



7  
621.319  
R 173  
c.2



# ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

## Facultad de Ingeniería Eléctrica



**"PROTOTIPO DE UN SISTEMA DE PODER DE EMERGENCIA A. C. CON ESTABILIZACION DE VOLTAJE E INDEPENDIENTE DE DISTURBIOS E INTERRUPCIONES EN LA LINEA, A UN MINIMO COSTO DE PRODUCCION"**

TESIS DE GRADO  
Previa a la obtención del Título de:  
**INGENIERO EN ELECTRICIDAD**  
ESPECIALIZACION: ELECTRONICA



**BIBLIOTECA**

Presentada por:  
**ADRIANO RAMIREZ GALEANO**

Guayaquil - Ecuador

1.988

## A G R A D E C I M I E N T O

AL ECUADOR

A la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA  
DEL LITORAL.

A mi Director de Tesis, el Ing.  
CARLOS VILLAFUERTE.

A mis COMPAÑEROS, en especial a  
MIGUEL SOLANO, por su ayuda en  
la culminación de mi tesis.

DEDICATORIA

A MI MADRE

A MI PADRE

A MIS HERMANAS

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, me corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

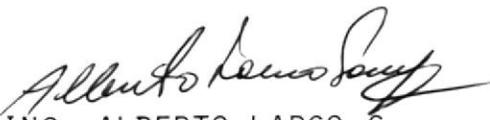
(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL).



.....  
ADRIANO RAMIREZ GALEANO

  
ING. HERNAN GUTIERREZ V.  
DECANO  
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

  
ING. CARLOS VILLAFUERTE P.  
DIRECTOR DE TESIS

  
ING. ALBERTO LARCO G.  
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

  
ING. RODRIGO BERREZUETA P.  
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

## R E S U M E N

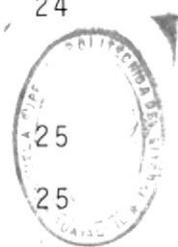
El equipo a ser construido es una fuente de emergencia A.C.; este equipo tiene como finalidad la de suministrar energía en caso de una pérdida total de la red eléctrica; protegiendo de esta manera equipos electrónicos que almacenan valiosa información tal como las computadoras. La protección también es dada cuando no hay ninguna pérdida total del suministro eléctrico pero si bajas o subidas de voltaje que también afectan los equipos, para esto se coloca una etapa de regulación. En el caso de interferencias y ruidos producidos por disturbios en la línea (motores, rayos, estaciones de radiofrecuencia, etc.), el equipo posee filtros encargados de suprimirlos.

La energía es suministrada por un banco de baterías, la misma que pasa por una etapa inversora encargada de convertirla en A.C. Un sistema de transferencia constituido por un relé realiza el intercambio entre la línea y el inversor al momento de "irse" la energía; una alarma audible indica este momento para que el operador aproveche al máximo el tiempo de respaldo dado por el equipo, el que es unos 15 minutos; un cargador

mantiene continuamente las baterías a un valor fijo.

I N D I C E   G E N E R A L

	Pág.
RESUMEN .....	V
INDICE GENERAL .....	<del>BIBLIOTECA</del>
INDICE DE FIGURAS .....	XII
INDICE DE TABLAS .....	XVII
ABREVIATURAS .....	XVIII
INTRODUCCION .....	19
I.   CAPITULO .....	21
CONCEPTOS BASICOS ACERCA DE LAS FUENTES DE - EMERGENCIA A.C. ....	21
1.1 Inversores DC-AC .....	23
1.2 Cargadores de baterías .....	23
1.3 Estabilizadores de voltaje .....	23
1.4 Supresores de interferencias y transien <u>tes</u> tes. ....	24
1.5 Intercambiadores de energía (línea a ba <u>tería</u> , batería a línea). ....	25
1.6 Funcionamiento del sistema .....	25
II.  CAPITULO .....	<del>BIBLIOTECA</del>
ESTUDIO DE LOS DIFERENTES MODELOS DE INVERSO <u>RES</u> DC-AC. ....	31
2.1 Análisis de costos de los diferentes mo <u>delos</u> delos de inversores DC-AC. ....	34



	Pág.
2.2 Diseño del inversor más óptimo y pruebas de éste. ....	35
2.3 Construcción del inversor y optimización del mismo. ....	49
III. CAPITULO .....	59
ESTUDIO DE LOS DIFERENTES TIPOS DE BATERIAS Y CARGADORES DE BATERIAS. ....	59
3.1 Análisis de los costos de los diferentes tipos de baterías existentes en el medio. ....	59
3.2 Estudio de los diferentes cargadores de baterías y optimización de ellos. ....	71
3.3 Diseño y construcción de un cargador de baterías confiable y a un mínimo costo - de fabricación. ....	73
IV. CAPITULO .....	80
ESTUDIO DE LOS DIFERENTES MODELOS DE ESTABILIZADORES DE VOLTAJE. ....	80
4.1 Análisis de los costos de los diferentes modelos de estabilizadores de voltaje. .	80
4.2 Diseño del estabilizador de voltaje de - más bajo costo de fabricación. ....	81
4.3 Construcción de estabilizador de voltaje y optimización del mismo. ....	103
V. CAPITULO .....	111
ESTUDIO DE LOS DIFERENTES TIPOS DE SUPRESORES	

	Pág.
DE INTERFERENCIAS Y TRANSIENTES .....	111
5.1 Análisis de costos de los diferentes tipos de supresores. ....	111
5.2 Diseño de un modelo óptimo y de bajo costo de fabricación. ....	111
5.3 Construcción y pruebas de un supresor completo para transientes e interferencias. ....	116
VI. CAPITULO .....	118
ESTUDIO DE LOS DIFERENTES MODELOS DE TRANSFERENCIA DE ENERGIA, ENTRE LA LINEA COMERCIAL Y EL INVERSOR. ....	118
6.1 Análisis de los costos de los diferentes tipos de modelos de transferencia. ....	118
6.2 Diseño y construcción de un sistema de transferencia entre línea e inversor. .	119
VII. CAPITULO .....	125
MONITOREO DEL SISTEMA. ....	125
7.1 Estudio de los diferentes tipos de monitoreos, como ayuda al usuario, tales como; alarmas audibles, luces pilotos, - etc. ....	125
7.2 Diseño y construcción del sistema de monitoreo. ....	125
VIII. CAPITULO.....	129
ENSAMBLAJE COMPLETO DE TODAS LAS ETAPAS Y PRUEBAS DEL MISMO. ....	129

8.1 Análisis del costo total del equipo timización del mismo. ....	135
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	136
APENDICES .....	138
BIBLIOGRAFIA .....	221

## INDICE DE FIGURAS

Nº		Pág.
1.1	Tipos de fuentes de emergencia .....	27
1.2	Vista frontal de la fuente de emergencia.	28
1.3	Vista lateral de la fuente de emergencia.	29
1.4	Vista interior de la fuente de emergencia	30
2.1	Convertidor en contrafase con dos transis <u>t</u> ores y un transformador. ....	36
2.2.A	Señales del convertidor .....	39
2.2.B	Señales del convertidor .....	40
2.3	Núcleo del transformador del inversor ...	50
2.4	Vista superior del inversor de la fuente de emergencia. ....	51
2.5	Forma de onda a la salida del inversor ..	52
2.6	Posición del inversor dentro del equipo .	53
2.7.A	Taco de madera para hacer la bobina ....	55
2.7.B	Cartulina marcada que rodea al taco de ma <u>d</u> era. ....	55
2.7.C	Cartulina rodeando el taco de madera ...	55
2.8.A	Máquina manual para hacer las bobinas ..	58
2.8.B	Proceso de fabricación de la bobina ....	58
2.8.C	Bobina terminada .....	58
3.1.A	Placas positivas P entre las negativas N.	61
3.1.B	Esquema del funcinamiento de las baterías	61

Nº		Pág.
3.2	Carga Vs tiempo de respaldo baterías ácido plomo selladas (10 amperios-hora). . . . .	62
3.3	Carga Vs tiempo de respaldo baterías ácido plomo normales (10 amperios-hora). . . . .	63
3.4	Cargador flotante y equalizador para 48 V. d.c. . . . .	74
3.5	Baterías ácido-plomo normales (10 amperios hora). . . . .	78
3.6	Posición del banco de baterías en el equipo. . . . .	79
4.1	Diagrama de bloques del estabilizador de voltaje. . . . .	83
4.2	Esquema del estabilizador resonante saturado. . . . .	85
4.3	Núcleo del autotransformador del regulador de voltaje. . . . .	89
4.4	Vista superior del autotransformador . . . .	90
4.5	Circuito del autotransformador . . . . .	91
4.6	Voltaje a la salida del regulador de voltaje. . . . .	92
4.7.A	Control electrónico de etapas en el regulador de voltaje. . . . .	94
4.7.B	Control electrónico de etapas en el regulador de voltaje. . . . .	95
4.7.C	Control electrónico de etapas en el regulador de voltaje. . . . .	96

Nº		Pág.
4.7.D	Control electrónico de etapas en el regula <u>d</u> or de voltaje. ....	97
4.8	Abaco para el cálculo de la red Rc. ....	102
4.9	Vista posterior del circuito impreso ....	109
4.10	Vista frontal del circuito impreso .....	110
5.1	Supresores de modo común y modo transverso	114
5.2.A	Código y valores de los filtros .....	115
5.2.B	Medidas de la bobina del inductor para el filtro. ....	115
5.3	Vista posterior del filtro .....	117
6.1	Circuito de transferencia .....	121
6.2	Vista superior del circuito de transferencia. ....	122
6.3.A	Oscilograma del instante de transferencia.	123
6.3.B	Oscilograma del instante de transferencia.	124
7.1	Sistema de monitoreo y alarmas .....	127
7.2	Vista frontal del sistema de monitoreo ..	128
8.1	Medidas de la caja de la fuente de emergen <u>c</u> ia. ....	133
8.2	Vista superior de la caja de la fuente de emergencia. ....	134
8.3	Vista lateral interna de la caja de la fue <u>n</u> te de emergencia. ....	135
A-1	Inscripción de una sección cuadrada del nú <u>cl</u> eo en un círculo. ....	142

Nº		Pág.
A-2	Inscripción de la sección en cruz en el círculo. ....	142
A-3	Indicación de las dimensiones en un núcleo tipo anillo. ....	142
A-4	Indicación de las dimensiones en un núcleo tipo acorazado. ....	142
A-5	Coeficiente de plenitud del cobre en bobinados del transformador. ....	162
A-6	Corte de un núcleo monofásico con sección en cruz. ....	169
A-7.A	Corte de un núcleo trifásico con sección en cruz. ....	171
A-7.B	Cortes y vistas de un núcleo en anillo con sección en cruz. ....	171
B-1	Diagrama esquemático del autotransformador en vacío. ....	182
B-2	Conexión de dos voltímetros para determinar la relación de transformación. .	182
B-3	Diagrama vectorial del autotransformador en vacío. ....	182
B-4	Esquema del autotransformador con carga	190
B-5	Caso límite de relación de transformación unitaria. ....	190
B-6	Diagrama vectorial del autotransformador con carga. ....	190

Nº		Pág.
B-7	Esquemas comparativo del autotransformador y el transformador. ....	198
B-8	Autotransformador elevador de tensión ...	198
C-1	Esquema de conexiones del estabilizador a saturación magnética. ....	204
C-2	Esquema teórico del estabilizador resonante saturado y gráfico de las fuerzas electromotrices en función de la corriente magnetizante. ....	204
C-3	Esquema real del estabilizador de tensión.	220
C-4	Distribución teórica de corrientes .....	220
C-5	Distribución real de corrientes .....	220

## INDICE DE TABLAS

Nº		Pág.
I.	Características constitutivas de las fuentes a ser estudiadas. ....	32
II.	Costo porcentual de las etapas de las fuentes a ser estudiadas. ....	33
A-1	Tabla de valores de los coeficientes P y t. ....	169

## A B R E V I A T U R A S

Amp	:	Amperios
A-h	:	Amperios por hora
cm	:	Centímetros
cm <sup>2</sup>	:	Centímetros al cuadrado
c/s	:	Ciclos por segundo
etc	:	Etcétera
f.e.m.	:	Fuerza electromotriz
FM.	:	Frecuencia modulada
Kg	:	Kilogramos
Kohms	:	Kilo ohmio
Pulg <sup>2</sup>	:	Pulgadas al cuadrado
Uf	:	Micro faradios
U.A.	:	Voltios amperios
Vat	:	Vatios
Vent	:	Voltios de entrada
%	:	Por ciento

## I N T R O D U C C I O N

El trabajo está dirigido a la construcción de una fuente de emergencia A.C., a un bajo costo de producción, con materiales y dispositivos que se encuentren en el mercado local; para tal fin se ha realizado un estudio de campo con seis marcas que se venden en el medio; cada equipo se ha dividido en sus etapas principales las mismas que son estudiadas en cada capítulo del trabajo de la siguiente manera; en el Capítulo II se estudian los inversores, y se construye el más económico que es el de onda cuadrada a base de transistores.

En el Capítulo III se estudian las baterías y los cargadores de baterías; se construye un cargador y se dan las razones para el uso de baterías de automóvil.

El Capítulo IV se refiere a los reguladores de voltaje, se realizan los cálculos para el caso del sistema de autotransformador con varias etapas de subida y bajada.

jada de voltaje.

En el Capítulo V, se estudia los sistemas de modo común y modo transverso para la protección contra ruido e interferencias en la línea.

El Capítulo VI corresponde a los sistemas de transformadores, encargados de transferir la carga de las baterías al sistema cuando se va la energía, se indican los aspectos del uso del relé como intercambiador.

En el Capítulo VII, se estudian los modelos de monitoreo, para indicar la transferencia de línea a batería, para indicar encendido del equipo, y alarmas audibles para indicar cambios en el estado del equipo.

## CAPITULO I



### CONCEPTOS BASICOS ACERCA DE LAS FUENTES DE EMERGENCIA A.C.

Las perturbaciones de las líneas de suministro eléctrico son un hecho real debido a que la energía es generada normalmente a gran distancia del usuario.

Las fallas de alimentación, las interrupciones de suministro, las tormentas, los accidentes y también las oscilaciones momentáneas de la carga, son todos ellos factores que afectan a la energía antes de que llegue al consumidor.

Muchos de los usuarios de energía eléctrica pueden aceptar fallas eléctricas de corta duración sin sufrir por ello daños o bien con limitadas consecuencias. Sin embargo, existen aplicaciones de la energía que no permiten la menor interrupción, ni tampoco ninguna degradación significativa en la tensión.

Sólo las fuentes de emergencia ininterrumpibles, proporcionan el 100% de protección contra las perturbaciou

nes de las líneas, siendo especialmente adecuadas en -  
aplicaciones donde imprescindiblemente se requiere:

- Alimentación estable en tensión y exento de micro -  
interrupciones.
- Autonomía en caso de cortes prolongados
- Las dos condiciones anteriores simultáneamente

Principalmente para la alimentación de:

- Computadoras de cualquier potencia
- Perisféricos de computadores
- Equipos electrónicos de vigilancia aérea
- Sistemas de seguridad
- Sistemas de reanimación, de cuidados intensivos en centr  
tros hospitalarios y quirófanos.
- Iluminaciones de seguridad en túneles de autopistas o  
carreteras.
- Procesos industriales
- Sistemas de instrumentación

Una fuente de emergencia ininterrumpible es un equipo  
electrónico integrado por los siguientes elementos:

### 1.1 INVERSORES D.C - A.C.-

Se podría considerar el corazón del equipo, es el encargado de convertir la señal de voltaje de las baterías (D.C), en señal alterna (A.C). Su función es la de ingresar a suministrar la energía alterna en el preciso instante en que hay una falla de voltaje, a su vez la señal de salida puede ser onda cuadrada o senoidal

### 1.2 CARGADORES DE BATERIAS.-

Todos los equipos deben tener un control de carga de las baterías, esto lo realiza un cargador; su objetivo principal es el de mantener a un voltaje predeterminado la carga de las celdas, se conecta para dar un tiempo típico de carga de 6-8 horas, para un respaldo de 20 minutos.

### 1.3 ESTABILIZADORES DE VOLTAJE.-

La mayoría de los equipos no lo incluyen, su función principal es la de mantener el voltaje de salida a un valor fijo, para valores a la entrada den

tro de un rango preestablecido; su inclusión dentro de un equipo permite que las variaciones excesivas de voltaje no ingresen a la fuente de emergencia demasiadas veces.

#### 1.4 SUPRESORES DE INTERFERENCIAS Y TRANSIENTES.-

La señal de salida (AC) que alimenta el equipo - mientras no ingrese la fuente de emergencia, debe mantenerse libre de impurezas tales como los transientes que son picos de voltaje de altísima magnitud y corta duración; se generan en el arranque de motores, de ascensores o maquinarias, por el uso de soldadoras eléctricas, por la caída de rayos en las líneas de alta tensión, aunque sea a muchos kilómetros de distancia y también por la conexión de subestaciones eléctricas (cargas inductivas en general). También debe mantenerse libre de interferencias; los mismos que son ruidos de línea de menor intensidad que los transientes, pero de más larga duración, estos son producidos por motores que usan carbones, por estaciones de microondas, F.M., radioaficionados y en general todo tipo de energía de alta frecuencia, radiada en el espacio o inducida por las líneas eléctricas.

### 1.5 INTERCAMBIADORES DE ENERGIA (LINEA A BATERIA-BATERIA A LINEA).-

Son los encargados de detectar cuando la entrada de voltaje A.C tenga un valor considerado peligroso para el equipo, en este instante se realiza la transferencia, lo mismo se producirá cuando regrese nuevamente la línea, pero en este caso se esperará una determinada cantidad de tiempo (normalmente 6 seg.) antes de ingresar nuevamente la línea, todo esto se realiza a través de un sistema de estado sólido (Triacs); o un sistema de relé; el tiempo normal de transferencia es de 4 a 6 milisegundos.

Algunos equipos mantienen conectados todos sus sistemas a la carga, obviando de esta manera el sistema de transferencia.

### 1.6 FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA.-

Todas las etapas se integran para conformar la fuente de emergencia ininterrumpible, esta puede trabajar de dos maneras; en "Línea-encendida" o en "Línea-apagada" esto depende de si el sistema per-

manece con el inversor siempre conectado a la línea; o esperando el momento de la interrupción para ingresar a la línea. Los siguientes diagramas de bloques indican los dos estados, (Figura 1.1). Las Figuras 1.2, 1.3, 1.4 muestran diferentes vistas del equipo construido.

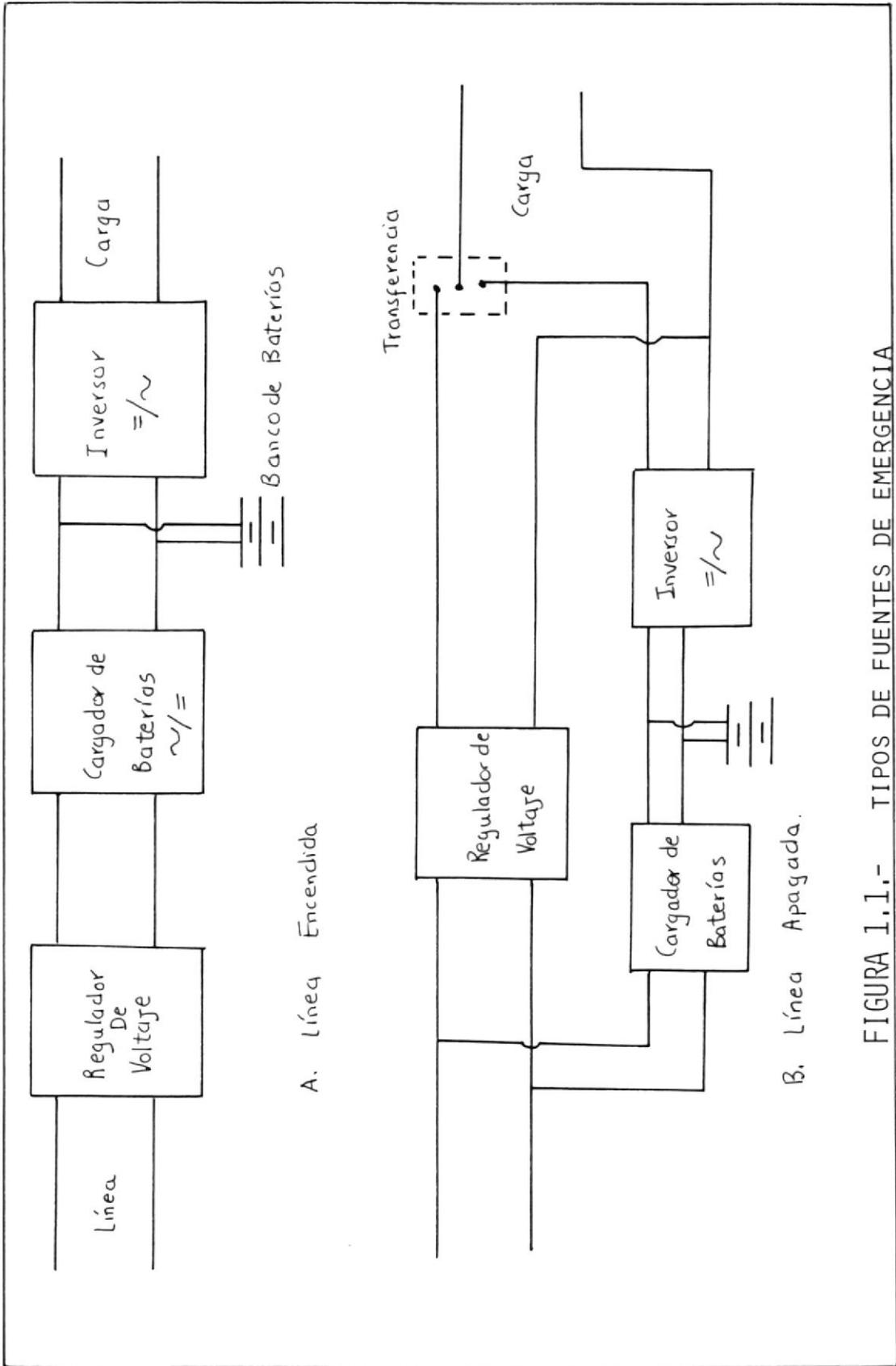


FIGURA 1.1.- TIPOS DE FUENTES DE EMERGENCIA



FIGURA 1.2.- VISTA FRONTAL DE LA FUENTE DE EMERGENCIA



FIGURA 1.3.- VISTA LATERAL DE LA FUENTE DE EMERGENCIA

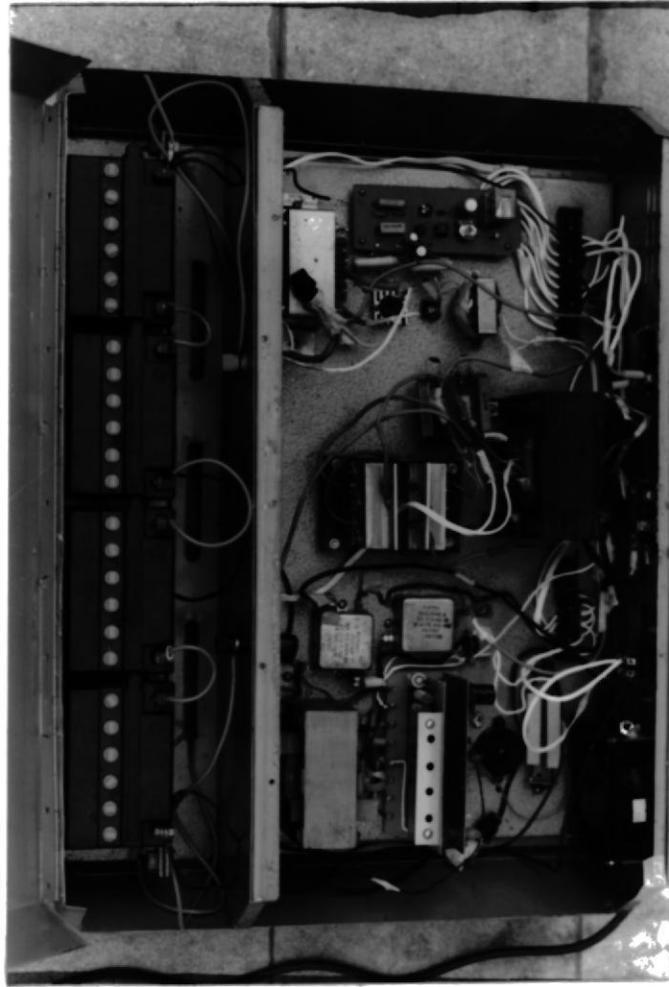


FIGURA 1.4.- VISTA INTERIOR DE LA FUENTE DE EMERGENCIA

BIBLIOTECA DE EMERGENCIA



BIBLIOTECA

## CAPITULO II

### ESTUDIO DE LOS DIFERENTES MODELOS DE INVERSORES D.C. - A.C.

El estudio llevado a cabo se ha realizado en base a los costos de seis marcas de UPS (Sistema de Potencia Ininterrumpida), o fuentes de energía A.C., ininterrumpibles, - existentes en el mercado nacional, cinco de las cuales son extranjeras y una producida en el país, estas marcas son: "TRIP-LITE", "IOPAZ", "DATA-SAVE", "COMPUTER-POWER", "AMERICAN-POWE", "BEST".

El análisis es realizado comparando las cinco partes básicas de los equipos: inversores, baterías, regulador de voltaje, sistemas de transferencia, equipos de monitoreo y protección. Las bondades que brindan las mismas serán analizadas en los sucesivos capítulos; el costo de cada etapa es dado en base a su importancia y características constitutivas.

La Tabla 1, muestra las seis marcas y sus características, además de un porcentaje indicador de los costos de cada etapa dados en la Tabla 2, Los precios

TABLA I CARACTERISTICAS CONSTITUTIVAS DE LAS FUENTES A SER ESTUDIADAS						
	REGULACION DE VOLTAJE	BATERIA	CARGADOR DE BATERIAS	TRANSFERENCENCIA.	INVERSOR	
TRIPP-LITE	NO	SI	SI	10 msec.	SI Onda Cuadrada.	
TOPAZ	NO	SI	SI	6 msec.	SI Onda Sinusoidal.	
DATA-SAVE	NO	SI	SI	6 msec	SI Onda Sinusoidal es calorada	
COMPUTER-POWER	NO	SI	SI	6 msec	SI onda Sinusoidal.	
AMERICAN-POWER	NO	SI	SI	6 msec	SI Onda Sinusoidal.	
BEST	SI	SI	SI	inmediata Linea encendi- da.	SI onda Sinusoidal.	

TABLA II COSTO PORCENTUAL DE LAS ETAPAS DE LAS FUENTES A SER ESTUDIADAS						
	COSTO TOTAL	INVERSOR % del costo total	BATERIA % del costo total	Cargador de Baterías filtro, sistema de Transf., Monitoreo Cajón.	REGULACION DE VOLTAJE	
TRIPP-LITE	\$1.180.000 sucres	60%	25%	15%	*	
TOPAZ	\$1.386.000 sucres	60%	25%	15%	*	
DATA - SAVE	\$1.225.000 sucres	60%	25%	15%	*	
COMPUTER - POWER	\$1.350.000 sucres	60%	25%	15%	*	
AMERICAN - POWER	\$1.300.000 sucres	60%	25%	15%	*	
BEST	\$1.500.000 sucres.	40%	10%	15%	35%	
* A excepción del Best, el costo total no incluye el sistema de regulación.						

son en dólares con su correspondiente valor en sucres al mes de enero de 1988.

## 2.1 ANALISIS DE COSTOS DE LOS DIFERENTES MODELOS DE INVERSORES.-

El costo comparativo de los inversores en cada marca de UPS, se incrementa con el tipo de onda producido a la salida, desde onda cuadrada, pasando por onda escalonada, hasta llegar a la onda sinusoidal; el costo de esta última es el más alto debido a su dificultad para producirla, ya que se requieren sistemas de control muy precisos tales como el de modulación de ancho de pulsos (PWM) en el que se usan sistemas digitales o de microprocesadores para producirlo, también se puede realizar esto disminuyendo el número de armónicos de las ondas cuadradas, colocando costosos filtros a la salida. Para nuestro caso el producir onda cuadrada sólo afectará en el incremento de pérdidas por calor y en el aumento de la distorsión armónica de la señal a la entrada del equipo, pero no son sustancialmente fallas que disminuyan la calidad del sistema; además en caso de daño del equipo (UPS), su reparación se hace muy fácil

al solo tener pocos elementos que revisar y cambiar, por eso el tipo de inversor que se revisará en este equipo será el "inversor de conmutación en contrafase con transistores y un transformador", el cual produce onda cuadrada.

## 2.2 DISEÑO DEL INVERSOR MAS OPTIMO Y PRUEBAS DE ESTE.-

Antes de ingresar en el diseño del inversor, daré unos datos explicativos acerca del funcionamiento del mismo .

La Figura 2.1, muestra un inversor en contrafase - acoplado por transformador, que utiliza un transformador y dos transistores. La Figura 2.2 muestra - las formas de onda obtenidas con este circuito - durante un ciclo de funcionamiento completo.

Durante un ciclo completo, la densidad de flujo magnético del núcleo del transformador varía entre el valor de saturación en un sentido y el valor de saturación en el sentido opuesto, como lo muestra la forma de onda "A" en la Figura 2.2. Al comienzo del período de conducción de un transistor, la densidad de flujo en el núcleo está en

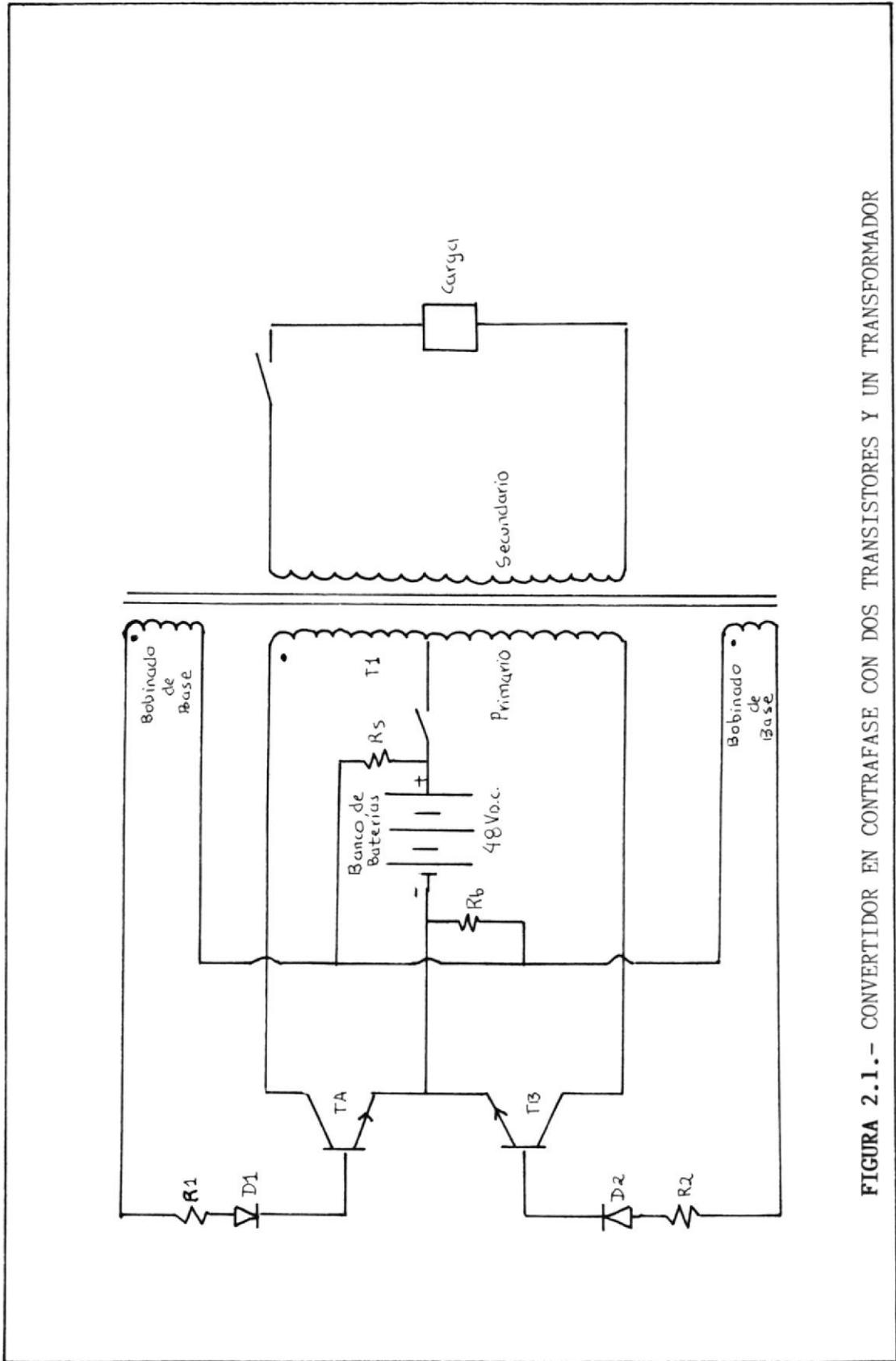


FIGURA 2.1.- CONVERTIDOR EN CONTRAFASE CON DOS TRANSISTORES Y UN TRANSFORMADOR

un valor negativo máximo ( $-B_{sat}$ ) o su valor positivo máximo ( $+B_{sat}$ ). Por ejemplo, el transistor A pasa al estado "SI. en  $-B_{sat}$ . Durante la conducción del transistor A, la densidad del flujo magnético cambia de su nivel inicial de  $-B_{sat}$  y se hace positivo ha medida que se almacena energía en la inductancia del transformador y simultáneamente se la suministra a la carga por la batería. Cuando la densidad de flujo llega a  $+B_{sat}$ , el Transistor A pasa al estado de no conducción y el Transistor B pasa al estado de conducción. El transformador asegura el suministro de energía a la carga a una velocidad constante durante todo el período en que el transistor A conduce. Este ciclo de transformación de energía se repite cuando conduce el transistor B.

Inicialmente, se aplica suficiente polarización para saturar el transistor A. En consecuencia, la fuente de C.C. aplica a través de la mitad superior del bobinado primario una tensión prácticamente constante,  $V_{ent}$  (forma de onda B de la Figura 2.2). Esta tensión de polarización puede ser una polarización temporaria, una pequeña polarización fija o incluso una pequeña polarización directa desarrollada a través del bobinado de polarización como resultado de la circulación de corriente de fuga y de saturación.

ración hacia el primario del transformador. La ten sión primaria constante hace circular a través del transistor A una componente de C.C. y una componen- te de corriente que aumenta linealmente (forma de - onda "C" en la Figura 2.2). Al igual que en el con vertidor con inductor saturable, la corriente prima ria linealmente creciente induce tensiones substan- cialmente constantes, (forma de onda "D" en la Figura 2.2), en los bobinados secundarios y de base. La tensión inducida en el bobinado de base limita el valor máximo de la corriente de base y por consi - guiente, de la corriente de colector.

En el inversor en contrafase acoplado por transfor- mador, la transición al apagado se incia cuando el transformador comienza a saturarse. Mientras el - transistor no está saturado, el producto de la in - ductancia del transformador y de la velocidad de va riación de la corriente de colector permanece cons- tante. Pero cuando el núcleo del transformador se satura, la inductancia decrece rápidametne hacia ce ro, con el resultado de que la variación de veloci- dad de la corriente de colector aumenta hacia infi- nito. Cuando la corriente de colector llega a su valor máximo, el transistor A sale de la saturación y las tensiones de los bobinados disminuyen y luego

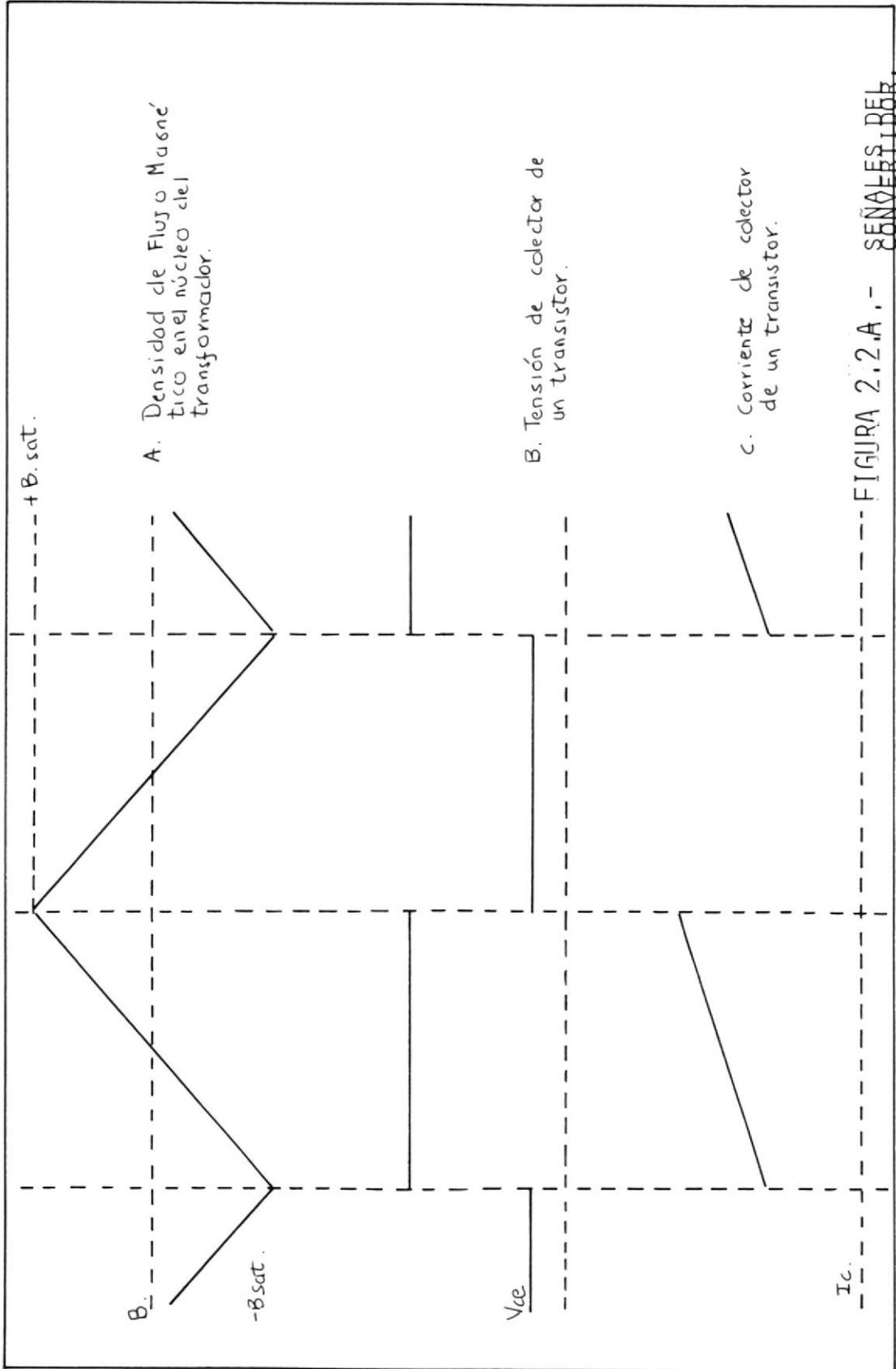


FIGURA 2.2.A.- SEÑALES DEB.

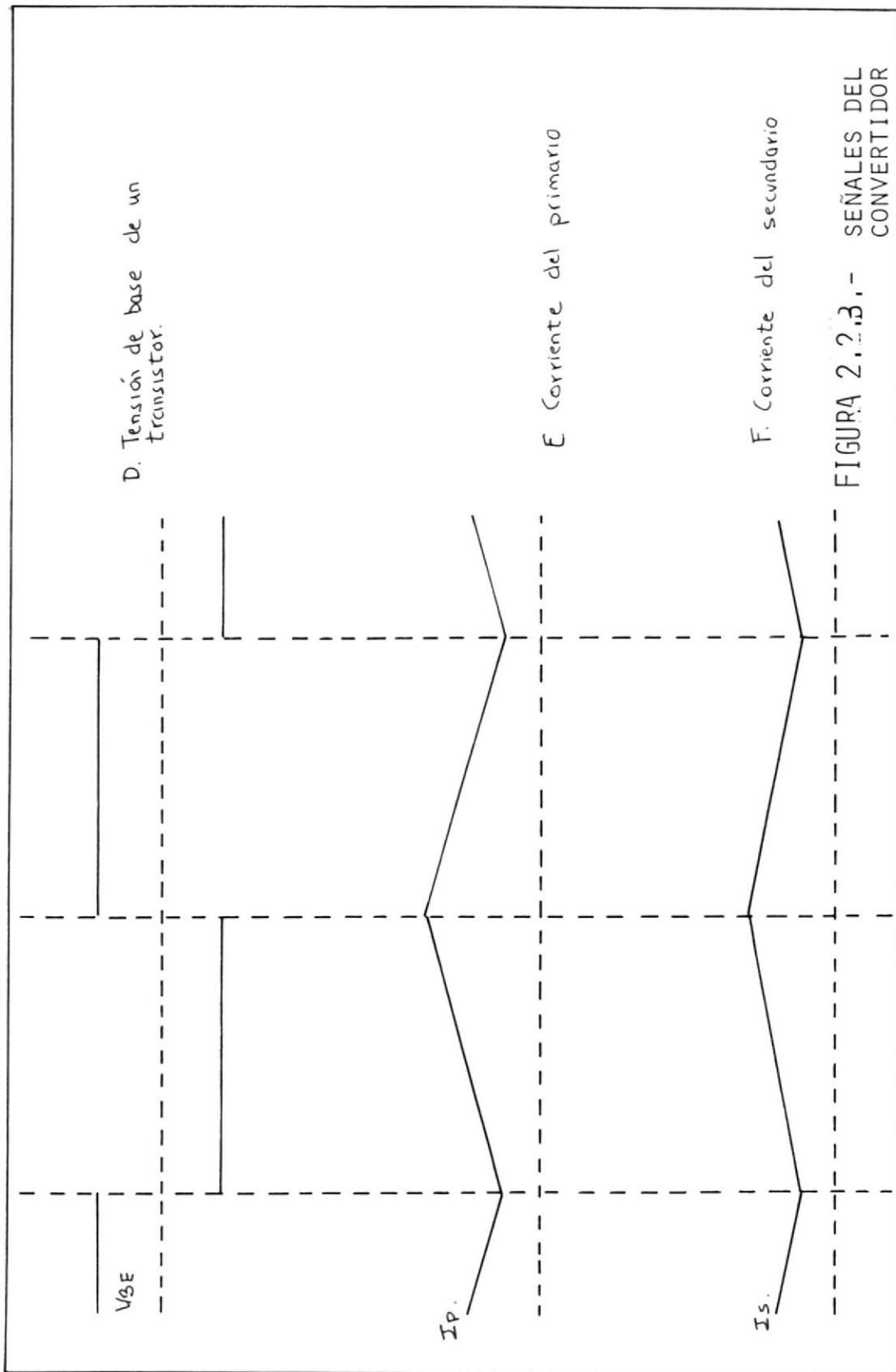


FIGURA 2.2.3.- SEÑALES DEL CONVERTIDOR

se invierten, apoyando así al transistor A. La inversión de las tensiones de los bobinados enciende el transistor B, y se repita la operación de conmutación.

A continuación estableceremos las ecuaciones de diseño del inversor. Si se supone que se aplica a través de una mitad del bobinado primario toda la tensión de CC (corriente continua) de alimentación; la circulación de corriente en el circuito de colector del transistor conductor se determina por medio de la siguiente ecuación:

$$L_p(d_i p / dt) = V_{ent} \quad (2.1)$$

$L_p$  = Inductancia de una mitad del bobinado en henrios.

$d_i p / dt$  = Rapidez de variación de la corriente primaria en amperios por segundo.

$I_p$  = Valor absoluto de la variación en la corriente de colector durante un intervalo de conducción.

$V_{ent}$  = Voltaje de alimentación (voltaje del banco de baterías).

En la forma de onda triangular (Figura 2.2.E), la velocidad instantánea de variación de la corriente se puede aproximar así:

$$dI_P/dt = 2I_P/0,5T = 4I_P/T = 4f I_P \quad (2.2)$$

T = Período total de oscilación en segundos

f = Frecuencia de funcionamiento en hertz

Las ecuaciones (2.1) y (2.2) se combinan y los términos se reordenan para obtener la siguiente expresión para el valor de pico de la corriente en el colector del transistor conductor.

$$I_p = V_{ent}/4f L_p \quad (2.3)$$

la inductancia requerida para una mitad del primario puede expresarse, por lo tanto, en términos de la densidad de flujo B<sub>max</sub>, como se venen la siguiente ecuación:

$$L_p = (N_p B_{max} A \times 10^{-8}/I_p) \quad (2.4)$$

B<sub>max</sub> = Densidad de flujo máximo en Gauss

Si en la ecuación (2.4) se reemplaza el valor de  $I_p$  dado en la ecuación (2.3) se obtendrá el siguiente resultado:

$$V_{ent} = 4 n P f B_{max} A \times 10^{-8} \quad (2.5)$$

la ecuación (2.5) puede transformarse para obtener la siguiente expresión correspondiente al número de espiras en el primario:

$$\frac{N_p}{V_{ent}} = \frac{10^8}{4f B_{max} A} \quad (2.6)$$

Para determinar el número requerido de espiras para cada sección del bobinado de base, es necesario conocer la tensión máxima base-emisor  $V_{BE(max)}$  a la cual los transistores proporcionan la corriente primaria de pico  $I_p$ . Esta tensión se obtiene de los datos técnicos del transistor usado o del fabricante. El número de espiras para cada mitad del bobinado de base se expresa pues en la siguiente forma:

$$N_B = N_p \frac{2V_{BE(max)}}{V_{ent}} \quad (2.7)$$

la resistencia  $R_B$  se determina mediante la siguiente relación:

$$R_B = V_{BE(max)} / I_B \quad (2.8)$$

$V_{BE(max)}$  = Valor máximo admisible de  $V_{BE}$  para el tipo de transistor usado.

$I_B$  = Valor tipo de corriente de base del transistor usado.

la resistencia de encendido  $R_s$  se elige de manera que aparezca una tensión de 0,6 voltios en el punto medio del bobinado de realimentación cuando se aplica tensión de alimentación, es decir:

$$R_s = R_B / (V_{ent} / V_B - 1) \quad (2.9)$$

Para determinar el tamaño del núcleo del transformador se utiliza la ecuación de Potencia:

$$P = 0.707 J f W A B \times 10^{-8} \quad (2.10)$$

$J$  = Densidad de corriente del transformador en amperios.

$f$  = Frecuencia en Hertz

W = Area de la ventana del núcleo en  $\text{cm}^2$

A = Area de la sección transversa del núcleo en  $\text{cm}^2$ .

B = Densidad de flujo magnético en Gauss

Reordenando la ecuación (2.10) obtenemos la fórmula del producto WA.

$$WA = \frac{P \times 10^8}{0.707 J f B} \quad (2.11)$$

las características del inversor a ser diseñado - son las siguientes:

Vent = 48 voltios CC  
 Vsalida = 117 voltios A C  
 f = 60 Hertz  
 Potencia = 500 Vatios  
 Eficiencia = 85 por ciento

la potencia de entrada será:

$$P_{ent} = \frac{500}{0.85} = 588 \text{ Vatios}$$

la corriente del secundario es la potencia de salida dividido por el voltaje:

$$I_{\text{secundario}} = \frac{P_{\text{sal}}}{V} = \frac{500}{117} = 4.27 \text{ Amperios}$$

la corriente de colector es igual a la potencia de entrada dividido para el voltaje de entrada.

$$I_c = \frac{588}{48} = 12,25 \text{ Amperios}$$

y la corriente efectiva del primario

$$I_p = 0,707 \times 12,25 = 8,66 \text{ Amperios}$$

El transistor que se usará será el ECG 327 cuyas características son:

Npn; silicio;  $V_{CE} = 150$  Volts;  $I_c = 25$  Amperios ;  
 $V_{B E} = 6$  voltios;  $h_{fe}$  (30 mínimo, 120 máximo).

$$I_B = \frac{I_c}{\text{mínimo } h_{fe}} = \frac{12,25}{30} = 0,40 \text{ Amperios}$$

$I_B$  = Corriente de base de los bobinados de excitación.

El tipo de alambre puede ahora ser encontrado para todos los bobinados. Tomando la densidad de corrien

te para el cobre que es 100 circular mil/Amperio, tenemos:

Primario :  $I_p \times J = 8,66 \times 1000 = 8660$  circular mil  
 Secundario :  $I_s \times J = 4,27 \times 1000 = 4270$  circular mil  
 Bobinado de :  $I_B \times J = 0,40 \times 1000 = 400$  circular mil  
 excitación.

el número de alambre usado será:

Primario = 8660 circular mil = AWG # 10  
 Secundario = 4270 circular mil = AWG # 13  
 Bobinado de = 400 circular mil = AWG # 24  
 excitación.

Ahora calcularemos el tamaño del núcleo. La densidad de flujo máximo de saturación para el tipo Niquel-Acero es de 18.000 gauss. La sección transversal del núcleo  $A$ . Puede ser hallada usando la ecuación (2.11) o simplemente la ecuación empírica  $A = 0.16 \sqrt{P}$ .

donde  $P$  es la potencia del inversor

$$A = 0.16 \sqrt{P} = 0.16 \sqrt{500} = 3.57 \text{ pulg}^2$$

$$A = 3.57 \times 6.451 = 23 \text{ cm}^2$$

El tamaño del núcleo se muestra en la Figura (2.3)

El número de vueltas en el primario es dado por la ecuación (2.6).

$$N_p = \frac{V_{ent} \times 10^8}{4 f B_{max} A} = \frac{48 \times 10^8}{4(60)(18000)(23)} = 48,30 \approx 49 \text{ vueltas}$$

El número de vueltas en el secundario es:

$$N_s = \frac{V_{salida}}{V_{ent}} \left( \frac{N_p}{2} \right) = \frac{117}{48} \left( \frac{49}{2} \right) = \frac{119,43}{2} \approx \frac{120}{2} = 60 \text{ vueltas}$$

El número de vueltas en el bobinado de excitación de base es:

$$\frac{N_B}{2} = \frac{V_{BE}}{V_{ent}} \left( \frac{N_p}{2} \right) = \frac{6}{48} (49/2) = 3,06 \text{ vueltas} \approx 3 \text{ vueltas}$$

la resistencia  $R_B$  se encuentra con la ecuación 2.8

$$R_B = \frac{V_{BE} (max)}{I_B} = \frac{6}{0,4} = 15 \text{ ohmios}$$

la resistencia  $R_B$  de encendido será:

$$R_s = \frac{R_B}{(V_{ent}/V_B^{-1})} = \frac{15}{(48/0,6^{-1})} = 0,19 \text{ ohmios} \approx 1/2 \text{ ohmio}$$

Un diagrama de las médulas del núcleo se observa en la Figura 2.3, una vista del inversor ya construido, su posición dentro del equipo y la forma de onda a la salida en las Figuras 2.4, 2.5 y 2.6.

En el apéndice B se hace un estudio más completo de las características del autotransformador.

### 2.3 CONSTRUCCION DEL INVERSOR Y OPTIMIZACION DEL MISMO

En la construcción del inversor se utilizó la siguiente lista de materiales.

Nº UNIDADES	DESCRIPCION	CODIGO	SIMBOLO
2	Transistor, NPN si, rápida transferencia.	ECG 327	TA, TB
1	Resistencia de base del transistor, 15 ohmios, 5 vatios.		R <sub>B</sub>
1	Resistencia de base del transistor, 15 ohmios, 5 vatios.		R <sub>s</sub>
2	Disipadores térmicos de aluminio, 5 x 6 ctms.		

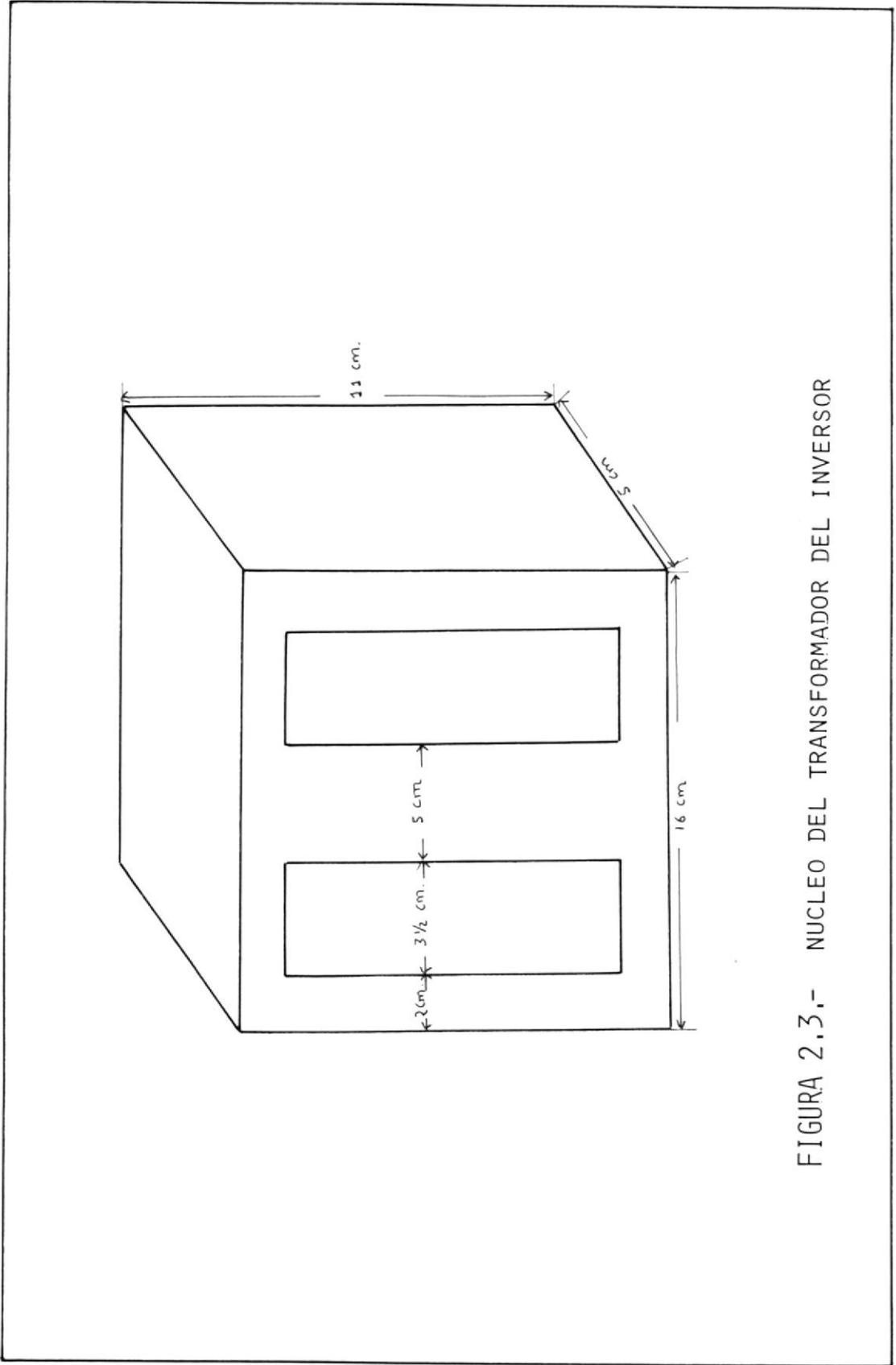
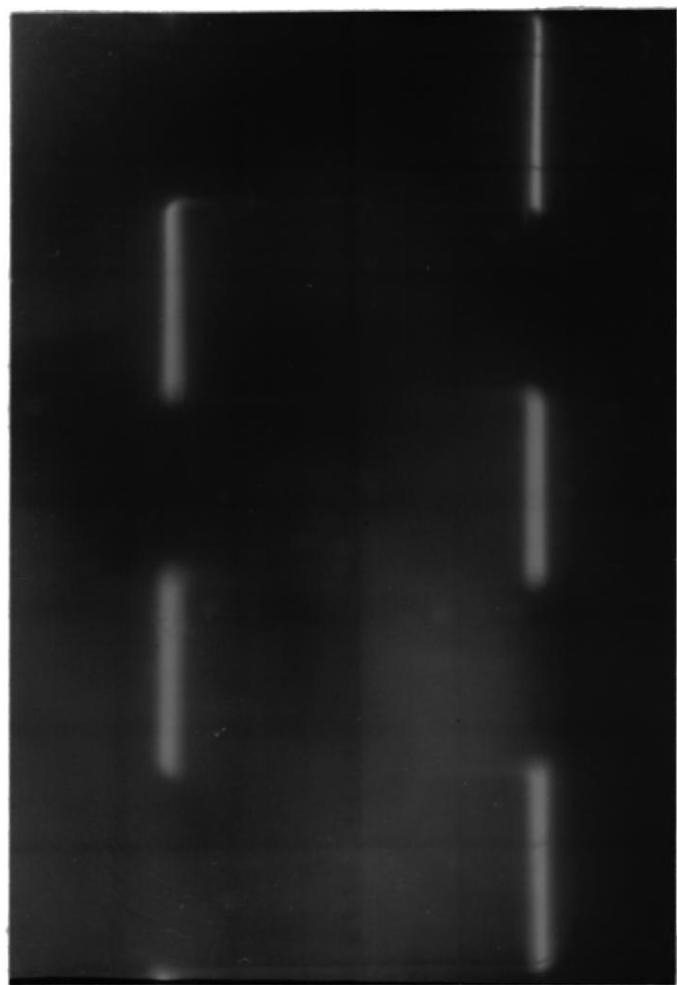


FIGURA 2.3.- NUCLEO DEL TRANSFORMADOR DEL INVERSOR



FIGURA 2.4.- VISTA SUPERIOR DEL INVERSOR DE LA FUENTE DE EMERGENCIA

BIBLIOTECA  
UNIVERSIDAD SUPERIOR DE QUINDIA



100 Voltios / division ; 5 mseg / division

FIGURA 2.5.- FORMA DE ONDA A LA SALIDA DEL INVERSOR

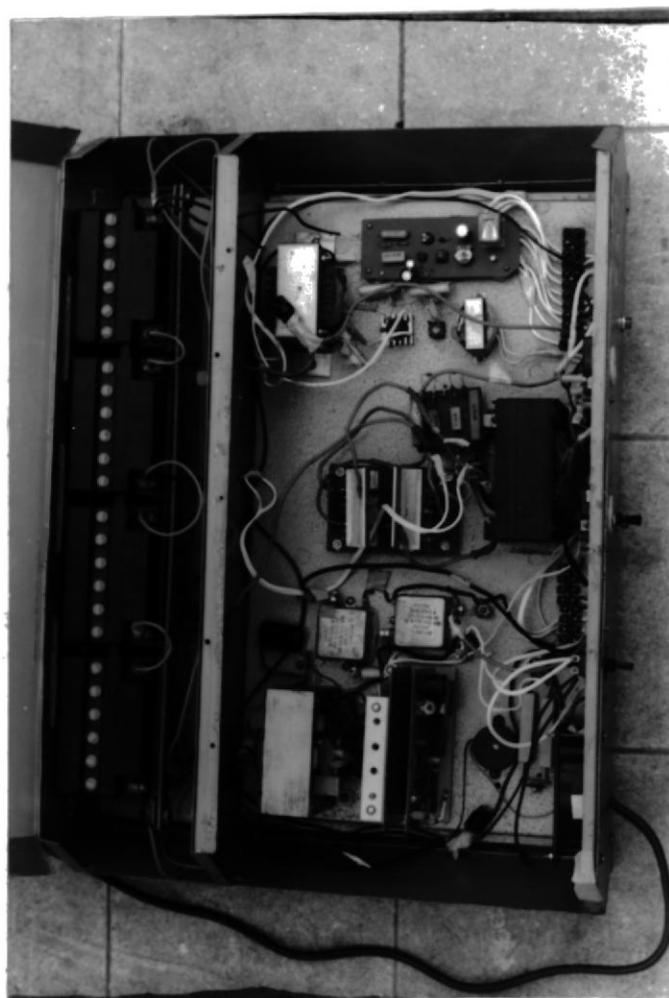


FIGURA 2.6.- POSICION DEL INVERSOR DENTRO DEL EQUIPO

Los transistores fueron montados en los disipadores térmicos de aluminio y las resistencias y diodos en una base de bakelita como lo indica la fotografía de la figura número 2.4 .

En el caso de la construcción del transformador - se utilizan los siguientes materiales:

Un núcleo de níquel-silicio de 11 x 16 x 5 cms.

Dos libras de alambre AWG # 12

Dos libras de alambre AWG # 18

Un pliego de papel encerado

Un pliego de cartulina plástica

Un taco de madera de 5 x 5 x 7 cms

Un cuarto de litro de laca

Para la construcción del transformador se realizó el siguiente procedimiento:

Primero se construye el taco de madera de las medidas dadas anteriormente y se recubre con un pedazo de cartulina como lo indica la Figura 2.7.A, el último extremo se pega para formar una pieza igual al taco de madera. Todo el conjunto se coloca en un aparato destinado a darle forma a las bobinas del

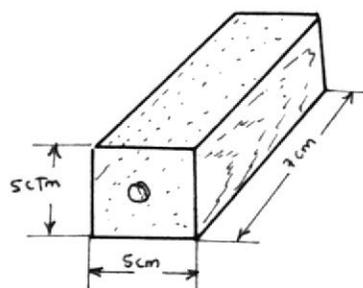


FIGURA 2.7.A.- TACO DE MADERA PARA HACER LA BOBINA

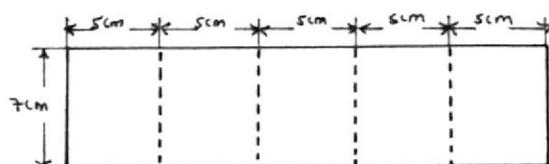


FIGURA 2.7.B.- CARTULINA MARCADA QUE RODEA AL TACO DE MADERA

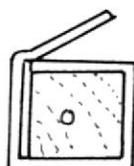


FIGURA 2.7.C.- CARTULINA RODEANDO EL TACO DE MADERA

transformador; este equipo se muestra en la Figura 2.8.A.

El taco de madera tiene un orificio el que es atravesado por un perno para de esta manera fijarlo al equipo; se utiliza un contador de vueltas al extremo de todo el conjunto.

Para formar las bobinas del primario y del secundario del transformador se comienza colocando capa por capa el alambre, asegurando los extremos de cada capa con pequeñas tiras de cinta; esto es con la finalidad de que no se esparsan al final de cada capa; encima de la misma se coloca una tira de papel encerado para aislarla de la siguiente capa, esto se ve en la Figura 2.8.B.

Terminada de formar la bobina del primario, se fija con una capa de cinta y los extremos de la bobina se limpian cuidadosamente del aislante y se la recubre con una tira de fideos plásticos; la bobina del secundario se realiza con el método descrito anteriormente. Terminada ésta, se comienza a construir las bobinas de excitación, las que se enrollan en dirección contraria una de la

otra con la finalidad de que estén desfasados sus campos en 180 grados y así se produzca el desbalance necesario para crear la onda cuadrada en el secundario del transformador.

Realizadas las bobinas de excitación se procede a fijar todas las bobinas en un solo bloque con cinta adhesiva, teniendo cuidado de numerar los terminales para indicar a que bobina corresponde. Hecho esto se le coloca una capa de laca y se le deja secar; luego se saca el taco de madera y se le reemplaza por el núcleo del transformador; esto se realiza lámina por lámina, una en contraposición a la otra, se le pasa una nueva capa de laca a todo el transformador y se le deja secar. Todo esto se indica en la Figura 2.8 .C.

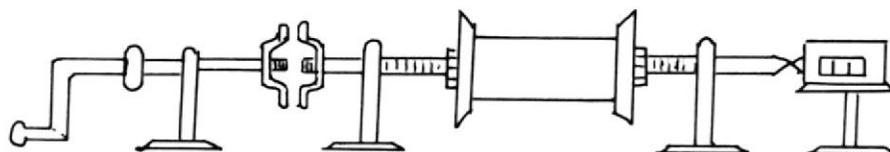


FIGURA 2.3.A.- MAQUINA MANUAL PARA HACER LAS BOBINAS

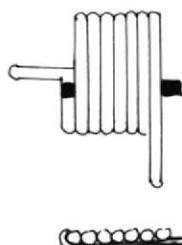


FIGURA 2.3.B.- PROCESO DE FABRICACION DE LA BOBINA

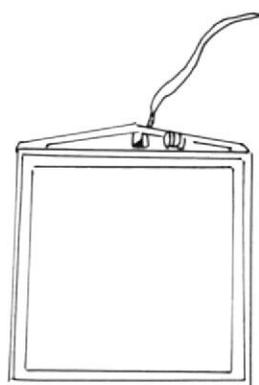


FIGURA 2.3.C.- BOBINA TERMINADA

## CAPITULO III

### ESTUDIO DE LOS DIFERENTES TIPOS DE BATERIAS Y CARGADORES DE BATERIAS

#### 3.1 ANALISIS DE LOS COSTOS DE LOS DIFERENTES TIPOS DE BA TERIAS EXISTENTES EN EL MEDIO.-

En realidad las únicas baterías que se consiguen en el mercado local, son las baterías normales de ácido-plomo usadas en los carros, las baterías de origen japonés o norteamericano tales como las de ácido-plomo selladas (libres de carga de ácido), las selladas de plomo-calcio, las de níquel-cadmio, las de gelatina, tienen que ser importadas de los respectivos países a un costo promedio de US\$ 300.00 dólares\*, los 24 voltios a 10 amperio - hora estas baterías no requieren ningún tipo de mantenimiento y su vida normal está calculada de 1 a 3 años dependiendo de la frecuencia de uso de las mismas ; las baterías normales de carro (ácido-plo

---

\* El valor del dólar en el mes de enero de 1988 fue S/. 250 sucres.

mo), tienen un tiempo de vida similar, siempre y cuando se revise y se mantenga el nivel de agua destilada en condiciones normales; este chequeo se debe realizar cada cuatro meses. El costo en el mercado de una batería de 24 voltios a 10 amperios de ácido-plomo para automóvil es de US\$20 dólares; por esta razón se usó este tipo de baterías, ya que son más fáciles de adquirir, más baratas y lo único que se requiere es un poco más de cuidado.

Las curvas de la Figura 3.2 y 3.3 indican para cada modelo el tiempo de servicio que se puede esperar con diferentes niveles de carga; para nuestro caso esta varía desde 0 a 450 vatios.

Una batería o acumulador de ácido-plomo como las que se usarán está constituido por un vaso de ebonita (caucho endurecido y moldeado) o de otro material plástico resistente al ácido, en cuyo interior hay una serie de placas de plomo (Figura 3.1A) enlazadas entre sí por un puente intercalados entre otras N, que a su vez están unidas por un puente formando ambas series el acumulador. Los dos puentes llevan marcados los signos + y -. Entre las placas de plomo positivas y

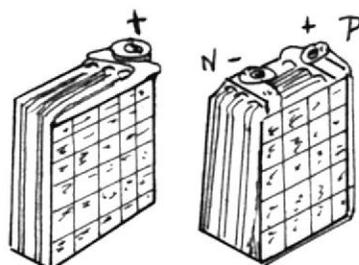


FIGURA 3.1.A.- PLACAS POSITIVAS <sup>P</sup> ENTRE LAS NEGATIVAS <sup>N</sup>.

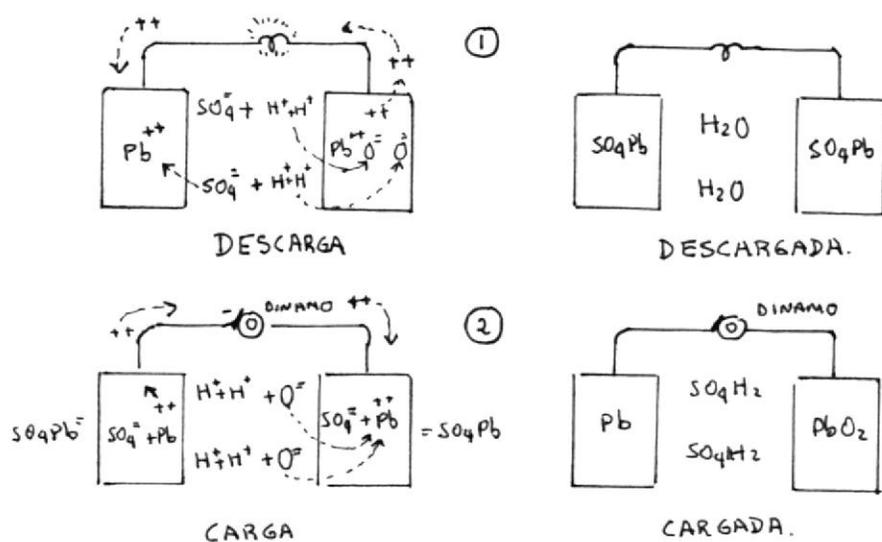


FIGURA 3.1.B.- ESQUEMA DEL FUNCIONAMIENTO DE LAS BATERIAS

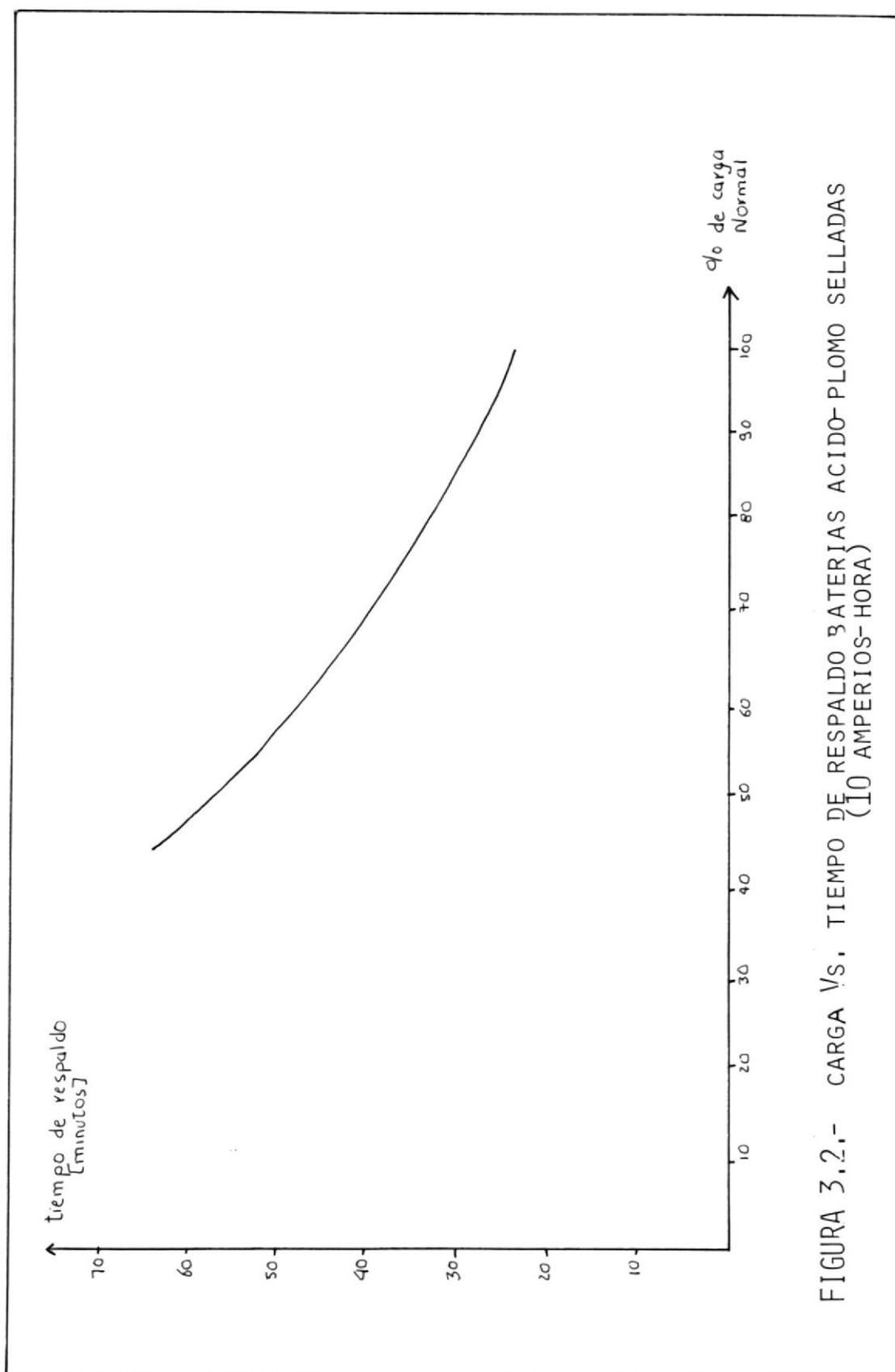


FIGURA 3.2.- CARGA Vs. TIEMPO DE RESPALDO BATERIAS ACIDO-PLOMO SELLADAS  
(10 AMPERIOS-HORA)

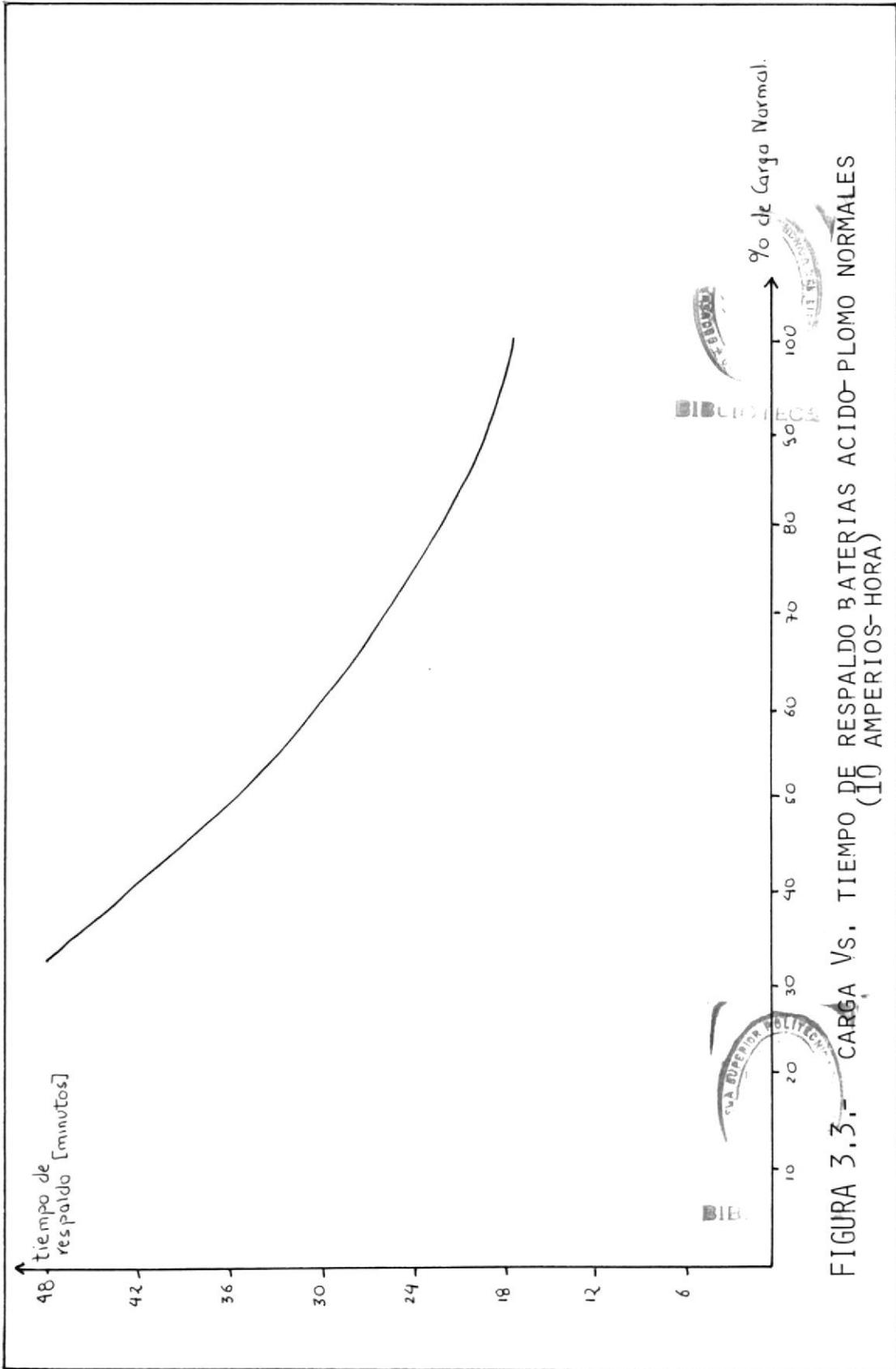


FIGURA 3.3.- CARGA VS. TIEMPO DE RESPALDO BATERIAS ACIDO-PLOMO NORMALES (10 AMPERIOS-HORA)

negativas se colocan unos separadores S, ranurados en la cara de contacto para que pueda circular bien el ácido. Como éste se calienta al funcionar la batería, poco a poco va corroyendo el separador, por ello se usan de plástico. Cada placa la constituye un armazón o retículo grueso de aleación de plomo. Los huecos se rellenan a presión con una pasta de óxido de plomo, en el caso de las positivas P, y con plomo puro muy esponjoso -también en forma de pasta- las negativas N.

El vaso está lleno, hasta un centímetro por encima de las placas y separadores, de un líquido llamado electrolito, compuesto de ácido sulfúrico diluido con agua destilada (es decir, agua químicamente pura) en proporción aproximada de tres partes de ácido por ocho de agua (27% de ácido en volumen), con la densidad máxima de 1,28. El ácido sulfúrico de fórmula química  $\text{SO}_4\text{H}_2$ , es un compuesto sin carga eléctrica o neutro, pero la partícula más pequeña del mismo que aún conserve sus propiedades (llamadas molécula) podría, bajo determinadas condiciones romper su "enlace", "disociándose" en sus "iones" y dar origen a tres: un ión  $\text{SO}_4 =$  y dos iones  $\text{H}+$ . El primero de ellos con dos cargas negativas, tal como representan los dos símbolos (=) y dos

de ellos con dos cargas positivas, los segundos, - indicada (+). Todo esto lo representaríamos así:

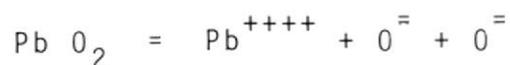


Al disociarse tenemos, por lo tanto, tantas cargas de un signo como de otro, que anteriormente (en la molécula) se compensaban entre sí.

Aunque más arriba se decía que la "disociación" - se producía bajo determinadas influencias o condiciones, realmente éstas se reducen al mínimo en el caso de los ácidos; por el mero hecho de estar éstos diluidos en agua, aparecen ya un cierto número de moléculas de los mismos disociadas en sus iones. Cada uno de éstos posee carga eléctrica y es susceptible de moverse en el interior del líquido, es decir, de actuar como "transportista" o "portador" de carga.

Análogamente el ejemplo anterior, si se trata de la disociación de un compuesto como el bióxido de plomo ( $\text{Pb O}_2$ ), los iones obtenidos serían también tres: un ión  $\text{P}^{++++}$ , con cuatro cargas positivas y dos iones  $\text{O}^-$ , con dos cargas cada uno. De la

misma forma podemos escribir:



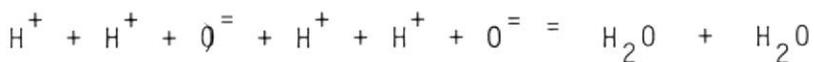
Los iones plomo ( $\text{Pb}^{++++}$ ) que aparecen aquí, no son nada más que partículas de metal plomo con cuatro -cargas eléctricas que pueden perder con relativa facilidad. Sin embargo, la disociación del bióxido de plomo no es espontánea, como lo era en el caso del ácido sulfúrico diluido.

Volviendo a la batería de acumuladores constituído como se ha dicho, si se supone que en un momento determinado está cargada y se conecta a un circuito exterior (se enciende una bombilla, por ejemplo), sucede lo que explica el detalle 1 de la Figura 3.1.B y que se describe a continuación:

Una parte del ácido sulfúrico (dos moléculas, por ejemplo) se encuentra disociado en sus iones (dos  $\text{SO}_4^=$  y cuatro  $\text{H}^+$ ). Los  $\text{SO}_4^=$  tienen "avidez" por el plomo y desean enlazarse con él, pero para ello cada partícula de éste último ha de disponer de dos cargas positivas que neutralicen las del  $\text{SO}_4^=$ . Por su parte, los  $\text{H}^+$  tienen también "avidez" por

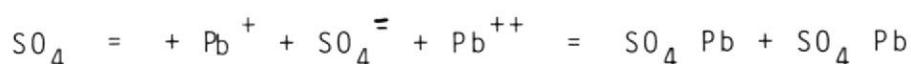
los  $O^=$  y dos de los primeros reúnen las cargas ne-  
cesarias para enlazarse con uno de éstos.

En los huecos de las placas positivas tenemos -  
bióxidos de plomo ( $Pb O_2$ ), y en los de las ne-  
gativas plomo esponjoso puro (metal plomo muy poro-  
so y sin carga eléctrica). En estas condiciones ,  
un ion  $SO_4^=$  podría enlazar con una partícula del  
plomo esponjoso, siempre y cuando ésta pudiese ad-  
quirir dos cargas eléctricas positivas para compen-  
sar las dos negativas de aquél. Por su parte, to-  
dos los iones  $H^+$  (cuatro), acompañados del otro  $SO_4^=$   
y gracias a la "avidez" que se ha mencionado  
en el párrafo anterior, dirigen su ataque hacia  
una molécula de  $Pb O_2$  y consiguen romperla, sepa-  
rando sus iones en la forma que se ha visto más  
arriba, los cuatro iones  $H^+$  se combinan con los  
dos iones  $O^=$  neutralizando sus cargas y enlazándo-  
se para formar dos moléculas de agua.



El ion  $SO_4^=$  sobrante (que acompañó a los cuatro  $H^+$ )  
podría también enlazar con el ion  $Pb^{++++}$ , pero, pa-  
ra poder hacerlo, este último ha de perder dos de  
sus cargas positivas, quedándose sólo con dos -

que neutralicen las del  $\text{SO}_4^-$ . Así, por una parte, al ion  $\text{Pb}^{+++}$  le sobran dos cargas positivas para poder enlazar con un  $\text{SO}_4^+$ , mientras que al plomo - puro de la placa negativa le faltan dos de esas mismas cargas para poder hacer lo mismo con el - otro  $\text{SO}_4^-$ . El problema queda solucionado al cerrar el ion  $\text{Pb}^{+++}$  dos cargas, enviadas a través del circuito exterior, al plomo poroso del borne negativo. De esta forma se realizan ambos enlaces, para formar dos moléculas de sulfato de plomo neutro - ( $\text{SO}_4\text{Pb}$ ):



Pero ha habido un movimiento de cargas (dos positivas) en el circuito exterior, desde el borne positivo al negativo. Este movimiento constituye la corriente eléctrica en el proceso de descarga.

Fijémonos en que, durante la descarga, ha aumentado la cantidad de agua, ha disminuido la de sulfúrico y se ha formado sulfato de plomo  $\text{SO}_4\text{Pb}$ . Durante el proceso de carga todo sucede al revés, este último compuesto se separa en sus iones, "arrancado" la dínamo (u otro generador empleado) las dos cargas de los iones  $\text{Pb}^{++}$  de las placas negativas

y enviándolas a los  $Pb^{++}$  de las positivas. De esta forma, los primeros se convierten en metal plomo puro (Pb), sin carga eléctrica y que se encuentra en forma esponjosa. Mientras tanto, los segundos (iones  $Pb^{++}$  del borne positivo) se convierten en iones  $Pb^{++++}$ , circulando dos cargas positivas (corriente eléctrica) en sentido contrario a como lo habían hecho anteriormente, durante la descarga.

Tenemos así, iones  $Pb^{++++}$  e iones  $SO_4^{=}$ . Los primeros están "ávidos" de iones  $O^{=}$ , mientras que los segundos lo están de  $H^+$ , para formar los compuestos  $PbO_2$  y  $SO_4H_2$  respectivamente. Unos y otros consiguen realizar sus enlaces al disociarse el agua (en sentido contrario a lo que se ha escrito anteriormente, en el proceso de la descarga). El bióxido de plomo ( $PbO_2$ ) se deposita nuevamente en el borne positivo (donde se formaron los iones  $Pb^{++++}$ , y aumenta otra vez la cantidad de sulfúricos, a la vez que disminuye la del agua.

Esta explicación esquemática ya indica algunas cosas interesantes:

1. La concentración de ácido en el electrólito es variable con el estado de carga de la batería; al descargarse se rebaja, al cargarse se recupera.
2. Si una batería se descarga muy a fondo, agotándola es muy posible que, no habiendo bastante plomo esponjoso en las placas negativas se forme el sulfato a costa del armazón que sostiene la "materia activa" (sulfatación de la batería), arruinándola.
3. Por el contrario, un exceso de carga, al seguir descomponiendo el agua del electrólito, hará que el hidrógeno liberado no tenga bastante sulfato con el que combinarse para recuperarse como ácido sulfúrico, y entonces saldrá en burbujas por los respiraderos de los vasos (peligro de explosión). A la vez, el oxígeno liberado, no encontrando ya bastante plomo del sulfato con quien combinarse, lo hará con el del armazón, oxidándolo, con lo que el enrejado de las placas positivas se hinchan, y éstas se tuercen, esponjan, "desmigajan".

Los acumuladores de plomo tienen la propie -

dad de almacenar la electricidad a dos voltios de tensión, aproximadamente (un poco más cuando están muy cargados y algo menos cuando están casi descargados).

El tamaño o número de las placas y vasos no influyen en el voltaje, sino que cuanto más grande o numerosas sean (que viene a ser lo mismo, pues lo que aumenta la capacidad es la superficie de placas) más electricidad pueden almacenar; esta capacidad se mide en amperios hora (A-h). Una batería da 80 amperios durante una hora, o una corriente de ocho amperios durante diez horas seguidas, etc. Esto es - teóricamente; en la práctica la corriente de descarga no puede ser muy intensa y seguida porque se estropearían las placas, y lo mismo pasa con la corriente de carga. Por eso un corto circuito en la batería, que produciría una corriente intensa de descarga, es desastroso y ha de tenerse mucho cuidado en no colocar sobre ella herramientas metálicas que puedan poner en cortocircuitos sus bornes.

### 3.2 ESTUDIO DE LOS DIFERENTES CARGADORES DE BATERIAS Y OPTIMIZACION DE ELLOS.-

Todos los diferentes tipos de cargas de baterías brindan tres servicios básicos, estos son: los de cargas flotantes, los de carga igualadora y los de desconexión de la batería en caso de sobreuso.

En el caso de carga flotante, las baterías son continuamente conectadas al cargador, manteniéndolas de esta manera cargadas completamente todo el tiempo, el rango de valor de carga flotante compensa las pérdidas normales de las baterías; este valor debe mantenerse cercano a 2.15 voltios por celda. Si se mantiene demasiado tiempo sobre este voltaje puede causar daños a las celdas y una excesiva renovación del agua destilada.

Después de hacer uso del banco de baterías para alimentar el equipo en caso de una caída de voltaje, las baterías deben recibir una carga igualadora, el calor de esta corriente debe ser igual a  $\frac{1}{20}$  parte de su tiempo de descarga de 10 amperios-hora, debe recibir una carga de 2 amperios-hora. Si el banco de baterías permaneciera demasiado tiempo, durante un apagón prolongado, las baterías se sulfatarían irreversiblemente, por este motivo debe tener un control de desconexión por bajo voltaje.

### 3.3 DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CARGADOR DE BATERIAS CONFIABLE Y A UN MINIMO COSTO DE PRODUCCION.-

El circuito al ser construido permitirá el uso de carga igualadora y carga flotante: el diseño es el de la figura 3.4 . Se utiliza un transformador con una relación de 110 Vrms a 55 Vrms, lo que al ser rectificado, produce un valor de:

$$V_{dc} = 0.9 \times V_{rms} = 0.9 \times 55 = 49.5 \text{ Vdc.}$$

El valor de corriente de alimentación para las baterías es mantenido a un máximo de:

$$I = \frac{V_{dc} - V_{bat.}}{R_4} = \frac{49.5 - 46.5}{1.5} = 2 \text{ Amp.}$$

2 Amp. es la carga máxima de igualación cuando el banco de baterías llega a un valor de descarga -  $V_{bat.} = 46.5 \text{ Vdc}$ ; el valor de la resistencia de descarga será por lo tanto, de 1.5 ohmios, la potencia de  $R_4$  es:

$$\text{Pot. } R_4 = 2^2 \times 1.5 = 6 \text{ vatios}$$

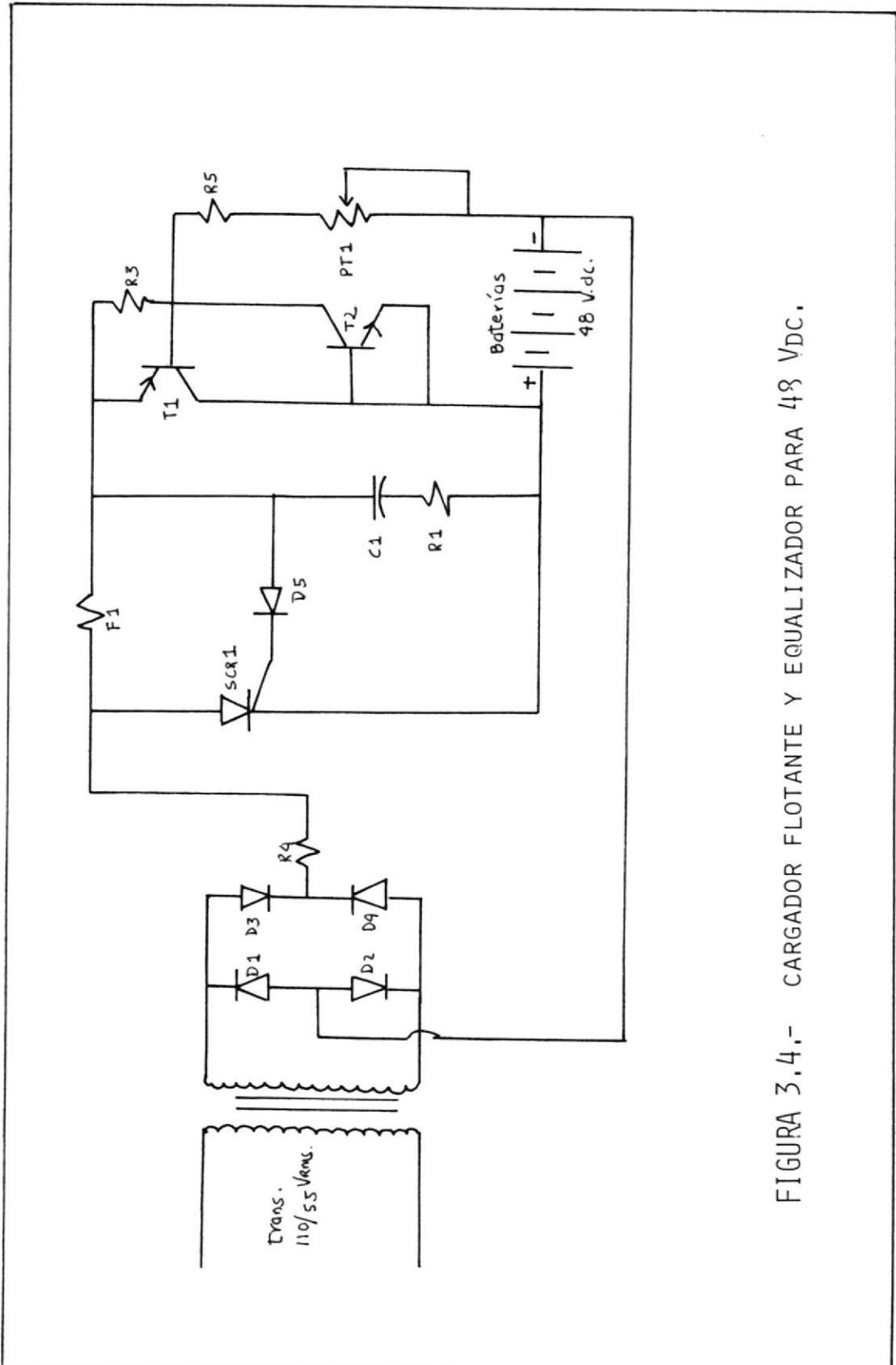


FIGURA 3.4.- CARGADOR FLOTANTE Y EQUALIZADOR PARA 48 VDC.

Así que usaremos una resistencia de 1,5 ohmios y 10 vatios.

Mientras el banco de baterías permanezca sobre un valor superior a los 48 Vdc, ellas se mantendrán con una corriente de carga flotante igual a:

$$I_{\text{flot.}} = \frac{V_{\text{dc}} - V_{\text{bat}}}{R_4 + R_3 + R_5} = \frac{49.5 - 48}{1.5 + 150 + 2.2} =$$

6 milamp.

esta corriente de flotación es mantenida por el foco  $F_1$ .

El nivel de disparo del SCR para que comience a conducir y cargar la batería está dado por el potenciómetro PT1 el cual varía entre 0 y 40 kiloohmios; de esta manera aumenta el valor del voltaje emisor-base ( $V_{\text{eb}}$ ), del transistor  $T_1$ , el cual entra a saturación con un mínimo valor de 0,7 voltios; cuando alcanza este valor conduce y a su vez satura el transistor  $T_2$ , cargando de esta manera el condensador  $C_1$  hasta un valor mayor a un voltio, con lo que se disparará el Scr. Cuando la batería sube a un valor mayor de 48 voltios

( $V_{dc}$ ), el condensador ya no alcanzará a cargarse a más de 1 voltio y no podrá conducir, terminando de esta manera el ciclo de carga. Como el máximo consumo de corriente de las baterías es de 2 amperios usaremos el triac ECG 5437, con un máximo valor de corriente de 8 Arms.

La lista de materiales a ser usada para la construcción del cargador es:

Un transformador de 200 V.A., ya que la relación de salida del secundario es 55 V.A a dos amperios de carga tendremos una potencia de:  $P = 55 \times 2 = 100$  V.A. El método de construcción del transformador es el mismo que el usado en el capítulo tres.

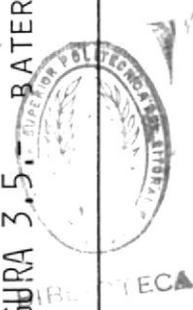
Nº UNIDAD	DESCRIPCION	CODIGO	SIMBOLO
1	Transistor PNP, silicio.	2N4036	T <sub>1</sub>
1	Transistor NPN, silicio.	2N5781	T <sub>2</sub>
1	SCR, 8 amperios	ECG5437	SCR <sub>1</sub>
1	Diodo	D <sub>1</sub> 300 A	D <sub>5</sub>
4	Diodos	ECG 156	D <sub>1</sub> ,D <sub>2</sub> ,D <sub>3</sub> ,D <sub>4</sub>

N <sup>o</sup>	UNIDAD	DESCRIPCION	CODIGO	SIMBOLO
1		Resistencia 1,5 ohmios 10 Vat.		R <sub>4</sub>
1		Resistencia 33 ohmios 2 Vat.		R <sub>1</sub>
1		Resistencia 600 ohmios 2 Vat.		R <sub>2</sub>
1		Resistencia 150 ohmios 2 Vat.		R <sub>3</sub>
1		Resistencia 2,2kohmios 2 Vat.		R <sub>5</sub>
1		Potenciómetro 40kohmios		PT1
1		Condensador 50 Uf, 150 voltios.		C <sub>1</sub>
1		Foco 120 voltios, 150 mA.		F <sub>1</sub>

En las Figuras 3.5 y 3.6, se observan una batería, y la posición del banco de baterías en el equipo.



FIGURA 3.5. BATERIA ACIDO-PLOMO NORMALES (17 AMPERIOS-HORA)



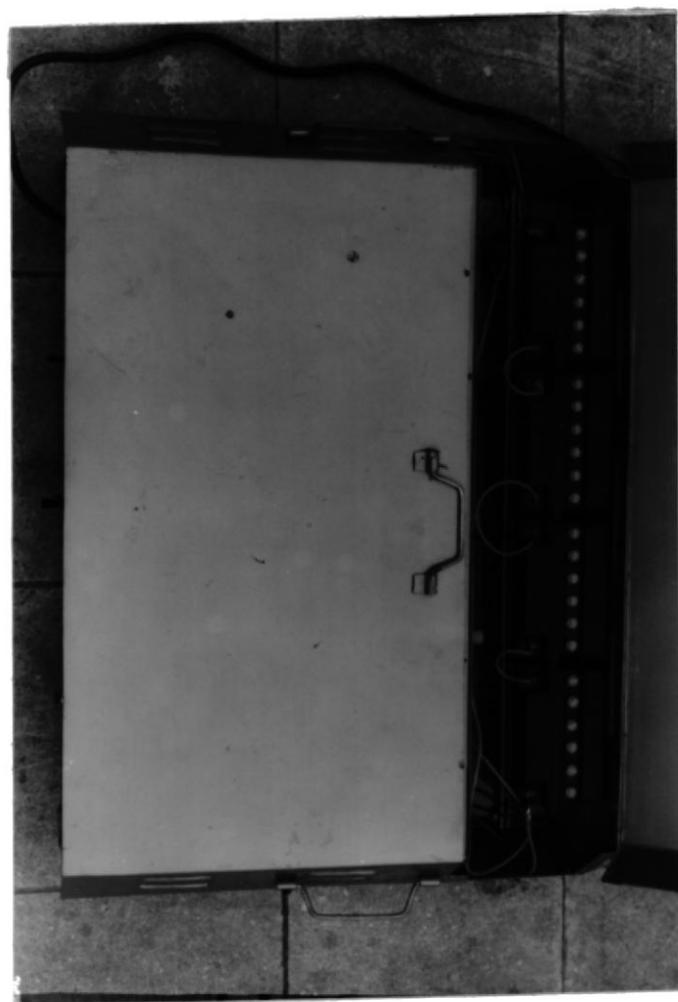


FIGURA 3.6.- POSICION DEL BANCO DE BATERIAS EN EL EQUIPO

## CAPITULO IV

### ESTUDIO DE LOS DIFERENTES MODELOS DE ESTABILIZADORES DE VOLTAJE

#### 4.1 ANALISIS DE LOS COSTOS DE LOS DIFERENTES MODELOS DE ESTABILIZADORES DE VOLTAJE.-

De las firmas que venden UPS, sólo una de ellas coloca un sistema de regulación de voltaje como parte integral del equipo, este es el BEST; el resto vende por separado esta unidad, aumentando el precio en un 40% al costo total del equipo.

Los tipos de regulación usados son básicamente dos, el de núcleo ferrosanante, que es el más costoso; este sistema usa las cualidades de saturación del núcleo de hierro-níquel para impedir que el voltaje varíe en la carga, este rango de voltaje tiene valores comprendidos entre (50-135) Vrms, para mantener una salida de 115 Vrms. El otro sistema es el de autotransformador con varias etapas a la salida, las cuales ingresan de acuer

do a la variación del voltaje en la línea, este sistema es el más económico pues equivale a un 50% del costo de uno con núcleo ferrosanante.

Las cualidades del núcleo ferrosanante son superiores en lo que se refiere a regulación. También en el contexto de todo el equipo ayuda en las condiciones de operación normal de la línea protegiendo el sistema contra picos, sobretensiones y ruidos debido a que el transformador ferrosanante almacena energía en su campo magnético y en su circuito de condensador; en el caso de que la línea caiga proveerá energía a la carga durante 6 - 10 milisegundos antes de que una caída de voltaje significativa ocurra, esto ayuda en el caso de la transferencia.

Con todas estas ventajas el equipo de núcleo ferrosanante sigue siendo aún muy costoso; por esto será usado el sistema de autotransformador, el cual usa sólo un núcleo y varias etapas de control; el sistema será explicado y construido en el siguiente subcapítulo.

#### 4.2 DISEÑO DEL ESTABILIZADOR DE VOLTAJE DE MAS BAJO COSTO DE FABRICACION.-

La Figura 4.1 muestra un diagrama de bloques del estabilizador de voltaje; el diseño se realizará etapa por etapa; el autotransformador posee cuatro etapas de salida que son ingresadas por la etapa de control, de acuerdo al valor en el que halla descendido el voltaje de entrada.

Primero analizaremos el autotransformador, el cual tendrá cuatro etapas de salida: 3 con diferencias de 10 voltios y una de 15 voltios, las mismas que entrarán al descender o aumentar el voltaje, si este varía 10 voltios a la entrada, o sea si llega a 105 voltios, el control activará la primera etapa, la misma que llevará el voltaje de la salida a 115 Vrms, si nuevamente baja 10 voltios, llegando el voltaje de línea a 95 voltios, el sistema ingresará la segunda etapa para aumentando 10 voltios a la salida, llevando éste nuevamente a 115 Vrms, mantenido de esta forma el voltaje en la carga a 115 Vrms; si la línea aumentara a 130 voltios, el autotransformador activará la cuarta etapa, la cual bajará 15 voltios, colocando nuevamente la carga al valor seguro de 115 Vrms.

Para el diseño del autotransformador usaremos dos

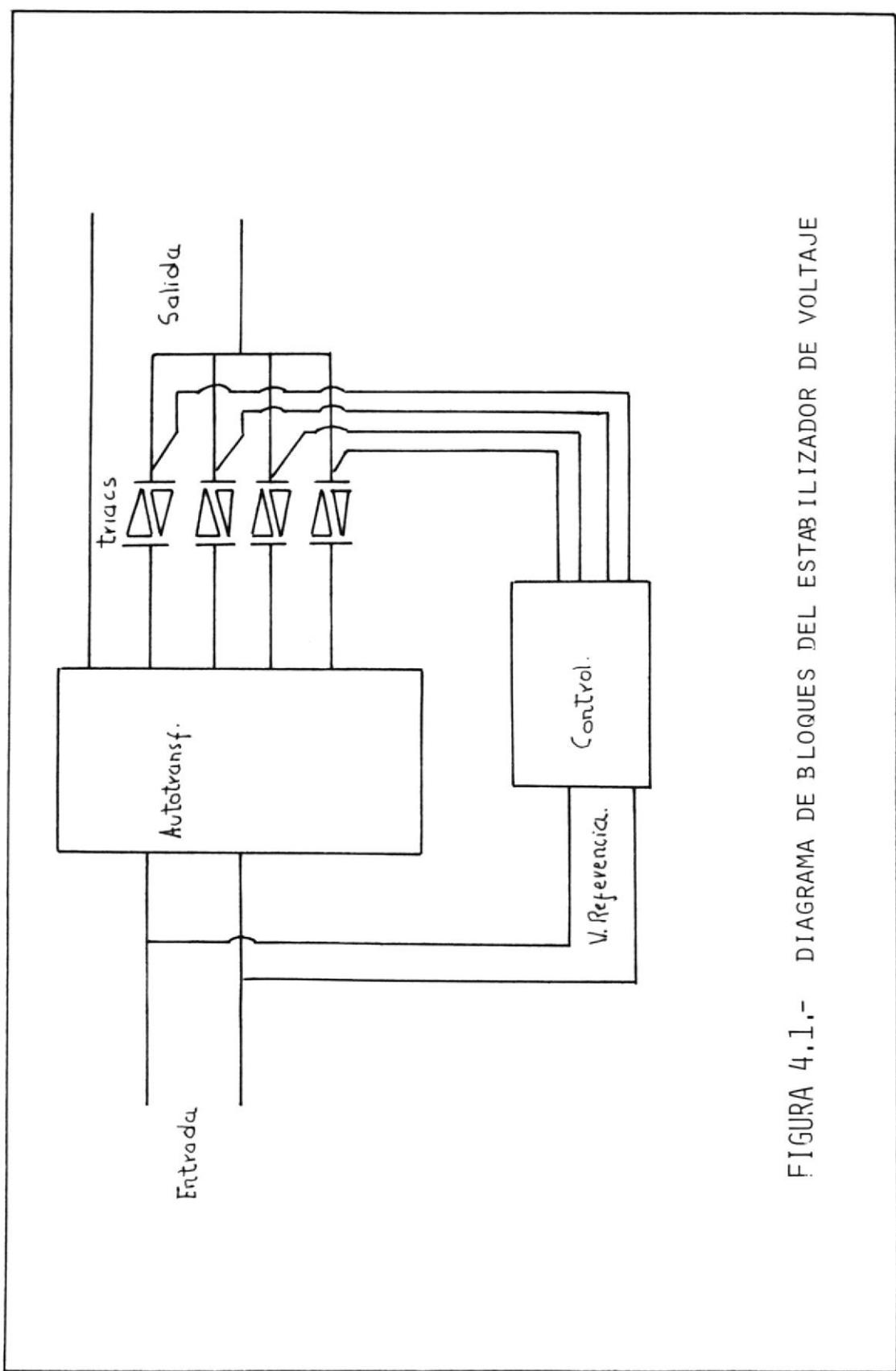


FIGURA 4.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ESTABILIZADOR DE VOLTAJE

ecuaciones básicas; la ecuación de voltaje:

$$V = 4F f_{ANB} \times 10^{-8} \text{ (voltios)} \quad (4.1)$$

F = Factor de forma; para onda senosoidal vale 1.1

f = Frecuencia en Hertz

A = Area de la sección transversal del núcleo en  $\text{cm}^2$ .

N = Número de vueltas

B = Densidad de flujo en gauss (maxwells por  $\text{cm}^2$ )

Reordenando la ecuación 4.1 tenemos:

$$\frac{N}{V} = \frac{10^8}{4.44 fAB} \text{ (vueltas/voltio)} \quad (4.2)$$

y la ecuación de potencia:

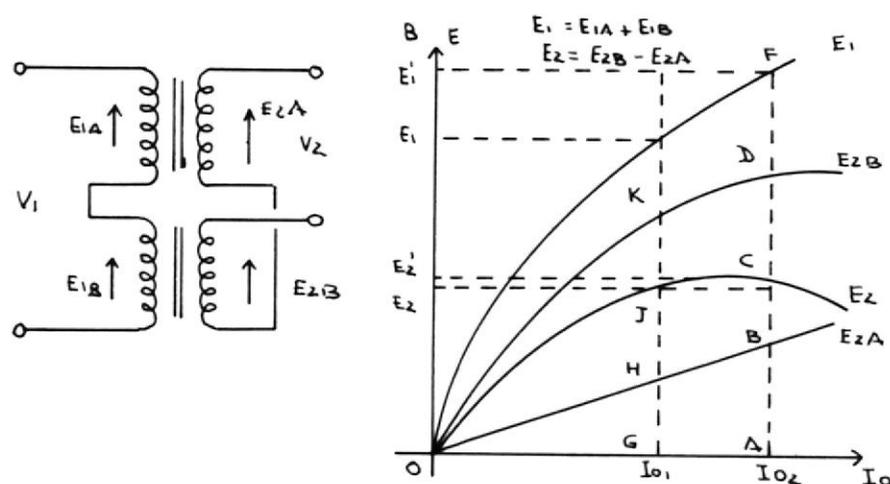
$$P = 0.707 I f W A B \times 10^{-8} \text{ (voltios.Amp)}. \quad (4.3)$$

I = Densidad de corriente del transformador en am perios por  $\text{cm}^2$ .

f = Frecuencia en Hertz

W = Area de la ventana del núcleo en  $\text{cm}^2$

A = Area de la sección transversal del núcleo en  $\text{cm}^2$ .



A. ESQUEMA DE CONEXIONES DEL ESTABILIZADOR A SATURACION MAGNETICA.

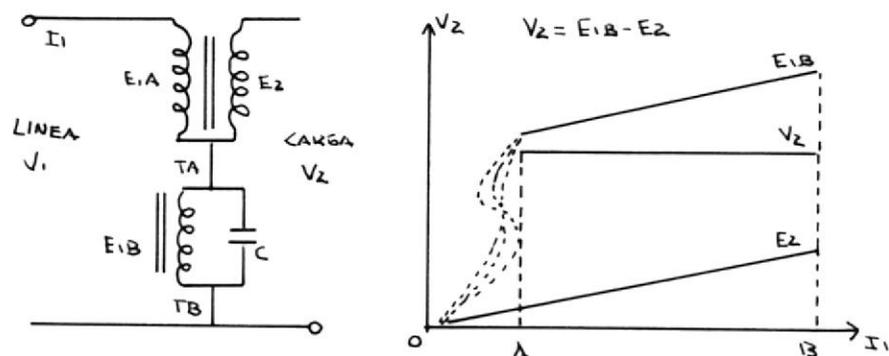


FIGURA 4.2 ESQUEMA DEL ESTABILIZADOR RESONANTE SATURADO.\*

\* VER REF. G. (APENDICE G.)

B = Densidad de flujo en Gauss.

Reordenando la ecuación (4.3) tenemos el producto WA básico para el cálculo del tamaño del transformador:

$$WA = \frac{P \times 10^8}{4.55 JBf} \quad (\text{cm}^4) \quad (4.4)$$

$$WA = \frac{17.26 SP}{fB} \quad (\text{Pulg}^4) \quad (4.5)$$

S = Densidad de corriente en circular mil por amperio.

Para nuestro caso el transformador deberá elevar de 95 voltios  $V_{rms}$  a 115  $V_{rms}$  y las demás etapas serán deducidas de este mismo valor; la frecuencia a la que trabajará es de 60 Hertz; la carga a la salida será de 5 amperios. El máximo de salida es de  $115 \times 5 = 575$  V.A.; la densidad de corriente (S) a ser usada es de 1000 amperios x  $\text{pulg}^2$ . Cuando la entrada esté en 95  $V_{rms}$  la salida deberá compensar con 20 voltios en  $N_2$ , lo que equivaldría a:  $20 \times 5 = 100$  vatios; asumiendo un 90% de eficiencia del transformador, la

entrada necesaria para 100 vatios es de  $\frac{100}{0.9} = 110$  vatios; la corriente en  $N_1$  incluyendo pérdidas es de  $100 \text{ vatios} \div 95 = 1.1$  amperio;  $N_1 = 1.1 \times 1000 - \frac{\text{circular mil}}{\text{amperio}} = 1000$  circular mil que equivale a un alambre # 20 AWG.

El alambre a ser usado en  $N_2$  es igual entonces - a:

$$N_2 = 1000 \left( \frac{\text{Circular mil}}{\text{amperio}} \right) \times 5 \text{ amperios} = 5000 \text{ (circular mil)} \text{ que equivale a un alambre \# 13 AWG.}$$

Ahora calcularemos el tamaño del núcleo, usando - un núcleo común de acero silicio cuya densidad - de flujo B es de 14.000 Gauss. El factor WA será entonces:

$$WA = \frac{17.26SP}{fB} = \frac{17.26 (100) (1000)}{(60) (14000)} = 2.05 \text{ pulg}^4.$$

$$WA = 2.05 \text{ pulg}^4 \frac{(2.54)^4 \text{ cm}^4}{1 \text{ pulg}^4} = 85.32 \text{ cm}^4$$

$$W = (1.0 (5.5)) = 5.5 \text{ cm}^2 = 0.85 \text{ pulg}^2$$

$$A = (3.8) (4.5) = 171.1 \text{ cm}^2 = 2.65 \text{ pulg}^2$$

El número de vueltas por voltio es:

$$\frac{N}{V} = \frac{3.88 \times 10^6}{fAB}$$

$$\frac{N}{V} = \frac{3.88 \times 10^6}{60 \times (2,65) \times (14000)} = 1,74 \frac{\text{vueltas}}{\text{voltio}}$$

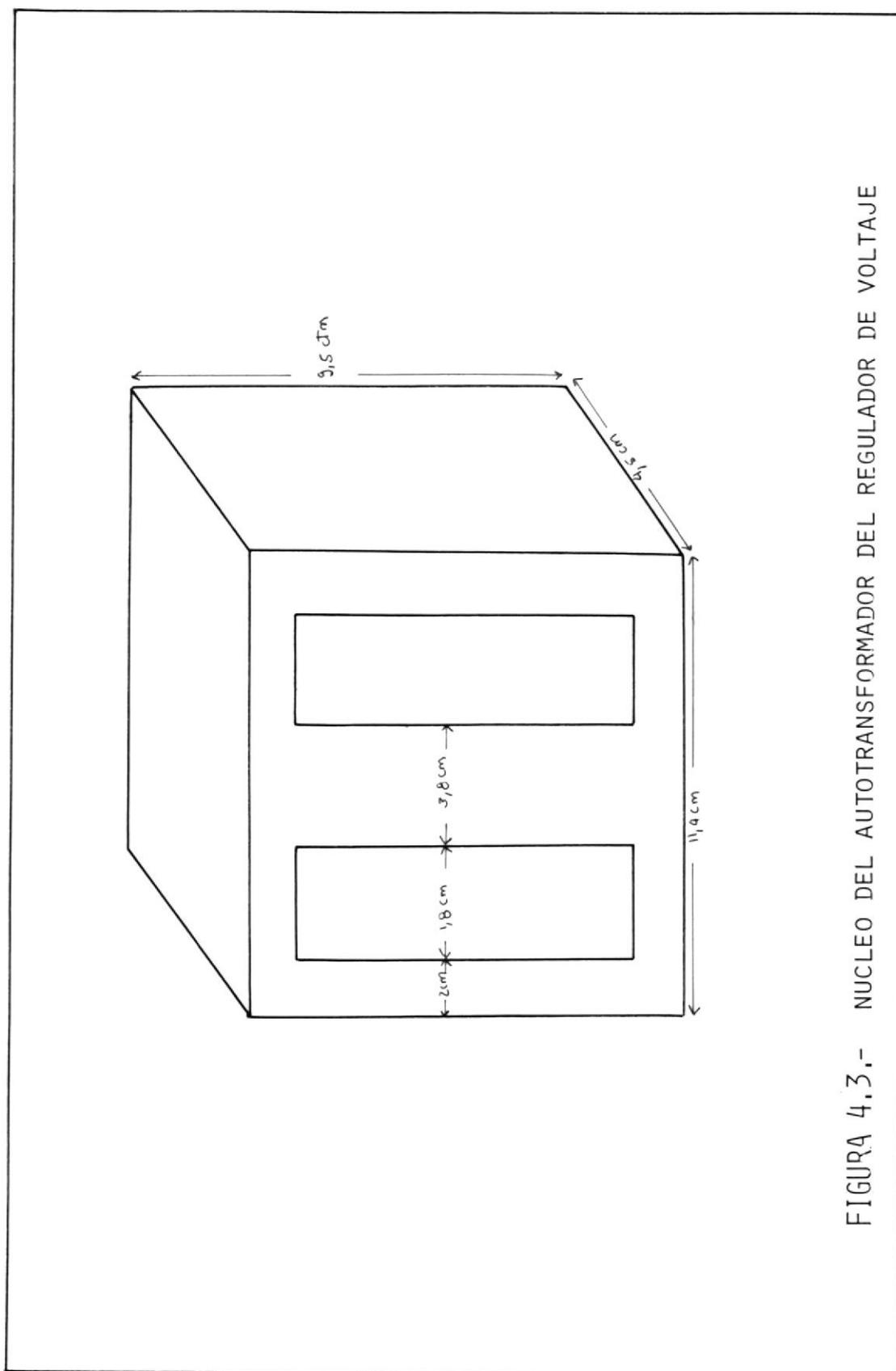
$$N_1 = 95 \text{ voltios} \times 1,74 \frac{\text{vueltas}}{\text{voltio}} = 165,3 \text{ vueltas}$$

$$N_2 = 20 \text{ voltios} \times 1,74 \frac{\text{vueltas}}{\text{voltio}} = 36 \text{ vueltas}$$

Una vista del autortransformador se puede ver en las Figuras 4.3 y 4.4 y un diagrama del circuito en la Figura 4.5, la forma de onda a la salida se observa en la Figura 4.6.

Dos etapas del autotransformador se tomarán a 18 vueltas y la tercera para el caso de subidas de voltaje en 30 vueltas.

En el apéndice A se detallan las características de diseño de los transformadores.



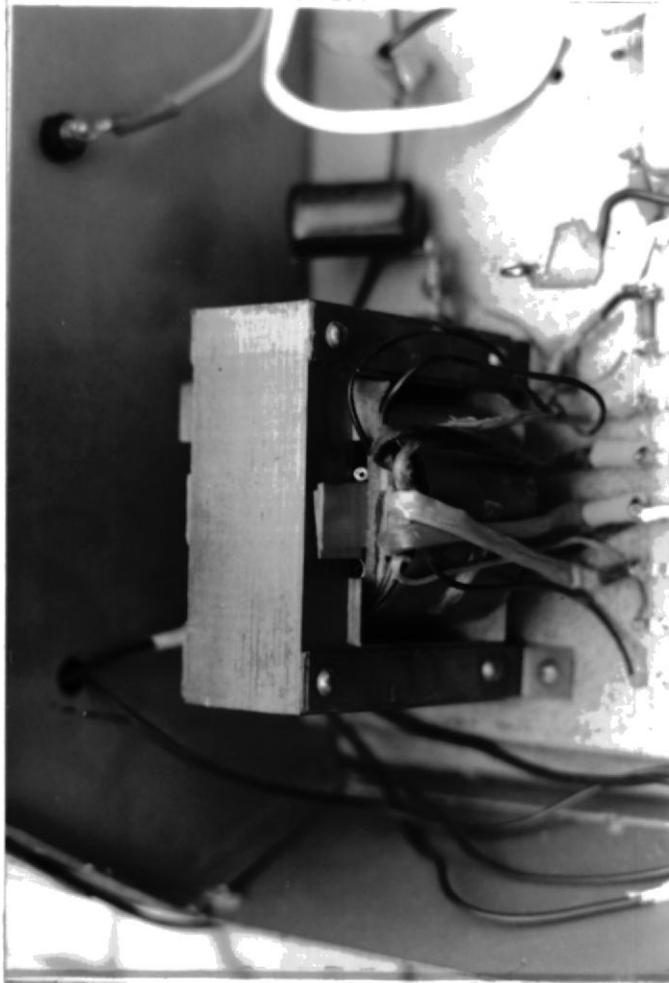
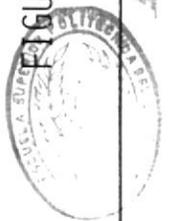


FIGURA 4.4.- VISTA SUPERIOR DEL AUTOTRANSFORMADOR



BIBLIOTECA



BIBLIOTECA

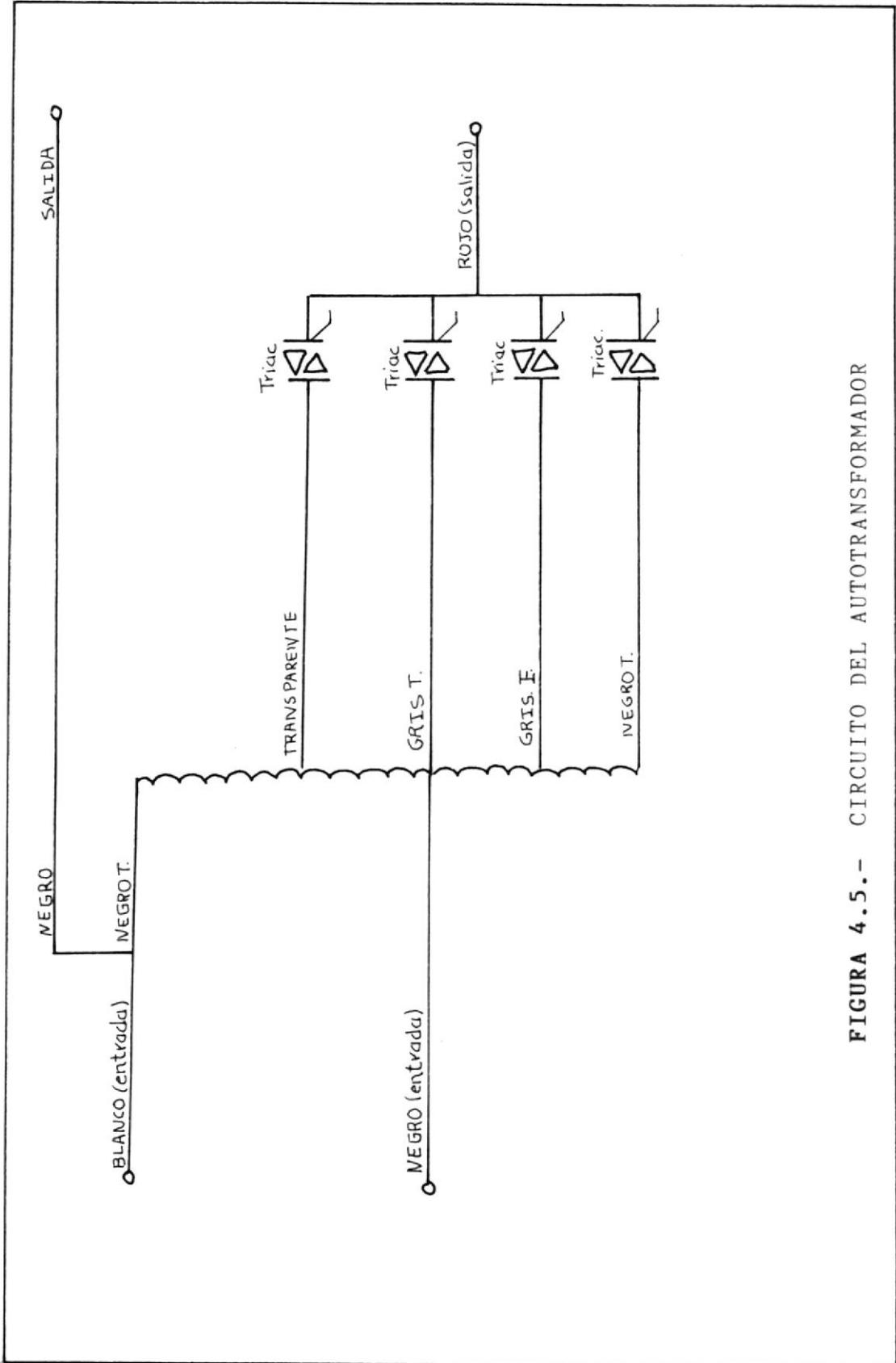


FIGURA 4.5.- CIRCUITO DEL AUTOTRANSFORMADOR



100 Voltios/ División ; 5 mseg/división

FIGURA 4.6,- VOLTAJE A LA SALIDA DEL REGULADOR DE VOLTAJE

Para activar las diferentes etapas para aumentar o disminuir el voltaje a suministrarse, lo hacemos utilizando comparadores de voltaje del tipo ventana para el rango entre 95 y 135  $V_{rms}$  que es el rango de regulación, de acuerdo al valor de voltaje de línea que se tenga; el comparador de ventana correspondiente a ese valor de voltaje, presentará a la salida un nivel de voltaje de cero voltios que activará el Triac correspondiente; esto se puede ver en los gráficos de las Figuras 4.7.A y 4.7.B.

El comparador de ventana opera de tal forma que cuando el voltaje de comparación está entre  $V_H$  y  $V_L$  el comparador presentará un cero a la salida, mandando a saturación el transistor y activando de esta manera el triac, como lo indican los gráficos 4.7.C y 4.7.D.

$$V_H < V_i < V_L \quad V_{salida} = 0 \text{ volts.}$$

se activará de la siguiente manera:

130V	cuando	12.5	<	$V_i$	<	13.5
115	cuando	11	<	$V_i$	<	12.5

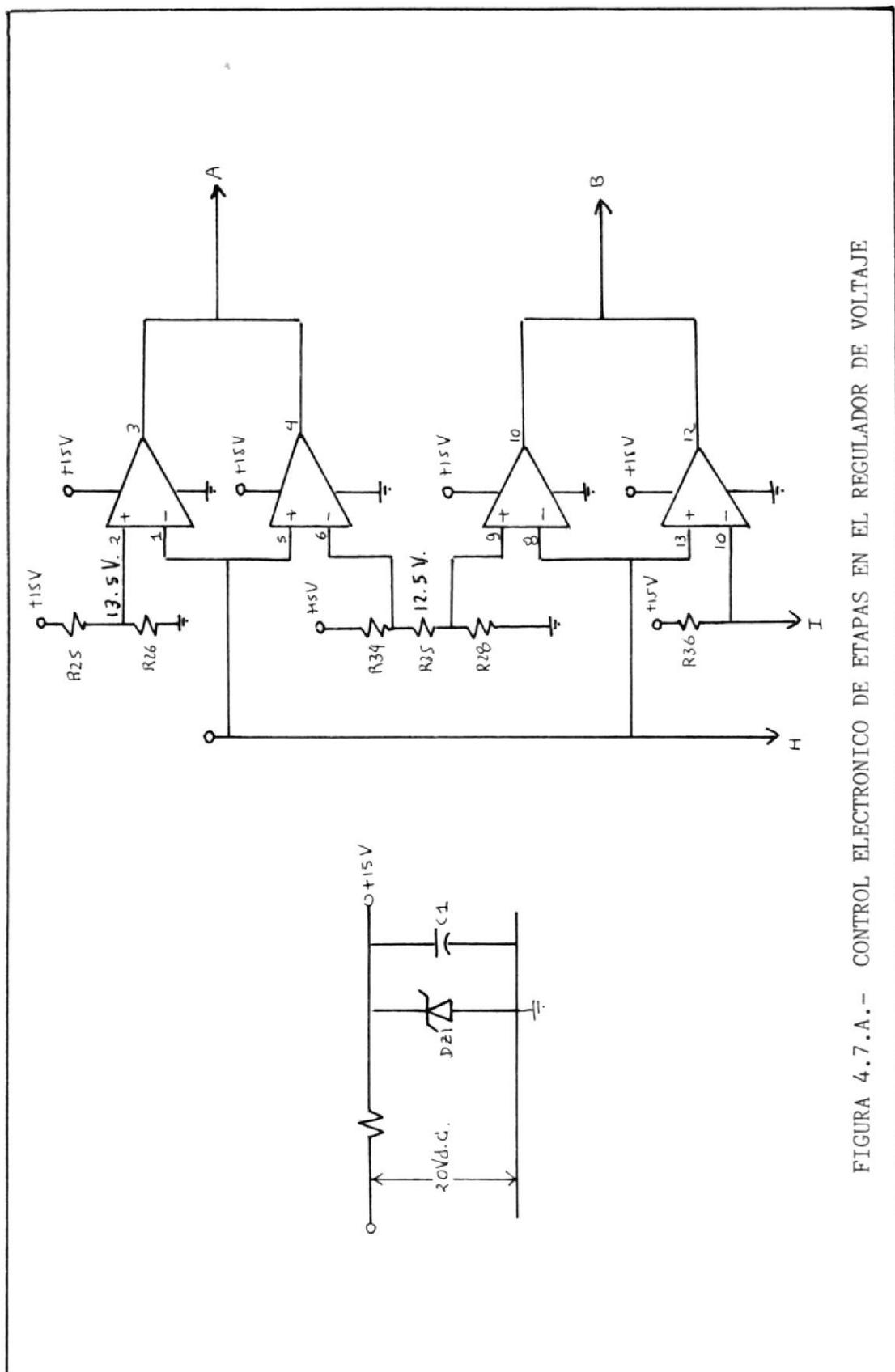


FIGURA 4.7.A.- CONTROL ELECTRONICO DE ETAPAS EN EL REGULADOR DE VOLTAJE

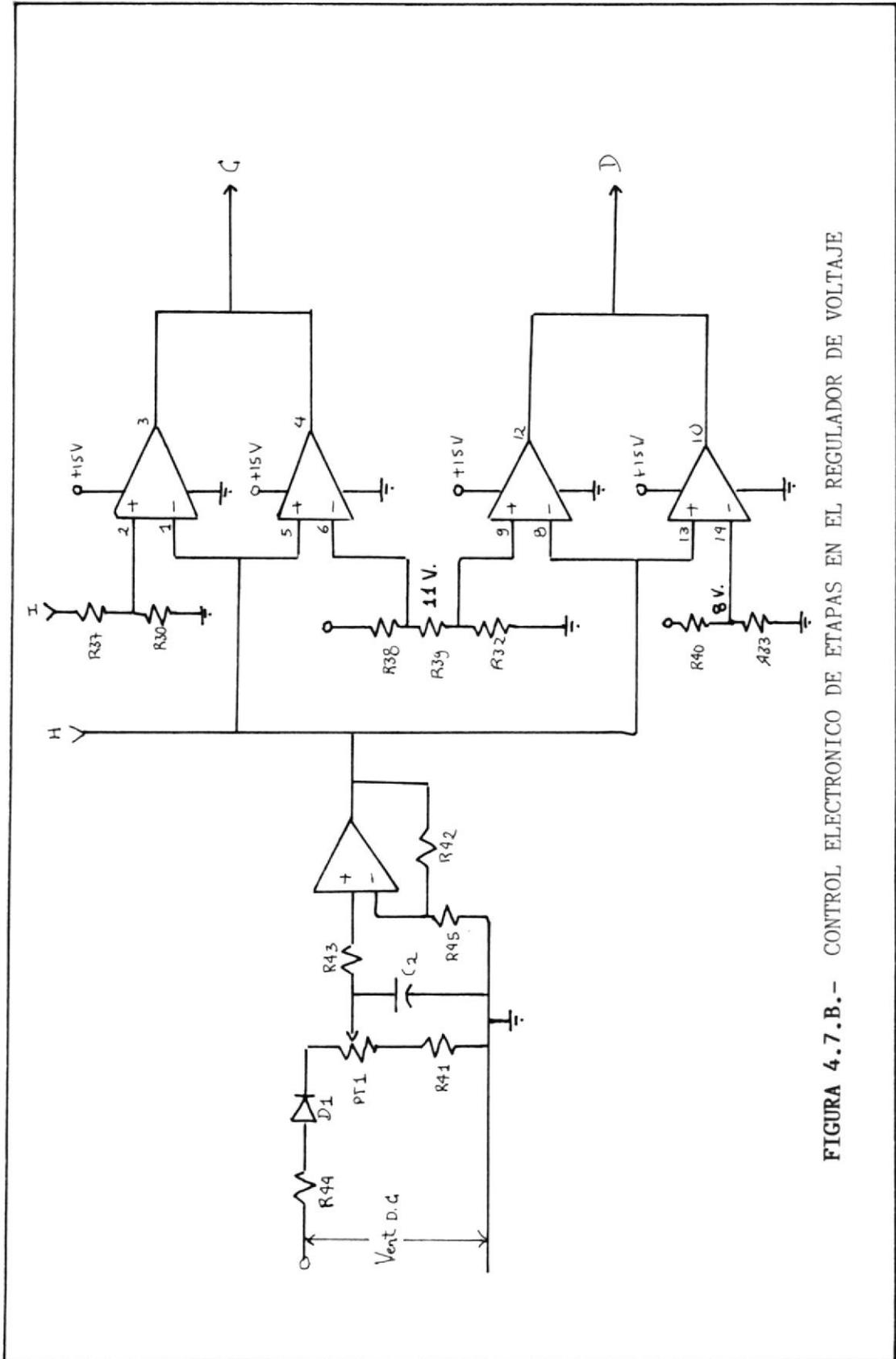


FIGURA 4.7.B.- CONTROL ELECTRONICO DE ETAPAS EN EL REGULADOR DE VOLTAJE

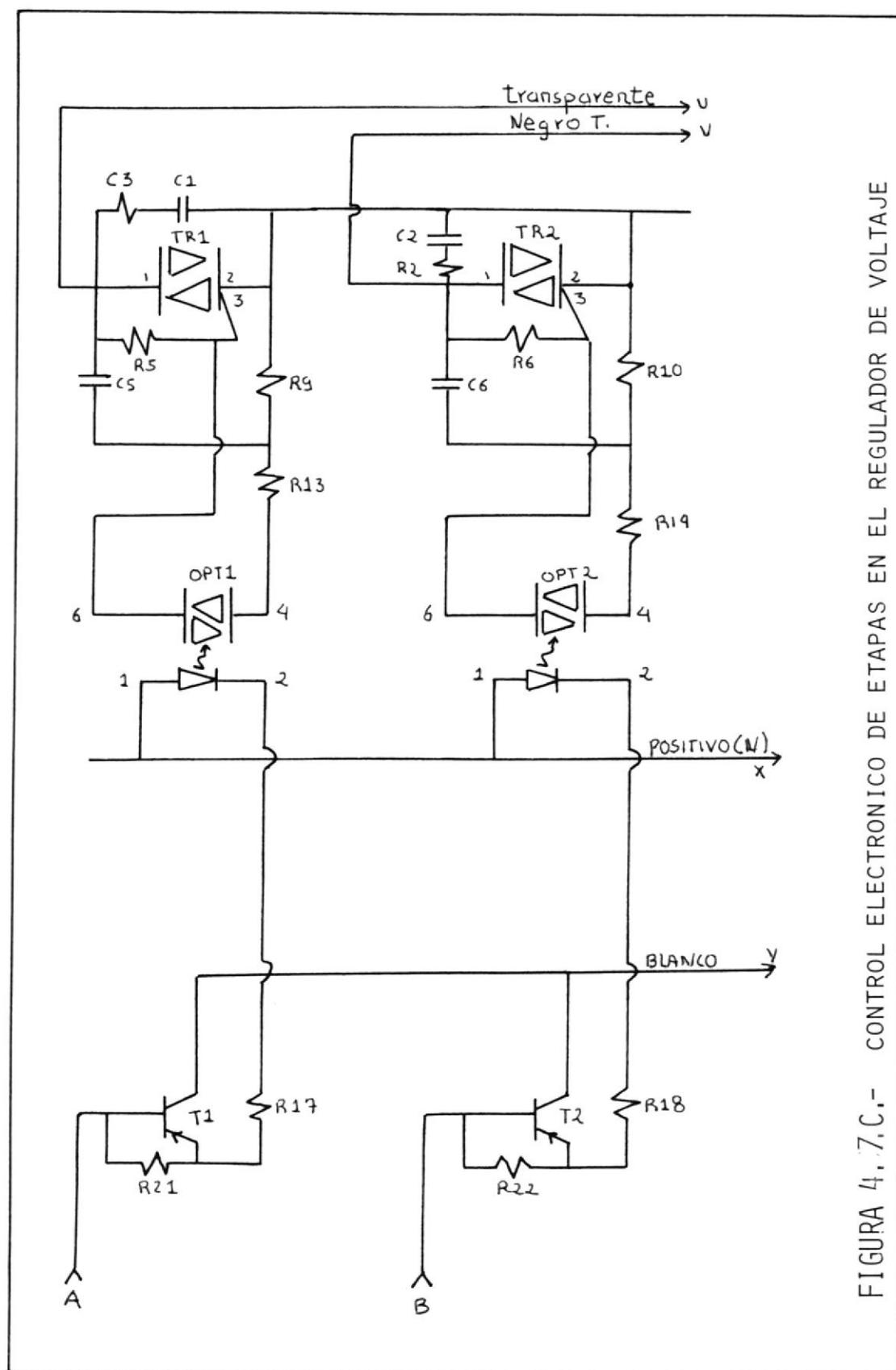


FIGURA 4.7.C.- CONTROL ELECTRONICO DE ETAPAS EN EL REGULADOR DE VOLTAJE

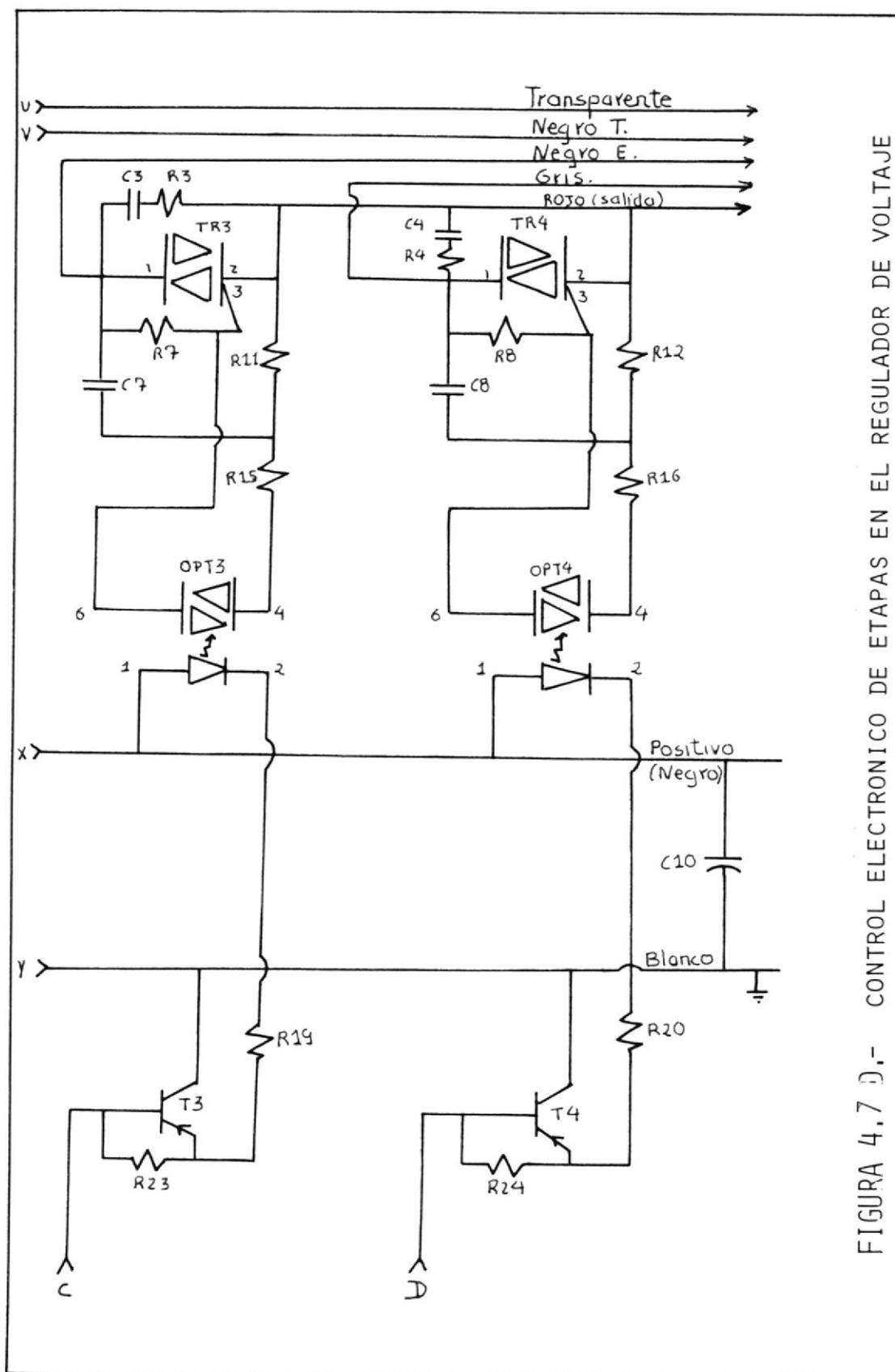


FIGURA 4.7 D.- CONTROL ELECTRONICO DE ETAPAS EN EL REGULADOR DE VOLTAJE

105 cuando  $10 < V_i < 11$

95 cuando  $8 < V_i < 10$

Cada vez que se activa una salida de los comparadores de ventana estos mandan a saturación a los transistores que le corresponden, activando los optoaisladores los cuales envían el pulso que encenderá el triac permitiendo el ingreso de las etapas del autotransformador correspondiente.

Durante el cebado, la zona de conducción se reduce a una parte del cátodo vecinal al electrodo de mando. Si el circuito externo impone durante esta fase un crecimiento rápido de la intensidad, la densidad de corriente en la zona de cebado puede alcanzar un valor importante.

Paralelamente, el descenso de la caída de tensión - en el tiristor, durante la conmutación del estado - bloqueado al de conducción, no se efectúa en forma instantánea. Por consiguiente, habrá momentos en que presente simultáneamente valores elevados de corriente y de tensión. En función de estos dos parámetros la potencia instantánea podría alcanzar valores muy altos, la energía disipada en un volumen reducido daría lugar entonces a un calentamiento con-

siderable que de alcanzar el límite térmico crítico, destruirá la zona conductora por fusión del silicio, es la destrucción por  $di/dt$ ; este también depende de las condiciones de puerta. El convenio consiste generalmente en alimentar la puerta a 20 V con un resistor en serie de  $20\Omega$  (o en hacer  $I_G$  algunas veces mayor que la  $I_G$  mínima de cebado).

Si hay un riesgo de aparición de  $di/dt$  elevadas será necesario asegurarse del rápido establecimiento a un valor suficientemente alto de corriente de puerta de cebado. Si se presentara el caso en que la  $di/dt$  pudiese llegar a sobrepasar el valor límite indicado por el fabricante, se podría proteger el tiristor añadiendo una pequeña inductancia en serie. Lo mejor parece ser el uso de una inductancia saturable. Mientras no está saturada, la inductancia deja pasar solo una intensidad reducida de corriente, una vez saturada, se convierte en corto circuito. En definitiva, lo que se consigue es retardar el establecimiento de la corriente principal. El tiristor, tras este retardo, disipa una potencia menos importante ya que la superficie conductora es mayor, con lo que podrá aceptar valores más altos de energía.

Una velocidad excesiva de crecimiento de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo (es la  $dv/dt$ ) amenaza con provocar el cebado del tiristor bloqueado, en ausencia de señal de puerta. Este fenómeno se debe a la capacidad interna del tiristor que se carga - con una corriente  $i = c' dv/dt$  la cual, si  $dv/dt$  es grande, puede ser suficiente para lograr el cebado.

La  $dv/dt$  admisible varía considerablemente con la - temperatura, generalmente, aumenta con todo lo que tiende a dificultar el cebado. Así, por ejemplo, - la introducción de un resistor en paralelo con la - puerta, que reduce la sensibilidad del tiristor, mejora la relación  $dv/dt$ . Gracias a la tecnología - "Emisor cortocircuitado" se fabrican actualmente tiristores que soportan 500 V/us.

Por otra parte, la  $dv/dt$ , al crear una corriente capacitiva aplicada a la puerta actúa sobre el tiempo de cebado  $t_d$  del tiristor, que varía mucho cuando la corriente de cebado es muy débil. Por ello, la  $dv/dt$  que soporta el tiristor depende de la tensión final del ánodo: un determinado tiristor que no admita más que 50 v/us para una tensión final de 500V admitirá 100v/us cuando la tensión final sea de 300v.

El método usado para calcular la red RC de protección es el de la RCA. Los valores de R y C se obtienen en función de la corriente I en la carga - (en amperios eficaces) y de la  $dv/dt$  admisible, para distintos valores de la tensión de cresta, a partir del esquema de la Figura 4.8, las rectas de trazo lleno se refieren al condensador C y las de trazo discontinuo al resistor R. Para utilizar el ábaco, basta elegir el diagrama correspondiente a la tensión deseada y proceder como sigue:

- a) Trazar una vertical a partir del valor nominal previsto de corriente;
- b) Anotar la intersección de esta vertical con la recta oblicua de la  $dv/dt$  admisible en trazo lleno, obteniendo en ordenadas, en la escala de la izquierda, el valor de C en microfaradios.
- c) Anotar la intersección con la recta de  $dv/dt$  a trazo discontinuo leyendo el valor de R en ohmios en la escala de la derecha.

Para nuestro caso, el valor del voltaje es de 120 voltios (200 V. de cresta); en el ábaco encontramos para un valor de corriente de 10 amperios efi-

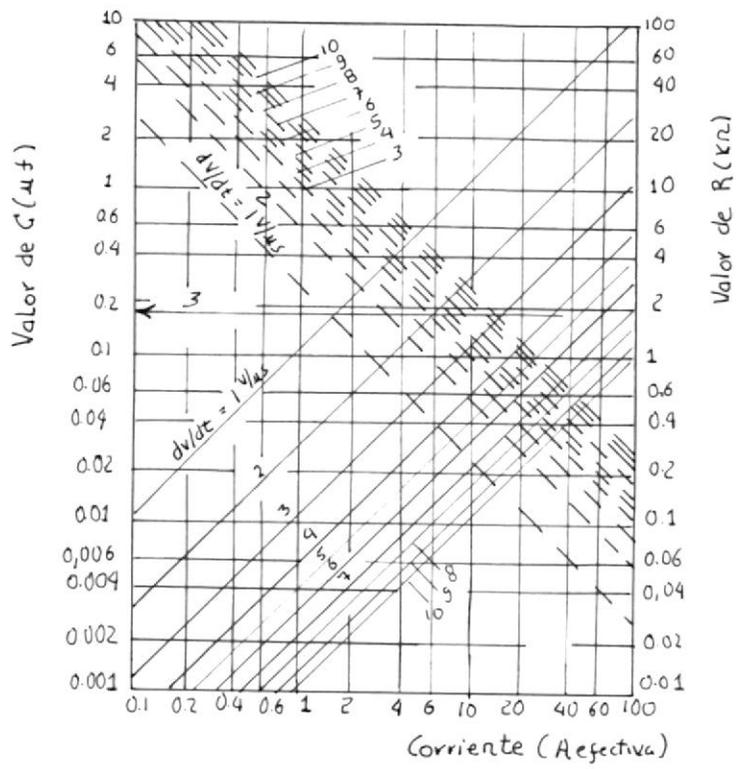


Fig. 4.8. Abaco para el cálculo de la Red R.G.

caces una resistencia  $R = 0,1 \Omega$  y una capacitancia  $C = 0,1 \text{ uf.}$

Para la elección de los optoaisladores se empleó los del tipo optotriac, específicamente el ECG 3049 cuyas características son: un voltaje de aislamiento de 7500 voltios; o sea que puede aislar el circuito de control del de fuerza en ese valor; soporta hasta un máximo de 330 milivatios; el led encargado de enviar la señal soporta una corriente de 50 miliamperios; su elección se hizo en base a las características necesarias de disparo de los triacs.

#### 4.3 CONSTRUCCION DEL ESTABILIZADOR DE VOLTAJE Y OPTIMIZACION DEL MISMO.-

Dos partes son básicas dentro del proceso de construcción del estabilizador de voltaje, la una es el auto-transformador y la otra la sección de selección electrónica de etapas.

Para la construcción del autotransformador se utilizan los siguientes materiales:

Un núcleo de acero-silicio-níquel de 9,5 x 11,4 x 4,5 ctms.

Dos libras de alambre AWG # 20

Dos libras de alambre AWG # 18

Un pliego de papel encerado

Un pliego de cartulina plástica

Un taco de madera de 4,5 x 3,8 x 5,5 ctms.

Un cuarto de litro de laca

El proceso de construcción del autotransformador es el mismo que el detallado en el capítulo tres para el caso del transformador, sólo que este requiere salidas desde los puntos que corresponden a las etapas de selección del autotransformador, estas salidas se numeran y corresponderán a cada paso que el sistema accionará cuando suceda una subida o bajada de voltaje.

En la parte que corresponde a la sección electrónica se utilizará la siguiente lista de materiales.

Nº UNIDADES	DESCRIPCION	CODIGO	SIMBOLO
3	Amplificador operacional	ECG997	AP <sub>1</sub> , AP <sub>2</sub> AP <sub>3</sub> .
8	Condensadores 0,1 UF		C <sub>1</sub> ,C <sub>2</sub> ,C <sub>3</sub> C <sub>4</sub> ,C <sub>5</sub> ,C <sub>6</sub> C <sub>7</sub> ,C <sub>8</sub> .
3	Aplificador operacional	ECG997	AP <sub>1</sub> ,AP <sub>2</sub> AP <sub>3</sub> .
1	Resistencia 1/2 Kohmio 1/vatio.		R <sub>25</sub>
2	Resistencia 1 Kohmio 1/2 vatio.		R <sub>34</sub>
8	Resistencias 5 Kohmio, 1/2 vatio.		R <sub>26</sub> ,R <sub>28</sub> , R <sub>30</sub> ,R <sub>32</sub> R <sub>33</sub> .
2	Resistencias 1.8 Kohmio 1/2 vatio.		R <sub>36</sub>
2	Resistencia 2.5 Kohmio 1/2 vatio.		R <sub>38</sub>
1	Resistencia 4,4 Kohmios 1/2 vatio.		R <sub>40</sub>
1	Resistencia 1,0 Kohmio 1/2 vatio.		R <sub>41</sub>

Nº UNIDADES	DESCRIPCION	CODIGO	SIMBOLO
1	Resistencia 10Kohmios, 1/2 vatio.		R <sub>42</sub>
1	Resistencia 15Kohmios, 1/2 vatio.		R <sub>43</sub>
1	Resistencia 82Kohmios, 1/2 vatio.		R <sub>44</sub>
1	Resistencia 50Kohmios, 1/2 vatio.		R <sub>45</sub>
1	Resistencia 27Kohmios, 1/2 vatio.		R <sub>46</sub>
1	Diodo 200 Miliamp.. Germanio.	ECG#110A	D <sub>1</sub>
1	Diodo Zener 15 volt. 5 vatios.	ECG5130A	DZ <sub>1</sub>
1	Potenciómetro 10 Kohmios, 1/2 vatio.		PT <sub>1</sub>
1	Condensador 25 volt. 470 Uf.		C <sub>1</sub>
1	Condensador 25 volt. 100Uf.		C <sub>2</sub>
1	Placa de circuito impre so.		

Nº UNIDADES	DESCRIPCION	CODIGO	SIMBOLO
3	Metros de cable # 10		
4	Soportes para fijar las placas de circui <u>o</u> impreso.		

El proceso de fabricación del circuito impreso, se realiza primero buscando la mejor distribución de cada uno de los componentes que conforman el diseño de control; hecho esto se dibujan todos los caminos que unen los elementos como indica la Figura 4.9, y se saca una fotografía del mismo, con el negativo de la foto tomada se realiza un proceso de foto-sensibilización; en el cual se toma la placa de circuito impreso y se le sumerge en un sensibilizador denominado "Sangre de dragón" utilizado en el arte de foto mecánica, luego se saca la placa y se coloca el negativo de la fotografía encima de él, se lo expone a la luz ul-travioleta, con lo que todo lo que no ha sido expuesto a la luz se desprende y lo que no permanece fijo a la placa de bakelita de esta manera queda hecho el circuito impreso, lo que se realiza a continuación es perforar los huecos donde irán colocados cada uno de los elementos del diseño del control.

N° UNIDADES	DESCRIPCION	CODIGO	SIMBOLO
4	Triacs 10 Amps, 400 V <sub>rm</sub>	ECG5568	TR <sub>1</sub> , TR <sub>2</sub> TR <sub>3</sub> , TR <sub>4</sub>
4	Optoaisladores configuración de triac..	ECG3048	OPT <sub>1</sub> , OPT <sub>2</sub> OPT <sub>3</sub> , OPT <sub>4</sub>
4	Transistores PNP, Silicio.	2N2904	T <sub>1</sub> , T <sub>2</sub> , T <sub>3</sub> , T <sub>4</sub>
4	Resistencias 0,1 ohmio 1/2 vatio.		R <sub>1</sub> , R <sub>2</sub> , R <sub>3</sub> , R <sub>4</sub>
4	Resistencias 390 ohmios 1/2 vatio.		R <sub>5</sub> , R <sub>6</sub> , R <sub>7</sub> , R <sub>8</sub> .
4	Resistencias 820 ohmios 1/2 vatio.		R <sub>9</sub> , R <sub>10</sub> R <sub>11</sub> , R <sub>12</sub>
4	Resistencias 1900 ohmios 1/2 vatio.		R <sub>13</sub> , R <sub>14</sub> R <sub>15</sub> , R <sub>16</sub>
4	Resistencias 1 Kohmio, 1/2 vatio.		R <sub>17</sub> , R <sub>18</sub> R <sub>19</sub> , R <sub>20</sub>
4	Resistencias 4,30 Kohmios 1/2 vatios.		R <sub>21</sub> , R <sub>22</sub> R <sub>23</sub> , R <sub>24</sub>
8	Condensadores 0,1uF, 600 Vdc.		C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub> C <sub>4</sub> , C <sub>5</sub> , C <sub>6</sub> C <sub>7</sub> , C <sub>8</sub> .

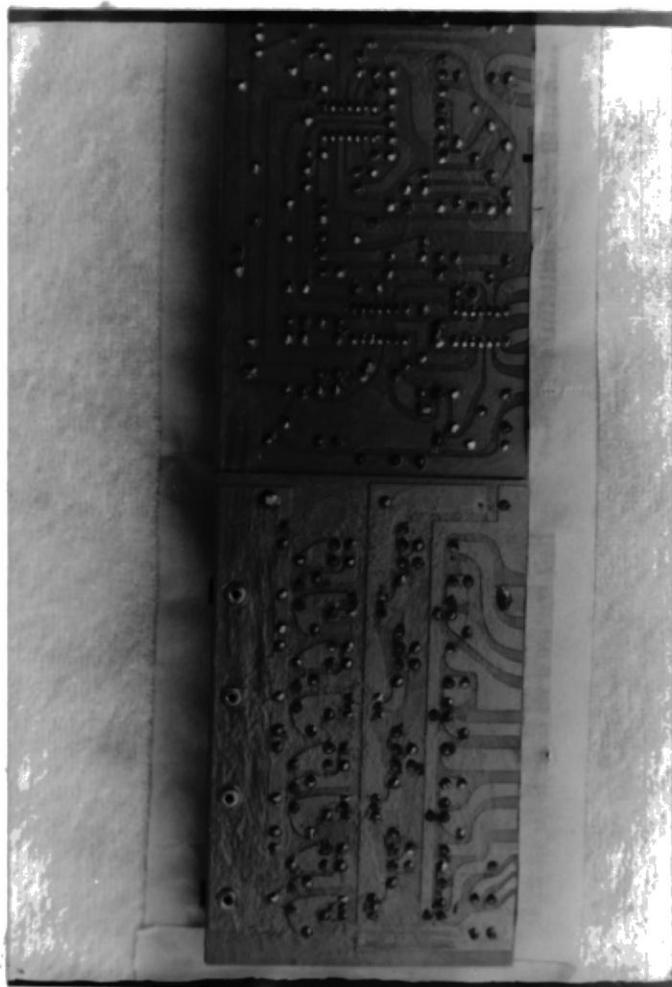


FIGURA 4.9.- VISTA POSTERIOR DEL CIRCUITO IMPRESO



BIBLIOTECA



BIBLIOTECA

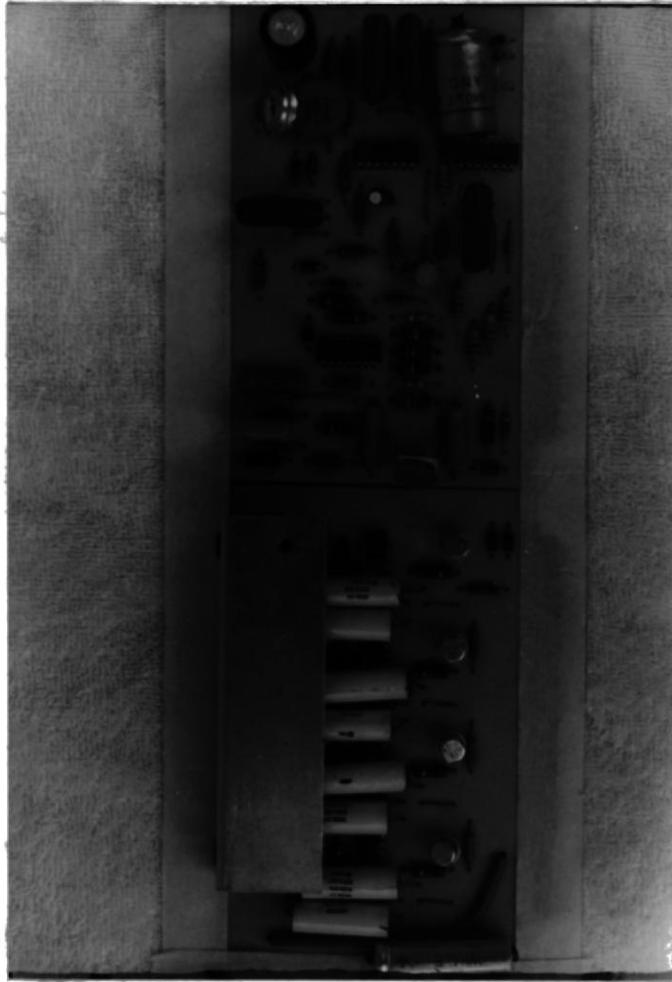


FIGURA 4.D.- VISTA FRONTAL DEL CIRCUITO IMPRESO

## CAPITULO V

### ESTUDIO DE LOS DIFERENTES TIPOS DE SUPRESORES DE INTERFERENCIAS Y TRANSIENTES

#### 5.1 ANALISIS DE COSTOS DE LOS DIFERENTES TIPOS DE SUPRESORES.

Los tipos de filtros que existen en el mercado para bajas potencias son los "ISOBAR" producidos por "TRIPP-LITE", y los "PLOTTER" vendidos por "DATA-SAVE", las dos firmas venden filtros del tipo común y del modo transverso; los de modo común protegen al sistema contra transientes e interferencias entre neutro y tierra; y el de modo transverso protege a la línea con respecto a tierra; el costo de los "ISOBAR" es un 200% mayor que los plotter; debido al uso de mayores etapas de filtrado; diseñaremos el del tipo "plotter".

#### 5.2 DISEÑO DE UN MODELO OPTIMO Y DE BAJO COSTO DE FABRICACION.-

La forma circuital del filtro pasa-bajo está representado en la Figura 5.1; el mismo que estará colocado a la salida del regulador de voltaje.

El condensador  $C_1$  a la entrada del filtro queda en paralelo con todo el equipo de regulación y a la vez con la línea A.C. del sistema de red eléctrica; la impedancia del condensador es  $X_C = 1/j\omega C$ , al asumir un valor de 0,005  $\mu F$  para este condensador, observamos que al aumentar la frecuencia, - la impedancia  $X_C$  del condensador disminuye, hasta casi convertirse en un corto para frecuencias del orden de los MHz, con lo que se impide el ingreso de estas señales de ruido introducidas por equipos o máquinas en los alrededores. Si aún se requiere mayor protección se coloca en serie una inductancia  $L_1$ , la misma que tiene una impedancia  $X_L = j\omega L$ , si se asume una inductancia de valor  $L_1 = 8 \mu H$  observamos que a medida que aumenta la frecuencia de ingreso la impedancia se hace más grande hasta adquirir las características de un circuito abierto, con lo que se limita el ingreso de estas armónicas. Para obtener un filtro eficiente se coloca a la salida un condensador  $C_2$ , que tiene los mismos objetivos que el condensador  $C_1$  y los mismos valores también.

Para el diseño del inductor usaremos la fórmula del toroide la cual es:

$$L(\mu\text{H}) = \frac{a^2 N^2}{9a + 10b + 15c} \quad (5.1)$$

b = Largo de la bobina (pulgadas)

c = Espesor de la bobina (pulgadas)

N = Número de vueltas

D = Diámetro externo de la bobina

d = Diámetro interno de la bobina

$$a = \frac{D \times d}{2} \quad (5.2)$$

De la figura 5.2.B tenemos que b = 1 pulgadas; -  
c = 0,165 pulgadas; d = 0,26 pulgadas y tomando -  
el valor asumido de  $L_I = 8\mu\text{H}$ , calculamos el número  
de vueltas de la bobina:

$$N^2 = \frac{L(\mu\text{h}) (9a + 10b + 15c)}{a^2} \quad (5.3)$$

$$N^2 = \frac{8(\mu\text{H}) \quad 9(0.2) + 10(2) + 15(0.165)}{(0.2)^2}$$

$$N = 69 \text{ vueltas}$$

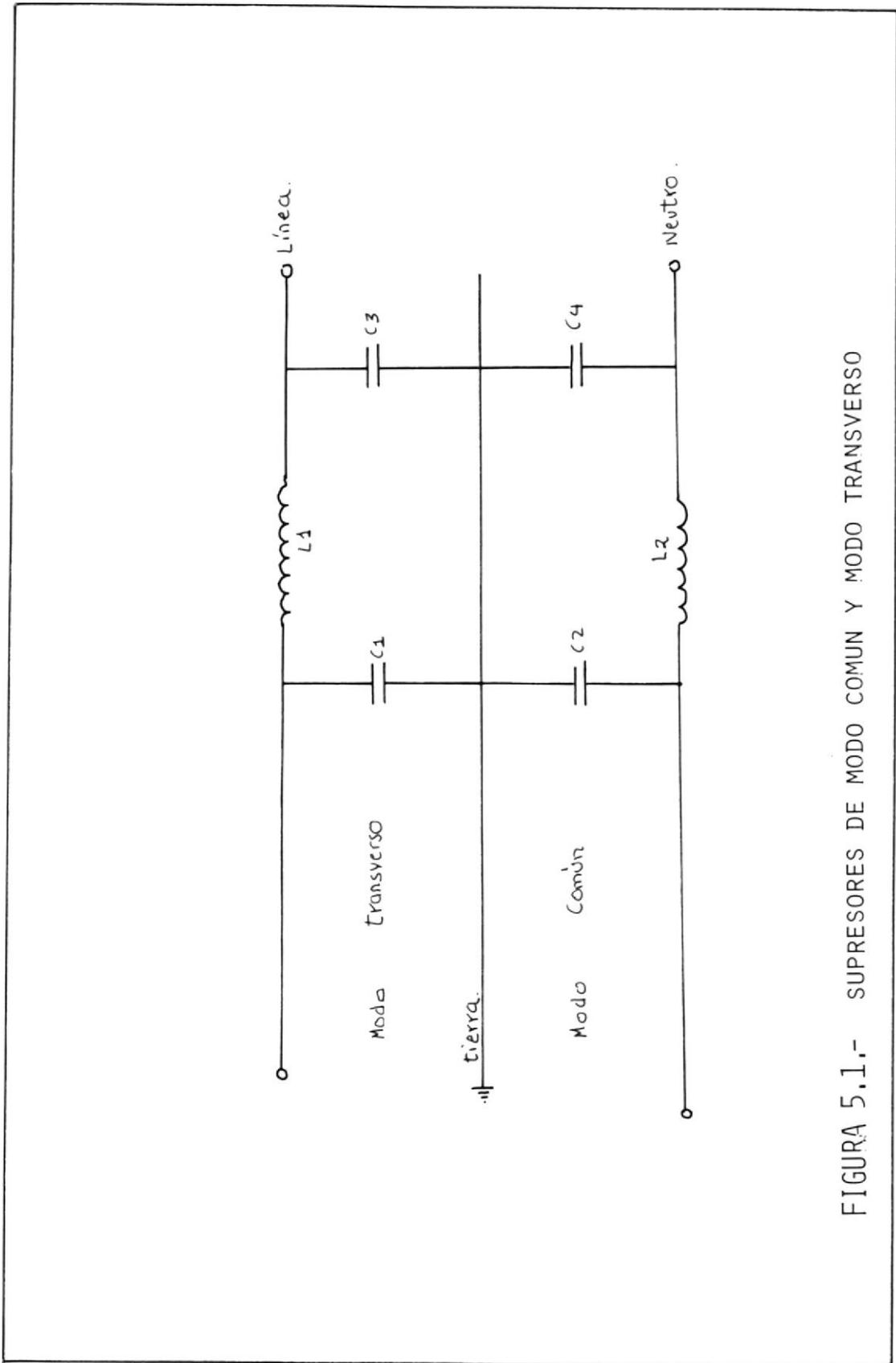
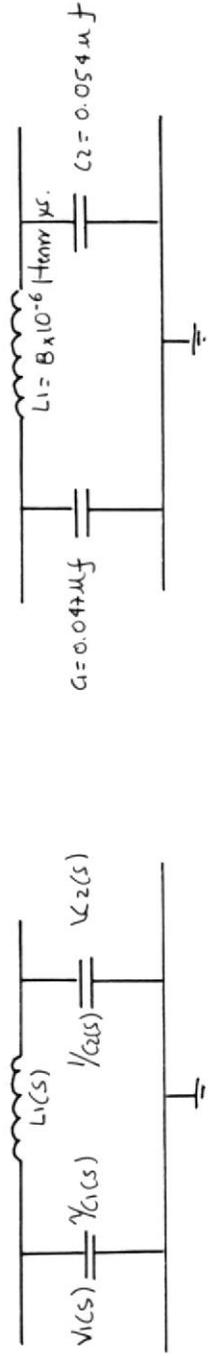


FIGURA 5.1.1.- SUPRESORES DE MODO COMUN Y MODO TRANSVERSO



5.2.A.- CODIGO Y VALORES DE LOS FILTROS

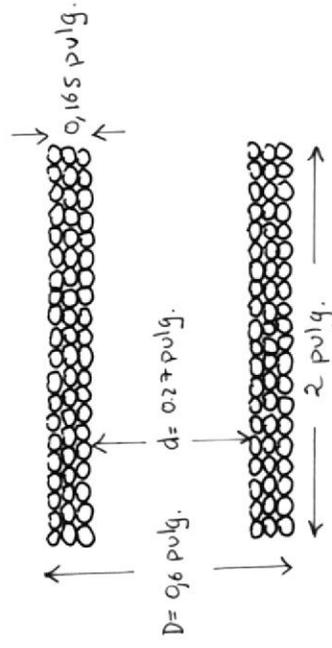


FIGURA 5.2.B.- MEDIDAS DE LA BOBINA DEL INDUCTOR PARA EL FILTRO

### 5.3 CONSTRUCCION Y PRUEBAS DE UN SUPRESOR COMPLETO PARA TRANSIENTES E INTERFERENCIAS.-

En el supresor para su construcción se usarán dos condensadores y una bobina; de los cálculos anteriores hemos deducido el tamaño de la bobina que será de 2 pulgadas de longitud; 0,27 pulgadas de diámetro interno y 0,67 pulgadas de diámetro externo; como tendrá que soportar una carga promedio de 6 amperios usaremos un alamabre AWG # 22, luego haremos tres capas de 23 vueltas dándole la forma de un cilindro hueco. Los condensadores son de 0,005  $\mu$ F; con un voltaje máximo de tensión de 1 Kvoltio para soportar transientes de este valor. Los condensadores y la bobina se instalan en una caja sellada. La lista de materiales es la siguiente:

N° UNIDAD	DESCRIPCION	CODIGO	SIMBOLO
1/2 libra	alamre AWG #22		L1, L2
2	condensadores 0,005 $\mu$ F 1Kvolt.		C1, C2

Una vista del supresor de transientes e interferencias se observa en la Figura 5.3.

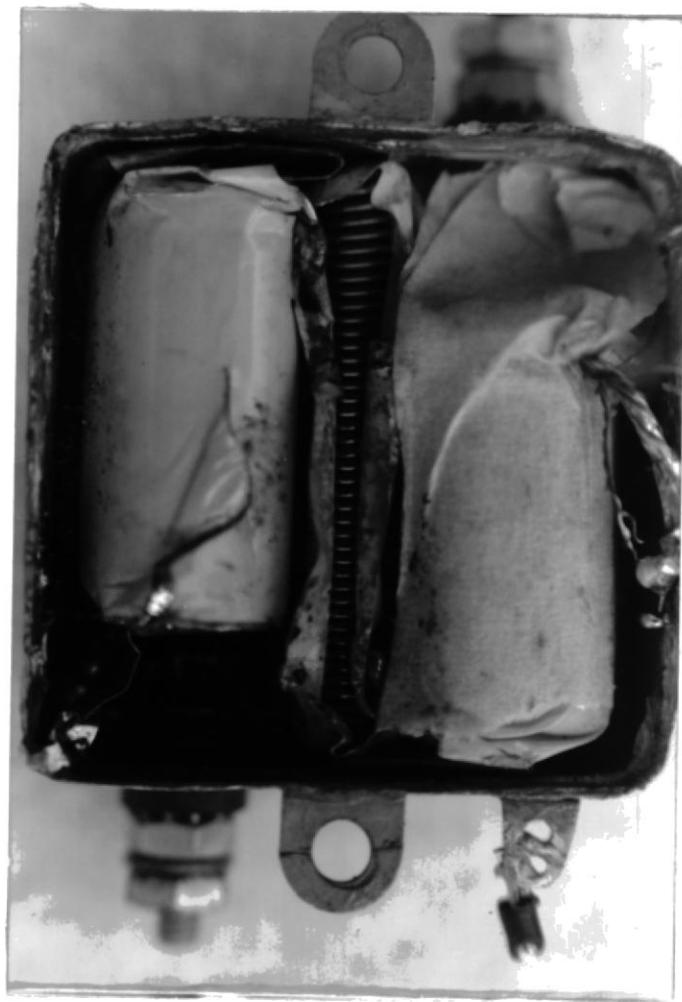


FIGURA 5.3.- VISTA POSTERIOR DEL FILTRO

## CAPITULO VI

### ESTUDIO DE LOS DIFERENTES MODELOS DE TRANSFERENCIA DE - ENERGIA, ENTRE LA LINEA COMERCIAL Y EL INVERSOR

#### 6.1 ANALISIS DE COSTOS DE LOS DIFERENTES MODELOS DE TRANSFERENCIA. -

Los modelos de transferencia se pueden considerar de dos tipos; los estáticos (tiristores); y los de contactores que son los más usados en el mercado.

Los sistemas de transferencia estáticos son los más costosos, exceden en un valor de más del 60% con respecto a los contactores; además los de tiristores - están más expuestos a destruirse, debido a que tienen que soportar variaciones bruscas de corriente , esto hace que el  $di/dt$  sea bastante grande; que es lo que incrementa el costo; además los sistemas de disparo de los tiristores son más complejos. El sistema que usaré será el de contactores, el cual se - accionará cuando el voltaje de línea de carga baje a 80 Vrms, ingresando de esta manera el inversor.

Si la línea regresa y el inversor aún está funcionando, el sistema esperará 10 segundos antes de ingresar nuevamente la línea, esto es con la finalidad de proteger el equipo.

## 6.2 DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE TRANSFERENCIA ENTRE LINEA E INVERSOR.-

El circuito realiza la transferencia en 4 m seg, lo que equivale a 1/4 de ciclo; el circuito detecta la variación de voltaje a través de un transformador de 120/12 V, lo que eleva a la entrada inversora. En la entrada positiva está el valor de referencia, fijado a un valor que corresponde a 80 Vrms; si la línea está sobre los 80 Vrms, la salida del comparador se hace positiva manteniendo activado el relé que mantiene alimentada la carga a través de la línea. Se baja la línea de 80 Vrms, el circuito se hace cero a la salida del comparador, y el relé pasa a la línea inversora. Si durante el funcionamiento del inversor regresa la línea, el comparador pasará al estado de saturación negativa, desactivando el transistor, pero este transistor tiene un circuito RC en la base que impide que el mismo entre al estado de corte inmediatamente; éste se regula para

que lo mantenga durante 10 seg, antes de inactivar el relé y pasar a la línea. El diagrama circuital se muestra en la Figura 6.1, y el circuito construido en la Figura 6.2. Los oscilogramas de transferencia pueden observarse en la Figura 6.3.A y 6.3. B, en dos instantes diferentes.

La siguiente es la lista de materiales a ser usado:

Nº UNIDADES	DESCRIPCION Resistencia, soohms 2 vatios	CODIGO	SIMBOLO R1, R2
1	Resistencia, 1900 ohms		R3
1	Condensador; 0,1 uf 25 volts.		C1
1	Condensador; 100 uf 25 volts.		C2
1	Potenciómetro, 10K ohms 2 vatios.		Pt1
2	Diodos Zener, 15 volts. 1 Amp.	ECG 145A	DZ1, DZ2
1	Puente rectificador 1 Amp.	ECG 5332	PR1
1	Amplificador operacio- nal.	ECG 941	OP1
1	Relé, 13 Amps, 120 VAC 24 Vdc.		A

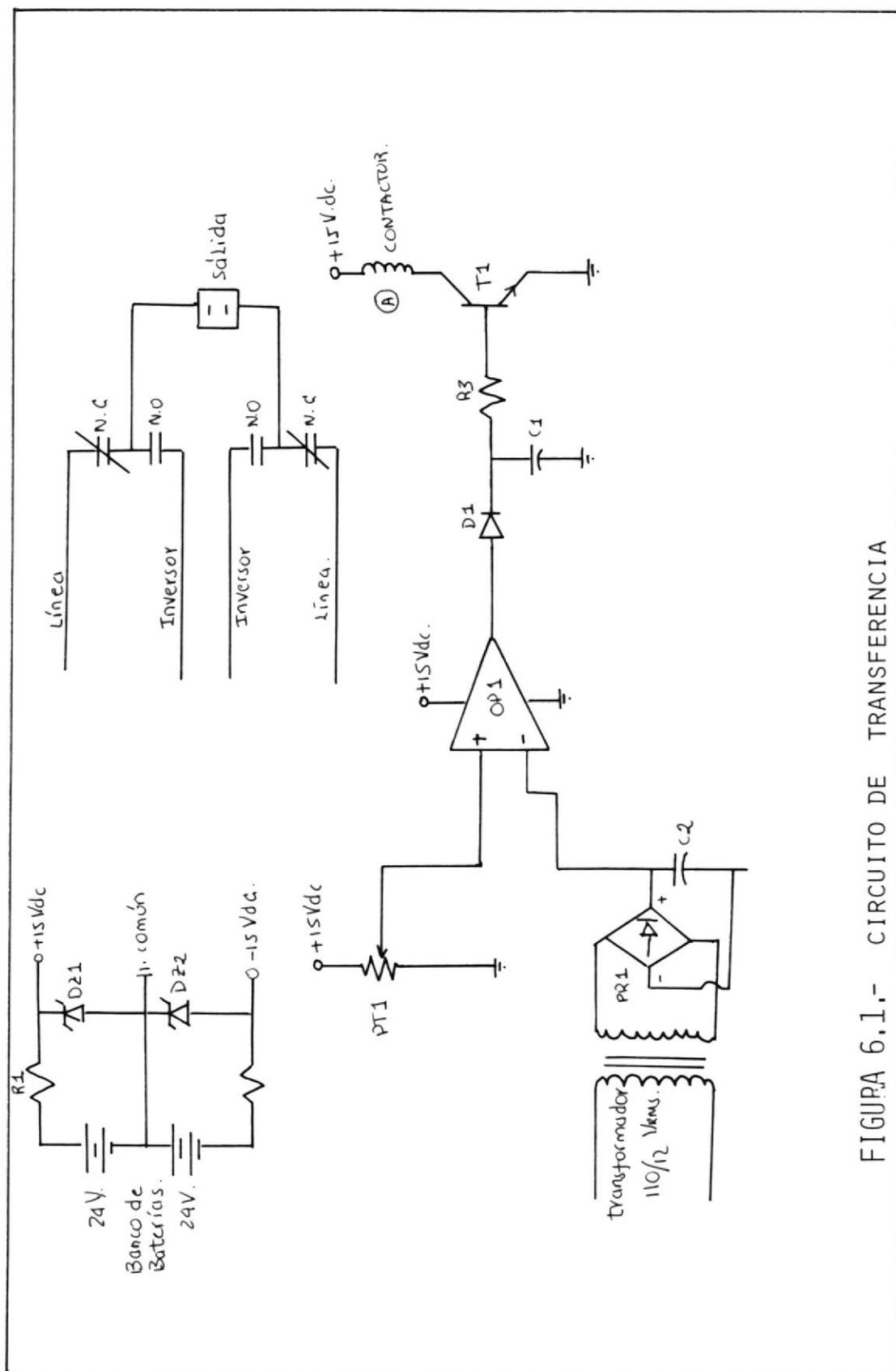


FIGURA 6.1.- CIRCUITO DE TRANSFERENCIA



FIGURA 6.2.- VISTA SUPERIOR DEL CIRCUITO DE TRANSFERENCIA





100 Voltios/División , 5 mseg/división

FIGURA 6.3.A.- OSCILOGRAMA DEL INSTANTE DE TRANSFERENCIA



100 Voltios/división , 5 mseg/división

FIGURA 6.3.B.- OSCILOGRAMA DEL INSTANTE DE TRANSFERENCIA

## CAPITULO VII

### MONITOREO DEL SISTEMA

- 7.1 ESTUDIO DE LOS DIVERSOS TIPOS DE MONITORES, COMO AYUDA AL USUARIO, PARA ADVERTIRLES DEL FUNCIONAMIENTO DEL EQUIPO; TALES COMO; ALARMAS AUDIBLES, LUCES PILOTOS, ETC.

Los diversos tipos de equipos tienen, todos ellos sistemas de advertencia para indicar si el equipo está encendido, si está trabajando la línea o el inversor, si las baterías están cargadas o descargadas; además tienen una alarma audible para indicar que ha habido una baja de tensión o pérdida de línea.

- 7.2 DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA DE MONITOREO.-

Para nuestro equipo es suficiente con indicar la transferencia de línea a inversor, a través de focos pilotos, con sistema de encendido de todo el

equipo, con sus respectivos fusibles de protección y además una botonera que active y desactive la - alarma indicadora de transferencia.

El circuito del sistema de monitoreo y alarmas se muestra en la Figura 7.1, y una vista frontal del mismo en la Figura 7.2.

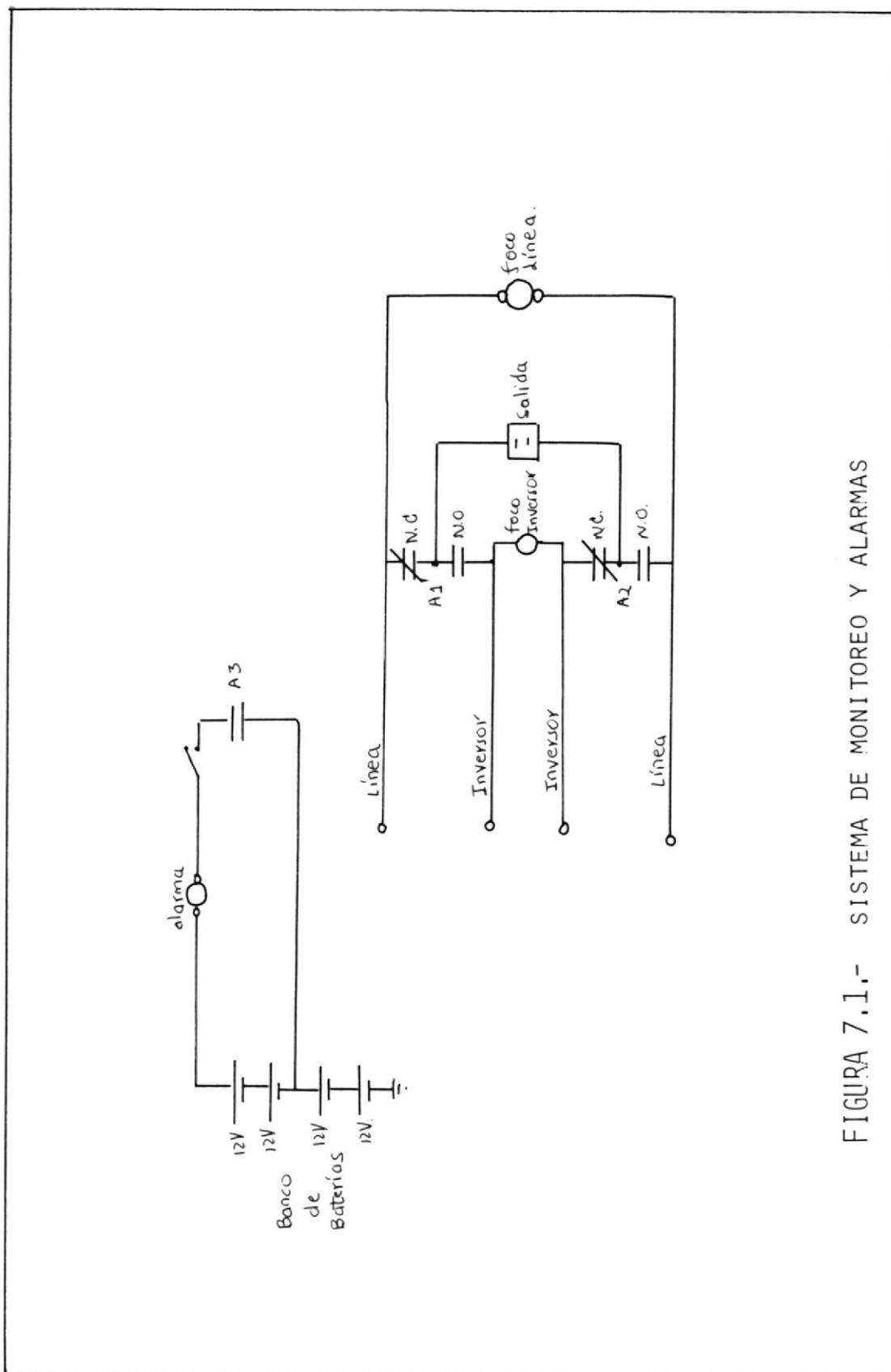


FIGURA 7.1.- SISTEMA DE MONITOREO Y ALARMAS



FIGURA 7.2.- VISTA FRONTAL DEL SISTEMA DE MONITOREO

## CAPÍTULO VIII

### ENSAMBLAJE COMPLETO DE TODAS LAS ETAPAS Y PRUEBAS DEL MISMO

#### 8.1 ANALISIS DEL COSTO DE TODO EL EQUIPO Y OPTIMIZACION DEL MISMO.-

El costo total del equipo, lo analizaré sección por sección, refiriéndome al precio de las partes más importantes en cada sección:

##### INVERSOR:

Transformador - núcleo - cobre	S/.	5.000,00 sucres
Transistores - disipador	"	4.000,00 sucres
Cables - terminales	"	500,00 sucres
		<hr/>
TOTAL	S/.	10.500,00 sucres

##### REGULADOR DE VOLTAJE:

Autotransformador - núcleo-cobre	S/.	8.000,00 sucres
----------------------------------	-----	-----------------

Control	S/. 9.000,00 sucres
---------	---------------------

TOTAL	S/. 17.000,00 sucres
-------	----------------------

FILTROS:

Modo común	S/. 4.000,00 sucres
------------	---------------------

Modo transverso	" 4.000,00 sucres
-----------------	-------------------

TOTAL	S/. 8.000,00 sucres
-------	---------------------

TRANSFERENCIA:

Relé	S/. 3.000,00 sucres
------	---------------------

Control	" 5.000,00 sucres
---------	-------------------

TOTAL	S/. 8.000,00 sucres
-------	---------------------

CARGADOR DE BATERIAS:

Transformador	S/. 4.000,00 sucres
---------------	---------------------

Control	" 5.000,00 sucres
---------	-------------------

TOTAL	S/. 9.000,00 sucres
-------	---------------------

BATERIAS:

4 baterías	S/. 26.000,00 sucres
------------	----------------------

TOTAL	S/. 26.000,00 sucres
-------	----------------------

## MONITOREO:

Luces pilotos	S/.	2.000,00	suces
Botonera	"	4.000,00	suces
Enchufes	"	.800,00	suces
Cordón	"	500,00	suces
		<hr/>	
TOTAL	S/.	7.300,00	suces

## CAJA:

Lámina 1/32"	S/.	10.000,00	suces
Mano de obra	"	6.000,00	suces
		<hr/>	
TOTAL	S/.	16.000,00	suces

Inversor	S/.	10.000,00	suces
Regulador de voltaje	"	17.500,00	suces
Filtros	"	8.000,00	suces
Transferencia	"	7.000,00	suces
Cargador de baterías	"	9.000,00	suces
Baterías	"	26.000,00	suces
Monitoreo	"	7.300,00	suces
Caja	"	16.000,00	suces
		<hr/>	
COSTO TOTAL	S/.	101.300,00	suces
		=====	

En el costo total del equipo no he incluido to

das las pérdidas por pruebas, lo cual hace aumentar el costo del prototipo; pero si se desean producir en serie se rebajarían los costos, y ya no se incluirán pérdidas por pruebas, además se optimizará el equipo utilizando un solo transformador para el regulador, para el inversor y para el cargador; además esto reducirá el tamaño total del equipo.

El equipo, en comparación con el más barato del mercado, el "TRIPP-LITE", es mucho más económico; el costo se reduce en aproximadamente un 155%, y en comparación con el resto de los equipos en un 400%; por lo que si es rentable producir el equipo.

Las medidas de la caja son:

Largo	70 ctms.
Ancho	75 ctms.
Alto	20 ctms.

Esto se indica en la Figura 8.1. En la Figura 8.2, se muestra una vista superior de la caja y en la Figura 8.3, una vista lateral interna de la misma.

El peso es de 80 libras

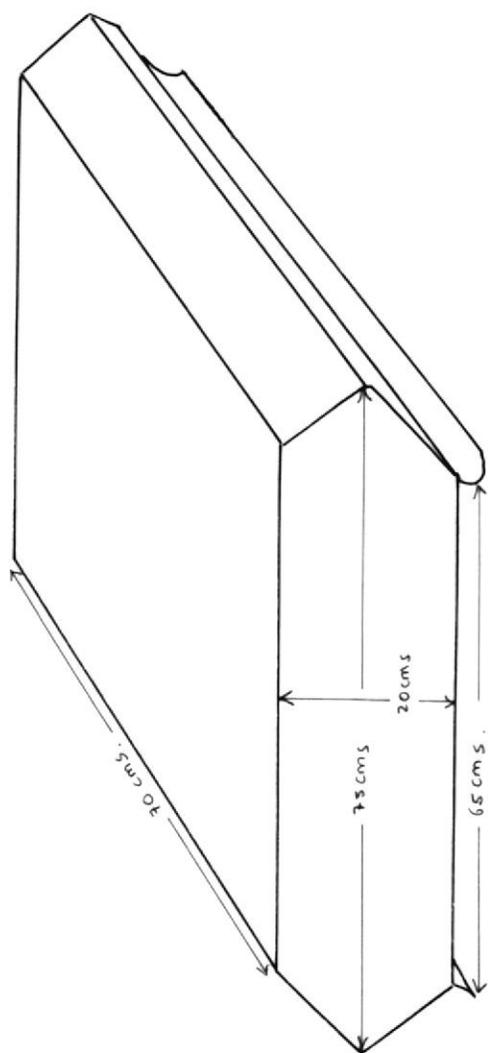


FIGURA 8.1.- MEDIDAS DE LA CAJA DE LA FUENTE DE EMERGENCIA



FIGURA 8.2.- VISTA SUPERIOR DE LA CAJA DE LA FUENTE DE EMERGENCIA

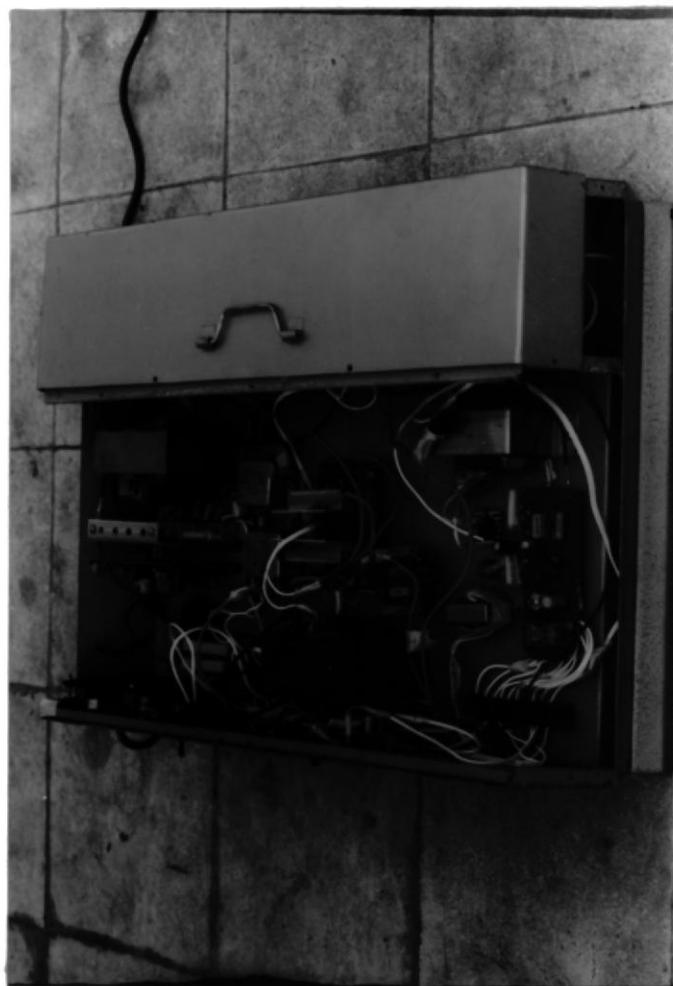


FIGURA 8.3.- VISTA LATERAL INTERNA DE LA CAJA DE LA FUENTE DE EMERGENCIA

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

De todo el trabajo realizado anteriormente se sacan las siguientes conclusiones y recomendaciones:

1. Aunque el trabajo es bastante extenso, he tratado de integrar los principales aspectos de cada parte del equipo en su capítulo correspondiente.
2. Uno de los principales inconvenientes fue el aspecto económico, debido a que el proyecto requiere bastante material y tiempo como para solventarlo un solo estudiante, además siendo un proyecto el costo del equipo se duplicó debido a las pruebas en las que como es normal se pierden muchos elementos por fallas técnicas y humanas. Así y todo los gastos realizados, el equipo construido es mucho más económico que los existentes en el mercado.
3. Otro de los inconvenientes es la dificultad para obtener información técnica (no publicitaria) de las fuentes de emergencia; parte del equipo es desa-

rrollado en base a las características, dadas por los vendedores, que al ser comparadas con diseños existentes en libros e informes de tipo técnico - dió los resultados deseados.

4. Por lo anteriormente expuesto se recomienda que - para reducir el costo del equipo se utilice un solo transformador tanto para la parte de regulación, como para el inversor y para el cargador de baterías, reduciendo de esta manera el tamaño y peso del equipo.
  
5. Para la parte de control, de regulación, del cargador de baterías y de monitoreo se podría realizar todo bajo un solo diseño digital, reduciendo de esta manera el tamaño del equipo.

A P E N D I C E S

## APENDICE A

### CALCULO DE TRANSFORMADORES

En el diseño de transformadores se presentan dos factores que influye en esas dos clases de pérdidas, y que son: la sección del núcleo y el número de espiras del bobinado. Para asegurar el flujo necesario para el funcionamiento, es decir, para que se induzca una f.e.m. de valor prefijado, puede variarse la sección del núcleo y el número de espiras, en sentido contrario; si se emplea una sección grande, hará falta un número de espiras reducido, y viceversa.

Una sección grande implica un gran volumen de hierro, y por ende, aumento de las pérdidas en el núcleo; - asimismo, un gran número de espiras lleva consigo un bobinado de mayor resistencia eléctrica, con lo que aumentarán las pérdidas en el cobre, que son proporcionales a esa resistencia.

De estas consideraciones deducimos que, como ambos -

factores son de efecto similar sobre el rendimiento, podrá maniobrase con ellos en los cálculos, hasta conseguir un mínimo de pérdidas. Y en ese detalle reside la complejidad del diseño, pues no puede tomarse arbitrariamente ninguno de los dos factores.

Para sentar principios que se utilizarán en el cálculo, veremos antes algunas características del núcleo de hierro del transformador que permiten fijar un punto de partida en el desarrollo que sigue. Desde luego que el desarrollo completo que se planteará en ese capítulo no es necesario para algunos casos prácticos de transformadores de reducida potencia, en los que se puede prescindir de la teoría para tomar valores aconsejados por la experiencia. Veremos más adelante que en esos casos se emplean fórmulas empíricas de más fácil aplicación y que conducen a resultados suficientemente buenos. Pero siempre se fijarán los límites dentro de los que puedan aplicarse tales simplificaciones, pues en los transformadores de gran potencia, para servicio industrial, hay que emplear un criterio técnico-económico más completo.

#### SECCION DEL NUCLEO.-

El núcleo de hierro de todos los transformadores, tie

nen una sección transversal de la rama central, o sea de la rama que lleva arrollados los bobinados, que hemos designado con la letra  $S$ , en todos los casos. Véamos algunos de detalles de esta sección, pues puede tener cualquier forma geométrica (cuadrada, rectangular, etcétera) sin que ello intervenga en los cálculos del flujo; en efecto, basta que esa sección tenga el valor  $S$ , para que se asegure que el producto de ella por la inducción dará el flujo adoptado y prefijado.

Supongamos que se adopta una sección cuadrada para el núcleo, según Figura A-1. Este cuadrado es la sección transversal o normal de la rama central del núcleo. Supongamos también que este cuadro está inscrito en un círculo de diámetro  $D$ , y que el lado vale  $a$ . El bobinado arrollado sobre el núcleo tiende a tener una forma cilíndrica, porque al doblar los conductores para envolverlos alrededor del paquete de chapas, si son gruesos, no es fácil darle otra forma que la circular. Luego puede suponerse que el espacio entre el cilindro que forma el bobinado y el prisma cuadrangular que forma el núcleo, queda vacío.

Para tener espiras de longitud mínima, será conveniente que el núcleo ocupe el prisma de mínimo espa-

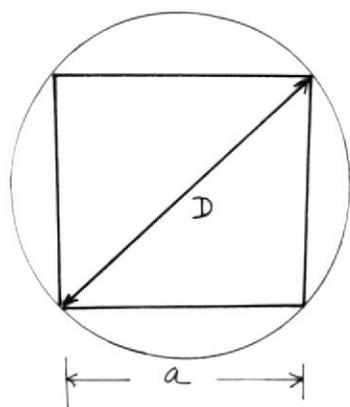


FIGURA 4.1.- INSCRIPCION DE UNA SECCION CUADRADA DEL NUCLEO EN UN CIRCULO.

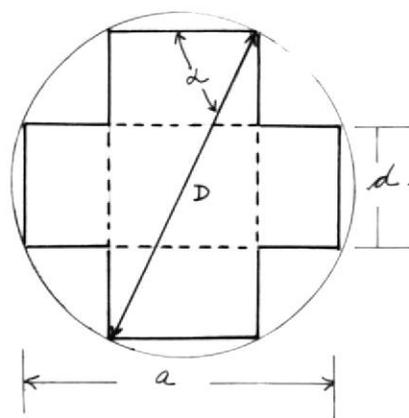


FIGURA 4.2.- INSCRIPCION DE LA SECCION EN CRUZ EN EL CIRCULO.

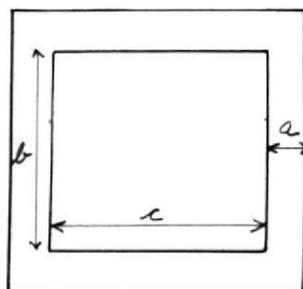


FIGURA 4.3.- INDICACION DE LAS DIMENSIONES EN UN NUCLEO TIPO ANILLO.

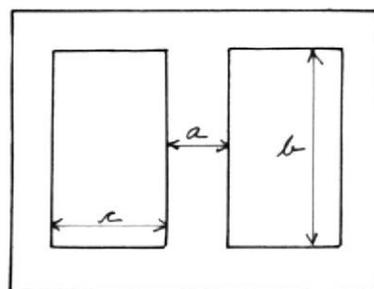


FIGURA 4.4.- INDICACION DE LAS DIMENSIONES EN UN NUCLEO TIPO ACORAZO.

cio perdido, o dicho en otra forma, que la sección del núcleo tenga forma tal, que llene lo más posible el círculo en que quede inscrita. Veámos si la sección cuadrada es la más conveniente.

Es práctico introducir un coeficiente, llamado de plenitud del hierro,  $K_f$ , que está por el cociente entre la sección neta del hierro y el área del círculo en que aquélla está inscrita. Calculemos el coeficiente de plenitud para la sección cuadrada. Referiremos ambas superficies al diámetro  $D$ , como dato lo que nos permitirá hallar un valor numérico para  $K_f$ . El área del cuadrado de la Figura A-2, en función del diámetro  $D$ , se puede calcular, sabiendo que el lado vale  $0,7$  por la longitud de la diagonal que es, precisamente,  $D$ .

$$S = 0,7 D \times 0,7 D = 0,49 D^2$$

Y el área del círculo sabemos que vale  $0,785 D^2$ , de modo que el coeficiente de plenitud toma un valor:

$$K_f = \frac{0,49 D^2}{0,785 D^2} = 0.625$$

Que es un valor teórico, pues no hay que olvidar - que el paquete de chapas que forma el núcleo tiene - espacios de aislación entre cada par de chapas, lo - que reduce la sección neta de hierro en un 10% aproximadamente. Luego, reduciéndose la sección de hierro - en 10%, también se reducirá  $K_f$  en la misma proporción y tendremos que en lugar de 0,625, el coeficiente de plenitud valdrá: 0,56.

Vemos, en cambio, lo que sucede si se da a la sección del núcleo una forma como la que se ve en la Figura A-1. Se trata de un doble rectángulo, o más bien, una sección en cruz, que aprovecha más el círculo, dando un llenado mayor. Véamos cuánto vale la sección neta de hierro que puede inscribirse en el círculo, y el valor que alcanza el coeficiente de plenitud.

Busquemos primero una fórmula que nos dé el área de esta figura en función del diámetro  $D$ , del círculo. - Por de pronto esa área vale la suma de los dos rectángulos cruzados, menos el cuadrado central que aparece sumado dos veces:

$$S = 2 a d - d^2$$

Pero las dos medidas  $a$  y  $d$  se pueden escribir en fun-

ción del diámetro  $D$  y el ángulo indicado en la figura:

$$a = D \sin a$$

$$d = D \cos a$$

Y reemplazando estos valores en la fórmula del área, se obtiene:

$$S = D^2 (\sin 2a - \cos^2 a)$$

Ahora hay que hacer intervenir las matemáticas, para hallar el valor del ángulo que haga que el área  $S$  sea máxima. El procedimiento es hallar la derivada de la función  $S$ , con respecto al ángulo  $a$  e igualarla a cero. El valor que resulta es\*):

$$a = 58^\circ 15'$$

---

\*) Veámos:

$$\frac{dS}{da} = D^2 (2 \cos 2a + 2 \cos a \sin a) = D^2 (2 \cos 2a + \sin 2a)$$

Igualando a cero y dividiendo por  $D^2$ , resulta:

$$2 \cos 2a + \sin 2a = 0$$

Con este valor del ángulo, encontramos inmediatamente los valores de las medidas:

$$a = D \operatorname{sen} a = 0,85 D$$

$$d = D \operatorname{cos} a = 0,53 D$$

Luego, el área de la sección S, en función del diámetro, resulta:

$$S = D^2 (\operatorname{sen}^2 a - \operatorname{cos}^2 a) = 0.616 D^2$$

Calculemos ahora el coeficiente de plenitud del hierro, al que multiplicaremos por 0,9 para tener en cuenta la merma de 10% ocasionada por la aislación entre chapas:

$$K_f = 0,9 \frac{0,616 D^2}{0,785 D^2} = 0,71$$

Que como se ve, resulta un 25% mayor que para la sección cuadrada. Este motivo es suficiente para que en todos los transformadores industriales se adopte la sección en cruz para el núcleo, lo que redundará en menor espacio ocupado por el núcleo y con ello la menor longitud del alambre de los bobinados. En la

práctica, cuando el núcleo tiene la forma de cruz, se suele considerar el coeficiente de plenitud con un valor máximo igual a:

$$K_f = 0.7$$

Que es más real que el anterior, pues la merma por aislación entre chapas depende del espesor de las mismas, y el valor 0,7 contempla un buen promedio práctico. De acuerdo con lo que antecede, en los croquis en que aparezca un ancho  $a$  de la cruz, se tendrá que entre la sección  $S$  y esa medida hay la relación:

$$S = 0,77 a^2$$

Que contempla el 10% de merma, y que fué deducida de las expresiones precedentes.

#### DIMENSIONADO DEL NUCLEO.-

Partiremos de la expresión general de la f.e.m. inducida en el bobinado secundario del transformador, que conocemos desde el primer capítulo:

$$E_2 = 4,44 i \phi N_2 10^{-8}$$

En la que la f.e.m. está dada en Volt, y puede ser reemplazada por el cociente entre la potencia aparente que se tomará del secundario y la corriente del mismo;  $f$  es la frecuencia en c/s;  $\phi$  es el flujo máximo que se tiene en el núcleo y  $N_2$  es el número de espiras del bobinado secundario. Al poner:

$$E_2 = \frac{P_a}{I_2} = \frac{P_a}{\delta s_2}$$

afirmamos que la f.e.m. es igual al cociente entre la potencia aparente, dada en Voltamper (que es el dato más común, en transformadores) y la corriente secundaria; esto no es exacto, pero resulta bastante aproximado para los cálculos. En el último quebrado hemos reemplazado la corriente secundaria por el producto entre la sección del conductor del bobinado y la densidad de corriente, la primera se tomará en  $\text{mm}^2$  y la segunda en  $\text{A/mm}^2$ .

Con estos datos podemos volver a nuestra expresión general de la f.e.m., en la que reemplazaremos el valor de ella dado más arriba, quedando:

$$P_a = 4,44 i \phi N_2 \delta s_2 10^{-8}$$

Y que todavía puede tomar otra forma, si se cambia el flujo por el producto de la inducción magnética y la sección del núcleo S:

$$P_a = 4,44 f B S N_2 s_2 10^{-8}$$

Expresión que nos da la potencia en el secundario, en VA. Hay que tener presente que en esta fórmula, S, sección del núcleo se toma en  $\text{cm}^2$ , y  $s_2$  sección del conductor, se toma en  $\text{mm}^2$ .

Véamos ahora la forma de hacer algunas simplificaciones a fin de introducir factores de más fácil interpretación. En primer lugar, trataremos el coeficiente de plenitud del cobre.

#### COEFICIENTE DE PLENITUD DEL COBRE.-

Supongamos un núcleo como el que se ve en la Figura A-3, que es del tipo en anillo. En la ventana del mismo debe poder colocarse el bobinado primario, el secundario, y las piezas aislantes entre ambos y contra las paredes del núcleo. Las dimensiones de esta ventana son:

Ancho ..... c (cm)  
 Alto ..... b (cm)  
 Ancho lleno de núcleo .. a (cm)

Y si el núcleo es del tipo acorazado, según ilustración de la Figura A-4, tenemos las mismas dimensiones con la única diferencia que en el anillo, ambos costados tienen el mismo ancho neto  $a$ , mientras que en el acorazado la parte central tiene el ancho  $a$  pero las dos ramas laterales tienen la mitad de este ancho, según se ha visto en capítulos anteriores.

Si el transformador es trifásico el núcleo tiene la forma de la Figura A-4, pero en este caso las tres ramas verticales del mismo tienen idéntico ancho  $a$ , y las dos ventanas deben ser un poco más grandes. Pero, en las expresiones siguientes se tendrán en cuenta todos estos detalles. Por ahora, fijaremos como bases las letras que se han adoptado para las dimensiones indicadas.

Si se toman las secciones de los conductores del bobinado primario y secundario en  $\text{cm}^2$ , y se las multiplica por los respectivos números de espiras, esos productos nos dan las áreas que ocupan esos bobinados -

dentro de la ventana. La suma de las dos áreas llenas de cobre, dividida por la superficie de la ventana, es el coeficiente de plenitud del cobre:

$$K_e = \frac{N_1 s_1 + N_2 s_2}{b c}$$

No hay que confundir el coeficiente de plenitud  $K_e$  con el factor de relleno, que se refiere al cociente entre la sección neta de cobre y la sección que ocupa el mismo alambre con aislación incluida. Este factor de relleno se suele llamar  $K_r$  y puede servir de ilustración. La Figura A-5, da los coeficientes de plenitud del cobre y de relleno para distintos diámetros de alambre empleados en el bobinado. Las dos curvas (a) y (b) son las que dan el factor de relleno para dos tipos usuales de alambre, y no deben usarse en los cálculos que siguen. Las dos curvas (c) y (d) son las que dan el coeficiente de plenitud del cobre, que es el valor que nos interesa en nuestros cálculos. Como vemos, oscila alrededor de 0,35 para devanados de alta tensión, y alrededor de 0,5 para bobinados de baja tensión. En caso de no saber cuál valor tomar en cada curva, se puede probar con promedios. En virtud de que los números de espiras están en relación inversa a las corrientes, aproximadamente, puede suponerse que las -

superficies ocupadas en la ventana por cada bobinado, son las mismas; en efecto, a menor corriente, menos sección pero más espiras, luego, sin que ello sea riguroso, puede suponerse la igualdad propuesta. En tal caso, asignamos al secundario la mitad de la superficie de la ventana, y escribimos:

$$N_2 s_2 = \frac{100 b c k.}{2}$$

Donde el 100 tiene por objeto reducir las secciones de  $\text{cm}^2$  a  $\text{mm}^2$ , para poder colocar esta igualdad en la expresión general de la potencia secundaria. Es decir que, en la ecuación general de  $P_a$  colocaremos el segundo miembro de esta última igualdad, en lugar del producto  $N_2 s_2$ ; además, podemos valer nos de otra substitución, para hacer intervenir al coeficiente de plenitud del hierro. Sabemos que el área neta del núcleo es igual a la del círculo en que está inscrita por el coeficiente de plenitud, es decir:

$$S = \frac{\pi D^2}{4} K_f$$

Y con estas dos expresiones, una que tiene el coeficiente de plenitud del cobre y otra el del hierro, vamos a la fórmula general de  $P_a$ , con lo que obtenemos:

$$P_a = 4,44 f B \frac{D^2}{4} K_f \frac{100b c k_e}{2} 10^{-8}$$

Ahora trataremos de introducir un coeficiente de índo le práctica que interviene directamente en los cálculos del núcleo. Hasta aquí hemos justificado la inclu sión de los coeficientes de plenitud, de la densidad de corriente en los bobinados y de la potencia aparen te en el secundario, porque todos ellos son valores conocidos o que pueden adoptarse en base a la expe riencia. Pero para entrar de lleno en el cálculo del núcleo tenemos que hacer intervenir nuevos coeficientes o relaciones, con las cuales iremos a la tabla de valores que nos permitirá dimensionar el núcleo en de finitiva. Tales factores tienen fundamento teórico, pe ro su adopción es de carácter empírico.

#### COEFICIENTE $\eta$ .-

Se obtiene de la expresión general de la potencia aparente, previo cambio de miembro de algunos de sus factores. Para ello tomemos la expresión citada, que es la última que hemos obtenido, y pasemos al primer miembro el producto  $b c D^2$ , y todo lo demás al segundo. Esto es porque esas tres dimensiones no son conocidas antes del cálculo del núcleo, mientras que los demás -

factores son conocidos o pueden adoptarse; podemos entonces poner:

$$n = b c D^2$$

Y, de acuerdo con la expresión de la potencia aparente, se puede escribir:

$$n = \frac{0,57 P_a 10^6}{B f \delta K_e K_f} \quad \text{para monofásicos}$$

Que se ha obtenido por simplificación de todos los factores numéricos. Las letras significan:  $P_a$  la potencia aparente secundaria en VA;  $B$  la inducción máxima que habrá en el núcleo, en Gauss;  $f$  la frecuencia de la red en c/s;  $\delta$  la densidad de corriente en los conductores, en A/mm<sup>2</sup>, y  $K_e$  y  $K_f$  los coeficientes de plenitud del cobre y del hierro, ya conocidos.

En la expresión que da  $n$  hemos aclarado que se trata de transformadores monofásicos, y esto se debe a que hemos partido de ese principio. Para transformadores trifásicos sabemos que la ventana debe tener una dimensión un poco mayor, para dar cabida a los juegos de bobinados; pero, en cambio, si se dispone de la po

tencia aparente en el secundario, como dato, resultará que la expresión de  $n$  da valores menores, pues a cada fase le toca una tercera parte de esa potencia. En definitiva, y después de hacer las correspondientes deducciones y simplificaciones, hechas por el mismo procedimiento, se obtuvo la fórmula:

$$n = \frac{0.385 P_a 10^6}{B f K_e K_f} \quad (\text{para trifásicos})$$

En la cual las letras significan lo mismo que en la fórmula anterior, pero  $P_a$  es la potencia aparente total trifásica del secundario, en Voltamper, es decir, es la potencia de los tres secundarios en conjunto.

Para iniciar el cálculo de un transformador, monofásico o trifásico, lo primero que se hace es determinar el valor del coeficiente  $n$  para lo cual se emplean las fórmulas vistas. Habrá que adoptar algunos valores que aparecen en ellas, y eso se hace de acuerdo con la experiencia. Más adelante daremos algunos ejemplos numéricos, para fijar ideas.

#### COEFICIENTE $m$ .-

En el capítulo segundo vimos cómo debían estar rela-

cionadas las pérdidas en el cobre y en el hierro para máximo rendimiento; debían ser iguales, pero en algunos casos, como en los transformadores de servicio intermitente, se prefiere aumentar el porcentaje de pérdidas en el cobre para reducir el del hierro. Se consigue en esta forma que las pérdidas permanentes sean menores y las intermitente mayores. El rendimiento, en esta forma, se eleva.

Además, debemos tener en cuenta la relación que hay entre el peso del cobre y el peso del hierro, bien para establecer que esa relación debe ser la unidad, bien para elegirla de acuerdo con los costos. Si el cobre vale más que el hierro, convendrá emplear menor peso de cobre que de hierro, a fin de abaratar el transformador. Para dejar la solución de este problema a las condiciones del mercado de ambos materiales se introduce el factor:

$$a = \frac{\text{peso del hierro}}{\text{peso del cobre}}$$

que valdrá la unidad o más según el caso y las condiciones de la plaza. Ambos pesos se deben tomar en la misma unidad, por ejemplo en Kg.

Y ahora, considerando las pérdidas en ambos materiales, fijemos una nueva relación de interés:

$$\beta = \frac{\text{pérdidas en el hierro}}{\text{pérdidas en el cobre}}$$

Que valdrá la unidad para transformadores de servicio permanente y más de uno para los de servicio intermitente.

La relación última, que da el cociente entre las pérdidas en el hierro y en el cobre, puede ser escrita - en otra forma, si se conocen las pérdidas unitarias - en ambos materiales, es decir, las pérdidas por Kg. Estas casi siempre son conocidas. En efecto, las pérdidas por Kg de núcleo de hierro se dan en los gráficos de las Figuras anteriores, de modo que suponemos que constituyen un dato del problema. Veámos ahora cómo se determinan las pérdidas por Kg de cobre.

Para esto, debemos calcular las pérdidas en Watt en un alambre de cobre, y el peso del mismo. Las pérdidas son iguales al producto de la resistencia por el cuadrado de la intensidad de corriente; esta última es igual al producto de la densidad y la sección del alambre; luego las pérdidas en el alambre son:

$$W = F R = \delta^2 \frac{0.02 \text{ l}}{1000 \text{ s}}$$

tomando la resistividad igual a 0.02 para tener en cuenta la temperatura de trabajo del bobinado; el divisor 1000 es para poder tener la longitud en milímetros a efectos de uniformar unidades ya que la sección  $S$  se da en  $\text{mm}^2$  y la densidad  $\delta$  en  $\text{A/mm}^2$ .

Calcularemos ahora el peso en Kg de ese mismo alambre, igual al volumen por el peso específico. El volumen es igual a la sección por el largo, y si los tomamos en  $\text{mm}^2$  y  $\text{mm}$  respectivamente, debemos dividir por 1000000, a fin de obtener el resultado en Kg:

$$\text{Peso} = \frac{8,9 \text{ l s}}{1000000}$$

Si dividimos las pérdidas por el peso, obtendremos el valor de las pérdidas por Kg de cobre, que era el dato que necesitábamos:

$$p_e = 2,25 \delta^2 \text{ W/Kg}$$

Donde hemos llamado  $p_e$  a las pérdidas por Kg de cobre. Y si designamos con  $p_f$  a las pérdidas por Kg de hierro

que son conocidas, tenemos que se puede escribir:

Pérdidas en el hierro: peso hierro  $\times p_e$

Pérdidas en el cobre : peso cobre  $\times p_e$

Y ahora volvamos al cociente entre ambas pérdidas, que habíamos propuesto anteriormente, en el cual aparece el cociente entre el peso del hierro y del cobre, que es el otro coeficiente propuesto:

$$\beta = \frac{\text{peso hierro} \times p_e}{\text{peso cobre} \times p_e}$$

Pero, cómo hemos dicho, el cociente entre el peso - del hierro y el peso del cobre lo habíamos llamado  $a$ , de modo que resulta, después de reemplazar valores:

$$a = \frac{p_e \beta}{p_f} = \frac{2.25 \delta^2 \beta}{p_f}$$

Con lo que podemos afirmar que el valor de  $a$  resulta conocido, pues es función del cuadrado de la - densidad de corriente adoptada, de la relación entre pérdidas en el hierro y en el cobre (vale la unidad -

para transformadores de servicio permanente y mayor para los intermitentes), y de las pérdidas por Kg. de hierro, que se obtienen en curvas (Figuras).

Con este valor se puede ya plantear el coeficiente  $m$  que hemos citado anteriormente, y que es el definitivo que irá a los cálculos del transformador. Este coeficiente vale:

$$m = \frac{1.16 K_e a}{K_f}$$

Donde los coeficientes de plenitud del cobre  $K_e$  y del hierro  $K_f$  ya son conocidos, pues hemos hablado anteriormente de ellos.

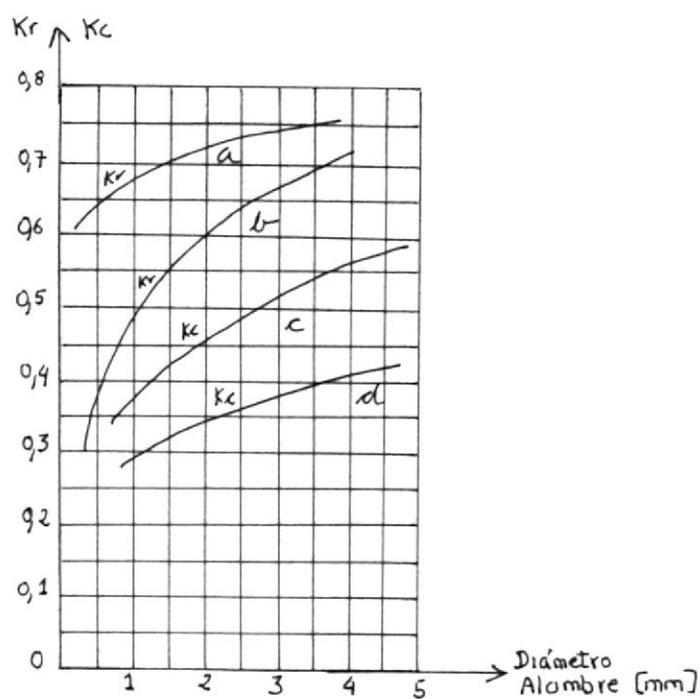
La segunda etapa en el cálculo será, entonces, determinar el valor de  $m$  para el transformador que se estudia. Los valores de las fórmulas anteriores permiten encontrar  $m$ , y con este valor se puede seguir adelante en la forma que veremos de inmediato. Se supone que ya se tiene calculado el coeficiente  $n$  de que hablamos anteriormente.

COEFICIENTES  $p$  y  $t$ .-

De la práctica constructiva surgen relaciones empíricas entre las distintas dimensiones del transformador. Así, es como para cada valor del coeficiente  $m$  que se definió últimamente, se pueden establecer dimensiones del núcleo, haciendo intervenir además al coeficiente  $n$ , que está ligado a la potencia, densidad de corriente y magnética y a la frecuencia del transformador.

Para facilitar los cálculos, se da una tabla en la que aparecen dos nuevos coeficientes, deducidos en función de los datos empíricos mencionados, sobre la base de estadísticas de una gran cantidad de transformadores.

Como se ve en el cuadro, los valores de  $m$  y  $p$  son los mismos para transformadores monofásicos y trifásicos, no así los de  $t$  que varían, debiendo tomarse el que corresponda. A la tabla se entra con el valor del coeficiente  $m$  que ya hemos calculado anteriormente, y cuyo campo de variación está entre 0,6 y 2,0 en la práctica. Con los valores de los cuatro coeficientes:  $n$ ,  $m$ ,  $p$  y  $t$  se entra al cálculo definitivo del núcleo del transformador.



CURVAS DE  $K_r$ .

- a) Alambre esmaltado bobinado compacto
- b) 2 capas algodón bobinado compacto

CURVAS DE  $K_c$ .

- a) 2 capas algodón transformadores industriales
- b) Transformadores de alta tensión.

FIGURA A-5.- COEFICIENTE DE PLENITUD DEL COBRE EN BOBINADOS DEL TRANSFORMADOR.

VALOR DE m	VALOR DE p	VALOR DE t	
		Monofásicos	Trifásicos
0,6	2,14	3,58	3,25
0,8	2,04	3,08	2,77
1,0	1,95	2,70	2,48
1,2	1,88	2,48	2,25
1,4	1,80	2,23	2,00
1,6	1,76	2,08	1,87
2,0	1,72	1,92	1,73

#### CALCULO DEFINITIVO DEL NUCLEO.-

Hay tres fórmulas para determinar las tres dimensiones clásicas del núcleo, que nos interesan. Ellas son el diámetro del círculo que rodea a la sección neta de hierro, el ancho y el alto de la ventana. La sección puede tener forma de cruz o cuadrada, pues en los cálculos se habrá tomado el valor de  $K_f$  que corresponde a la misma. Con el diámetro, ya sabemos obtener las demás dimensiones de la sección, según se ha visto al principio de este capítulo.

Las tres expresiones que citamos, que dan las dimensiones del núcleo en centímetros, son:

$$D = \sqrt[4]{\frac{m n}{p}}$$

$$b = t D$$

$$c = \frac{n}{D^2 b}$$

De las cuales deducimos inmediatamente que el primer valor a calcular es el diámetro del círculo que contiene a la sección del núcleo, dado por la raíz cuarta del producto de los coeficientes  $m$  y  $n$  dividida por el coeficiente  $p$ ;  $D$  se obtiene en cm. Luego calcularemos el alto de la ventana, como producto de ese diámetro por el coeficiente  $t$  de valor particular para transformadores monofásicos o trifásicos, y obteniéndolo también en cm; finalmente, con los valores del coeficiente  $n$ , y las dos dimensiones ya calculadas, resulta el ancho de la ventana,  $c$  en cm.

Teniendo el núcleo ya dimensionado, lo que resta es simple, puesto que de la expresión general de la f.e.m. sale el número de espiras necesario; en efecto, tomemos la citada expresión de la f.e.m. en la que despejamos el número de espiras del bobinado secundario:

$$N_2 = \frac{E_2 10^8}{4,44 f B S}$$

Y en esta expresión todos los términos del segundo miembro son ya conocidos; en efecto,  $E_2$  es la f.e.m.-inducida en el secundario, en Volt;  $f$  es la frecuencia;  $B$  es la inducción, que ya hemos adoptado una vez para calcular el núcleo en Gauss, y  $S$  es la sección neta de hierro, que calculamos por:

$$S = \frac{\pi D^2 K_1}{4}$$

Es decir, en función del diámetro,  $D$  obtenidos antes, en cm, resultando  $S$  en  $\text{cm}^2$ .

Y una vez conocido el número de espiras del secundario y dado que el transformador debe tener una relación de transformación prefijada  $K$ , se tiene que el número de espiras del primario vale:

$$N_1 = N_2 K$$

Donde ya sabemos que la relación de transformación  $K$  se calcula por el cociente de las ff.ee.mm. del primario y del secundario, datos del problema.

De aquí en adelante, lo que resta son detalles de segundo orden, fácilmente calculables. La sección de los conductores para cada bobinado se encuentra por el co ci en te entre la intensidad de corriente que circula por ellos, y la densidad de corriente que se adoptó desde el principio del cálculo. La intensidad a su vez puede ser calculada por cociente entre la potencia aparente y la tensión, para ambos bobinados. Se debe tomar la potencia por fase si es trifásico. Dado que el rendimiento del transformador es una cifra elevada, puede tomarse, para estos cálculos, igual a la unidad, con lo que las potencias aparentes de los dos bobinados serán iguales. El único inconveniente es que se estará tomando una sección muy levemente mayor para el secundario.

Finalmente podría interesar el cálculo anticipado - del peso del hierro, y del cobre del transformador. Pero ello merece que nos detengamos, para hacerlo con más detalle.

#### PESO DEL COBRE DE LOS BOBINADOS.-

Para calcular el peso del cobre de nuestro transformador, utilizaremos el coeficiente de plenitud  $K_e$  que ha intervenido en los cálculos. Como las dimen-

siones del núcleo han resultado de acuerdo con el valor adoptado para  $K_e$  el valor que se obtenga para el peso de cobre será exacto, ya que se parte de datos que sirvieron para dimensionar todo el conjunto.

Supongamos un núcleo en corte, como se ve en la Figura A-5. Por el momento consideraremos que la sección tiene la forma ideal, para mínimo volumen del núcleo, es decir, en cruz. Las dimensiones que nos interesan están marcadas en el croquis de la misma figura. Obsérvese que al arrollar el conductor sobre el núcleo, la primera espira tendrá un radio igual a la mitad del diámetro del círculo que envuelve a dicho núcleo, y que la última espira de esta sección tendrá un radio igual al de la primera, más la mitad de la dimensión  $c$ . Luego el radio medio del bobinado,  $o$ , lo que es lo mismo, el radio de la espira media vale:

$$r = \frac{D}{2} + \frac{c}{4}$$

Se supone que el otro bobinado está arrollado alrededor de la otra sección igual al núcleo. Teniendo el radio medio, puede calcularse el volumen del bobinado, pues es un toroide cilíndrico, de espesor  $c/2$  y alto  $b$ ; se tiene:

$$v = 2 \pi \left( \frac{D}{2} + \frac{c}{4} \right) b \frac{2}{c}$$

Que vale para un bobinado; los dos juntos ocuparán un volumen doble. Todas las dimensiones se dan en cm. de manera que multiplicando por el peso específico 8,9 - se tiene el peso en gramos, y dividiendo por 1000, en Kg. Pero hay que tener presente que el volumen del toroide no está lleno de cobre, pues hay aislación y espacios vacíos. Para calcular el volumen neto de cobre, afectaremos a la expresión con el factor de plenitud del cobre,  $K_e$  que tiene precisamente ese concepto:

$$Q_c = 4 \pi \left( \frac{D}{2} + \frac{c}{4} \right) K_e b \frac{c}{2} 8,9 \frac{1}{1000}$$

Expresión que permite hacer varias simplificaciones numéricas y algebraicas, obteniendo finalmente la fórmula definitiva:

$$Q_e = 0.014 K_e b c (2 D + c) \text{ para monofásicos}$$

Donde las dimensiones del número se dan en cm, y el peso  $Q_e$  resulta en Kg. Esta fórmula es válida para transformadores monofásicos. Para trifásicos, hay que considerar tres toroides en lugar de dos, según se puede apreciar en la Figura A-6. Lo más simple para cál-

TABLA A-1  
TABLA DE VALORES DE LOS COEFICIENTES  $P$  Y  $T$

Valor de $m$	valor de $P$	valor de $t$	
		Monofásicos	Trifásicos
0,6	2,14	3,58	3,25
0,8	2,04	3,08	2,77
1,0	1,95	2,70	2,48
1,2	1,88	2,48	2,25
1,4	1,80	2,23	2,00
1,6	1,76	2,08	1,87
2,0	1,72	1,92	1,73

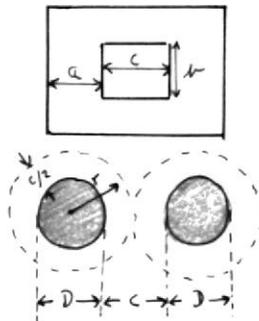


FIGURA A.6.- CORTE DE UN NUCLEO MONOFASICO CON SECCION EN CRUZ

cular el peso del cobre en un transformador trifásico es multiplicar por 1,5 a la fórmula dada para monofásicos, con lo que se tiene:

$$Q_e = 0.021 K_e b c (2 D + c) \text{ para trifásicos}$$

Donde las letras significan lo mismo que antes y el peso se tiene en kilogramos. Se ve en cuanto se conocen las dimensiones del núcleo, puede obtenerse el peso necesario de cobre.

#### PESO DEL NUCLEO DE HIERRO.-

En forma similar a lo que hemos hecho para calcular el volumen y luego el peso del cobre, podemos proceder para calcular el peso del hierro empleado en el núcleo. Para ello, veamos la Figura A-7, que muestra un núcleo con las dimensiones marcadas.

La parte que queda dentro de los bobinados tiene sección en cruz, a efectos de ocupar mínimo espacio, según se ha visto; las partes superior e inferior tienen sección rectangular; de base igual al ancho mayor de la sección en cruz, y altura dada por la que necesita para tener igual sección que las partes verticales.

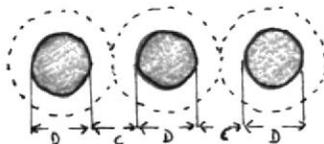


FIGURA A-7-A.- CORTE DE UN NUCLEO TRIFASICO CON SECCION EN CRUZ.

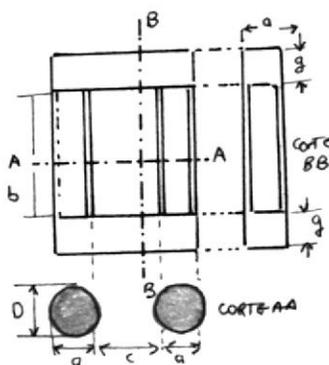


FIGURA A-7-B.- CORTES Y VISTAS DE UN NUCLEO EN ANILLO CON SECCION EN CRUZ.

Sabemos que el ancho de la sección en cruz vale:

$$a = 0.85 D$$

Y que el área neta de la sección, en función de este diámetro  $D$  y del coeficiente de plenitud del hierro  $K_f$  vale:

$$S = 0.785 D^2 K_f$$

Donde el factor 0,785 es la cuarta parte de 3,14, según ya sabemos. En virtud de ello, el alto de las partes inferior y superior, marcado en la figura con la letra  $g$ , puede calcularse por cociente entre el área de la sección neta y el ancho que debe tener:

$$g = \frac{0,785 D^2 K_f}{0,85 D} = 0,925 D k.$$

Ahora podemos calcular el volumen de hierro, pues hay dos ramas de sección  $S$  y largo  $b$ , y otras dos de sección  $S$  y largo  $(c + 2 D) - (D - a)$ . De modo que se tiene :

$$y = 2 S b + 2 S (c + D + a)$$

Y si en esta fórmula ponemos en lugar de  $a$ , que no siempre es cómodo conocer de antemano, su equivalente  $(0,85 D)$ , y en lugar de la sección ponemos  $(0,785 D^2 K_f)$ , y multiplicamos por el peso específico 7,8 y dividimos por 1000 para tener el resultado en Kg, resulta, después de simplificar los valores numéricos:

$$Q_f = 0,012 K_f D^2 (b + c + 1,85 D) \text{ para monofásicos}$$

Donde las dimensiones del núcleo se toman en cm, y el peso  $Q_f$  de todo el hierro resulta en Kg. Para transformadores trifásicos haríamos las mismas consideraciones y obtendríamos la expresión:

$$Q_f = 0,006 K_f D^2 (3 b + 4 c + 5.7 D) \text{ para trifásicos}$$

Donde las letras significan lo mismo que en la fórmula anterior, y el peso del núcleo se tiene también en Kg. Ambas expresiones permiten calcular el peso total del núcleo en cuanto se conocen sus dimensiones principales.

## APENDICE B

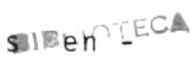


### AUTOTRANSFORMADORES

El autotransformador puede ser considerado simultáneamente como un caso particular del transformador o del bobinado con núcleo de hierro. Tienen un solo bobinado arrollado sobre el núcleo, pero dispone de cuatro bornes, dos para cada circuito, y por ello presenta puntos en común con el transformador de la Figura B.1. En realidad, lo que conviene es estudiarlo independientemente, pero utilizando las leyes que ya vimos para los otros dos casos, pues así se simplifica notablemente el proceso teórico.



En la práctica se emplean los autotransformadores en algunos casos en los que presenta ventajas económicas, sea por su menor costo o su mayor eficiencia. Pero esos casos están limitados a ciertos valores de la relación de transformación, como se verá en seguida. No obstante, es tan común que se presente el uso de relaciones de transformación próximas a la unidad, que corresponde a los autotransformadores la importancia que tie



nen, por haberla adquirido en la práctica de su gran difusión.

Para estudiar su funcionamiento, haremos como con los transformadores, es decir, primero consideraremos el principio en que se basan, desde el punto de vista electromagnético, para obtener las relaciones entre las tensiones y las corrientes de sus secciones, ya que no se puede hablar de bobinados en plural. Luego veremos el diagrama vectorial, muy parecido al de transformadores, pero con diferencias que lo distinguen netamente. Y, finalmente, haremos un estudio comparativo entre el autotransformador y el transformador de iguales condiciones de servicio, o sea intercambiables en su lugar de utilización, para demostrar cuál es más conveniente, o en qué casos lo es. Desde luego que, en ciertas condiciones especiales de la plaza, cuando una subida exagerada del cobre o del hierro lo determina, puede resultar que la conveniencia o no dependa de esas circunstancias, pero ello escapa al motivo de esa publicación.

#### PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.-

La Figura B-1 nos muestra un esquema del autotransformador. Consta de un bobinado de extremos A y D, al -

cual se le ha hecho una derivación en el punto intermedio B. Por ahora llamaremos primario a la sección completa A D y secundario a la porción B D, pero en la práctica puede ser a la inversa, cuando se desea elevar la tensión primaria.

La tensión de la red primaria, a la cual se conectará el autotransformador, es  $V_1$ , aplicada a los puntos A y D. Como toda bobina con núcleo de hierro, en cuanto se aplica esa tensión circula una corriente que hemos llamado de vacío en la teoría anterior. Sabemos también, que esa corriente de vacío está formada por dos componentes; una parte es la corriente magnetizante, que está atrasada  $90^\circ$  respecto de la tensión, y otra parte - que está en fase, y es la que cubre las pérdidas en el hierro, cuyo monto se encuentra multiplicando esa parte de la corriente de vacío, por la tensión aplicada. Llamamos a la corriente total de vacío  $I_0$ , como lo hemos hecho en otras oportunidades.

Al circular la corriente alternada magnetizante, se producirá un campo magnético alternado, que abrazará a las espiras del bobinado, y se inducirá una f.e.m. entre los bornes A D, de valor, según fué calculada en el primer capítulo:

$$E_1 = E_{AD} = 4,44 N_{AD} f \phi 10^{-8}$$

Donde hemos puesto a la f.e.m. y al número de espiras subíndice doble, para distinguir exactamente hasta qué extremos abarcan. Sabemos que  $f$  representa la frecuencia de la corriente alternada circulante, y  $\phi$  el flujo máximo o amplitud del flujo magnético producido por la corriente magnetizante.

Pero si hemos tomado una derivación en el punto B del bobinado, entre éste y el D se tendrá parte de la f.e.m. anterior, pues considerando esa sección del bobinado, la f.e.m. inducida en ella será:

$$E_2 = E_{BD} = 4,44 N_{BD} \phi f 10^{-8}$$

Por comparación con la expresión anterior. Notemos que se ha designado  $E_1$  a la f.e.m. entre los puntos A y D, y se designó con  $E_2$  a la f.e.m., inducida entre el B y el D. Si dividimos esas dos expresiones entre sí, tenemos, como lo hacíamos con los transformadores:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{E_{AD}}{E_{BD}} = \frac{N_{AD}}{N_{BD}} = k$$

De modo que las ff.ee.mm. son directamente proporcionales a los números de espiras, como ya sabíamos. Se llama relación de transformación  $k$  al cociente entre las ff.ee.mm. total o primaria y parcial o secundaria según se indica en la Figura B-2.

Veámos qué relación hay entre las ff.ee.mm. inducidas en las dos secciones que quedan a ambos lados del punto derivación B. Para ello, podemos escribir:

$$E_{AB} = E_{AD} - E_{BD}$$

que es evidente. Ahora podemos dividir esta expresión por la f.e.m. de la sección B D , con el objeto de hacer un artificio algebraico que nos será útil:

$$\frac{E_{AB}}{E_{BD}} = \frac{E_{AD}}{E_{BD}} - \frac{E_{BD}}{E_{BD}}$$

Y observemos el resultado obtenido. El primer miembro es la relación de las ff.ee.mm. que deseamos encontrar por lo que lo dejamos como está. El primer término - del segundo miembro es el cociente entre la total y - la parcial, que hemos deducido antes y que vale  $k$ , relación de transformación. El último término vale la

unidad, de modo que, finalmente, nos queda:

$$\frac{E_{AB}}{E_{BD}} = k - 1$$

Que es la relación que buscábamos y que es interesante, pues establece la proporción en que se hallan esas dos ff.ee.mm.

Recordemos ahora algo que dijimos para los transformadores: si conectábamos un voltímetro entre los bornes primarios y otro entre los bornes secundarios, el cociente entre sus respectivas lecturas debe dar la relación de transformación. Actualicemos esta definición, y conectemos dos voltímetros como lo indica la Figura B-2. El primario del autotransformador es el bobinado entero o total, entre los puntos A y D, de modo que la lectura de este voltímetro la llamamos  $V_1$ . El secundario, desde el punto de vista eléctrico, pues físicamente no existe, es la porción comprendida entre B y D, y a la lectura de este voltímetro la llamamos  $V_2$ . Si hacemos el cociente entre ellas se obtiene la relación de transformación.

$$k = \frac{V_1}{V_2}$$

### DIAGRAMA VECTORIAL DEL AUTOTRANSFORMADOR EN VACÍO.-

Estando el autotransformador en vacío, su funcionamiento es el que corresponde a una simple bobina, la total A D, conectada a la red primaria. El diagrama será el mismo que vimos en la figura B-3, y que repetimos en la B-3. Prescindimos de dibujar la f.e.m. hacia abajo, pues sabemos que interesa tener en el diagrama su opuesta -  $E_1$ , que debe ser cubierta por la tensión aplicada. La corriente que circula es la de vacío  $I_0$ , que tiene sus dos componentes conocidas: la magnetizante,  $I_m$  cuya misión es producir el flujo magnético, por lo que estará en fase con éste, y la de pérdidas  $I_p$ , que, como debe cubrir las pérdidas en el hierro del núcleo, debe estar en fase con la f.e.m. para que el producto de esos dos vectores dé una potencia, que es la de vacío, según ya sabemos. La suma vectorial de la corriente de pérdidas y la magnetizante da la corriente de vacío, tal como sucedía en el transformador.

La corriente de vacío, al pasar por el bobinado produce dos caídas de tensión: una en la resistencia óhmica del devanado, que estará en fase con la corriente y que tomamos a partir del extremo del vector  $-E_1$ , y otra en la reactancia de dispersión del bobinado, cuya concepción fué estudiada en el primer capítulo; esta caí-

da se toma en cuadratura con la óhmica, pues es de carácter inductivo, formándose así el triángulo de caídas, cuya hipotenusa representa el producto de la corriente de vacío por una impedancia interna del bobinado.

Sumando vectorialmente a la f.e.m. opuesta, las dos caídas, o sea el triángulo de caídas, se tiene la tensión aplicada  $V_1$ , según se ve en la Figura B-3. Con esto queda completo el diagrama de funcionamiento en vacío del autotransformador, y llegamos a la conclusión de que, al no utilizarse el borne intermedio B, el conjunto no es más que un bobinado con núcleo de hierro. Para que pueda ser llamado autotransformador, hay que conectar una carga entre los puntos B y D, pues recién tendremos que se cumplirán las condiciones que se estudian de inmediato.

#### AUTOTRANSFORMADOR CON CARGA.-

Si se conecta una impedancia  $Z$  entre los puntos B y D, tal como lo muestra la Figura B-4, sin entrar en consideraciones sobre el carácter de  $Z$ , por ahora, se producirá una variación en las condiciones de funcionamiento.  $Z$  puede tener carácter óhmico, inductivo o capacitivo. Al conectarla entre dos puntos que acusan una

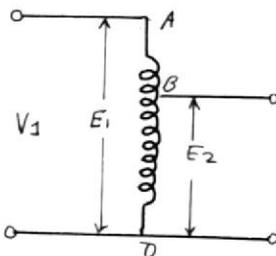


FIGURA B-1.- DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL AUTOTRANSFORMADOR EN VACIO

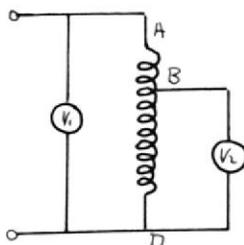


FIGURA B-2.- CONEXION DE DOS VOLTIMETROS PARA DETERMINAR LA RELACION DE TRANSFORMACION

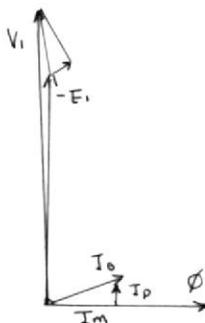


FIGURA B-3.- DIAGRAMA VECTORIAL DEL AUTOTRANSFORMADOR EN VACIO

diferencia de potencial, circulará una corriente, que llamamos  $I_2$ , con subíndice correspondiente a secundario, pues así lo hemos especificado al principio.

Para determinar el sentido instantáneo de esta corriente secundaria hagamos la siguiente observación: en un dado instante, la f.e.m. inducida es tal que el punto A tiene mayor potencial que el D. Luego los vectores de las ff.ee.mm.  $E_1$  y  $E_2$  podemos imaginarlos dibujados con la flecha hacia arriba. La tensión primaria debe vencer a la f.e.m. primaria, luego en ese instante la corriente primaria circula con sentido contrario - al que correspondería a la f.e.m. primaria, es decir, - de A hacia D. En el secundario, en cambio, la tensión en los bornes y la f.e.m. tienen el mismo sentido, luego - la corriente circula hacia arriba, es decir de D hacia B.

¿Qué sucede en el tramo BD donde tenemos dos corrientes encontradas?

Que sólo circulará la diferencia entre ambas, es decir, que en el tramo secundario del bobinado circula una corriente:

$$\bar{I}_{BD} = \bar{I}_2 - \bar{I}_1$$

Debiendo aclararse que esta diferencia debe tener carácter vectorial. Pero ya se comienza a palpar una de las ventajas del autotransformador. En una sección del bobinado circula sólo la diferencia de las corrientes primaria y secundaria. Quiere decir que en el tramo AB tenemos la corriente  $I_1$ ; en el B D tenemos la diferencia  $(\bar{I}_2 - \bar{I}_1)$  y en el circuito de carga tenemos la corriente  $I_2$ . En estas consideraciones estamos prescindiendo de la corriente de vacío, porque ya sabemos que es de valor muy pequeño comparada con la primaria de carga. Procediendo así se pueden hacer simplificaciones importantes.

Veámos la relación entre las corrientes primaria y secundaria. Haciendo abstracción de la corriente magnetizante, por su pequeñez, sabemos por lo que se estudió en el primer capítulo, que los ampervueltas primarios deben ser iguales a los ampervueltas secundarios, luego podemos escribir en este caso, y aclarando que la expresión es algebraica y no vectorial, por lo que estudiamos para transformadores al despreciar  $I_0$ :

$$N_1 I_1 = N_2 I_2$$

Que por simple cambio de miembro de sus factores permite escribir:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} = k$$

Relación que es inversa a la de tensiones o ff.ee.mm, lo mismo que sucedía para los transformadores. Si queremos conocer la relación entre las corrientes circulantes en la sección superior e inferior del bobinado, podemos proceder así: En primer lugar, sabemos ya que:

$$I_{BD} = I_2 - I_1$$

Y si dividimos esta ecuación por la corriente primaria, o sea por la corriente que circula entre A y B, se tiene:

$$\frac{I_{BD}}{I_{AB}} = \frac{I_2}{I_{AB}} - \frac{I_1}{I_{AB}}$$

Ahora analicemos lo que ha resultado; el primer término es el cociente entre las corrientes que queríamos

obtener; el segundo término es la relación de transformación, pues el denominador es la corriente  $I_1$ , y el tercer término es la unidad, por ser iguales el numerador. Luego, se tiene:

$$\frac{I_{BD}}{I_{AB}} = k - 1$$

relación cuyo primer miembro es inverso al similar - que se obtuvo para las tensiones, pues el segundo miembro de ésta es igual al de la expresión que daba la relación entre las ff.ee.mm. de las secciones superior e inferior.

Si se consideran aisladamente las dos expresiones - que han dado por resultado  $(k - 1)$ , que son los cocientes entre las ff.ee.mm. entre puntos A B y B D, y las corrientes circulantes entre B D y A B, podemos suponer al autotransformador como equivalente de un transformador que en lugar de  $k$ , tenga una relación de transformación  $(k - 1)$ , y cuyo primario sea la sección superior A B y cuyo secundario sea la sección B D. Esto es importante en lo que respecta a la transferencia de energía desde la red al circuito - de carga en el secundario, pues en ese aspecto, - parte de la energía se transfiere por vía, electro

magnética, como en los transformadores, y parte por vía eléctrica directa, como en un circuito cerrado simple de corriente alternada. La parte que transfiere energía por vía electromagnética es la A B, que obra como primario ficticio, y la parte que la recibe transferida es la B D, secundario ficticio. Cuando comparemos las características del autotransformador con el transformador volveremos sobre este detalle, para demostrarlo, y para poner de manifiesto una de las cualidades fundamentales del primero, que le da ventajas evidentes con respecto al segundo.

Por de pronto, cuanto más reducida sea la sección A B, menor será el circuito primario ficticio, por lo que mayor proporción de energía se transferirá por vía directa, y si llevamos el problema al límite, - cuando el punto B cae sobre el A, toda la energía debe transferirse por vía directa, ya que la relación de corriente que está escrita más arriba de cero, puesto que  $k = 1$ ; eso sólo es posible si la corriente entre B y D es nula, y lo será, puesto que una bobina conectada entre dos puntos (Figura B-5), toma únicamente la corriente magnetizante, y ésta la estamos suponiendo nula en las consideraciones que anteceden, dada su pequeñez.

Resumiendo, pese a que el autotransformador de relación  $k = 1$  no tiene objeto práctico, pues es como si no estuviera conectado, nos permite hacer interesantes apreciaciones. Observando la Figura , vemos que el bobinado en este caso no tomará corriente de la red, si podemos desprestigiar la de vacío (magnetizante y de pérdidas). Bajando un poco el punto B, de modo que se aparte del A, comienza a funcionar el autotransformador, pues tenemos una sección primaria entre A y B. Con ello, parte de la energía que toma el secundario para alimentar la carga Z, se obtiene desde ese primario, por vía electromagnética; el resto de la energía que toma Z, procede directamente desde la red, sin intervención de fenómenos electromagnéticos. Ese resto está dado por la diferencia entre lo que tomaba Z en la conexión de la Figura y lo que le transfiere el primario (esto es cierto si se supone que la tensión aplicada a los bornes de Z no se altera).

Si se sigue bajando el punto B, acercándolo más y más al D, cada vez es mayor la parte de energía que se transforma por vía electromagnética, y pasa al secundario por ese camino; asimismo, cada vez va siendo menor la energía transferida directamente desde la red. Como se ve, ha medida que el punto B se aleja

del A, necesitaremos un autotransformador de mayor potencia, y en los límites máximos, para el punto B coincidiendo con el A (relación  $K = 1$ ) la potencia necesaria será nula, y para el punto B muy cerca del D (ya que coincidiendo no puede ser) la potencia será máxima e igual a la de un transformador que prestara el mismo servicio. Más adelante, en el estudio comparativo, volveremos sobre esto.

#### DIAGRAMA VECTORIAL BAJO CARGA.-

Veámos cómo se disponen los distintos vectores que corresponden al funcionamiento del autotransformador bajo carga. La parte que atañe al flujo, f.e.m. y corriente al vacío no se alterará con respecto al diagrama que vimos en la Figura B-3, de manera que la podemos repetir en la Figura B-6. Pero ahora dibujamos las dos ff.ee.mm.: la primaria, que tomamos con signo contrario, es decir, hacia arriba y la secundaria, que tomamos con su sentido normal. En el secundario tendremos la corriente de la carga,  $I_2$  y la circulación de la primaria en sentido contrario, que tomamos en el diagrama ( $I_1$ ). La corriente resultante en el bobinado secundario es pequeña ( $I_{BD}$ ) y es la que produce las caídas internas de tensión en la resistencia óhmica y reactancia de dispersión de la sec

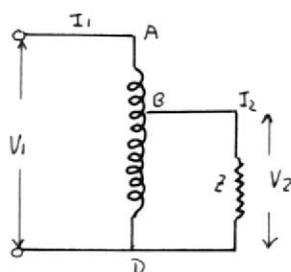


FIGURA B-4.- ESQUEMA DEL AUTOTRANSFORMADOR CON CARGA

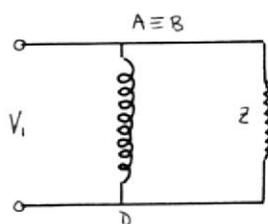


FIGURA B.5.- CASO LIMITE DE RELACION DE TRANSFORMACION UNITARIA

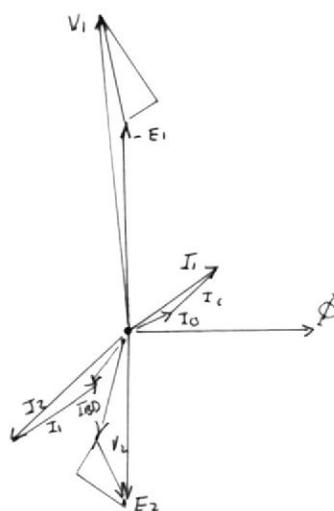


FIGURA B-6.- DIAGRAMA VECTORIAL DEL AUTOTRANSFORMADOR CON CARGA

ción B D del bobinado. Luego vemos que la tensión bajo carga  $V_2$ , no se reducirá tanto en los transformadores como en los transformadores, por ser menor la corriente que produce las caídas. Descontando a la f.e.m. secundaria el triángulo de caídas, se tiene la tensión  $V_2$  en los bornes secundarios. Hay que tomar la caída óhmica en fase con la corriente  $I_{BD}$  y la caída inductiva en cuadratura con esa misma corriente.

En el primario tenemos la corriente de vacío, a la cual se suma vectorialmente la corriente de carga  $I_C$  que cubre la potencia transferida al secundario por vía electromagnética; la suma de ambas nos da la corriente total primaria  $I_1$ , que circula por la sección A B del bobinado. Esta corriente es la que produce las caídas de tensión en el bobinado primario, por lo que tomamos en fase con ella la caída óhmica y en cuadratura la inductiva, de acuerdo con lo que ya sabemos, y tenemos así el triángulo de caídas que sumado a la f.e.m. nos da la tensión en los bornes de la red  $V_1$ .

Este diagrama presenta una diferencia substancial con respecto al de los transformadores, y es que hay que hacer intervenir la corriente primaria en el secunda-

rio, para poder encontrar la corriente circulante por el interior de la sección secundaria del bobinado. Recién entonces se pueden calcular las caídas de tensión internas del secundario. Además el triángulo de caídas del secundario es más chico que en los transformadores, porque interviene una corriente mucho menor. Esto se traduce en la afirmación de que la regulación será menor en los autotransformadores, dado que tienen menores caídas internas.

También se puede adelantar, de acuerdo con las consideraciones precedentes, que las pérdidas en el hierro serán menores, por necesitarse menor núcleo, como veremos, y que las pérdidas en el cobre serán también más pequeñas, porque la corriente circulante en gran parte del bobinado es mucho menor, ya que está dada por la diferencia entre las dos corrientes, secundaria y primaria.

#### ESTUDIO COMPARATIVO CON EL TRANSFORMADOR.-

Para hacer el estudio comparativo entre transformadores y autotransformadores, estableciendo las conveniencias del empleo de uno u otro, comenzaremos por considerar la prestación de un mismo servicio con dos

unidades, una de cada tipo. La Figura B-7 nos da los dos esquemas que servirán para llegar a interesantes conclusiones.

En primer lugar, supondremos que las potencias aparentes en cada bobinado son proporcionales a las respectivas potencias efectivas, ya que los ángulos de fase entre carga y tensión dependen en su mayor grado de las condiciones que impone la impedancia  $Z$  conectada como carga. Escribamos, para el transformador, la siguiente igualdad:

$$V_1 I_1 - V_2 I_1 = V_2 I_2 - V_2 I_1$$

Pero ahora podemos agrupar términos de igual factor, con lo que se tiene:

$$I_1 (V_1 - V_2) = V_2 (I_2 - I_1)$$

Y analizando esta expresión, diremos: el primer miembro se hace nulo cuando el punto B coincide con el A; además está dado por el producto de la tensión entre A y B, primario ficticio, por la corriente que circula entre esos puntos, o sea es la potencia que el primario transfiere por vía electromagnética al secundario.

El segundo miembro está dado por el producto de la corriente que circula en la sección secundaria, por la tensión entre los extremos de esa sección, luego, es la potencia que recibe el secundario por vía electromagnética, transferida desde el primario, según ya sabemos. Si no hay pérdidas, las dos potencias resultantes son iguales. El resto de la potencia que recibe el secundario, hasta llegar a la cifra dada por el producto  $V_2 I_1$  llega a él por vía directa, sin que intervenga el primario, o sea que llega lo mismo con autotransformador o sin él.

Volvamos a las dos ecuaciones que dan la igualdad de potencias aparentes. La segunda corresponde al autotransformador, y tomando sólo el primer miembro, se puede escribir, llamándolo  $P_a$ , potencia del autotransformador:

$$P_a = I_1 (V_1 - V_2) = I_1 V_1 \left(1 - \frac{V_2}{V_1}\right) = I_1 V_1 \left(1 - \frac{1}{k}\right)$$

$$P_a = I_1 V_1 \frac{k - 1}{k}$$

Donde en todo el proceso no se ha hecho otra cosa que artificios algebraicos a fin de que aparezca la rela-

ción de transformación  $k$ , como cociente de la tensión primaria y secundaria. Ahora tomemos la potencia aparente del transformador, que llamaremos  $P_t$ , necesaria para rendir el mismo servicio; ya la tenemos expresada en la igualdad que teníamos al principio de este estudio, de la cual sólo tomamos el primer miembro:

$$P_t = V_1 I_1$$

Pues con esta potencia suministramos al secundario - una corriente de carga  $I_2$  bajo una tensión  $V_2$ , es decir, lo mismo que nos rinde el autotransformador. Si se divide la expresión que da la potencia necesaria del autotransformador por la del transformador, se llega a la relación:

$$\frac{P_a}{P_t} = \frac{k - 1}{k}$$



BIBLIOTECA

Que nos dice que, un autotransformador que nos presta igual servicio que un transformador, tiene menor potencia, luego podrá ser más pequeño, liviano y barato. La relación entre ambas potencias es pequeña para valores de  $k$  grandes. Es decir que, por lo que atañe a la potencia en juego en el autotransformador, conviene utilizarlo para relaciones de transformación del orden

de la unidad. Para relaciones muy diferentes, las tensiones en los bobinados primario y secundario son muy distintas y se crean problemas de aislación que pueden decidir la no conveniencia del autotransformador.

Además de la menor potencia necesaria, tenemos que serán menores las pérdidas en el cobre, por circular en la sección secundaria del bobinado una corriente reducida.

Como en las consideraciones anteriores siempre hemos supuesto mayor a la tensión primaria, y puede no serlo, veámos lo que sucede en tal caso. La Figura B-8 da el esquema para el caso que se desee tener una tensión secundaria mayor que la de la red. La derivación en el bobinado permite conectar la red, y la carga se conecta entre extremos del bobinado.

En la deducción anterior que estudiaba la energía puesta en juego, se supuso que las pérdidas eran nulas, de modo que la potencia primaria era igual a la secundaria. Luego, podemos considerar como primarios a cualquiera de las dos secciones; de esto se desprende que serán válidas las consideraciones hechas para el esquema de la Figura en el caso del de la figura .

Luego, convendrá el empleo del autotransformador en todos los casos que no se creen problemas de aisla -

ción entre el circuito primario y secundario, pues la potencia necesaria es menor. Para valores de  $k$  cercanos a la unidad, y en este caso (Fig. 8-8) serán fraccionarios por ser la tensión primaria menor, la potencia necesaria será muy pequeña, y nunca convendrá utilizar un transformador, salvo que se desee aislar el circuito secundario de la red primaria.

Veámos, por ejemplo, un caso práctico. La red tiene tensiones que oscilan entre 200 y 250 Volt, y se desea intercalar un autotransformador con varias derivaciones, a fin de tener siempre una tensión secundaria de 220 Volt. La relación de transformación necesaria oscila entre:

$$k = \frac{200}{220} = 0,91 \quad ; \quad y \quad k = \frac{250}{220} = 1,14$$

Con lo que la potencia necesaria del autotransformador será, con respecto a la de un transformador que prestará igual servicio:

$$\frac{0,91 - 1}{0,91} = 0,1 = 10\%$$

Donde se toma el valor absoluto del cociente, pres -

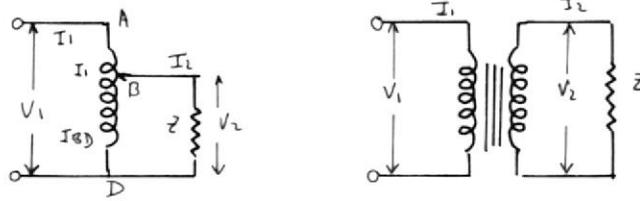


FIGURA B-7.- ESQUEMAS COMPARATIVAS DEL AUTOTRANSFORMADOR Y EL TRANSFORMADOR

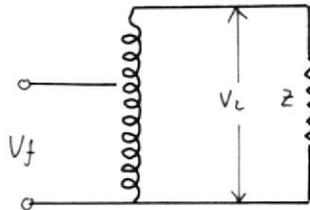


FIGURA B-8.- AUTOTRANSFORMADOR ELEVADOR DE TENSION

cindiendo del signo, por razones obvias. Para el otro límite extremo de tensiones, el cociente vale:

$$\frac{1,14 - 1}{1,14} = 0,12 = 12\%$$

Luego, la potencia necesaria del autotransformador es sólo un 12% (tomando la relación más desfavorable, pues esa será la cifra necesaria) de la que debería traer un transformador que prestara el mismo servicio. Estas cifras son elocuentes de por sí, y bastan para demostrar la razón del empleo generalizado de los autotransformadores en las redes, para elevar o reducir la tensión en valores cercanos a la unidad.

Para relaciones de transformación que se alejan mucho de la unidad, el cociente entre las potencias necesarias tiende a valer 1, luego el autotransformador requiere casi la misma potencia que el transformador. Pese a esto sería conveniente por sus menores pérdidas y caídas internas, pero en tales casos hay mucha diferencia entre las tensiones primaria y secundaria, con lo que aparecen problemas de aislación; ellos obligan a utilizar el transformador, cuya independencia entre circuito primario y secundario le da ventaja en tales casos.

## APENDICE C

### ESTABILIZADORES DE TENSION

Las fluctuaciones de la tensión de la red de distribución eléctrica, generalmente en disminución con respecto al valor nominal, provocan inconvenientes en el funcionamiento de algunos aparatos eléctricos cuando aquellas sobrepasan cifras aceptables generalmente conocidas. Es común especificar que cualquier artefacto funciona normalmente con un 7% de variación de tensión en más o en menos, lo que en cifras absolutas para la tensión de 220 V se traduce en 15 V en más o en menos. Pero en la realidad es frecuente que se tengan variaciones, especialmente en disminución, mayores que tal cifra.

Los autotransformadores elevadores de tensión son económicos pero requieren una regulación manual por topes, cosa factible en instalaciones industriales pero no recomendable para artefactos domésticos, en cuyo caso un error en la maniobra puede dañarlos. Tales razones han creado la necesidad de los elevadores o reductores automáticos, a los que se denomina estabilizadores

de tensión. Su diseño se ha perfeccionado al extremo que los hay que regulan la tensión dentro de cifras de  $\pm 1\%$ .

Hay diversos tipos de estabilizadores de tensión y - pueden ser clasificados en dos grupos: los que emplean dispositivos electrónicos como válvulas o semiconductores y los que emplean transformadores a núcleo saturado. Obviamente, para mantenernos en el tema de este libro eludimos el primero grupo y trataremos el segundo.

Antes de abordar el tema debemos hacer dos advertencias. La primera es que hasta aquí hemos considerado siempre que los núcleos deben trabajar preferentemente en la zona lineal de magnetización y no en la de saturación, mientras que ahora tendremos que ocuparnos de esta última situación. Y la segunda es que las pérdidas en el hierro aumentan si se trabaja a núcleo saturado, lo que implica un consumo adicional para los artefactos conectados; tal consumo es aceptado por la mejora en el servicio al disponer de una tensión de valor constante.

EL ESTABILIZADOR A SATURACION MAGNETICA.-

Desde que hay proporcionalidad entre las cifras de la inducción magnética en el núcleo y la f.e.m. inducida en los bobinados que envuelven al mismo, surge la idea de que saturamos al núcleo eliminaremos las variaciones lineales y tendremos que la f.e.m. no guarda más la proporcionalidad con la corriente y tal situación puede aprovecharse para disponer de una regulación. Lo que necesitamos es que se sume a la tensión secundaria o de carga una fracción de la misma que disminuya cuando la tensión primaria o de línea se reduzca. Entonces se ve que hay que disponer de una tensión de carga que esté formada por dos partes, una fija que puede ser la mínima, la que resulta cuando la tensión primaria es la normal, y una agregada que es nula en la situación mencionada y que va aumentando cuando la tensión de línea disminuye. Es lógico que esa corrección no puede ser ilimitada y entonces habrá siempre una cifra límite en la estabilización. Suele referirse tal cifra a la tensión nominal de línea como un % o una cantidad; así, para 220 V de línea se especifica que el estabilizador trabaja desde los 150 V, - por ejemplo, o que es apto para estabilizar variaciones del 30%.

Veámos ahora la realizacion de la idea expuesta. En la Figura C-1, vemos dos transformadores a los que lla

mamos  $T_A$  y  $T_B$ , el primero de los cuales trabaja en condiciones normales o sea con inducción normal en el núcleo, usando la parte recta de la curva de imanación. El segundo,  $T_B$ , trabaja en condiciones de saturación o sea en la zona curva de la gráfica de magnetización: además, el secundario de este transformador está conectado en oposición con el de  $T_A$ . Si se consideran las ff.ee.mm. inducidas en los bobinados, las de los primarios se suman y las de los secundarios se restan. En la Figura se indican los valores de las ff.ee.mm. resultantes primaria y secundaria  $E_1$  y  $E_2$ . La tensión de línea es  $V_1$  y la de salida o de carga es  $V_2$ .

Para lograr la saturación de  $T_B$  se dimensiona su núcleo con valores de inducción dobles que los normales, resultando el mismo de dimensiones menores. Además, veremos que también lleva menor cantidad de espiras que  $T_A$ , de modo que el segundo transformador es más pequeño. Las secciones de los alambres en cambio deben ser iguales que en  $T_A$  pues pasa por ellos la misma corriente en ambos transformadores.

Para comprender el funcionamiento del sistema hagamos un gráfico como el que muestra la Figura ., en el que en abscisas se toman valores proporcionales a la inten-

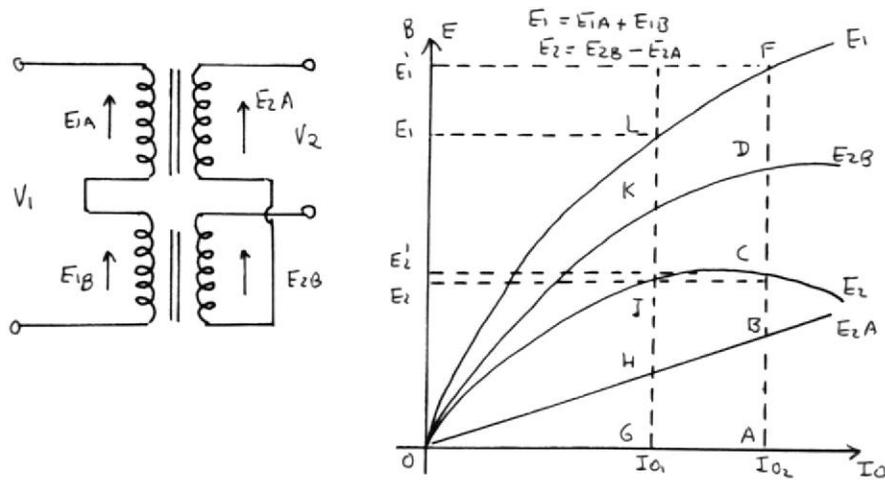


FIGURA G-1.- ESQUEMA DE CONEXIONES DEL ESTABILIZADOR A SATURACION MAGNETICA Y GRAFICO DE INDUCCIONES Y TENSIONES.

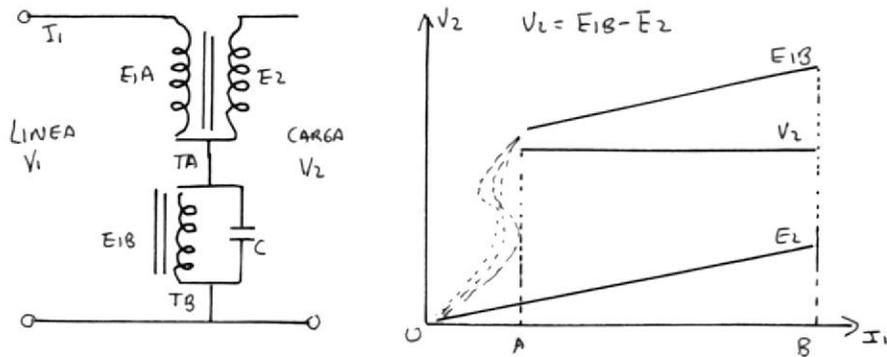


FIGURA G-2.- ESQUEMA TEORICO DEL ESTABILIZADOR RESONANTE SATURADO Y GRAFICO DE LAS FUERZAS ELECTROMOTRICES EN FUNCION DE LA CORRIENTE MAGNETIZANTE.

sidad de corriente magnetizante y en ordenas las cifras de inducción magnética. Como sabemos, las ordenadas pueden representar, en otra escala, los valores de las ff.ee.mm. Desde que interesa especialmente lo que ocurre en el circuito de carga, tomemos valores secundarios. La recta OHB representa la f.e.m. secundaria de  $T_A$  pues es un transformador que trabaja en la zona lineal de imanación: en cambio, la curva OKD - representa la f.e.m. secundaria de  $T_B$  que tiene esa forma por tener este transformador su núcleo saturado. La fuerza electromotriz total resultante para los dos secundarios, en virtud de la conexión invertida - del de  $T_B$  se obtiene restando las ordenadas de las dos curvas mencionadas y resulta la curva OJC que da  $E_2$ . Si queremos tener la f.e.m. total de los dos primarios, tomamos la suma de las ordenadas de OHB y OKD y se obtiene la curva OLF la que, cambiando la escala si se tienen distintas cantidades de espiras en los primarios y secundarios, nos da  $E_1$ . Pero interesa seguir ocupándonos de los secundarios.

Veámos lo que pasa para una variación de tensión primaria de  $I_{01}$  a  $I_{02}$  o sea un 50% de aumento de tal corriente, producida por un aumento de 50% en la tensión de línea  $V_1$ . La f.e.m. total primaria pasa de un valor  $E_1$  a  $E_1$  medidos en el eje de ordenadas -

mientras que la f.e.m. total secundaria pasa de un valor  $E_2$  al mismo valor  $E_2$  con fluctuación hasta un valor  $E_2$  muy poco mayor. Resulta evidente que ante una gran variación de tensión de línea, sea en aumento - como lo mencionamos o en disminución, pues el efecto es el mismo, provoca una muy pequeña variación en la f.e.m. total secundaria y con ello en la tensión en la carga  $V_2$ . En el caso ilustrado la variación máxima es del orden del 2% mientras que la f.e.m. total primaria varía el 20%.

#### NORMAS PARA EL DISEÑO.-

Se supone que disponemos de las curvas de magnetización del material para núcleos y que la Figura C-1 las representan en cierta escala. Admitimos que las curvas OKD corresponden en distintas escalas, a las ff. ee.mm. primaria y secundaria de  $T_B$  que es el transformador saturado y que la recta OHB representa las ff. ee.mm. primaria y secundaria, en distinta escala, del transformador  $T_A$  que es el lineal. Para lograr la distinta condición de magnetización, tomamos para  $T_A$  una cifra de inducción igual a la mitad del borde de saturación y para  $T_B$  una cifra sobre de ese borde, - con lo cual  $B_B = 4 B_A$ . Esto significa que la proporción de espiras entre ambos transformadores, referidas

a un Volt es  $N_B = 4 N_A$ .

Luego fijamos el % de variación de tensión de carga  $V_2$  admitida, que generalmente es un 2%. Y también - debe fijarse el mínimo de tensión primaria para mantener el valor de  $V_2$ ; es usual partir de 150 V para - 229 V secundarios.

Tomemos para un ejemplo las cifras dadas y el lector modificará el cálculo si fueran diferentes. Consideremos primero la relación de espiras necesaria para mantener una tensión secundaria de 220 V o sea que en el gráfico se tiene:

$$AC = AD - AB = 220$$

y tomando las ordenadas correspondientes en mm en la Figura **C2** se tiene:

$$2,7 - 1,5 = 2,2$$

Luego, 2,2 mm equivalen a 220 V o sea que tenemos una escala de 100 Volts por mm, lo que nos permite escribir de nuevo la primera igualdad:

$$370 - 150 = 220$$

Lo que nos dice que las tensiones secundarias de ambos transformadores serán de 370 y 150 V. Ahora pasemos a la segunda condición. Para que en el primario se mantenga una condición normal de 220 V se debe cumplir:

$$AF = AD + AB = 220$$

y tomando las ordenadas en mm del gráfico se tiene:

$$3,7 + 1,5 = 5,2$$

y si 5,2 mm equivalen a 220 V, resultan 42,3 Volts por mm y la igualdad queda:

$$156 + 64 = 220$$

Lo que nos dice que los primarios deben ser calculados para 156 V y 64 V. En resumen el transformador  $T_A$  debe dimensionarse para una relación de tensiones 156/370 y  $T_B$  para 64/150.

A partir de estas conclusiones lo que sigue es conocido. Tenemos las relaciones de transformación de ambos transformadores, tenemos los valores de inducción para cada núcleo y por consiguiente una vez conocida la potencia en juego determinamos los valores de las intensidades de corriente, lo que nos permite diseñar completamente ambos transformadores siguiendo los procedimientos vistos en capítulos anteriores.

#### EL ESTABILIZADOR RESONANTE SATURADO.-

La solución para estabilizar la tensión en la carga - usando como regulador un núcleo saturado tuvo numerosos variantes, entre las que podemos citar el usar un solo transformador en lugar de los dos de la Figura C-1 ; en ese caso se colocaban tres bobinados, uno que reemplazaba a los dos primarios de aquél sistema y - los otros dos equivalen a los secundarios antes vistos. Otra solución consistía en emplear inductancias con núcleo de hierro saturado en las que se introducía un elemento variable, se desplazaba el núcleo o se recurría a otra variante. Pero de todas las innovaciones merece citarse la que utiliza un inductor saturado o reactor que lleva un capacitor derivado para hacerlo entrar en resonancia eléctrica a la frecuencia de la red de canalización. Tal tipo se ha impuesto por su

eficiencia y se lo denomina estabilizador resonante saturado.

Veámos la disposición y el funcionamiento de este estabilizador. La Figura C-2 nos muestra los componentes un transformador  $T_A$  cuyos bobinados tienen un punto común en los extremos inferiores y al cual se conecta en serie el reactor que llamamos  $T_B$  cuyo núcleo - trabaja saturado y cuyo bobinado tiene derivado un - capacitor  $C$  que lleva al conjunto a la resonancia.

$T_A$  puede ser un bobinado único con derivación, o como veremos, se usan bobinados separados sobre un - mismo núcleo para conectar el reactor de manera especial.

En el esquema de la Figura C-2 se indican las letras - que corresponden a la tensión de línea  $V_1$  y de carga  $V_2$ . La f.e.m. en el primario de  $T_A$  es  $E_2$ . La corriente magnetizante primaria la marcamos con  $I_1$ . Entre la f.e.m.  $E_2$  y la corriente  $I_1$  hay una proporcionalidad, ya que el bobinado que da  $E_2$  está sobre el mismo núcleo que tiene el bobinado recorrido por  $I_1$ . Hagamos un gráfico en el que las abscisas representen a la corriente magnetizante y las ordenadas a la inducción o, en otra escala, a la f.e.m. en cada bobinado, tal como lo hicimos para el estabilizador

anterior. La Figura C-2. nos da tal gráfico en el que observamos en la zona correspondiente a la abscisa OA las deformaciones en la curva de imanación provocadas por el fenómeno de resonancia que hace circular cargas del capacitor a la bobina y viceversa. A partir de A sobre preponderancia la magnetización y las gráficas se hacen rectas. Ahora veámos como se obtiene el gráfico que da la tensión de carga  $V_2$ .

Los bobinados del reactor y del secundario de  $T_a$  están conectados en oposición, o sea invirtiendo sus fases, de modo que la tensión secundaria será la diferencia vectorial entre esas dos ff.ee.mm. En el gráfico vemos que la recta inclinada superior representa a la f.e.m. en el reactor y la recta inclinada más inferior a la f.e.m. del secundario de  $T_A$ . La resultante será la diferencia entre las ordenadas de ambas rectas y es la recta intermedia que da la tensión de carga  $V_2$  y, que tiene posición horizontal. Para lograr tal cosa hay que regular la inclinación de una de las otras rectas y es fácil lograrlo en la correspondiente al reactor mediante valores de diseño. Al ser horizontal la recta de  $V_2$  nos dice que sus valores no dependen de los  $I_1$ , corriente magnetizante, que es lo mismo - que decir, por razones de proporcionalidad directa, - de  $V_1$  tensión de línea.

Para comprender cómo se logra que la tensión  $V_2$  se mantenga constante no hay más que recordar el funcionamiento del estabilizador de la Figura C1 ya que el hecho de que restemos dos tensiones para obtener la tensión de carga se cumple también en el caso que estamos tratando. La diferencia que tenemos ahora es la acción más enérgica por el efecto de la resonancia en el reactor.

Los valores de  $V_2$  en la zona OA no se han dibujado bien porque carecen de valor práctico, ya que no se hará trabajar al estabilizador en la misma. Puede deducirse, estudiando esa zona, que hay inclusive una parte con pendiente negativa, es decir, con tensión que aumenta al decrecer la corriente, pero, insistimos, ese detalle no debe perturbar nuestra explicación.

Estudiado el comportamiento y conocidas las necesidades prácticas en materia de estabilización, podemos afirmar que, dentro de márgenes de 25 al 30% de variaciones, de la tensión de la línea, este dispositivo funcionará perfectamente, manteniendo la tensión en la carga dentro de un 1% hasta un 2% del valor prefijado. La tensión a la salida no es senoidal pura, sino que tiene armónicas, pero ello no representa un inconveniente para los aparatos a conectar. El rendi

dimiento es del orden del 80%. Un detalle importante es que, desde que su funcionamiento se basa en una resonancia, la frecuencia de la línea debe ser constante. Cualquier alteración en la misma repercute en la estabilidad de la tensión de salida, aproximadamente en el doble de esa alteración.

#### DISEÑO DEL ESTABILIZADOR.-

El esquema de la Figura C-2 es teórico. En la práctica se han introducido modificaciones para mejorarlo, y se llega al montaje de la Figura C-3. Si bien el principio de funcionamiento es el mismo, esta disposición permite utilizar, como veremos, dos núcleos iguales para ambos inductores. Uno de ellos lleva una derivación que no es en la mitad, sino en la proporción que veremos más adelante. El otro lleva dos derivaciones en el bobinado, cuyo orden en el arrollamiento se determinará por cálculo.

Veámos las misiones de cada sección de los bobinados. La tensión de línea  $V_1$  queda aplicada a las secciones  $N_1$  y  $N_{ab}$  en serie. La tensión de salida se toma del secundario aparente, formado por  $N_2$  en serie con  $N_{ac}$ . Por otra parte el total  $N_{ad}$  forma el inductor que debe resonar con la capacidad  $C$ , de acuerdo a lo dicho ante

riormente. La saturación en el núcleo del inductor resonante se mantiene gracias a los ampervueltas adicionales de su sección  $N_{ed}$  cuando la tensión de línea baja mucho.

Veámos cómo se diseña el conjunto. Comencemos por el circuito resonante en el cual podemos desde ya escribir las expresiones de las reactancias inductiva y capacitiva de  $T_2$  y  $C$ :

$$X_L = 2 \pi f \frac{0.4 \pi N^2 \mu S}{10^8}$$

$$X_C = \frac{10^6}{2 \pi f C}$$

En cuyas expresiones tenemos:  $f$  es la frecuencia de la red. 50 c/s. El valor de la permeabilidad magnética  $\mu$  lo determinaremos haciendo las siguientes consideraciones; como ese inductor debe trabajar saturado, para hierro corriente de 0,35 mm debemos adoptar una inducción  $B = 16.000$  Gauss y si vamos a la figura c-2 sacamos que la intensidad de campo vale 60. El cociente nos da la permeabilidad  $\mu = 266$ . Pero no podemos olvidar el efecto del entrehierro. Si recordamos la expresión de la reluctancia magnética del núcleo, teníamos:

$$R_m = \frac{I_e}{S} + \frac{I}{\mu S}$$

Y suponiendo en primera aproximación que el entrehierro tiene una longitud de un milésimo de la línea de fuerza media, podemos escribir:

$$R_m = \frac{I}{\mu S} \left( \frac{\mu}{1000} + 1 \right)$$

en cuya expresión, poniendo  $\mu = 266$  resulta:

$$R_m = 1,26 \frac{I}{\mu S}$$

es decir, en cifras redondas, un 25% mayor que la reluctancia del mismo núcleo si no tuviera entrehierro. Por ello, debemos tomar para  $\mu$  un valor que un 25% menor, es decir  $\mu = 200$ . Reemplazando esta cifra y poniendo 50 en lugar de  $f$ , podemos igualar las dos reactancias, inductiva y capacitiva y se tiene:

$$2 \pi 50 \frac{0,4 \pi N^2 200 S}{10^8} = \frac{10^6}{2 \pi 50 C}$$

De cuya igualdad podemos deducir el valor del número de espiras  $N$  del inductor  $T_2$ . Haciendo simplificaciones resulta:

$$N = 2000 \sqrt{\frac{1}{SC}}$$

donde  $l$  = longitud magnética media del núcleo en cm y  
 $S$  = sección del mismo en  $\text{cm}^2$  es la capacidad en  $\mu\text{F}$ .

Veámos ahora cómo se obtienen las derivaciones en el arrollamiento de  $T_2$ . El tramo ab interviene en el primario, luego la cantidad de espiras está relacionada con  $V_1$ . Recordemos las expresiones empíricas que vinculaban la tensión específica con la sección del núcleo, y podemos escribir:

$$N_{ab} = \frac{16 V_1}{S}$$

El tramo ac interviene en el circuito secundario, y luego la cantidad de espiras está vinculada a  $V_2$ . Podemos escribir:

$$N_{ac} = \frac{28 V_2}{S}$$

Resultando el tramo bc por simple diferencia:

$$N_{bc} = N_{ac} = N_{ab}$$

Y para el tramo final cd podemos también hacer una diferencia:

$$N_{ed} = N - N_{ac}$$

Ahora pasamos al inductor no saturado  $T_1$ , que tiene dos tramos en el bobinado, o mejor dicho, dos bobinados diferentes, pues veremos que las secciones de sus alambres son distintas. Para el diseño no hay ningún inconveniente en adoptar el núcleo de  $T_1$  la misma sección  $S$  que tenía en de  $T_2$ . Luego, el número de espiras de la primera mitad se calcula con la expresión:

$$N_1 = \frac{35 V_1}{S}$$

Y para la sección segunda se hace la siguiente consideración: Si llamamos  $m$  al factor de regulación, dado por el cociente entre la diferencia entre la tensión máxima de línea y la mínima, sobre la tensión máxima tenemos:

$$m = \frac{V_M - V_m}{V_M}$$

factor que en la práctica es del orden de 0.25 a 0.30. Entonces, calculamos el número de espiras del segundo tramo mediante la ecuación:

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

de la cual deducimos de inmediato:

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

Y ahora podemos pasar a determinar las secciones de los alambres. Primero establecemos que la corriente de consumo en la carga vale:

$$I_2 = \frac{W}{V_2}$$

Y ahora hagamos las siguientes observaciones, referidas a la figura C-1. La corriente en la carga circula también por el segundo tramo de  $T_1$  y por el conjunto resonante de  $T_2$ . Este último bobinado debe restar sus efectos a ese segundo tramo de  $T_1$ , según los estipulamos para la Figura C-2. Luego en  $T_2$  debe

haber como mínimo doble corriente que  $I_2$ . Por el primer tramo de  $T_1$  debe circular la suma de las corrientes mencionadas, una vez  $I_2$  + dos veces  $I_2$ , es decir un total de  $3 I_2$ . No debe preocupar la fuerte corriente circulante, pues sólo interviene en el cálculo de los alambres, ya que por estar desfasada respecto de la tensión no se traduce en potencia wattada. Este esquema de corrientes se ha representado simbólicamente en la figura C-4, pero en el caso de la figura C5, esquema real de nuestro estabilizador, tenemos que hacer un nuevo análisis, y entrar en la representación vectorial. Como se trata de un detalle que sólo interesa para el cálculo de las secciones de los alambres - en los distintos tramos, damos en la figura C5 la distribución de corrientes. Con esos datos pueden calcularse los alambres y luego las dimensiones de la ventana del núcleo, necesarias para dar cabida al bobinado.

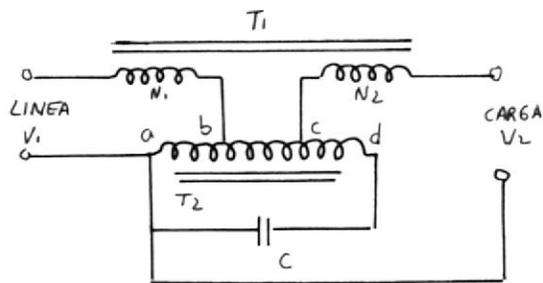


FIGURA G-3.- ESQUEMA REAL DEL ESTABILIZADOR DE TENSION



BIBLIOTECA

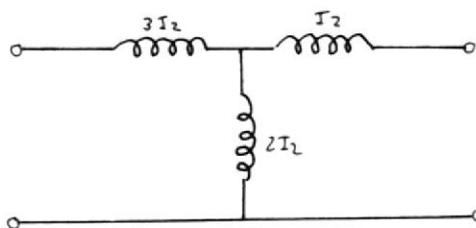


FIGURA G-4.- DISTRIBUCION TEORICA DE CORRIENTES

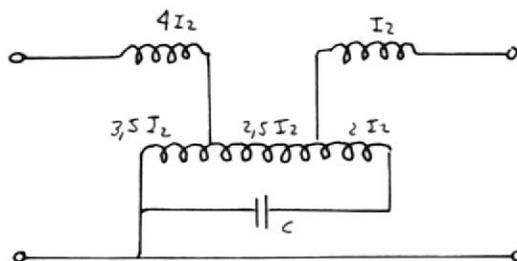


FIGURA G-5.- DISTRIBUCION REAL DE CORRIENTES



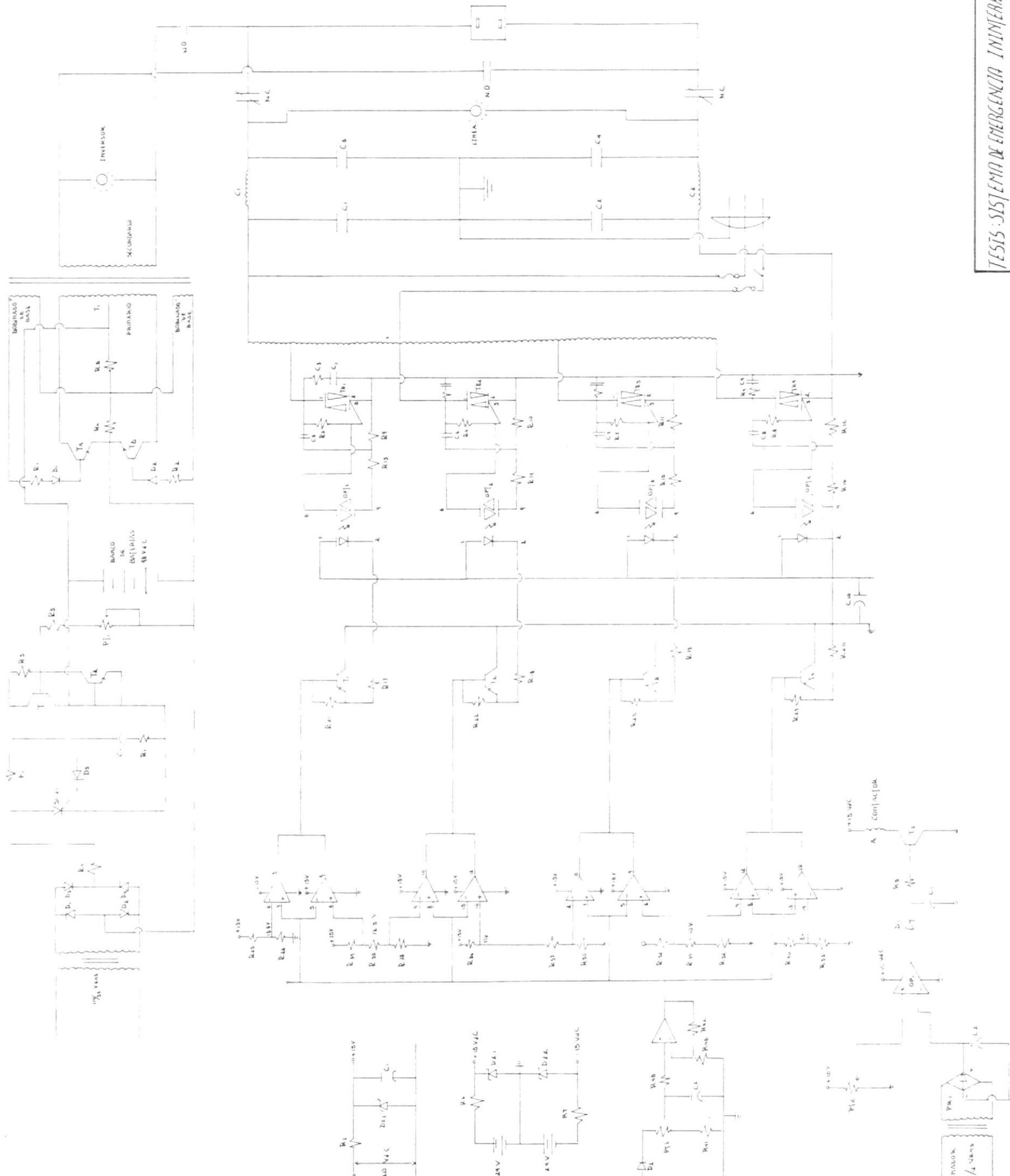
BIBLIOTECA

## B I B L I O G R A F I A

1. DEBOO J. GORDON AND BURROOS N. CLIFFORD, Circuitos Integrados y Dispositivos Semiconductores, Mc Graw-Hill, España, 1977.
2. Departamento Técnico de la DIVISION ESTADO SOLIDO - DE RCA, Circuitos de Potencia de Estado Sólido Manual para Projectistas, ARBO S.A.C, Argentina, 1978.
3. DEWAN B.S. AND STRAUGHEN A, Power Semiconductor Circuits, Johnh Willey & Son, U.S.A., 1975.
4. DRISCOLL F. FREDERICK, Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits, Prentice-Hall, New Jersey, 1982.
5. ECG, Semiconductors Master Replacement Guide, U.S.A 1985.
6. FOX HARRY, Master OP-AMP Applications Handbool, Mc Graw-Hill, España, 1984.

7. GENERAL ELECTRIC, Semiconductor Data Handbook, General Electric Company Semiconductor Products Department, New York, 1977.
8. GUALDA J. AND MARTINEZ GARCIA, Inversor con Transistores Distintas Soluciones y Electrónica Industrial, U.S.A. 1983.
9. KILGENSTEIN OPMAR, Fuentes de Alimentación Electrónica, Mc-Graw-Hill, Barcelona, 1984.
10. LILEN H. Tiristores y Triacs, Marcombo S.A., Barcelona, 1981.
11. LOWDON ERIC, Practical Transformer Design Handbook Howard W. Sams & Co., Inc. Indiana, 1981.
12. MALONEY J. TIMOTHY, Electrónica Industrial Dispositivos y Sistemas, Prantice-Hall. International y Englewood Cliff, N.J. 1979.
13. RCA SOLID STATE, Thyristor and Rectifier Manual , RCA Corporation, New Yersey, 1975.
14. SCHILLNG L. DONALD AND BELOVE CHARLES, Circuitos Electrónicos Discretos e Integrados, Mc Graw-Hill, New York, 1968.

15. SISKYND. S. CHARLES, Electrical Control Systems in Industry, John Wiley & Son, U.S.A., 1975.



TESTIS: SISTEMA DE EMERGENCIA ININTERRUMPTIBLE

FAC DE INGENIERIA ELECTRICA - ESPOL

DIRECCION DE TESTIS: ING CARLOS VILLAFUERTE P.

ALUMNO: ADRIANO RAMIREZ GALEANO 1988 - 1989