a esta UPS no deben sobrepasar estas características.

II.7 ETAPA DE CONTROL

Con esta etapa se trata de compensar las variaciones de voltaje que se producen al conectar la carga en la UPS. Esto se logra mediante una realimentación de la salida con el multivibrador monoestable, para variar de manera automática el ancho de los pulsos generados.

Debido a que las variaciones de voltaje producidas por la carga, se reflejan en variaciones del flujo magnético en el núcleo del transformador, colocamos un devanado extra en el secundario para detectar estas variaciones y compensarlas mediante un circuito de control.

En la figura II.10, se muestra el circuito de control utilizado para esta realimentación.

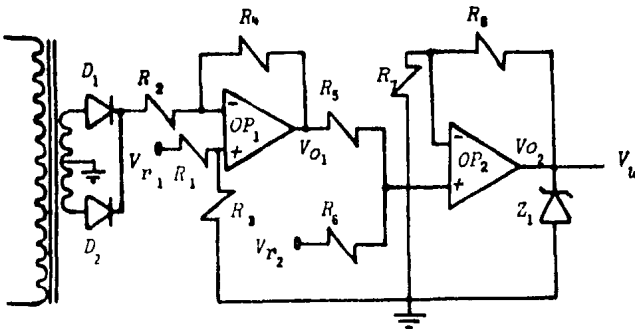


Figura II.10

El funcionamiento de este circuito es de la siguiente manera: Con los diodos D_1 y D_2 se obtiene un voltaje rectificado de onda completa, que en el mejor de los casos, será igual al valor del voltaje de referencia V_{r_1} , el amplificador operacional OP_1 actúa como un diferenciador con ganancia unitaria, ya que el valor de las resistencias R_1 , R_2 , R_3 y R_4 es el mismo, entonces la salida de este amplificador operacional es:

$$V_{o_1} = V_{r_1} - V_i$$

El amplificador operacional OP_2 , actúa como un sumador de ganancia unitaria debido a que las resistencias R_5 , R_6 , R_7 y R_8 son del mismo valor, entonces la salida del amplificador operacional OP_2 será la suma del voltaje V_{r_2} con el voltaje V_{o_1} , esto es:

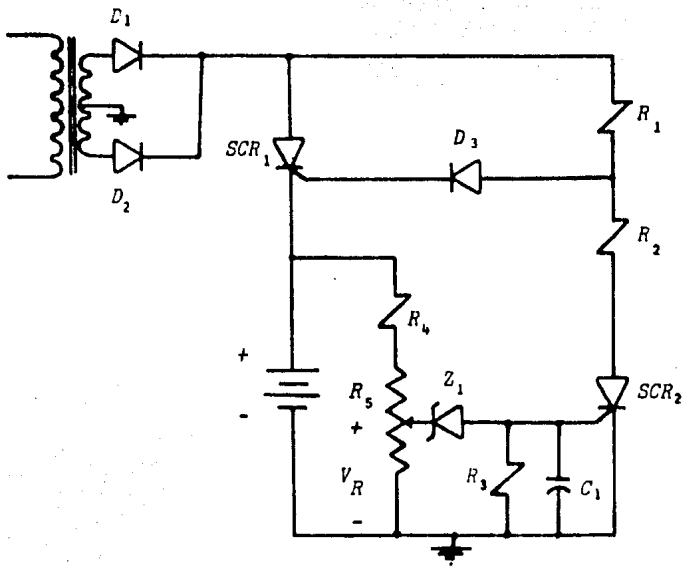
$$V_{o_2} = V_{r_2} + V_{o_1}$$

Con el V_{r_2} y el diodo zener Z_1 , se garantiza un rango de variación del voltaje de salida V_{o_2} , para mantener una generación adecuada a la salida de la UPS.

CAPITULO III

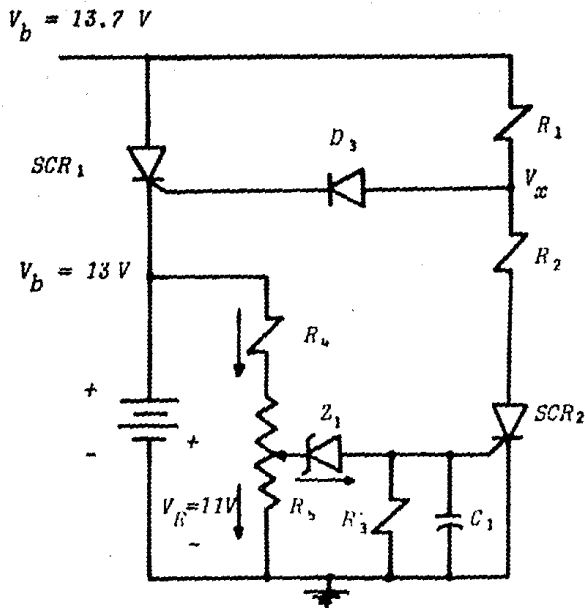
DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LA U.P.S.

III.1 UNIDAD DE ALIMENTACION



Considerando que la batería se encuentra completamente cargada, el SCR_2 está encendido y el SCR_1 apagado.

Se eligió al diodo zener IN4741A debido a que este tiene un voltaje de regulación de 11 V y una corriente mínima de encendido de 23 mA. Considerando una corriente de 40 mA a través de R_4 , se garantiza la corriente de regulación del diodo zener.



Cálculo de las resistencias R_4 y R_5 :

$$R_4 = \frac{V_{R_4}}{I_{R_4}} = \frac{(13 - 11) \text{ V}}{40 \text{ mA}} = 50 \Omega$$

$$P_{R_4} = I^2 R_4 = (40 \text{ mA})^2 (50 \Omega) = 0.08 \text{ W}$$

Se elige el valor comercial de 47Ω a $1/2 \text{ W}$.

Del divisor de voltaje formado por R_4 y R_5 tenemos:

$$V_R = \frac{V_a R_5}{R_4 + R_5} ; V_R = \text{Voltaje de referencia del zener} = 11 \text{ V}$$

despejando R_5 y sustituyendo valores tenemos:

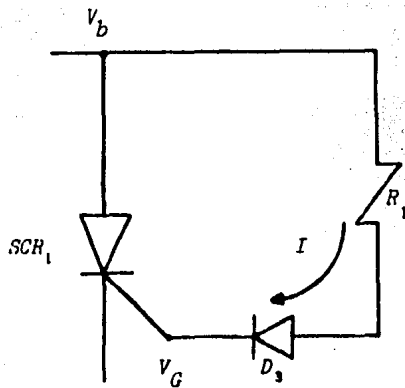
$$R_5 = \frac{V_R R_4}{V_a - V_R} = \frac{(11 \text{ V}) (47) \Omega}{(13 - 11) \text{ V}} = 258.5 \Omega$$

Cálculo de R_1 y R_2 .

Considerando una corriente máxima de carga en la batería de 10 amperes, el SCR₁ debe ser capaz de soportar esta corriente.

El SCR 2N1849 se utiliza debido a que posee las siguientes características 400 V - 16 A , $V_{GT} = 3.5 \text{ V}$ y $I_{GT} = 80 \text{ mA}$.

Considerando al SCR₂ apagado y el SCR₁ encendido, tenemos:



del circuito tenemos que:

$$V_b = V_{R_1} + V_{D_3} + V_G$$

Despejando V_{R_1} y sustituyendo valores tenemos:

$$V_{R_1} = V_b - V_{D_1} - V_G = (13,7 - 0,7 - 3,5)V = 9,5 V$$

$$R_1 = \frac{V_{R_1}}{I_{R_1}} = \frac{9,5 V}{80 \text{ mA}} = 118,7 \Omega$$

Para garantizar que se tengan 80 mA, el valor comercial de R_1 es de 100Ω . Del divisor de voltaje formado por R_1 y R_2 se tiene:

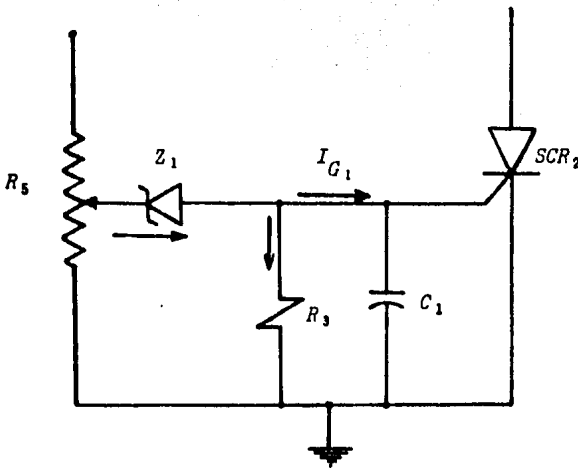
$$V_x = \frac{V_b \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Cuando el SCR₂ está apagado, el voltaje V_x será igual al voltaje V_b . Considerando un voltaje de apagado $V_x = 5 V$ y despejando R_2 tenemos:

$$R_2 = \frac{V_x R_1}{V_b - V_x} = \frac{(5 V) 100}{(13 - 5) V} = 71,42 \Omega$$

se toma el valor comercial de 68Ω .

Para el cálculo de R_3 y C_1 se consideró al SCR C106 con las siguientes características: 400 V - 4 A, $V_{GT} = 0.5$ y $I_{GT} = 30 \mu\text{A}$, $t_{off} = 40 \mu\text{seg}$.



de la figura tenemos que:

$$I_s = I_{GT} + I_{R_3}$$

despejando I_{R_3} y sustituyendo valores tenemos:

$$I_{R_3} = I_2 - I_{GT} = 23 \text{ mA} - 30 \text{ } \mu\text{A} = 22,97 \text{ mA}$$

sabemos que:

$$V_{GT} = I_{R_3} \cdot R_3$$

donde

$$R_3 = \frac{V_{GT}}{I_{R_3}} = \frac{0,5 \text{ V}}{22,97 \text{ mA}} = 21,76 \text{ } \Omega$$

se elige el valor comercial de $22 \text{ } \Omega$ sabemos que:

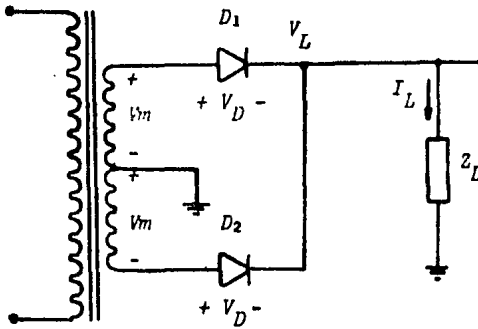
$$t_{off} = R_3 \cdot C_1$$

despejando y sustituyendo valores tenemos:

$$C_1 = \frac{t_{off}}{R_3} = \frac{40 \text{ } \mu\text{s}}{22 \text{ } \Omega} = 1,8 \text{ } \mu\text{F}$$

se elige el valor comercial
 $1,5 \text{ } \mu\text{F} - 15 \text{ VCD}$

Cálculo del rectificador.



Para un rectificador de onda completa con tap central se cumple que:

$$V_L = \frac{2}{\pi} V_m - V_D \quad \pi = 3,1416 \text{ radianes}$$

como se requiere un voltaje $V_L = 13 \text{ V}$ y una $I_L = 10 \text{ A}$ y se tiene un $V_D = 0,7 \text{ V}$, entonces:

$$V_m = \frac{(V_L + V_D)\pi}{2} = \frac{(13 + 0,7)\pi}{2} = 21,51 \text{ Volt.}$$

sabemos que el voltaje eficaz (V_{rms}) es:

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{21.51 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 15.2 \text{ Volt.}$$

Por los diodos debe circular una corriente máxima de 10 A cuando las baterías estén descargadas, entonces, considerando un factor de seguridad de 1.5 tenemos que:

$$I_D = F.S. (I_L) = 1.5 (10 \text{ A}) = 15 \text{ A}$$

como el voltaje de pico inverso (PIV) que puede soportar un diodo es:

$$PIV = 2 V_m = 2(21.51 \text{ V}) = 43.02 \text{ Volt.}$$

considerando un F.S. mayor de dos tenemos:

$$PIV = 100 \text{ Volt.}$$

Por lo que los diodos D_1 y D_2 deben tener las siguientes características:

$$I_D = 15 \text{ A} , PIV = 100 \text{ V}$$

El transformador debe tener las siguientes características:

$$I_2 = 20 \text{ A} , V_2 = 30 \text{ V con tap central}$$

Cálculo del transformador.

Los datos que se tienen son:

$$V_1 = 120 \text{ V}$$

$$V_2 = 30 \text{ V con tap central}$$

$$I_2 = 20 \text{ A}$$

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

Tenemos que la potencia aparente en la carga está dada por:

$$S_L = P_L = V_L I_L$$

Por lo que:

$$P_L = 30 \text{ V} (20 \text{ A}) = 600 \text{ VA}$$

Para esta potencia aparente en la carga tenemos que, el área de corte del núcleo mínima admisible está dada por:

$$A_{Fe_{min}} = 9 \sqrt{\frac{S_L}{f}} \quad \text{luego:} \quad A_{Fe_{min}} = 9 \sqrt{\frac{600}{60}} = 28.46 \text{ cm}^2$$

tenemos también que $W_{min} = \sqrt{A_{Fe_{min}}} = \sqrt{28.46} = 5.33 \text{ cm} = 2.1 \text{ pulg.}$

De tablas de laminación tipo E - 1 para una aislación de 2000 volts, se tiene con $W_{min} = 2.1 \text{ pulg.}$ una laminación del No. 200 que tiene las siguientes características:

$$K = 1 \text{ pulg.} = 2.54 \text{ cm}$$

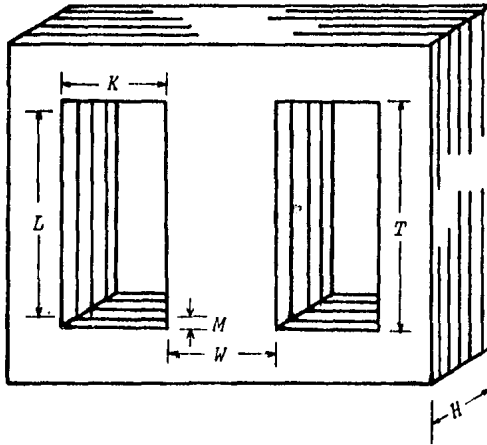
$$L = 2.625 \text{ pulg.} = 6.6675 \text{ cm}$$

$$M = 0.1875 \text{ pulg.} = 0.47625 \text{ cm}$$

$$W = 2 \text{ pulg.} = 5.08 \text{ cm}$$

$$T = 3 \text{ pulg.} = 7.62 \text{ cm}$$

Estas dimensiones se encuentran marcadas en la figura siguiente.



Para un núcleo cuadrado tenemos:

$$A_{Fe} = W^2 = (5.08 \text{ cm})^2 = 25.8 \text{ cm}^2$$

considerando un coeficiente de llenado de 90% tenemos que:

$$A'_{Fe} = 0.9 (A_{Fe}) = 0.9(25.8 \text{ cm}^2) = 23.22 \text{ cm}^2$$

sabemos que:

$$V = 4.44 f N \phi_{max} (10^{-8}) \text{ de donde:}$$

$\phi = BA$, considerando una densidad de flujo "B" de 10000 Gauss/cm² tenemos que:

$$B \cdot A = \phi_{\max} = 10000 \text{ Gauss/cm}^2 \cdot (23.22 \text{ cm}^2) = 232200 \text{ Gauss}$$

Para un voltaje V_1 en el primario tenemos que:

$$N_1 = \frac{V_1}{4.44 f \phi_{\max} (10^{-8})} = \frac{120 \text{ V}}{4.44 (60 \text{ Hz}) 232200 \text{ Gauss} (10^{-8})}$$

$$N_1 = 194 \text{ vueltas}$$

Sabemos que:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = a$$

Por lo que:

$$a = \frac{120\text{V}}{30\text{V}} = 4 \quad \text{y} \quad N_2 = \frac{N_1}{a} = \frac{194}{4} = 48.5 \text{ vueltas}$$

Considerando un 10% adicional de vueltas para compensar las pérdidas al conectar la carga tenemos:

$$N_1 = 194 + 0.1 (194) = 213.4 \quad \text{tomando } N_1 = 214 \text{ vueltas tenemos que:}$$

$$N_2 = 48.5 + 0.1 (48.5) = 53.35 \quad \text{tomamos } N_2 = 54 \text{ vueltas y recalculando}$$

$$N_1 = a N_2 = 4 (54) = 216 \text{ vueltas}$$

Por lo que se ajustan:

$$N_1 = 216 \text{ vueltas, } N_2 = 54 \text{ vueltas}$$

Cálculo del calibre de los hilos de los devanados, tenemos que:

$$I_1 = \frac{I_2}{a} = \frac{20 \text{ A}}{4} = 2.5 \text{ A}$$

Considerando densidades de corriente máximas de 4 A/mm^2 o 500 mil circulares $A_{CU_{\min}} = 500 I_1 = 500(2.5 \text{ A}) = 1250 \text{ (mil circulares)}$

$$A_{CU_{2\min}} = 500 I_2 = 500 (20 \text{ A}) = 10000 \text{ (mil circulares)}$$

Luego tenemos que:

$$d_{CU1_{min}} = \sqrt{A_{CU1_{min}}} = \sqrt{1250} = 35,355 \text{ mil}$$

$$d_{CU2_{min}} = \sqrt{A_{CU2_{min}}} = \sqrt{10000} = 100 \text{ mil}$$

De tablas de conductores con los valores obtenidos se elige alambre del No. 18 AWG para el primario y del No. 10 AWG para el secundario. Para incluir el barniz aislante tenemos que:

$$d = 1.019 d_{CU} + 1.045 \text{ por lo que:}$$

$$d_1 = 1.019(40.3) + 1.045 = 42.11 \text{ mil} = 1.07 \text{ mm}$$

$$d_2 = 1.019(101.9) + 1.045 = 104.88 \text{ mil} = 2.664 \text{ mm}$$

El número de vueltas por capa se puede obtener de la siguiente manera:

$$U_1 = \frac{L}{d_1} - 1 = \frac{66.675 \text{ mm}}{1.07 \text{ mm}} - 1 = 61.31 \text{ este valor se ajusta}$$

a un valor exacto dependiendo del número de capas.

Para U_2 tenemos:

$$U_2 = \frac{L}{d_2} - 1 = \frac{66.675 \text{ mm}}{2.664 \text{ mm}} - 1 = 24$$

El número de capas para acomodar el devanado está dado por:

$$C_1 = \frac{N_1}{d_1} = \frac{316}{61} = 3.54 \text{ por lo que } C_1 = 4 \text{ capas}$$

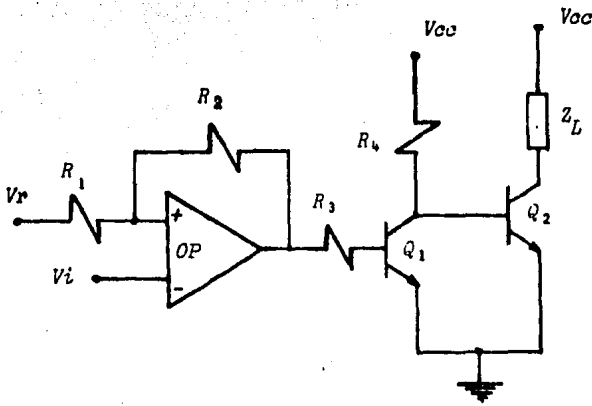
$$C_2 = \frac{N_2}{d_2} = \frac{54}{24} = 2.25 \text{ luego } C_2 = 3 \text{ capas}$$

El voltaje de aislación mínimo requerido V_C se puede obtener de la siguiente manera:

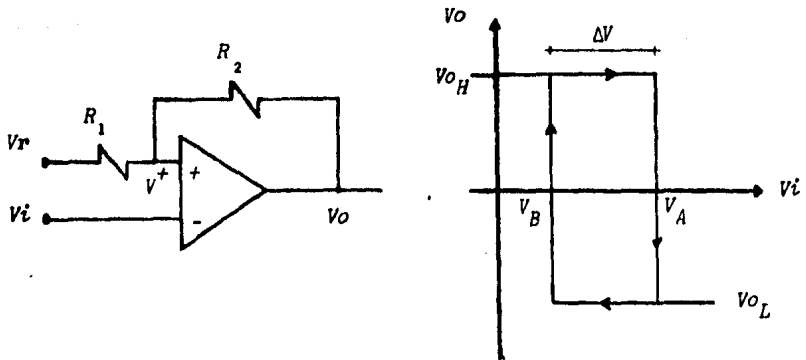
$$V_{C_1} = 2\left(\frac{V_1}{C_1}\right) = 2\left(\frac{120 \text{ V}}{4}\right) = 60 \text{ volt entre capas del primario}$$

$$V_{C_2} = 2\left(\frac{V_2}{C_2}\right) = 20 \text{ volt entre capas del secundario}$$

III.2 CIRCUITO DE PROTECCION



Cálculo del comparador.



Por superposición tenemos que V^+ es:

$$V^+ = \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_r R_2}{R_1 + R_2}$$

Cuando $V_o = V_{oL}$ tenemos:

$$V_B = \frac{V_{oL} R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_r R_2}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots (1)$$

Cuando $V_o = V_{oH}$ tenemos:

$$V_A = \frac{V_{oH} R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_r R_2}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots (2)$$

Además sabemos que:

$$\Delta V = V_A - V_B \dots\dots\dots (3)$$

Considerando: $\Delta V = 0.5$ volts, $V_r = 3.3$ volts, $V_{oL} = 0$ volts y

$$V_{oH} = 5 \text{ volts}$$

Sustituyendo el valor de V_{O_L} en la ecuación (1) y realizando la ecuación (3) tenemos:

$$\Delta V = \frac{V_{O_H} R_1}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots (4)$$

despejando R_2 de la ecuación (4) tenemos:

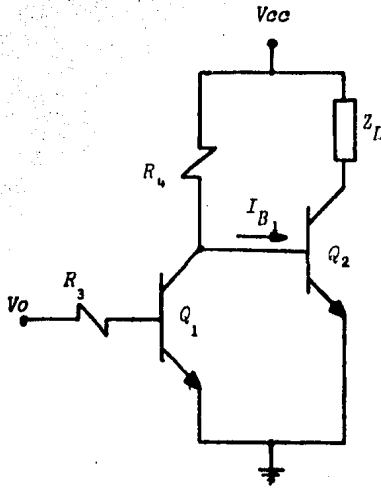
$$R_2 = \frac{(V_{O_H} - \Delta V) R_1}{\Delta V}$$

sustituyendo valores y considerando $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ tenemos:

$$R_2 = \frac{(5 - 0.5) \text{ K}}{0.5} = 9 \text{ K}\Omega$$

se toma el valor comercial de $10 \text{ K}\Omega$.

Cálculo del circuito de conmutación

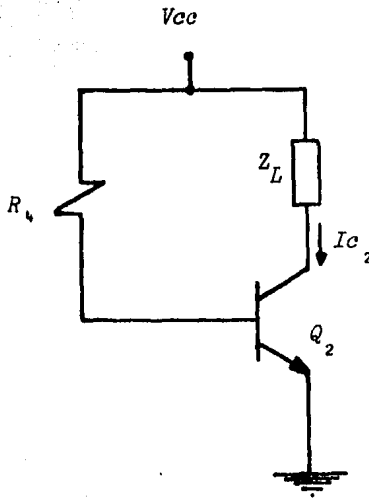


Las características de estos transistores son:

$Q_1 = \text{MPSA20}$	$I_c = 100 \text{ mA}$	$\beta = 40$	$V_{BE} = 0,7 \text{ volts}$
$Q_2 = \text{TIP41}$	$I_c = 6 \text{ A}$	$\beta = 75 - 15$	$V_{BE} = 0,7 \text{ volts}$

Cálculo de R_b

Considerando al transistor Q_2 en saturación tenemos:



Como $I_{B_2} = \frac{I_{c_2}}{\beta_2}$, y para una $I_{c_2} = 1A$ entonces;

$$I_{B_2} = \frac{1}{15} = 66.66 \text{ mA}$$

De la figura tenemos:

$$V_{cc} = R_b I_{B_2} + V_{BE_2}$$

despejando R_4 y sustituyendo valores tenemos:

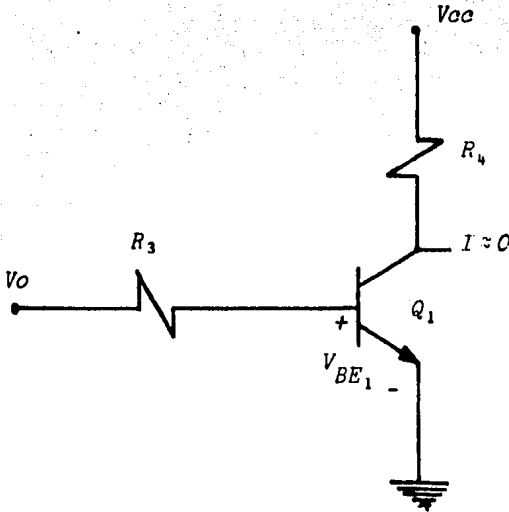
$$R_4 = \frac{V_{cc} - V_{BE_2}}{I_{B_2}} = \frac{13 - 0.7}{66.66 \text{ mA}} = 184.5 \Omega$$

$$P_{R_4} = I_{B_2}^2 R_4 = (66.66 \text{ mA})^2 \cdot 184.5 = 0.819 \text{ W}$$

entonces el valor comercial es 180Ω a 2 W .

Cálculo de R_3 .

Considerando al transistor Q_1 en saturación tenemos:



Suponiendo que $I_{cSAT} = 50 \text{ mA}$ y $V_o = 5 \text{ volts}$

$$I_{B_1} = \frac{I_{c_1}}{\beta_1} = \frac{50 \text{ m}}{40} = 1.25 \text{ mA}$$

de la figura tenemos:

$$V_o = R_3 I_{B_1} + V_{BE_1}$$

despejando R_3 y sustituyendo valores tenemos:

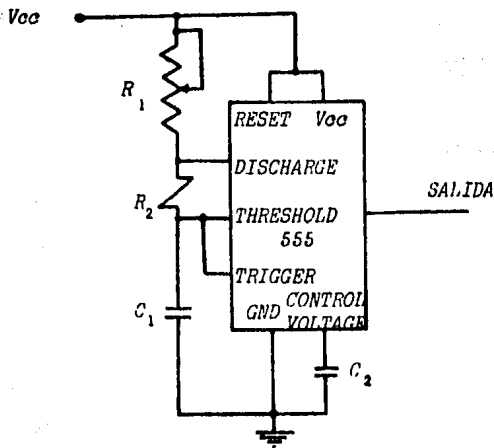
$$R_3 = \frac{V_o - V_{BE_1}}{I_{B_1}} = \frac{5 - 0.7}{1.25 \text{ m}} = 3.4 \text{ K}\Omega$$

$$P_{R_3} = I_{R_3}^2 R_3 = (1.25 \text{ m})^2 3.4 \text{ K} = 5.3 \text{ mW}$$

el valor comercial es $3.3 \text{ K}\Omega$ a 0.5 W .

III.3 SISTEMA DE GENERACION

Generador de pulsos



Del manual para una configuración estable, tenemos que el tiempo de carga para un nivel de salida alto es:

$$t_1 = 0.693 (R_1 + R_2) C_1 \dots\dots\dots (1)$$

y el tiempo de descarga para un nivel de salida bajo es:

$$t_2 = 0.693 R_2 C_1 \dots\dots\dots (2)$$

como el periodo es: $T = t_1 + t_2$ (3)

entonces:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2) C_1}$$

Del manual tenemos que $C_2 = 0.01 \mu\text{f}$.

Como se desea obtener una señal de salida de 120 Hz, tenemos:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{120} = 8.33 \text{ ms}$$

fijando $t_2 = 4 \text{ ms}$.

De la ecuación (3) tenemos:

$$t_1 = T - t_2 = 8.33 - 4 = 4.33 \text{ ms}$$

fijando $C_1 = 0.15 \mu\text{f}$

Despejando R_2 de la ecuación (2) y sustituyendo valores tenemos:

$$R_2 = \frac{t_2}{0.693C_1} = \frac{4}{(0.693)(0.15)} = 38.48 \text{ K}\Omega$$

el valor comercial es 33 K Ω para garantizar que $t_1 > t_2$.

Recalculando t_1 y t_2 tenemos:

$$t_2 = (0.693) (33K) (0.15 \mu) = 3.43 \text{ ms}$$

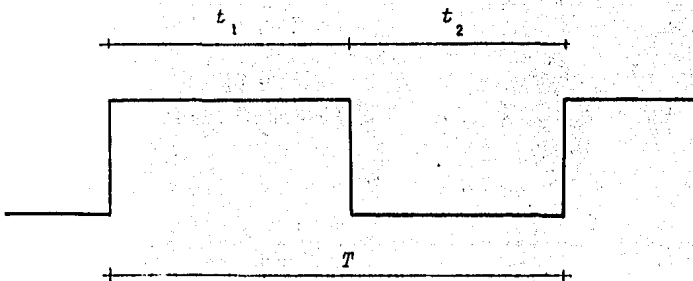
entonces:

$$t_1 = (8.33 - 3.43) = 4.9 \text{ ms}$$

despejando R_1 de la ecuación (1) y sustituyendo valores tenemos:

$$R_1 = \frac{t_1}{0.693 C_1} - R_2 = \frac{4.9 \text{ ms}}{(0.693) (0.15 \mu)} - 33K = 14.138K\Omega$$

Se elige un potenciómetro de $22K\Omega$ para ajustar al valor deseado de frecuencia.



Multivibrador Biestable

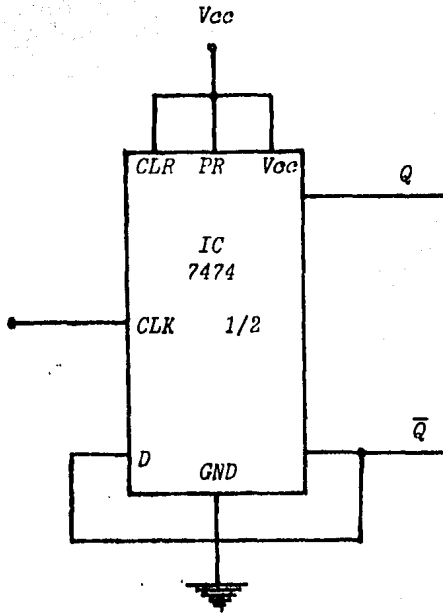
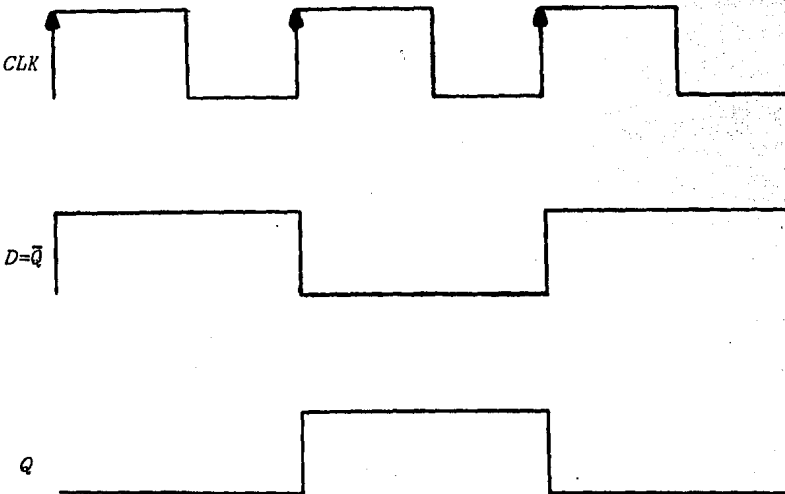


Tabla de función del multivibrador biestable

PR	CLR	CLK	D	Q	\bar{Q}
L	H	*	*	H	L
H	L	*	*	L	H
L	L	*	*	H*	H*
H	H	↑	H	H	L
H	H	↑	L	L	H
H	H	L	*	Q ₀	\bar{Q}_0

De la tabla se puede observar que para obtener a la salida pulsos, debemos tener las señales PR y CLR en un nivel alto y realimentar la señal de salida \bar{Q} a la señal de datos D. Como el cambio de nivel (alto - bajo y bajo - alto) de la señal de salida Q, en este caso esta dado con el flanco positivo de la señal de reloj CLK, entonces la frecuencia de la señal de salida Q es la mitad de la frecuencia de la señal de reloj CLK, esto es:



Multivibrador monoestable

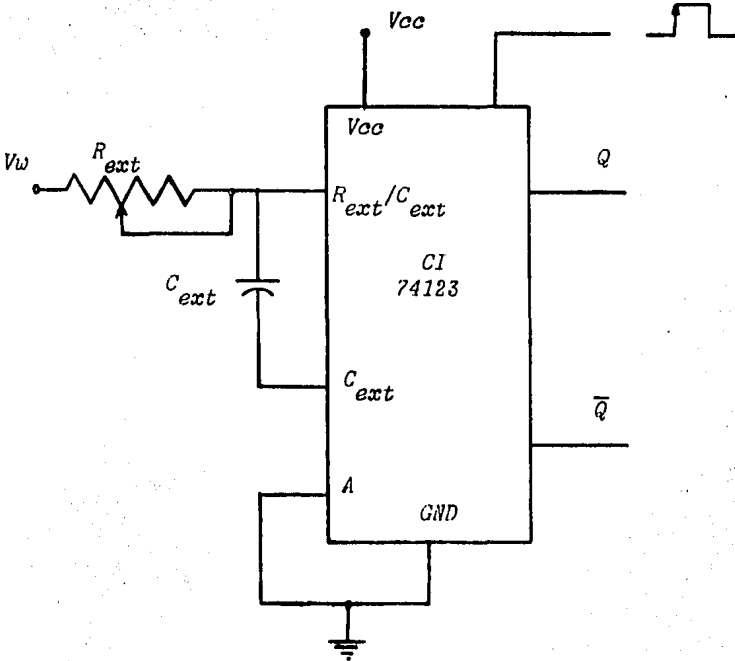


Tabla de función del multivibrador monoestable

CLR	A	B	Q	\bar{Q}
L	*	*	L	H
*	H	*	L	H
*	*	L	L	H
H	L	↑	□	□
H	↓	H	□	□
↑	L	H	□	□

De la tabla se puede observar que para obtener pulsos a la salida, es necesario tener las señales de CLR en un nivel alto y la señal de entrada A en un nivel bajo.

La salida se determinará con el flanco positivo de los pulsos en la señal de entrada B. Sabemos que con un ancho de pulso de 7.5 ms de duración, se obtiene un nivel de voltaje de generación óptimo a la salida del UPS.

Del manual tenemos que el ancho de pulso está dado por:

$$t_w = KR_t C_{ext} \left(1 + \frac{0.7}{R_t} \right)$$

donde $K = 0.28$ para el 74123. Se fija el capacitor

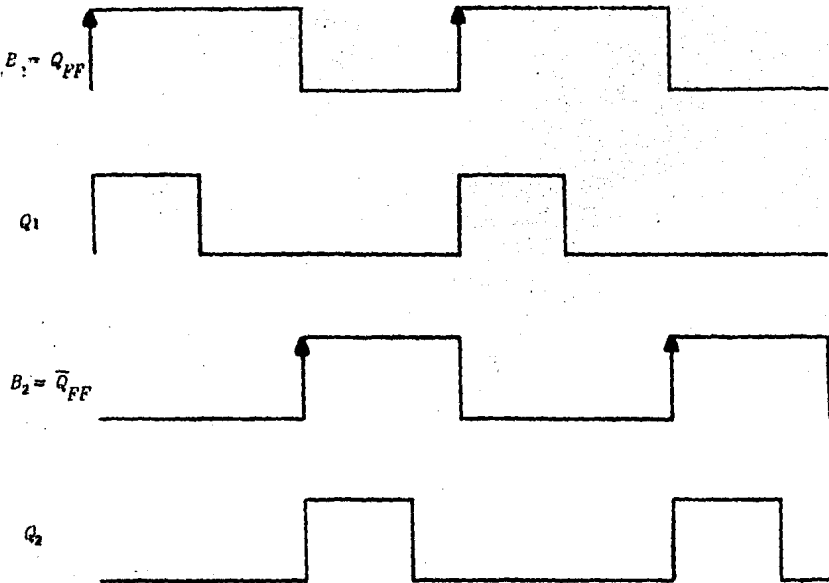
$C_{ext} = 0.47 \mu F$ despejando R_t y sustituyendo valores tenemos:

$$R_t = \frac{t_w}{KC_{ext}} - 0.7 = \frac{7.5 \text{ ms}}{(0.28)(0.47)} - 0.7 = 56.99 \text{ K}\Omega$$

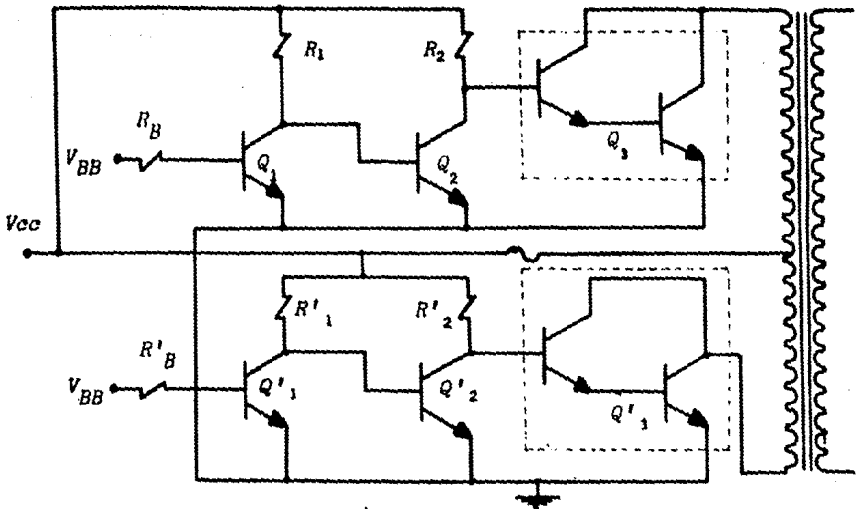
para ajustar a este valor, se elige un potenciómetro de 100 K Ω

Utilizando dos circuitos multivibradores monoestables, obtenemos dos señales independientes con las cuales se excitan los circuitos de conmutación.

Las salidas Q y \bar{Q} del multivibrador biestable, serán los datos de entrada de los multivibradores monoestables, en donde la salida Q se aplica a uno de ellos y la \bar{Q} al otro, logrando con esto que las salidas Q de los multivibradores monoestables tengan un retraso entre sí, con lo cual se evita que los circuitos de conmutación se activen al mismo tiempo. La figura muestra las señales de entrada y salida de los multivibradores monoestables:



III.4 ETAPA DE POTENCIA



Las características de los transistores son:

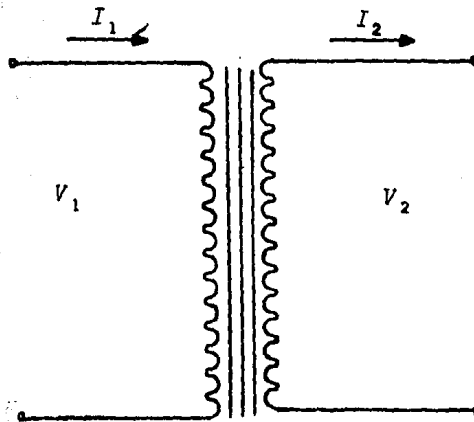
$Q_1 = BC547 \quad I_c = 100 \text{ mA} \quad \beta = 220 \quad \gamma$

$Q_2 = TIP41 \quad I_c = 6 \text{ A} \quad \beta = 75 - 15$

Q_3 corresponde a una configuración Darlington formado por los transistores TIP41 y 2N3055.

2N3055 : $I_c = 15 \text{ A} \quad \beta = 60 - 20$

Del transformador de salida tenemos:



donde: $V_1 = 12$ volts , $V_2 = 120$ volts , $P_2 = 200$ W

Sabemos que:

$$I_2 = \frac{P_2}{V_2} = \frac{200}{120} = 1,66 \text{ A}$$

del transformador tenemos:

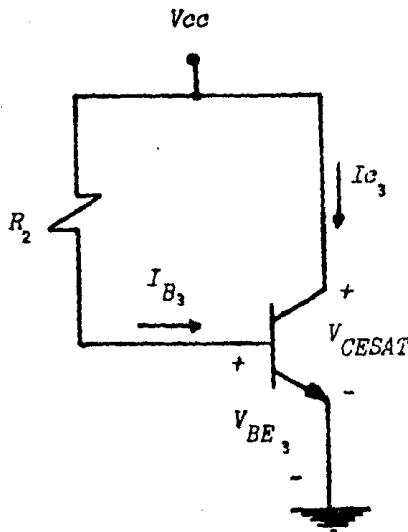
$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{V_1}{V_2}$$

despejando I_1 y sustituyendo valores tenemos:

$$I_1 = \frac{I_2 V_2}{V_1} = \frac{(1,66)(12)}{12} = 16,66 \text{ A}$$

Cálculo de R_2

Considerando al transistor Q_3 en saturación tenemos:



Que: $I_{c_3} = I_1 = 16.66 \text{ A}$, $V_{CE_{SAT}} = 0.2 \text{ volts}$,

$V_{BE_2} = 1.4 \text{ volts}$, tomando en cuenta las β 's mfnimas del arreglo Darlington tenemos:

$$\beta_3 = (20)(15) = 300$$

como $I_{B_3} = \frac{I_{c_3}}{\beta_3}$ entonces:

$$I_{B_3} = \frac{16.66}{300} = 55.53 \text{ mA}$$

De la figura tenemos:

$$V_{cc} = I_{B_3} R_2 + V_{BE_3}$$

despejando R_2 y sustituyendo valores tenemos:

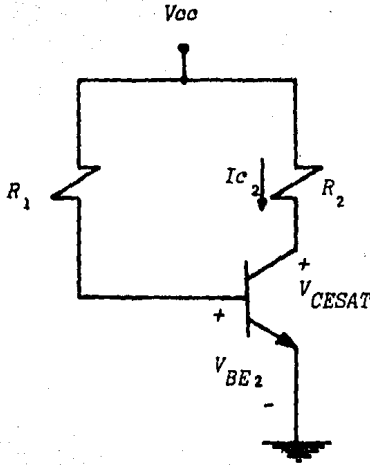
$$R_2 = \frac{V_{cc} - V_{BE_3}}{I_{B_3}} = \frac{12 - 1.4}{55.53 \text{ m}} = 190.88 \Omega$$

$$P_{R_2} = I_{R_2} R_2 = (55.53 \text{ m})^2 (190.88) = 0.588 \text{ W}$$

el valor comercial es 180Ω a 2 W .

Cálculo de R_1

Considerando al transistor Q_2 en saturación tenemos:



tenemos que: $I_{c2} = I_{R_2} = 55.53 \text{ mA}$, $V_{BE_2} = 0.7 \text{ volts}$,

$V_{cSAT} = 0.2 \text{ volts}$ y $\beta = 15$, sabemos que $I_{B_2} = \frac{I_{c_2}}{\beta_2}$ entonces:

$$I_{B_2} = \frac{55.53 \text{ mA}}{15} = 3.7 \text{ mA}$$

de la figura tenemos:

$$V_{cc} = I_{B_2} R_1 + V_{BE_2}$$

despejando R_1 y sustituyendo valores tenemos:

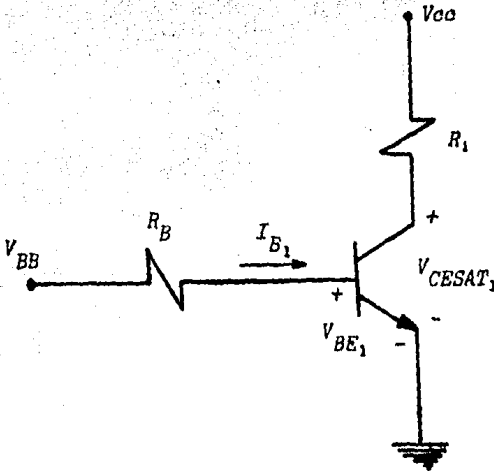
$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE_2}}{I_{B_2}} = \frac{12 - 0.7}{3.7 \text{ m}} = 3.05 \text{ K}\Omega$$

$$P_{R_1} = I^2 R_1 = (3.7 \text{ m})^2 (3.05 \text{ K}) = 0.041 \text{ W}$$

el valor comercial es $2.7 \text{ K}\Omega$ a 0.5 W .

Cálculo de R_B .

Si el transistor Q_1 está en saturación tenemos:



$$V_{CE_{SAT}} = 0.2 \text{ volts} , \quad V_{BE} = 0.7 \text{ volts} \quad \text{y} \quad \beta = 220$$

Si las características del transistor Q_1 para saturación son $I_{C_{SAT}} = 80 \text{ mA}$ y además $V_{BB} = 2.5 \text{ volts}$ para un nivel alto de pulso.

Como
$$I_{B_1} = \frac{I_{C_1}}{\beta_1} = \frac{80m}{220} = 363.6 \mu A$$

de la figura tenemos que:

$$V_{BB} = I_{B_1} R_B + V_{BE_1}$$

despejando R_B y sustituyendo valores tenemos:

$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE_1}}{I_{B_1}} = \frac{2.5 - 0.7}{363.6 \mu} = 4.95 \text{ K}\Omega$$

$$P_{RB} = I_{RB}^2 R_B = (363.6 \mu)^2 (4.95 \text{ K}) = 0.65 \text{ mW}$$

el valor comercial es $4.7 \text{ K}\Omega$ a 0.5 W .

Cálculo del transformador.

Los datos que se tienen son:

$$V_1 = 24 \text{ V con tap central}$$

$$V_2 = 120 \text{ V}, V'_2 = 12 \text{ V con tap central}$$

$$I_2 = 2 \text{ A}, I'_2 = 0.5 \text{ A}$$

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

Tenemos que la potencia aparente esta dada por:

$$P_L = P_{L_2} + P_{L'_2} = V_{L_2} I_{L_2} + V_{L'_2} I_{L'_2}$$

$$P_L = 120 \text{ V}(2 \text{ A}) + 12 \text{ V}(0.5 \text{ A}) = 246 \text{ VA}$$

Para esta potencia aparente tenemos, que el área de corte del núcleo mínima admisible será:

$$A_{Fe\ min} = 9 \sqrt{\frac{P_L}{f}} = 9 \sqrt{\frac{246}{60}} = 18.22 \text{ cm}^2$$

Por lo que se tiene una:

$$W_{min} = \sqrt{A_{Fe\ min}} = \sqrt{18.22} = 4.26 \text{ cm} = 1.68 \text{ pulg.}$$

De Tablas de laminación tipo E-1 para una aislación de 2000 volt, se tiene con $W_{min} = 1.68$ pulg. una laminación del No. 175 con las siguientes características:

$$K = 0.8750 \text{ pulg.} = 2.2225 \text{ cm}$$

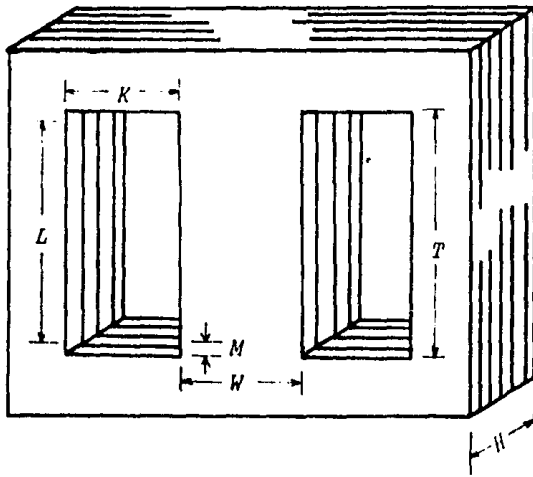
$$L = 2.2750 \text{ pulg.} = 5.7785 \text{ cm}$$

$$M = 0.1750 \text{ pulg.} = 0.4445 \text{ cm}$$

$$N = 1.75 \text{ pulg.} = 4.445 \text{ cm}$$

$$T = 2.625 \text{ pulg.} = 6.6675 \text{ cm}$$

En la figura se muestran estas dimensiones



Para un núcleo cuadrado tenemos que:

$$A_{Fe} = W^2 = (4.445)^2 = 19.758 \text{ cm}^2$$

considerando un coeficiente de llenado del 90% tenemos que:

$$A'_{Fe} = 0.9 A_{Fe} = 0.9 (19.758) = 17.782 \text{ cm}^2$$

sabemos que:

$$V = 4.44 f N \phi_{\max} (10^{-8})$$

y considerando una densidad de flujo magnético de 10000 Gauss/cm² tenemos que:

$$\phi_{\max} = B A = 10000 \text{ Gauss/cm}^2 (17.7822 \text{ cm}^2) = 177822.2 \text{ Gauss}$$

Para un voltaje en el primario tenemos que:

$$N_1 = \frac{V_1}{4.44 f \phi_{\max} (10^{-8})} = \frac{24 \text{ V}}{4.44 (60 \text{ Hz}) 177822.2 \text{ Gauss} (10^{-8})}$$

de donde:

$N_1 = 50.66$ considerando $N_1 = 51$ vueltas y de la relación de transformación tenemos:

$$a = \frac{V_1}{V_2} = \frac{24 \text{ V}}{120 \text{ V}} = 0.2$$

$$N_2 = \frac{N_1}{a} = \frac{51}{0.2} = 255 \text{ vueltas}$$

Considerando un 10% adicional de vueltas para compensar las pérdidas al conectar la carga tenemos:

$$N_1 = 51 + 0.1 (51) = 56.1 \text{ vueltas}$$

$$N_2 = 255 + 0.1 (255) = 280.5 \text{ vueltas}$$

Se ajustan $N_1 = 56$ vueltas, $N_2 = 280$ vueltas, como se requieren 280 vueltas para inducir 120 V para el devanado de 12 V se requieren de 28 vueltas, luego: $N'_2 = 28$ vueltas.

Cálculo del calibre de los hilos de los devanados.

Tenemos que:

$$I_1 = \frac{I_2}{a} \text{ de donde } I_2 = \frac{aI_1}{1} = 0.2 (20A) = 4 A$$

$$I'_2 = 0.5 A$$

Considerando densidades de corriente máximas de $4A/mm^2$ ó 500 mil circulares tenemos:

$$A_{CU1_{min}} = 500 I_1 = 500 (20A) = 10000 \text{ (mil circulares)}$$

$$A_{CU2_{min}} = 500 (4A) = 2000 \text{ (mil circulares)}$$

$$A_{CU'2_{min}} = 500 (I'_2) = 500 (0.5) = 250 \text{ (mil circulares)}$$

Luego tenemos:

$$d_{CU1min} = \sqrt{10000} = 100 \text{ mil}$$

$$d_{CU2min} = \sqrt{A_{CU2min}} = 2000 = 44.72 \text{ mil}$$

$$d_{CU'2min} = \sqrt{A_{CU'2min}} = 250 = 15.81 \text{ mil}$$

De tablas de conductores con los valores obtenidos se elige alambre No. 10 AWG para el primario, del No. 17 AWG para el secundario y del No. 26 AWG para el devanado extra del secundario.

Para incluir el barniz aislante tenemos:

$$d_1 = 1.019 (101.9) + 1.045 = 104.88 \text{ mil} = 2.664 \text{ mm}$$

$$d_2 = 1.019 (45.26) + 1.045 = 47.16 \text{ mil} = 1.2 \text{ mm}$$

$$d'_2 = 1.019 (15.94) + 1.045 = 17.28 \text{ mil} = 0.439 \text{ mm}$$

El número de vueltas por capa se puede obtener de la siguiente manera:

$$U_1 = \frac{L}{d_1} - 1 = \frac{57.785 \text{ mm}}{2.664 \text{ mm}} - 1 = 20.69$$

$$U_2 = \frac{L}{d_2} - 1 = \frac{57.785 \text{ mm}}{1.2 \text{ mm}} - 1 = 47.15$$

$$U'_2 = \frac{L}{d'_2} - 1 = \frac{57.785 \text{ mm}}{0.439 \text{ mm}} - 1 = 130.6$$

El número de capas para acomodar el devanado es:

$$C_1 = \frac{N_1}{U_1} = \frac{56}{20} = 2,8 \text{ se toman 3 capas}$$

$$C_2 = \frac{N_2}{U_2} = \frac{280}{47} = 5,95 \text{ por lo que } C_2 = 6 \text{ capas}$$

$$C'_2 = \frac{28}{130} = 0,21 \text{ por lo que } C'_2 = 1 \text{ capa}$$

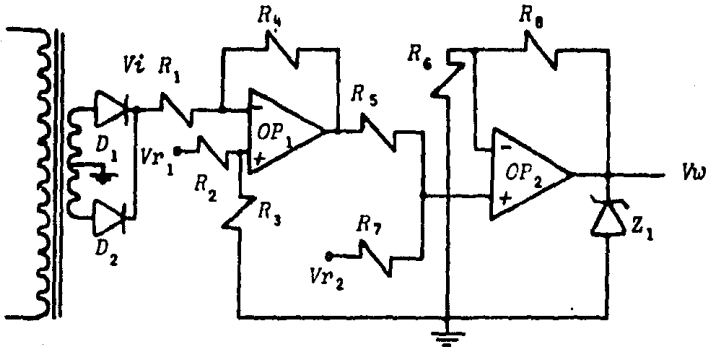
El voltaje de aislación mínimo requerido V_C se puede obtener de la siguiente manera:

$$V_{C_1} = 2 \left(\frac{V_1}{C_1} \right) = 2 \left(\frac{24}{3} \right) = 16 \text{ volt}$$

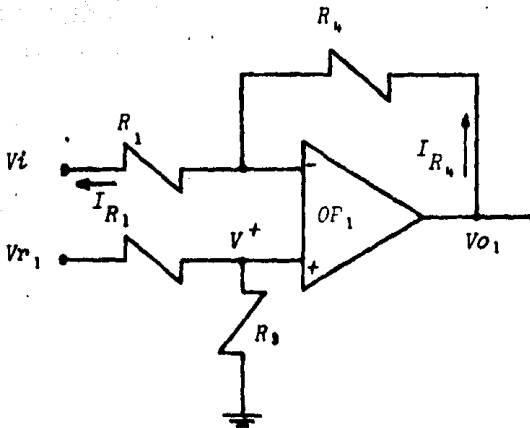
$$V_{C_2} = 2 \left(\frac{V_2}{C_2} \right) = 2 \left(\frac{120}{6} \right) = 40 \text{ volt}$$

$$V_{C'_2} = 2 \left(\frac{V'_2}{C'_2} \right) = 2 \left(\frac{12}{1} \right) = 24 \text{ volt}$$

III.5 ETAPA DE CONTROL



Cálculo del diferenciador



Como la impedancia de entrada $Z_i \rightarrow \infty$, se tiene que:

$$V^- = V^+ \quad \text{y} \quad I_{R_1} = I_{R_4}$$

De la figura obtenemos las siguientes expresiones:

$$I_{R_1} = \frac{V_i - V^-}{R_1}, \quad I_{R_4} = \frac{V^- - V_{o1}}{R_4}$$

Igualando I_{R_1} con I_{R_4} tenemos:

$$\frac{V_i - V^-}{R_1} = \frac{V^- - V_{o1}}{R_4}$$

despejando V^- tenemos:

$$V^- = \frac{R_4 V_i}{R_1 + R_4} + \frac{R_1 V_{o1}}{R_1 + R_4} \quad \dots \dots \dots (1)$$

del divisor de voltaje en V^+ tenemos:

$$V^+ = \frac{R_3 V_{r1}}{R_2 + R_3} \quad \dots \dots \dots (2)$$

igualando las ecuaciones (1) y (2) obtenemos:

$$\frac{R_3 V_{r1}}{R_2 + R_3} = \frac{R_4 V_i}{R_1 + R_4} + \frac{R_1 V_{o1}}{R_1 + R_4}$$

despejando V_{o1} se obtiene:

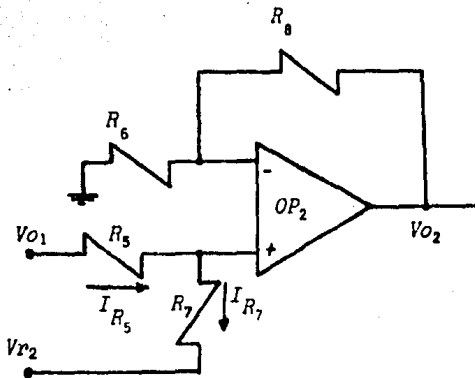
$$V_{o1} = \frac{R_3(R_1 + R_4)V_{r1}}{R_1(R_2 + R_3)} - \frac{R_4 V_i}{R_1}$$

Si $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ entonces:

$$V_{o1} = V_{r1} - V_i$$

Se eligió un valor de $R = 1K\Omega$ a $0.5W$ por ser este un valor muy comercial.

Cálculo del sumador



Considerando también que $Z_i \rightarrow \infty$, entonces $V^- = V^+$.

Del divisor de voltaje en V^- tenemos:

$$V^- = \frac{R_6 V_{O2}}{R_6 + R_8} \dots \dots \dots (3)$$

de la figura se observa que:

$$I_{R_5} = \frac{V^+ - V_{O1}}{R_5} = \dots \dots \dots , \quad I_{R_7} = \frac{V_{R2} - V^+}{R_7}$$

como $I_{R_5} = I_{R_6}$ entonces:

$$\frac{V^+ - V_{O1}}{R_5} = \frac{V_{R2} - V^+}{R_7}$$

despejando V^+ se obtiene:

$$V^+ = \frac{R_5 V_{R2}}{R_5 + R_7} + \frac{R_7 V_{O1}}{R_5 + R_7} \dots \dots \dots (4)$$

Igualando las ecuaciones (3) y (4) tenemos:

$$\frac{R_5 V_{R2}}{R_5 + R_7} + \frac{R_7 V_{O1}}{R_5 + R_7} = \frac{R_6 V_{O2}}{R_6 + R_8}$$

despejando V_{o_2} se obtiene:

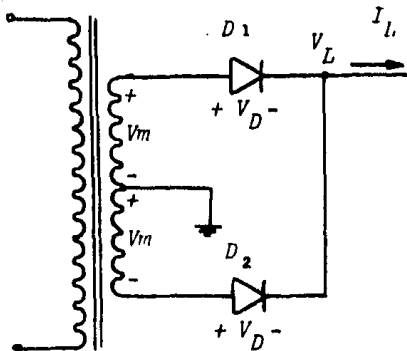
$$V_{o_2} = \frac{R_5 (R_6 + R_8) V_{r_2}}{R_6 (R_5 + R_7)} + \frac{R_7 (R_6 + R_8) V_{o_1}}{R_6 (R_5 + R_7)}$$

Si $R_5 = R_6 = R_7 = R_8 = R$ entonces:

$$V_{o_2} = V_{r_2} + V_{o_1}$$

Como en el caso anterior, se elige un valor de $R = 1 \text{ k}\Omega$ a 0.5 W

Cálculo del rectificador



Se requiere un voltaje $V_L = 5$ volts , $I_L = 250$ mA y se tiene un voltaje $V_D = 0.7$ volts .

Para un rectificador de onda completa con tap central se tiene que:

$$V_L = \frac{2V_m}{\pi} - V_D$$

despejando V_m y sustituyendo valores tenemos:

$$V_m = \frac{(V_L + V_D)\pi}{2} = \frac{(5 + 0.7)\pi}{2} = 8.95 \text{ volts}$$

el valor eficaz es:

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{8.95}{\sqrt{2}} = 6.3 \text{ volts}$$

La corriente máxima que circula por los diodos es de 250 mA , entonces considerando un factor de seguridad (FS) de 4 tenemos:

$$I_D = FS \cdot I_L = (4)(250 \text{ m}) = 1 \text{ Amp.}$$

Como el voltaje de pico inverso (PIV) que puede soportar un diodo es:

$$PIV = 2V_m$$

entonces:

$$PIV = (2)(8.95) = 17.9 \text{ volts}$$

Se eligen los diodos 1N4003 cuyas características son:

$$I_D = 1 \text{ Amp.} \quad , \quad PIV = 100 \text{ volts}$$

El transformador debe tener las siguientes características:

$$V_{sal} = 12 \text{ VAC con tap central}$$

$$I_{sal} = 500 \text{ mA}$$

CONCLUSIONES

Este sistema es del modo inversor activo, es decir, la carga siempre recibe la alimentación a través del inversor, por lo que la carga tendrá una alimentación con mejores características eléctricas.

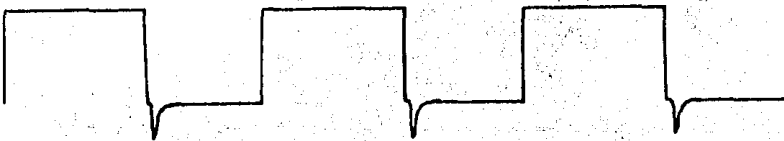
Esta UPS proporciona a la carga una onda cuadrada con las siguientes características:

Voltaje 120 VAC \pm 15%

Frecuencia 60 Hz

Potencia máxima 200 watts

La forma de onda de salida de la UPS presenta una pequeña distorsión debido a que los transistores utilizados (3055) no realizan la conmutación con la rapidez requerida. Esta forma de onda se muestra en la figura:



Debido a que se requieren 16.66 amperes cuando se tiene máxima carga, se utilizó un arreglo de dos transistores 3055 en paralelo, en cada configuración Darlington de la etapa de potencia del sistema, para manejar esta corriente.

De las pruebas que se realizaron con microcomputadoras manejando discos flexible, duros y controlador de video, se puede garantizar un tiempo de operación de la UPS sin suministro de energía (CFE) de 30 minutos a máxima potencia (200 w), este tiempo puede ser mayor dependiendo de la potencia de la carga conectada a la UPS.

Se incluyó un capacitor de línea en paralelo con la entrada de alimentación de la UPS para evitar los transitorios que se producen al reestablecerse el suministro de energía eléctrica (CFE), ya que estos transitorios producen un incremento de corriente a la entrada del transformador de la etapa de potencia.

Esta UPS cuenta con un interruptor para activar y desactivar el sistema de generación, para poder hacer el cambio de la batería cuando se requiera. Esto es necesario debido a que la UPS trabaja como inversor activo y no tiene un sistema de conmutación directa a la línea.

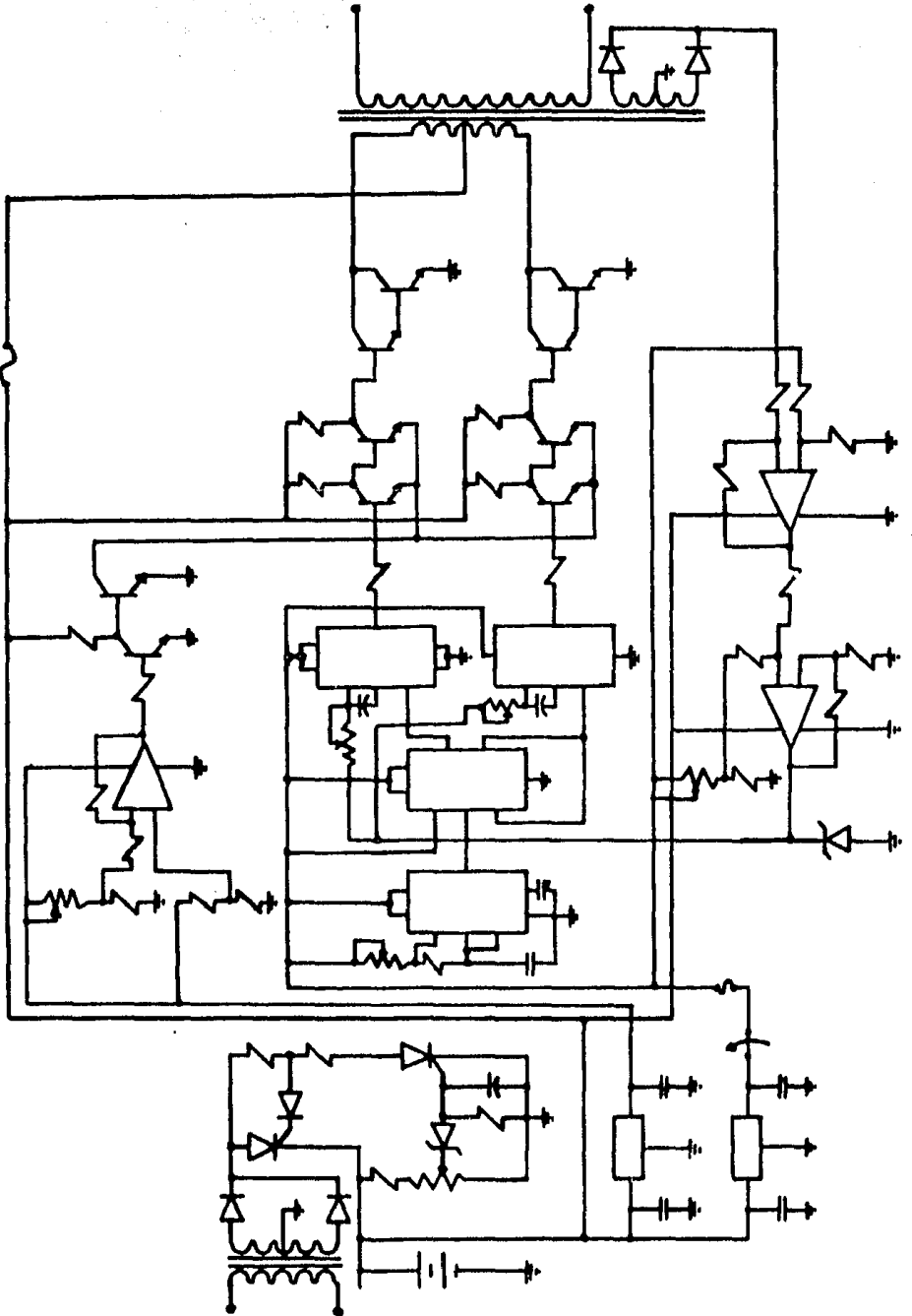
En el diseño del circuito impreso se trató de que todas las conexiones externas tanto de alimentación como de los elementos que requieren disipadores, quedaran incluidos en un peine, con la finalidad de poder dar un mantenimiento más rápido a la UPS. Este peine permite el reemplazo de la tarjeta, mientras se le da mantenimiento a la tarjeta afectada.

La elaboración del circuito impreso se realizó por el método de revelado por contacto.

El gabinete de la UPS está constituido de dos partes, en la base están montados la batería, los transformadores, el circuito impreso, los disipadores y el capacitor de línea.

En la cubierta están montados los interruptores de control, los indicadores, el porta fusible y los toma corriente. En ambas partes se encuentran ranuras para ventilación.

Como último punto, en la siguiente figura se muestra el diagrama completo de la UPS.



BIBLIOGRAFIA

- ELECTRONICA, TEORIA DE CIRCUITOS
R. Boylestad - L. Nashelsky
Ed. Prentice Hall.
- ELECTRONICA Y AUTOMATICA INDUSTRIALES I
Serie Mundo Electrónico
Marcombo, Boixareu editores
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY FOR CRITICAL AC
Vol. 10 No. 5 septiembre/octubre 1974
IEEE transactions on industry applications
- LOGICA DIGITAL Y DISEÑO DE COMPUTADORES
M. Morris Mano
Ed. Prentice Hall
- AMPLIFICADORES OPERACIONALES
W. Garcia López y J. L. Gutierrez Iglesias
Ed. Paraninfo, S. A.
- TEORIA DE CIRCUITOS ELECTRONICOS
H. J. Zimmermann y S. J. Mason
Ed. C.E.C.S.A.
- CALCULO CONSTRUCCION Y REPARACION DE PEQUEÑOS TRANSFORMADORES
J. Fabregas
Ed. Cedel

- **DISEÑO DE FUENTES DE ALIMENTACION**
División de Educación Continua
Facultad de Ingeniería, U.N.A.M.
- **DISEÑO Y FABRICACION DE EQUIPO ELECTRICICO**
Octubre de 1984
Facultad de Ingeniería, U.N.A.M.
- **MANUAL PARA INGENIEROS Y TECNICOS EN ELECTRONICA**
Kaufman y Seidman
Ed. Mc Graw Hill
- **ELECTROMAGNETISMO**
I.S. Grant - W. R. Phillips
Ed. Limusa
- **LINEAR DATABOOK**
National Semiconductor
- **LINEAR INTEGRATED CIRCUITS**
Fairchild Semiconductor
- **THE TTL DATA BOOK**
Texas Instruments
- **VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK**
National Semiconductor
- **REPLACEMENT SEMICONDUCTOR GUIDE**
General Electric

- *POWER SEMICONDUCTOR DATA BOOK*
Electronics Information Series
- *TRANSISTOR DATA BOOK*
Electronic Information Series
- *PRINCIPLES OF INVERTER CIRCUITS*
Bedford Hoft