

Universidad Nacional de Ingeniería
Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica



Conversión a Estado Sólido de un Rectificador
Trifásico con Válvulas de Mercurio para el
Laboratorio de Electricidad de la UNI

T E S I S

para Optar el Título Profesional de

INGENIERO ELECTRICISTA

FERNANDO CESAR CAMPOS MERINO

Promoción 1974

Lima - Perú

1985

A LA MEMORIA DE MI MADRE:

MI PRIMERA MAESTRA.

INDICE

EXTRACTO

INTRODUCCION.

CAPITULO I.

1. ESPECIFICACIONES BASICAS DE DISEÑO.

- 1.1. Especificaciones del Equipo Original.
- 1.2. Esquema de funcionamiento.
- 1.3. Especificaciones de reemplazo de componentes.

CAPITULO II.

2. DISEÑO DEL RECTIFICADOR A ESTADO SOLIDO.

- 2.1. Diseño del Circuito de Potencia.
- 2.2. Diseño del Circuito de Control.
- 2.3. Diseño del Sistema de Protección.
 - 2.3.1. Diseño del Disipador Térmico.
 - 2.3.2. Diseño de la Red Supresora de Transitorios.
 - 2.3.3. Elección de los Fusibles.

CAPITULO III.

3. MONTAJE.

- 3.1. Montaje del equipo convencional.
- 3.2. Montaje del equipo menor.

3.2.1. Construcción de la tarjeta del Circuito Impreso.

3.2.1.1. Características Constructivas de la tarjeta

3.2.1.2. Trazado de las Superficies conductoras de cobre.

3.2.1.3. Proceso de Baño Químico.

3.2.1.4. Perforación de Agujeros.

3.2.1.5. Montaje de Componentes.

CAPITULO IV.

4. PRUEBAS EXPERIMENTALES.

4.1. Experiencias Ejecutadas.

4.1.1. Experiencia N° 1.

Funcionamiento del Rectificador no Controlado en Vacío.

4.1.2. Experiencia N° 2.

Funcionamiento del Rectificador Controlado en Vacío.

4.1.3. Experiencia N° 3.

Voltaje a través de un Tiristor.

4.1.4. Experiencia N° 4.

Características de carga del Rectificador No Controlado sin Bómbina de Alisamiento.

4.1.5. Experiencia N° 5.

Característica de Carga del Rectificador No Controlado con Bómbina de Alisamiento.

4.1.6. Experiencia N° 6.

Tensión Continua (DC) de Salida como una fun-

ción del Angulo de Disparo bajo Condiciones de Carga Constante.

4.1.7. Experiencia N° 7.

Característica de Carga del Rectificador Controlado para varios Angulos de Disparo.

4.1.8. Experiencia N° 8.

Magnitudes de Tensión, Corriente y Potencia en el Lado de Alterna del Rectificador Controlado.

4.1.9. Experiencia N° 9.

Uso del Rectificador para Control de Velocidad de un Motor.

CAPITULO V.

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

APENDICE.

ANEXO I.

1.a. Análisis Teórico del Rectificador a Estado Sólido.

1.b. Expecificaciones de los Componentes utilizados.

BIBLIOGRAFIA.

EXTRACTO

El objetivo del presente trabajo es exponer los criterios y metodología de diseño adoptados para llevar a efecto tanto desde el punto de vista teórico como práctico la conversión del rectificador de válvulas de mercurio a equipamiento con estado sólido.

El desarrollo del tema abarca una serie de secuencias en las cuales se definen tópicos que comprenden : el planteamiento de la metodología de reemplazo de componentes, diseño de los circuitos de potencia, control y protección, y la ejecución de pruebas experimentales.

Los aspectos teóricos de diseño se han definido de acuerdo a criterios básicos recomendados por los fabricantes de dispositivos a estado sólido, respetando en todo momento los regímenes máximos de los mismos.

En lo referente a la ejecución de pruebas experimentales, se ha tomado como guía el Manual de Ejercicios del Convertidor AEG, teniendo en cuenta en la obtención de resultados las características propias de cada sistema, es decir del original a válvula de mercurio y del actual a estado sólido.

INTRODUCCION

La premisa básica en la elaboración del presente trabajo es la de rediseñar un equipo rectificador marca AEG, originalmente equipado con una válvula trifásica de Mercurio para reemplazarla por dispositivos semiconductores controlados de Silicio (SCR) comunmente conocidos como tiristores.

Para tal efecto ha sido necesario una evaluación inicial de los equipos originales para luego efectuar un replanteo que defina las condiciones de funcionamiento y ubicación de los dispositivos que van a reemplazar a los existentes.

Considerando que la filosofía del proceso de rectificación con válvula de mercurio difiere considerablemente en aspectos fundamentales con relación al proceso con estado sólido, la primera tarea que fué necesario abordar - era la de identificar todos los equipos existentes cuya función estaba estrechamente ligada al funcionamiento con válvula de mercurio.

Dentro de este rubro se incluyeron equipos tales como : relés y bobinas - de encendido, protecciones contra retroceso de arco, elementos de polarización de grilla, regulador de inducción etc., Todos estos equipos fueron extraídos totalmente ya que su funcionamiento no tiene ninguna relación con el funcionamiento en estado sólido.

Paralelamente se identificaron los equipos cuyo funcionamiento podía adaptarse al nuevo tipo de rectificación, tales como : instrumento de medida - contactores, interruptores, bobina de alisamiento, transformador de entrada - etc., los cuales conservaron su ubicación original para funcionar normalmente.

Luego se definieron todos los equipos y dispositivos nuevos que irán instalados al interior del cubículo, los cuales reemplazarían en su función a los equipos extraídos.

Todo el equipo previsto va al interior del cubículo metálico y se han hecho todas las conexiones necesarias a fin de asegurar la continuidad de funciones entre los equipos nuevos y los existentes. Posteriormente se hicieron los chequeos de conexiones y funcionamiento del conjunto para finalmente ejecutar las Pruebas Experimentales que se muestran en el Capítulo IV.

Dichas pruebas han sido extraídas del Manual de Ejercicios del Rectificador AEG en donde figuran las características y diagramas de instalación - para cada una de ellas, habiéndose efectuado el análisis y discusión de resultados como parte de este trabajo.

En lo referente al análisis y diseño del presente trabajo se ha procurado - presentarlo de la manera más clara y ordenada posible, tratando de justificar en todo momento las decisiones tomadas en lo referente a la selección de equipo, todo ello por razones didácticas, puesto que se trata de un trabajo de Tesis.

Finalmente, apartándome un poco de lo anterior quisiera expresar mi agradecimiento al personal técnico de los Laboratorios de Electricidad y Electrónica de la UNI, quienes en todo momento brindaron su desinteresada colaboración en la ejecución práctica de este trabajo, de manera especial - quisiera agradecer al Sr. Pablo Guillén C. por su valiosa colaboración en las etapas de montaje y pruebas del equipo.

CAPITULO I.

ESPECIFICACIONES BASICAS DE DISEÑO.-

La idea fundamental en la realización del presente trabajo es la de adaptar componentes de estado sólido (SCR), a un rectificador de potencia que originalmente funcionaba con válvula de mercurio, para lo cual ha sido necesario efectuar cambios y ajustes correspondientes a; circuito de potencia, circuito de disparo y dispositivos de protección, enmarcado todo ello dentro de la filosofía de estado sólido.

Se ha tratado en lo posible de aprovechar parte del equipo original, tal como; elementos de medición, transformador principal de entrada, interruptores, contactor, conectores, etc., a fin de utilizarlo de una manera adecuada en el nuevo equipo a diseñarse.

En este primer capítulo vamos a exponer en forma sucinta las características fundamentales del rectificador original, tales como; equipo original, diagrama unifilar, filosofía de funcionamiento, a fin de poder apreciar los cambios que será necesario efectuar en su estructura para la proyectada transformación a estado sólido.

1.1. ESPECIFICACIONES DEL EQUIPO ORIGINAL.-

El equipo original está ubicado en un cubículo metálico de 0.75 x 1.5 x 0.76 m. Dentro de la configuración del rectificador se pueden distinguir tres circuitos bien definidos:

Circuito de potencia.

Circuito de excitación y encendido.

Circuito de control.

Cada uno de los circuitos antes mencionados está asociado a una serie de componentes. A continuación se describen en forma separada cada uno de los circuitos.

1.1.1. ESPECIFICACIONES DEL CIRCUITO DE POTENCIA.-

El circuito de potencia está constituido por los equipos que transportan tanto la mayor corriente del sistema rectificador, así como soportan la tensión nominal a 220 V. Es aquí donde se efectúa todo el proceso de rectificación.

Su equipamiento está constituido por los siguientes componentes:

Interruptor de entrada, termomagnético, ajustable 16 - 25 A, 220 Vac.

Transformador trifásico de tres devanados:

Primario; 380/220 V, taps 4%, conexión delta.

Secundario; 220 V, conexión estrella con neutro accesible, 11.8 A.

Terciario; auxiliar para encendido, conexión zig-zag, 2x 55 V al punto medio de los brazos.

Fusibles de Anodos; 500 V, 15 A.

Tubo de mercurio; 220 V, 20 A, tres anodos con control de grilla y cátodo común.

Bobina de alisamiento; núcleo de hierro, 40 mH, 20 A a.c. y 2 A d.c., $R_{cc} = 0.1652$, entrehierro de 4 x 3.6 mm.

Interruptor de entrada al lado de continua, automático, ajustable 16 - 25 A, 220 Vcc.

Amperímetro de bobina móvil; escala de cuadrante 96 x 96 mm; 0.25 A.

Voltímetro de hierro móvil; escala de cuadrante; 96 x 96 mm, 250 V - 0 - 250 V.

1.1.2. ESPECIFICACIONES DEL CIRCUITO DE EXCITACION Y ENCENDIDO.-

Este circuito tiene por finalidad el suministro de corriente para provocar el encendido del mercurio existente en el tubo, permitiendo de este modo la circulación de corriente a través del mismo

El equipamiento está constituido por los siguientes componentes:

Bobina de excitación de ánodo.

Bobina de excitación de cátodo.

Relé de encendido; 8 A en regimen continuo, 5 A en operación.

Bobina de encendido; 55 V, 600 vueltas, energiza el solenoide que se introduce en el mercurio.

1.1.3. ESPECIFICACIONES DEL CIRCUITO DE CONTROL.-

El circuito de control tiene por finalidad ejercer una acción directa de control sobre el proceso de rectificación, logrando de este modo una regulación de las magnitudes de salida; tensión y corriente..

Por medio de este circuito se varía el ángulo de conducción del tubo de mercurio.

Sus componentes son:

Interruptor de entrada; termomagnético, ajustable 1 - 1.6 A.

Regulador de inducción; utilizado para desfasaje de la tensión en el tiempo, accionamiento manual por engranajes de relación 1 : 36.

Primario (Estator) ; 380 V, conexión estrella.

Secundario (Rotor); 380 V, conexión estrella con neutro accesible.

Resistencias limitadoras de grilla; $2\text{ k}\Omega$, 200 W.

Capacitores puente de grilla; $0.025\ \mu\text{F}$ tienen por finalidad filtrar las oscilaciones de alta frecuencia.

Resistencias de grilla - cátodo; $3\text{ k}\Omega$, 200 W.

Capacitor de amortiguamiento; $40\ \mu\text{F}$, 500 V.

El diagrama del circuito original con todos los elementos descritos anteriormente, se muestra en la Figura N° 1.

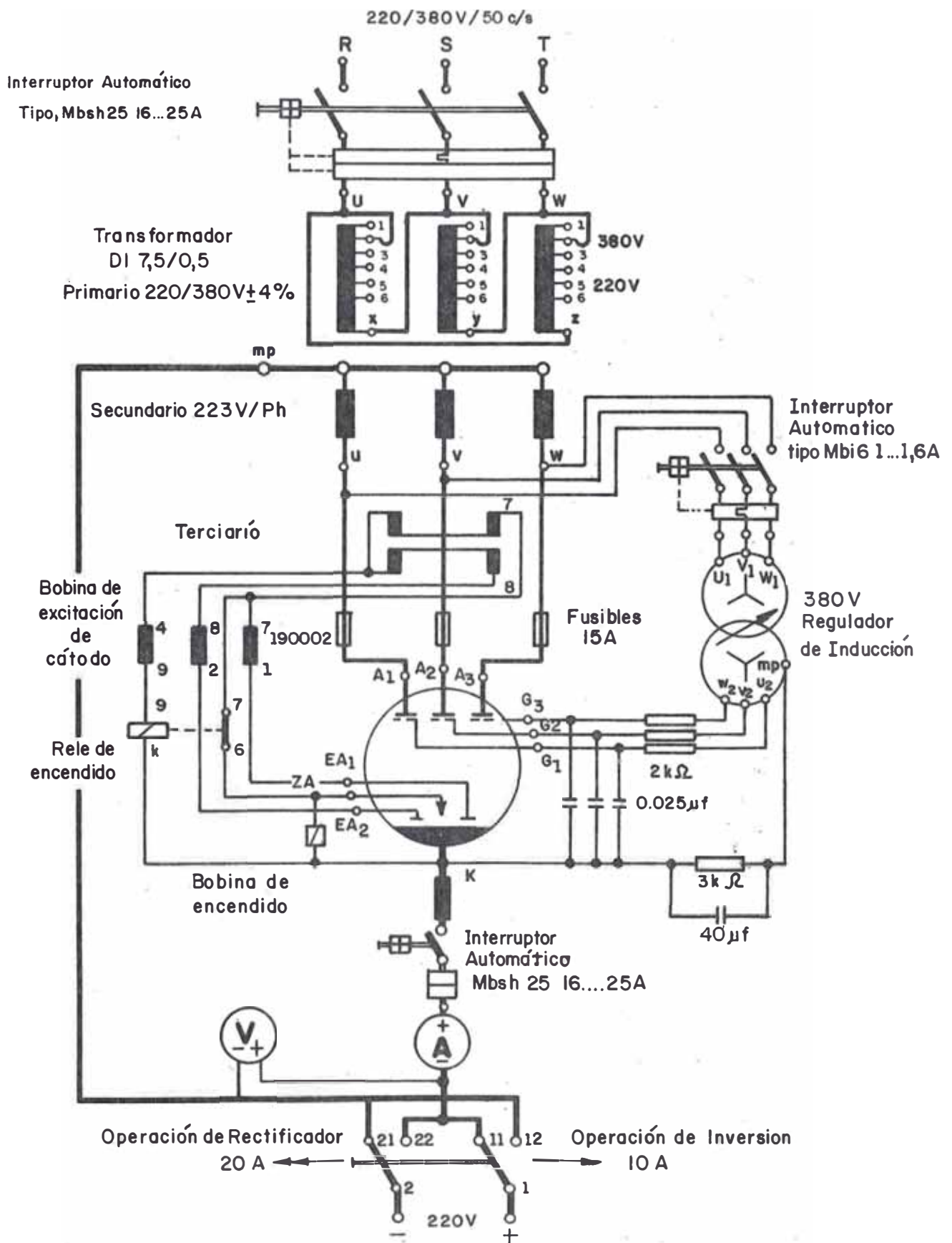


DIAGRAMA DEL CIRCUITO ORIGINAL
FIGURA N°

1.2. ESQUEMA DE FUNCIONAMIENTO.-

Condición básica de funcionamiento es la presencia de dos estados excluyentes entre si en el tubo de mercurio; estado de conducción y estado de no conducción.

Teniendo el tubo de mercurio tres ánodos correspondientes a cada una de las fases R, S y T, y un cátodo común, el estado de conducción se presenta cuando el ánodo se polariza positivamente y el cátodo es negativo, asumiendo el sentido convencional de la corriente que fluye de ánodo a cátodo, o sea de más (+) a menos (-). De manera similar, la situación no conductiva se presenta cuando la polarización es a la inversa, o sea que el ánodo tiene en ese momento un potencial más negativo que el correspondiente al cátodo.

Debe aclararse que la situación conductiva se presenta únicamente para uno de los ánodos, estando los otros dos en situación no conductiva o bloqueados.

La presencia del estado conductivo en uno de los ánodos es condición necesaria pero no suficiente para iniciar la descarga hacia el cátodo, es en este momento que la grilla comienza a ejercer un control para tal fin.

Como se sabe, la grilla es una pantalla metálica en la cual se han practicado un número determinado de orificios y se sitúa entre ánodo y cátodo.

El ánodo por si solo no ejerce ninguna acción sobre el cátodo si es que en la grilla existe una determinada tensión negativa y, por consiguiente, ningún electrodo resulta acelerado hasta la energía de ioniza-

ción. Si sometemos la grilla a una tensión negativa inferior a la anterior, la tensión anódica es ya capaz de atraer algunos electrones y acelerarlos hasta la velocidad de ionización.

Los iones positivos creados como consecuencia del desprendimiento de electrones, neutralizan en forma paulatina el campo negativo creado por la grilla en sus proximidades, lo que finalmente provoca la descarga franca de arco entre ánodo y cátodo.

Luego de iniciada la descarga, la grilla pierde el control sobre el paso de corriente entre ánodo y cátodo, manteniéndose este estado hasta la terminación del proceso conductivo en el ánodo respectivo al momento de iniciarse la conducción en el otro ánodo, el proceso se repite.

Existe un valor crítico de tensión negativa de grilla a partir de la cual, se forma la descarga.

1.2.1. METODO DE CONTROL DE GRILLA.-

La idea básica de ejercer un control de grilla es retrasar el instante de encendido con respecto a la posición inicial.

Dicho retraso se hace con una doble finalidad:

Primero, ordenar la secuencia de encendido de los ánodos, ya que un ánodo toma la corriente mientras el otro la deja y si no existiese el control de grilla se retrasaría el encendido dando origen a un funcionamiento errático de la válvula de mercurio, provocando deformaciones en la onda de salida.

Segundo, se logra una mejor regulación de la tensión continua

de salida, obteniendo valores a voluntad tanto de tensión como de corriente.

El método empleado por el rectificador original era el denominado método por desfasador.

Este método como su nombre lo indica utiliza un desfasador constituido por un regulador de inducción, el cual tiene la propiedad de suministrar una tensión alterna de salida de magnitud constante y fase controlada con respecto a la tensión de entrada.

De ese modo la tensión de salida está sincronizada con la tensión de entrada, para lo cual ésta se toma del lado primario del transformador de entrada.

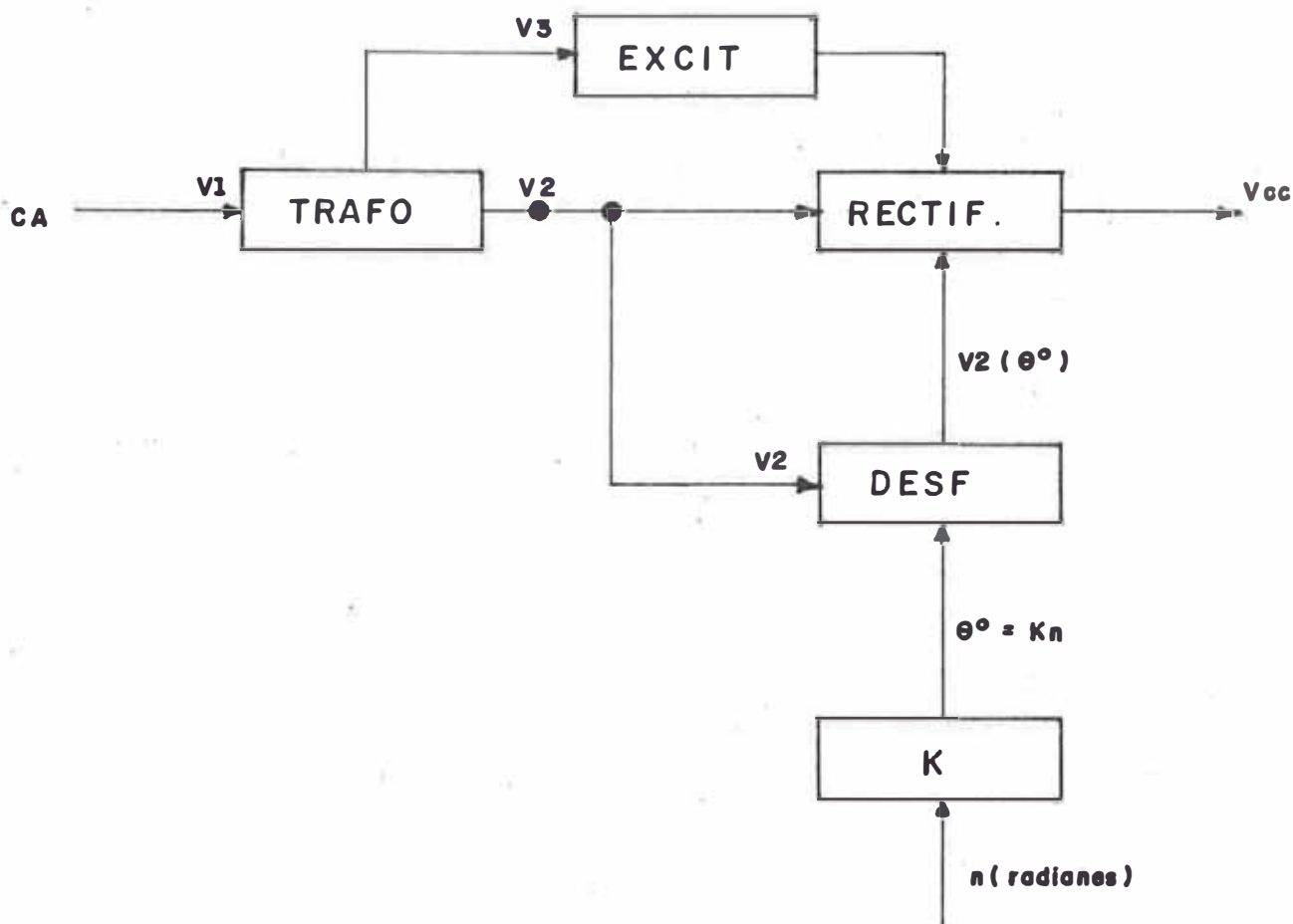
La tensión de salida del regulador es aplicada al circuito de grilla de tal manera que, al cortar a la curva del valor crítico de grilla se produce el disparo y la válvula de mercurio empezará a conducir, dicho instante de inicio del disparo puede controlarse a voluntad por medio de una manija graduada que existe en la parte frontal del cubículo que contiene el equipo.

1.2.2. DIAGRAMAS DE BLOQUES Y SEÑALES.-

El diagrama de bloques se ha ejecutado de acuerdo a las funciones que realiza el rectificador, así como a los controles que posee.

Se ha tratado en lo posible de ceñirse al diagrama unifilar que se muestra en la Figura N° 1, para tal efecto se ha considerado que cada uno de los bloques involucra una serie de dispositivos que realizan diversas funciones para llegar a un resultado previsto.

El diagrama de bloques definido se muestra en la Figura N° 2.



DIAGRAMAS DE BLOQUES

FIGURA N° 2

Bloque Trafo; este bloque representa al transformador de tres devanados ubicado a la entrada, la tensión primaria V_1 es la correspondiente al suministro exterior, V_2 es la tensión secundaria y V_3 la tensión terciaria o de excitación.

Bloque Excitación; representa el conjunto de bobinas de excitación, encendido y relé de encendido, que controlan la chispa en el charco de mercurio, cuya actuación es sólo al momento de inicio de la operación del rectificador.

Bloque K; representa el mecanismo que introduce el desfase en el desfasador o regulador de inducción.

El giro de la manija representa un ángulo determinado, de tal manera que se cumple la ecuación $\theta^\circ = k n$ donde:

$$\begin{aligned}\theta^\circ &= \text{grados sexagesimales de desfase} \\ n &= \text{radiánes} \\ k &= \text{constante.}\end{aligned}$$

Bloque Desfasador; representa al regulador de inducción que actúa sobre el circuito de grilla.

Este bloque se representa con dos entradas, por un lado la tensión de alimentación que proviene del secundario del transformador y por otro el desfase impuesto por el bloque k, de tal forma que la salida representa la tensión secundaria de igual amplitud, pero en función del ángulo de desfase.

Bloque Rectificador; está representado por el tubo de mercurio, con sus tres ánodos y un cátodo común.

Este bloque posee tres entradas y una salida, la entrada principal es la tensión a rectificarse, la cual proviene del secundario del transformador de entrada, la segunda entrada es el desfase impuesto por el desfasador a la grilla de control y la última entrada corresponde a la excitación, la salida es la tensión rectificada continua.

El diagrama de señales indica la secuencia de formación de la tensión rectificada y la acción de los dispositivos que la regulan, dicho diagrama se muestra en la Figura N° 3.

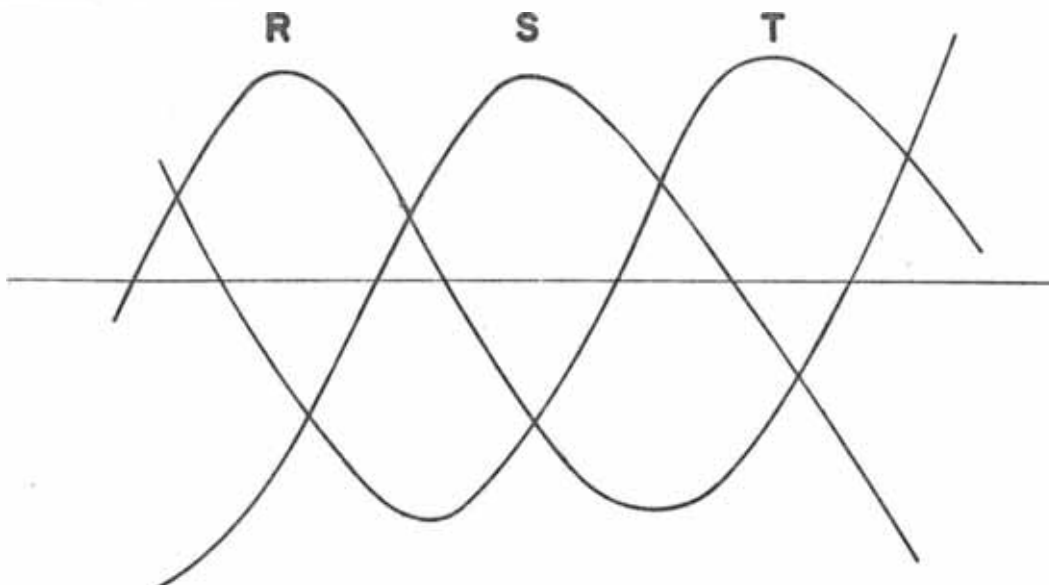
En la Figura N° 3 (a), se puede apreciar la tensión alterna trifásica que es suministrada a los ánodos del tubo de mercurio por el secundario del transformador principal.

En (b) se grafican las ondas que dan lugar al disparo o inicio de la descarga en el tubo de mercurio,

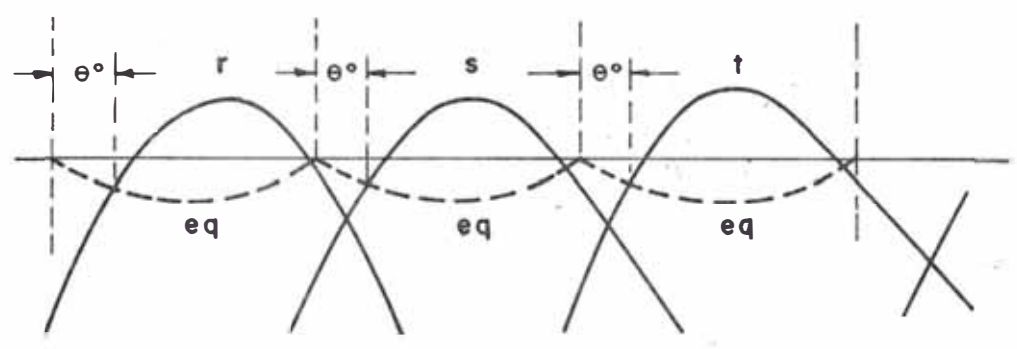
La curva a trazos "eg" representa el lugar crítico de la tensión negativa de grilla, y la onda trifásica senoidal es la tensión secundaria de fase regulable que es suministrada por el secundario del regulador de inducción.

Esta tensión tiene la propiedad de regulación de fase, pudiendo desplazarse en un intervalo de 30° a 150° , en el cual únicamente pueden cumplirse las condiciones de conducción.

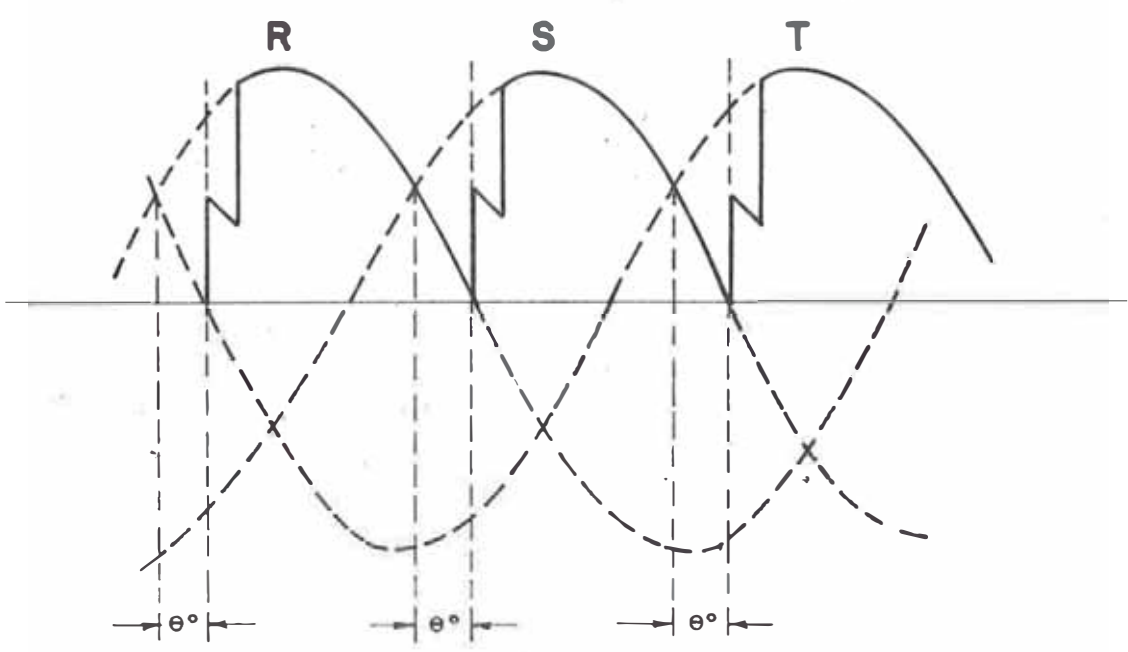
El disparo se produce cuando la porción ascendente de una fase corta al lugar crítico de grilla, originando el cambio de potencial negativo que rodea la grilla, lo cual a su vez causa la descarga entre ánodo y cátodo, tal como se explicó en el acápite anterior.



a) TENSION ALTERNA DE ENTRADA



b) TENSION DE DESFAJAJE (r, s, t) Y TENSION NEGATIVA CRITICA DE GRILLA (eq)



c) TENSION CONTINUA DE SALIDA (R, S, T) Y ANGULO DE DISPARO θ°

DIAGRAMA DE SEÑALES
FIGURA N° 3

Puede apreciarse la presencia del ángulo de disparo θ° , el cual como ya se dijo puede regularse a voluntad de 30° a 150° .

Este ángulo θ° es el mismo que se aprecia en la parte (c) de la misma figura y en donde se dibuja la tensión continua de salida ya rectificada.

1.3. ESPECIFICACIONES DE REEMPLAZO DE COMPONENTES.-

De acuerdo a lo explicado al inicio del presente capítulo, la finalidad de este trabajo consiste en reemplazar los componentes del rectificador por los equivalentes en estado sólido.

Para tal efecto, vamos a ser lo más explícitos posible a fin de especificar claramente los componentes que serán motivo de reemplazo.

En la Figura N° 4 se muestra el diagrama del circuito original, en donde los componentes, encerrados con línea punteada, representan los componentes a ser extraídos, a fin de reemplazarlos por su equivalente a estado sólido.

Los componentes a cambiarse corresponden, por un lado, al integro del circuito de excitación y encendido, así como, al circuito de control y por otro lado en el circuito de potencia se reemplaza el tubo de mercurio y la protección de fusibles correspondiente.

El terciario del transformador, si bien es cierto, forma parte integrante del conjunto, permanece en circuito abierto, ya que no alimenta ningún circuito.

DIAGRAMA ORIGINAL INDICANDO DISPOSITIVOS A REEMPLAZARSE
DENTRO DE LOS PERIMETROS A TRAZOS

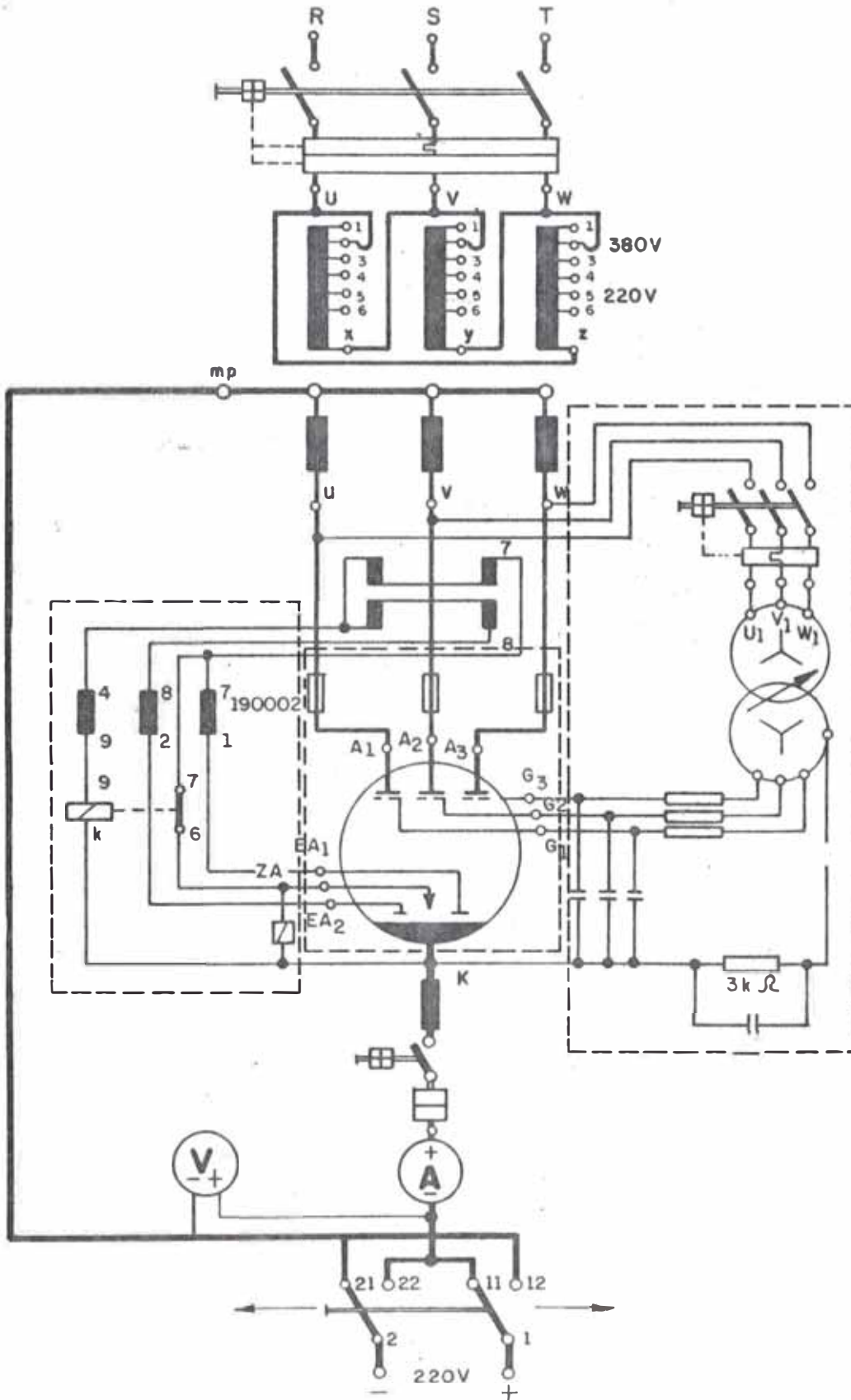


FIGURA N° 4

DIAGRAMA DE CIRCUITO CONSIDERANDO LOS COMPONENTES INSTALADOS

380 / 220 V

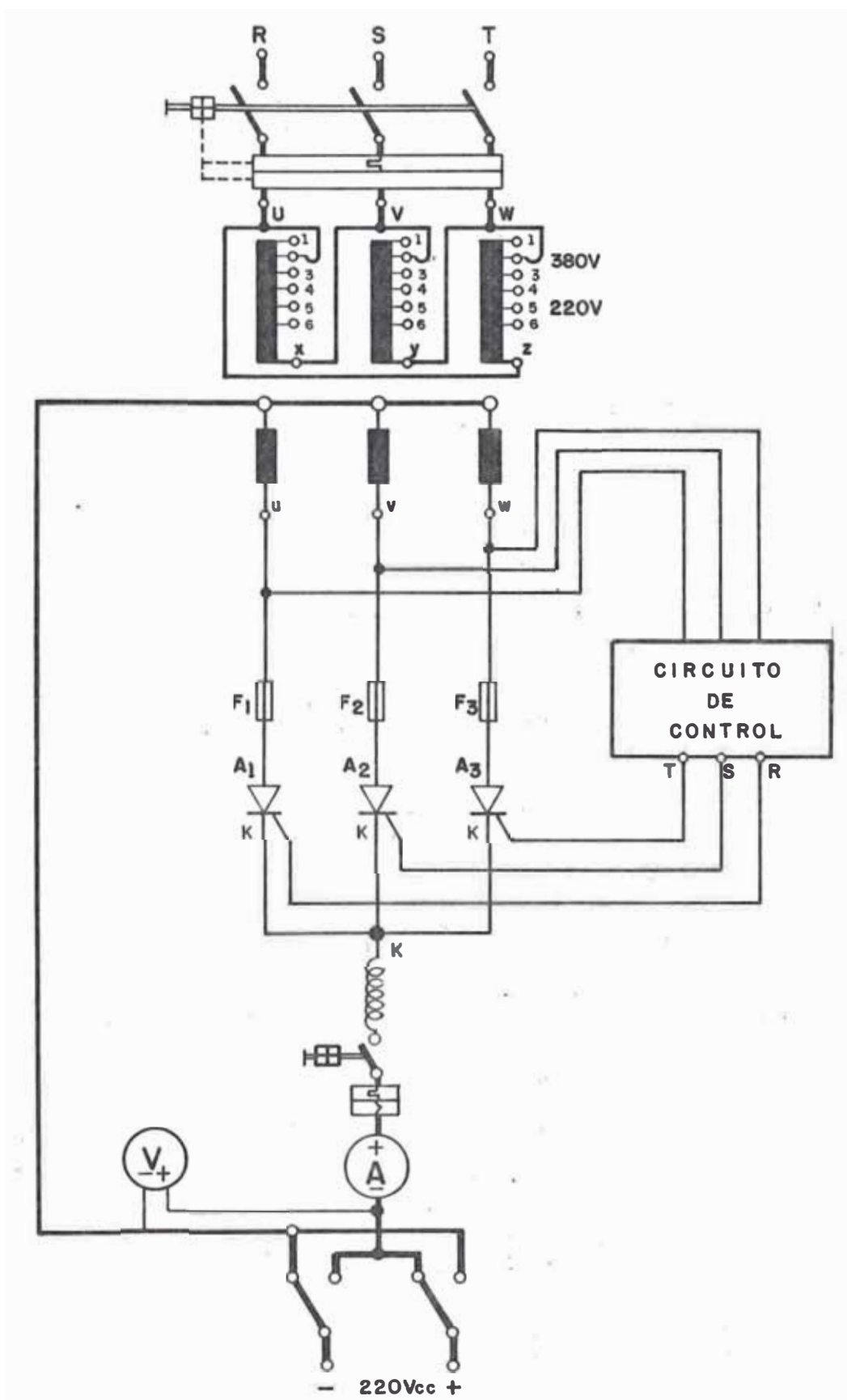


FIGURA N° 5

La equivalencia del reemplazo se da en la siguiente forma:

El circuito de control a estado sólido, conformado por componentes discretos y circuitos integrados, reemplaza en su totalidad tanto al circuito de excitación y encendido como al circuito de control por desviación de fase.

En el circuito de potencia, los tiristores (estado sólido) provistos con los respectivos fusibles ultrarápidos, reemplazan integralmente al tubo de mercurio con fusibles incluidos.

En la Figura N° 5 se muestra el nuevo diagrama unifilar considerando los componentes que han sido instalados.

CAPITULO II.

DISEÑO DEL RECTIFICADOR A ESTADO SOLIDO.-

El diseño del rectificador a estado sólido está orientado para su utilización con fines académicos. De acuerdo a lo expresado en el Capítulo I, se ha procurado mantener la misma filosofía del sistema de rectificación, es decir, el sistema trifásico de media onda provisto de tres tiristores; uno por fase.

Aunque el sistema adoptado no representa el óptimo desde el punto de vista industrial, se considera que para los fines que ha sido concebido cumple sus funciones a cabalidad, ya que por un lado su eficiencia de trabajo es bastante aceptable, máxime si se considera que su utilización será en períodos relativamente cortos, por lo que se estima no estará sometido a sobrecargas de trabajo que puedan afectar su rendimiento, y por otro lado, su configuración facilita el análisis teórico - práctico del conjunto.

Adicionalmente, como una de las premisas básicas de diseño, se ha previsto que el rectificador pueda alimentar cargas del tipo; $R-L-E_o$, (Resistencia, Inductancia y Fuerza Electromotriz), como es el caso de un motor de corriente continua, el cual representa, una de las condiciones de trabajo más severas a que puede ser sometido.

Además, se prevé que el rectificador esté en condiciones de alimentar cargas del tipo; resistivo, inductivo, o una combinación de ambos.

En virtud de su operación, los rectificadores producen una cantidad apreciable de armónicos, los cuales dadas sus características pueden originar deformaciones en la onda continua de salida, por lo que es neces

rio instalar, en dicho lado, dispositivos que permitan mantener la presencia de armónicos a un nivel mínimo, tales como; bobinas de alisamiento o circuitos de filtrado.

Desde el punto de vista de la presencia de armónicos, la carga resistiva representa la condición más desfavorable en la creación de aquellos; ya que no ejerce ningún tipo de limitación.

Por el contrario, en el caso que la carga sea del tipo inductivo, la presencia de armónicos se atenúa considerablemente, por la presencia de la inductancia, aunque por otro lado, los transitorios pueden alcanzar valores indeseables debido a la rapidez de variación de la corriente que se presenta en la operación. Una manera adecuada de prevenir este fenómeno sería considerar siempre en la carga un valor alto de inductancia, aunque en nuestro caso este problema se ve superado por la presencia de la bobina de alisamiento en la salida del rectificador.

2.1. DISEÑO DEL CIRCUITO DE POTENCIA.-

Bajo las consideraciones expuestas anteriormente, se procederá a la determinación de las principales características del circuito de potencia; el cual, dadas las premisas de diseño, está constituido en este caso por el conjunto de tiristores, y fusibles de protección, pero estos últimos se desarrollarán en un acápite posterior.

2.1.1. CRITERIOS DE SELECCION DE TIRISTORES.-

Al abordar el aspecto de selección de tiristores, normalmente se presentan varias alternativas al momento de decidir el tipo de tiristor

más adecuado, debiendo éste responder a una serie de aspectos tanto técnicos como económicos. Considerando que en ningún caso se podrán sobrepasar las características nominales de trabajo impuestas por el fabricante, siempre existirá un compromiso entre el factor de seguridad que el diseñador escoja y el costo del dispositivo.

A continuación se enumeran algunos aspectos técnicos más importantes que deberán tenerse en cuenta al momento de seleccionar un tiristor para una aplicación determinada:

- Nivel de confiabilidad y calidad compatible con el costo.
- Corriente de carga; régimen nominal continuo, capacidad de sobrecarga, condiciones de falla y velocidad de crecimiento de la corriente después del disparo.
- Tensión de bloqueo; picos transitorios y repetitivos, tanto en sentido directo como inverso.
- Temperatura y métodos de refrigeración.
- Sensibilidad y condiciones de disparo.
- Tiempo de recuperación y velocidad máxima de crecimiento de la tensión permisible (dv/dt).

Los criterios técnicos anteriores servirán de base para la elección de tiristor en el acápite siguiente.

2.1.2. DETERMINACION DE REGIMENES DE FUNCIONAMIENTO Y ELECCION DE TIRISTORES.-

En el presente acápite se procederá a determinar las principales características del circuito de potencia, lo cual conlleva a definir las características de regímenes de trabajo que deberán tener los tiristores.

Para el análisis de los parámetros eléctricos, se ha partido de las ecuaciones generales de un rectificador genérico de "m" fases, situándonos en el caso específico de un rectificador trifásico de media onda, se podrían determinar las relaciones necesarias de tensión y corriente que permitan la selección del equipo adecuado.

De acuerdo a las características del rectificador controlado a tiristores, se debe adoptar un factor de forma que permita evaluar los parámetros de entrada al rectificador. Como se sabe el factor de forma es la relación existente entre el valor eficaz de un onda y el valor medio de la misma. En este caso el valor medio viene dado por la componente continua.

$$\text{Factor de Forma} = \frac{\text{Valor Eficaz}}{\text{Valor medio}}$$

Es usual adoptar, para este tipo de rectificadores, un factor de forma de 1.76.

Para el caso de corrientes tendremos:

$$Ff = \frac{I_{rms}}{I_{de}} = 1.76$$

Para el caso de las tensiones se puede disminuir este factor a fin de reducir la tensión inversa de pico que puedan presentarse en los tiristores; por otro lado, al tener el transformador de entrada una tensión nominal de 223 V por fase y 380 V de línea, tenemos un margen de seguridad apreciable.

Tomando como base los valores de tensión y corriente de salida; $E_{dc} = 220 \text{ v}$, $I_{dc} = 20 \text{ A}$, obtendremos seguidamente las principales características de funcionamiento.

a) Tensiones.

Tensión eficaz de entrada ; $E_t (\text{ rms })$ en función de E_{dc} :

$$E_t (\text{ rms }) = 1.20 E_{dc} = 1.20 \times 220$$

$$E_t (\text{ rms }) = 264 \text{ V.}$$

Tensión de pico inversa (V_{AM}) en función de E_{dc} :

$$V_{AM} = 2.09 \times E_{dc}$$

$$V_{AM} = 2.09 \times 220$$

$$V_{DM} = 460 \text{ V.}$$

Tensión de pico inversa (V_{DM}') en función de $E_t (\text{ rms })$:

$$V_{AM}' = 2.45 \times E_t (\text{ rms })$$

$$V_{DM}' = 646 \text{ V}$$

b) Frecuencias.

Frecuencia de la máxima armónica:

$$f_{\text{max}} = 3 f.$$

$$f = \text{frecuencia de la red}$$

$$f_{\text{max}} = 180 \text{ Hz.}$$

- Factor de rizado o ripple (r):

$$r = 17.7\%$$

c) Corrientes.

- Corriente eficaz e entrada en el transformador : I_t (rms)

$$I_t \text{ (rms)} = 1.76 \times I_{dc}$$

$$I_t \text{ (rms)} = 35.20 \text{ A}$$

- Corriente eficaz por cada tiristor:

$$I_{\text{rms / tirist}} = 0.40 I_t \text{ (rms)}$$

$$I_{\text{rms / tirist}} = 14.1 \text{ A}$$

- Corriente promedio por cada tiristor : I_{dav}

$$I_{dav} = 0.33 I_{dc}$$

$$I_{dav} = 7 \text{ A}$$

- Corriente de pico en cada tiristor : I_{dm}

$$I_{dm} = 1.21 I_{dc}$$

$$I_{dm} = 24.2 \text{ A}$$

d) Potencia de salida :

$$P = E_t \text{ (rms)} I_t \text{ (rms)}$$

$$P = 264 \times 30.2$$

$$P = 9.3 \text{ kVA}$$

Con los valores obtenidos anteriormente vamos a elegir el tipo de tiristor más adecuado que se adapte al funcionamiento del rectificador.

El valor de partida para la elección es la corriente media de conducción, que en este caso, es de 7 A, lo cual nos induciría a elegir un tiristor de esta capacidad, aunque es recomendable sobredimensionar este valor hasta en un 50%, ya que la operación de rectificación controlada origina un sobrecalentamiento que reduce considerablemente la capacidad de conducción.

Adicionalmente a este criterio, intervienen otros parámetros de similar importancia y con los cuales deberá llegarse a una solución de compromiso que satisfaga ambos criterios, tal como se planteó en el acápite 2.1.1.

Al momento de efectuar la adquisición de los tiristores, existía en el mercado de componentes una gran restricción en lo referente a gama de capacidades nominales de conducción, las cuales pudieran adaptarse mejor a las necesidades del presente diseño:

Los valores mínimos de capacidad conductiva existentes en ese entonces eran de, 25 y 35 Amperios, respectivamente, por lo que la elección del tiristor se efectuó forzosamente sobre la base de dichos valores.

Como las capacidades conductivas cumplían ampliamente las exigencias del diseño, se procedió a evaluar los parámetros restantes, y elegir posteriormente los que mejor se adapten a las condiciones de operación previstas.

Los valores de 25 y 35 A correspondían a la marca RCA, para lo cual se consultó el manual de datos de este fabricante.

Los tipos existentes correspondían a la siguiente serie codificada:

De 25 A; 100 a 600 V de tensión nominal:

Código	V RSOM	V RROM	V DROM
2N685	300 V	200 V	600 V
2N686	350 V	250 V	600 V
2N687	400 V	300 V	600 V

Para todos los tipos anteriores ; $I_{TSM} = 150 \text{ A}$.

De 35 A; 100 a 600 V de tensión nominal:

2N3871	330 V	200 V	200 V
2N3872	660 V	400 V	400 V

Para todos los tipos anteriores ; $I_{TSM} = 350 \text{ A}$.

Donde:

V_{RSOM} = Tensión no repetitiva de pico inverso.

V_{RROM} = Tensión repetitiva de pico inverso.

V_{DROM} = Tensión repetitiva de pico en estado de bloqueo.

I_{TSM} = Corriente de conducción transitoria (no repetitiva).

En lo referente a corrientes de conducción transitoria, ambos tipos cumplen con el requisito al tener 150 y 350 A, respectivamente.

En lo que concierne a tensiones, de acuerdo a los valores calculados anteriormente, el tiristor elegido deberá soportar 646 V de tensión inversa de pico no repetitivo y 460 V de tensión directa de pico repetitivo, y por lo que, de acuerdo a los valores que figuran en el cuadro anterior, lo más cercano a los valores de operación impuestos por el sistema son cumplidos por el tiristor 2N3872 de 35 A y 600 V.

El manual RCA nos da los siguientes datos del tiristor 2N3872, en cuanto a regímenes nominales:

Tiristor de Silicio con 3 junturas difundidas ideal para su utilización en conmutación y control de potencia; 35 A de 100 a 600 V.

V RSOM	=	660 V
V RROM	=	400 V
V DROM	=	400 V
I _t prom	=	22 A
I _t rms	=	35 A
I _t sm	=	350 A

Una especificación más detallada de los tiristores se podrá encontrar en el Anexo I del Apéndice, al final del presente trabajo.

2.2. DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL.-

El circuito de control tiene por finalidad la generación de pulsos sincronizados susceptibles de controlarse, los cuales irán a la compuerta de los tiristores a fin de lograr que éstos disparen y se situen en estado conductivo de acuerdo al proceso de rectificación.

El circuito de control está constituido por un conjunto de cuatro etapas clasificadas de acuerdo a su función en la forma siguiente:

Generación de señales de rampa.

Comparador.

Conformador de pulsos.

Circuito de disparo.

El proceso de sincronización tiene su origen en la alimentación del circuito de control, la cual se toma de la red que suministra la potencia al rectificador.

La señal que proviene de la red se somete a un proceso de reducción de tensión por medio de tres transformadores monofásicos en conexión trifásica, con relación de transformación 220/9 V, a fin de lograr tensiones de 9 V, las cuales son más fáciles de manipular para los componentes electrónicos.

Dicha tensión trifásica transformada es sometida a una serie de modificaciones a medida que pasa por las diferentes etapas que constituyen el circuito de control, para finalmente convertirse en pulsos sincronizados con la red y que pueden desfasarse en el tiempo con relación a la tensión alterna de la red que alimenta los ánodos del conjunto rectificador. De este modo se asegura un correcto disparo de los tiristores y con el consiguiente desarrollo del proceso rectificador.

A continuación se describen las características principales y la función que desempeña cada etapa.

A medida que se describa cada etapa se indicará su correspondiente diagrama de señales, y finalmente se efectuará el ensamble de las

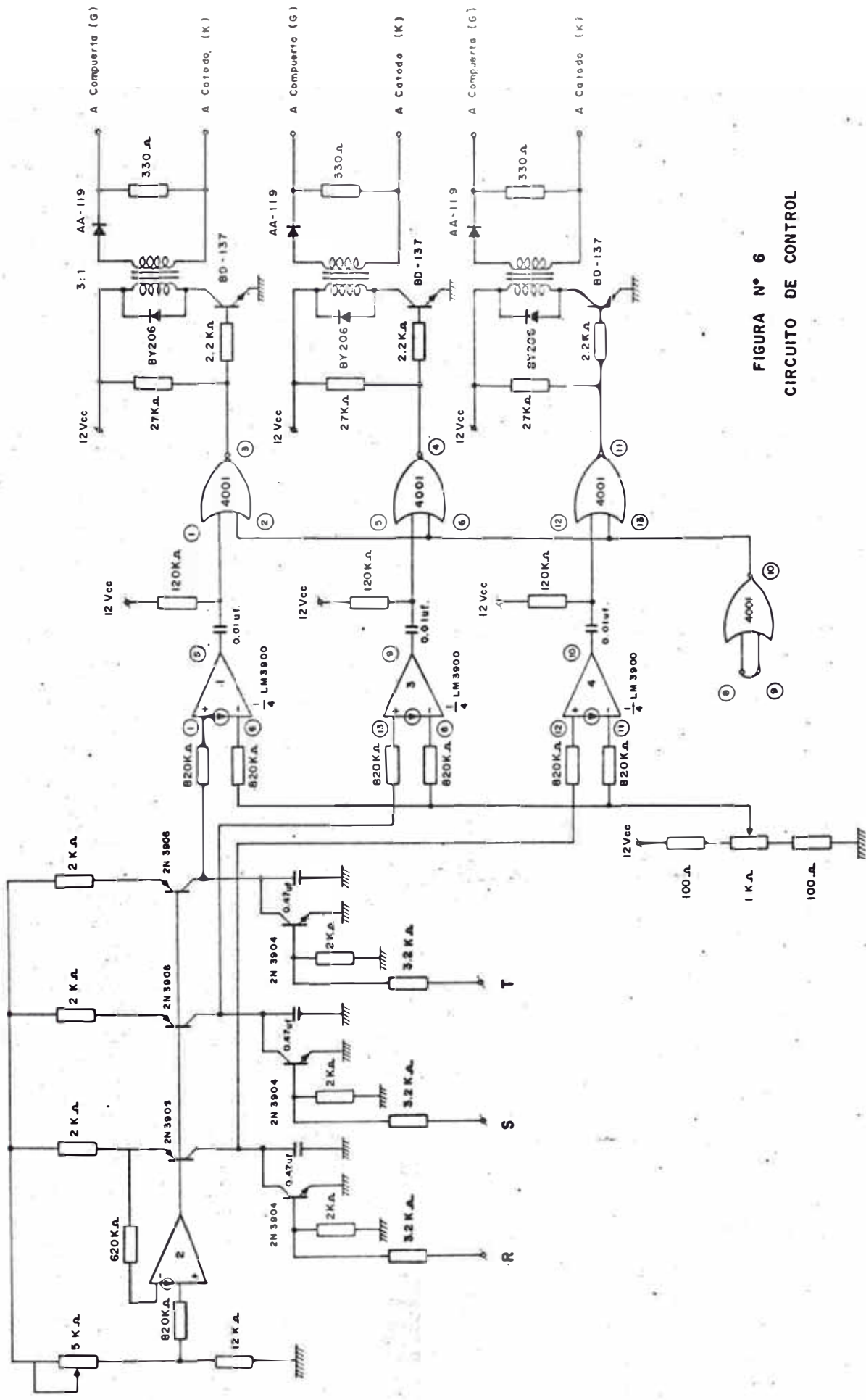


FIGURA N° 6
CIRCUITO DE CONTROL

señales correspondientes a las etapas descritas que constituyen el circuito de control.

2.2.1. GENERACION DE SEÑALES DE RAMPA.-

Se ha elegido la rampa como señal de partida dada su facilidad de generar, estabilidad de trabajo, así como su manejo para lograr de manera sencilla cualquier modificación.

Esta etapa está incluida en el diagrama del circuito de control que se muestra en la Figura N° 6, pero para una comprensión en la descripción, esta etapa se muestra aislada en la Figura N° 7.

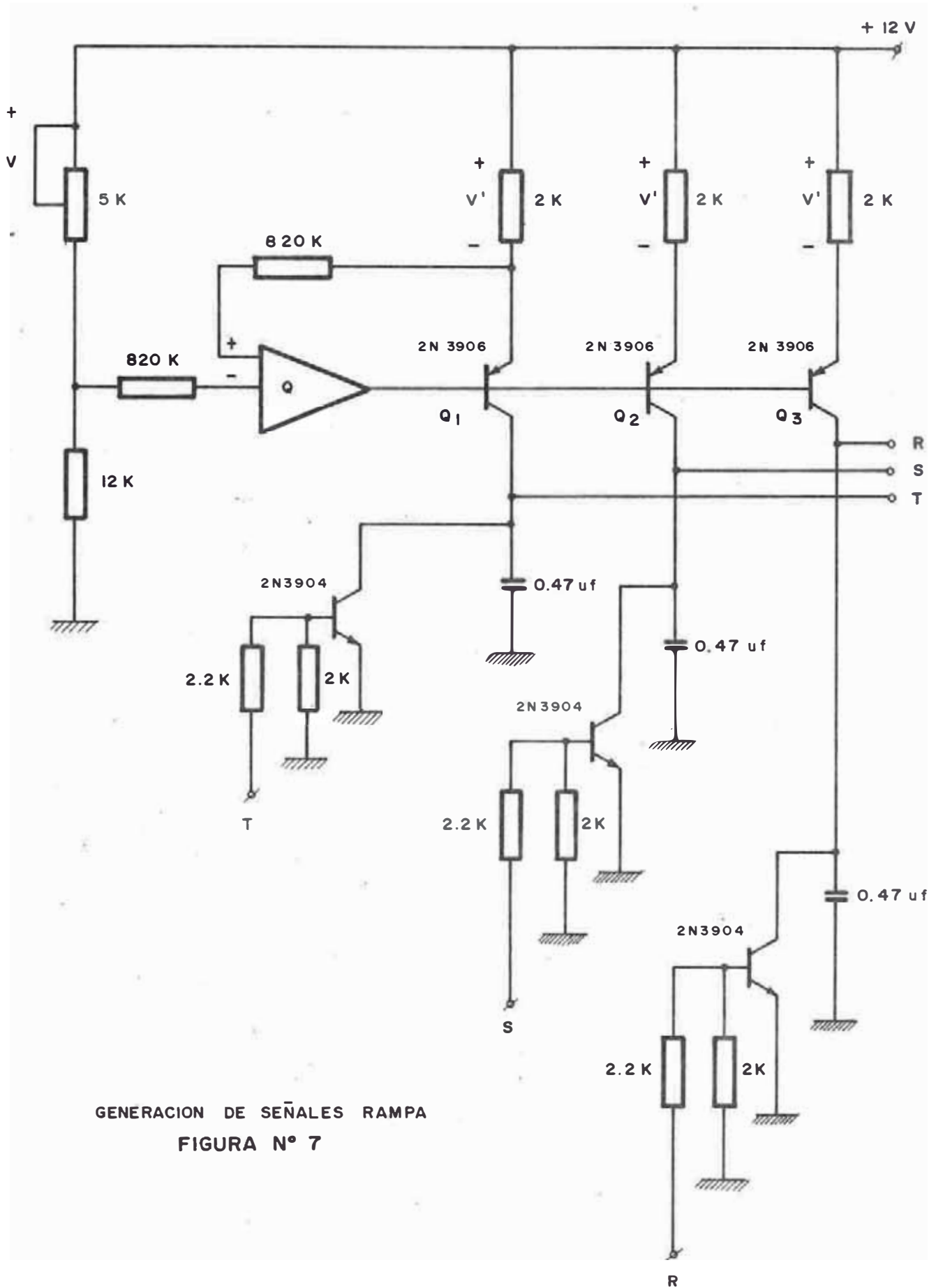
Esta etapa posee; una entrada RST que es la señal proveniente de la red, y una fuente de tensión continua de 12 V con fines de polarización.

Se ha utilizado un amplificador diferencial operacional del tipo integrado (LM 3900), dada la gran versatilidad que presenta para desempeñar diferentes funciones.

Este circuito integrado está formado por cuatro amplificadores diferenciales, tres de los cuales se utilizan como comparadores en la siguiente etapa y el restante se utiliza como fuente de corriente en la etapa que se describe.

El funcionamiento del amplificador diferencial como fuente de corriente constante se efectúa de la siguiente manera:

La presencia del divisor de tensión resistivo conformado por el



GENERACION DE SEÑALES RAMPA
 FIGURA N° 7

potenciómetro de 5 K y la resistencia de 12 K, origina que se establezca una tensión de referencia (V) en el potenciómetro.

Debido a la realimentación negativa del amplificador diferencial (resistencia de 320 K), se imprime una tensión proporcional sobre la resistencia de 2 K, la cual por estar en paralelo con las otras dos resistencias les imprime la misma tensión.

Esta tensión origina la presencia de una corriente de emisor en los transistores (Q_1 , Q_2 , Q_3) 2N3906, siendo prácticamente la misma corriente que sale por el colector, dado que la gran impedancia de entrada que presenta el amplificador, permite despreciar la corriente de salida que alimenta directamente la base de los transistores Q_1 , Q_2 y Q_3 , los cuales se han conectado en disposición Darlington, con la finalidad de disminuir las divergencias en los valores de corriente que puedan presentarse a causa del β de los transistores.

Dicha corriente de colector es susceptible de controlarse variando la resistencia del potenciómetro.

La formación de la rampa depende básicamente del proceso de carga y descarga del condensador $C = 0.47 \text{ uf}$.

En la Figura N° 8 se ilustra el esquema correspondiente a una fase (R) y en la Figura N° 9 se muestran los estados conductivos que presenta el transistor Q_1 (2N3904).

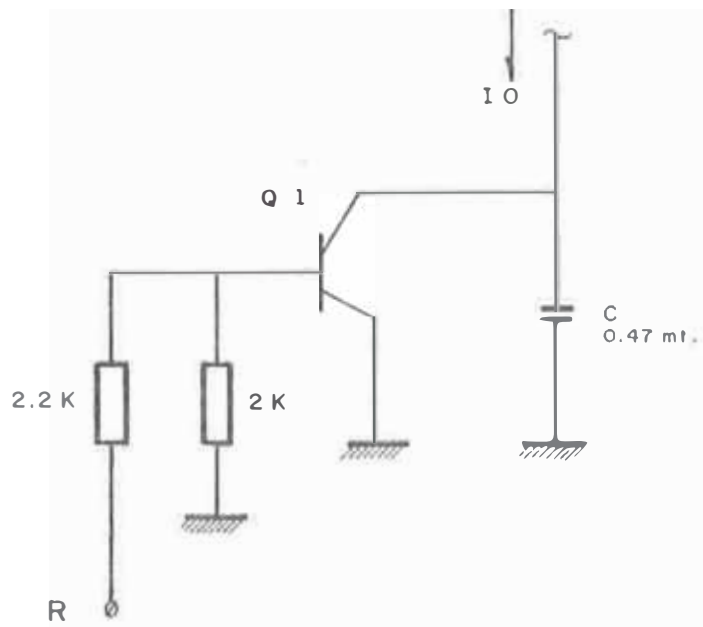
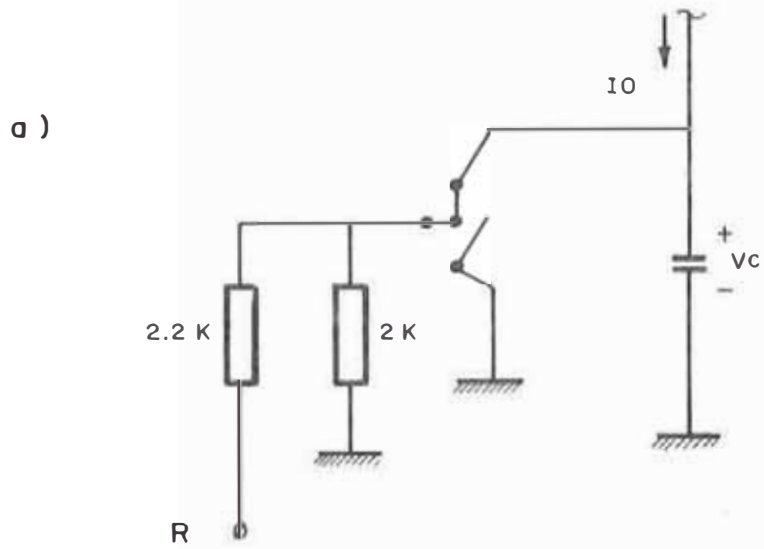
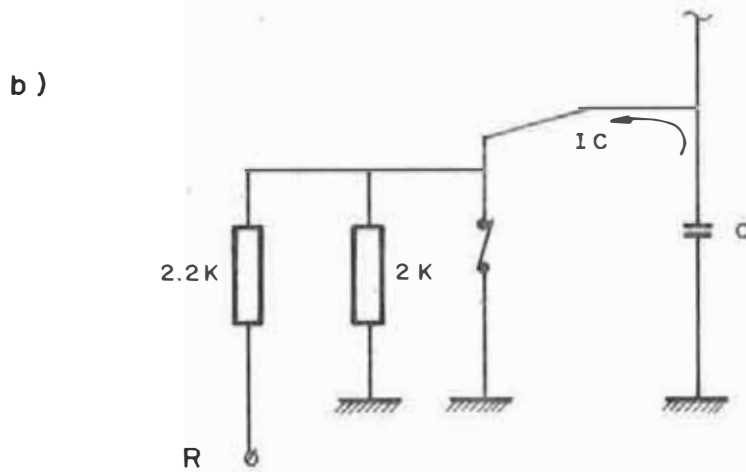


FIGURA N° 8



PROCESO DE CARGA DE C CON TRANSISTOR Q CORTADO



PROCESO DE DESCARGA DE C A TRAVES DE Q EN SATURACION

FIGURA N° 9

Se ha asumido que los transistores Q_1 , Q_2 y Q_3 pasan alternadamente del estado de corte al de saturación y viceversa, esto en la práctica no sucede exactamente de la misma forma, pues el transistor también se ubica en la región activa, pero como el tiempo de permanencia en dicha región es tan breve, este se considera despreciable y sólo se toman en cuenta los estados de corte y saturación.

El proceso de carga del condensador se inicia cuando el transistor Q_1 está en estado de corte, tal como se indica en la Figura N° 9 (a) dicho proceso está regido por la siguiente ecuación:

$$V_c = \frac{I_0 t}{C}$$

donde se puede apreciar que:

V_c	=	Tensión de carga del condensador (V)
t	=	tiempo (seg.)
I_0	=	Corriente de carga (A)
C	=	Capacidad en uf

Dicha ecuación responde a la ecuación de una recta de la forma: $y = mx$, donde la pendiente viene dada por:

$$m = \frac{I_0}{C}$$

ello implica que variando la corriente I_0 se modifica la pendiente de la rampa.

El proceso de corte del transistor se hace efectivo mientras dura el semiciclo negativo y cesa cuando se inicia el semiciclo positivo, dando

origen a la saturación del transistor.

Al estar el transistor Q_1 saturado, actúa como un cortocircuito provocando con ello la descarga del condensador, esta descarga se manifiesta en la curva de formación de la rampa en el lado vertical que cierra la rampa dándole una configuración triangular.

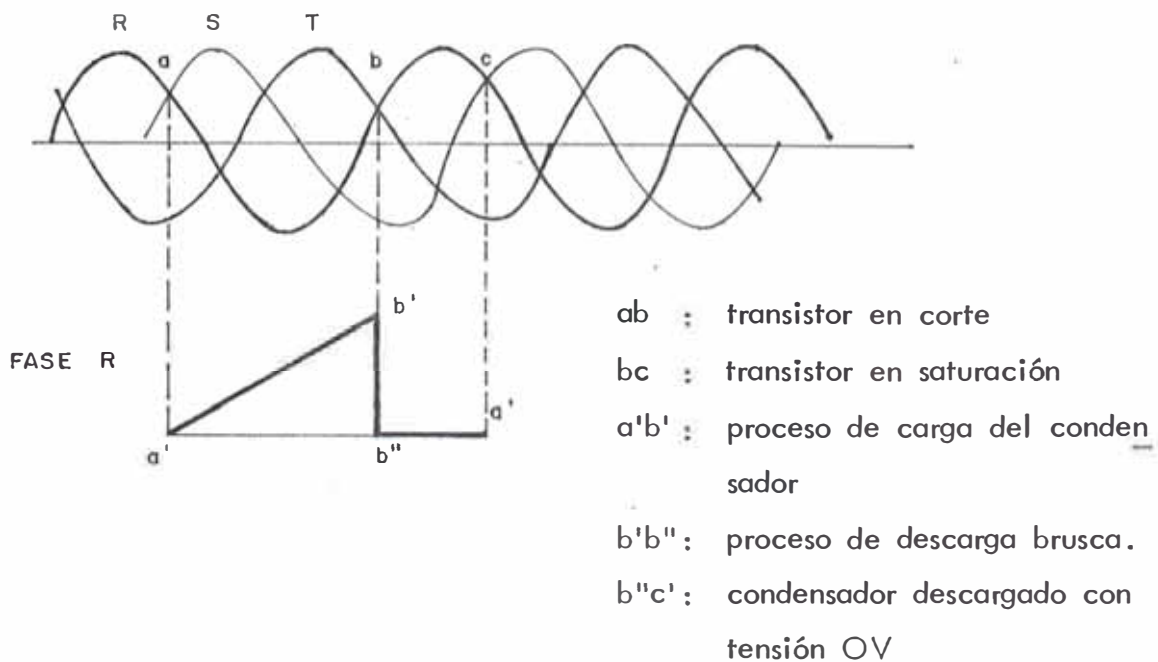
La Figura N° 10 muestra el diagrama de señales para llegar a la formación de la rampa.

Para cada etapa a analizar se mostrará la señal formada por dicha etapa para finalmente ensamblar todo en un diagrama total de señales.

Para una mayor ilustración se muestra en la curva de la rampa los diferentes procesos que tienen lugar en esta etapa. (FIGURA N°11)

Figura N° 10

Diagrama de Señales para una Fase (R)



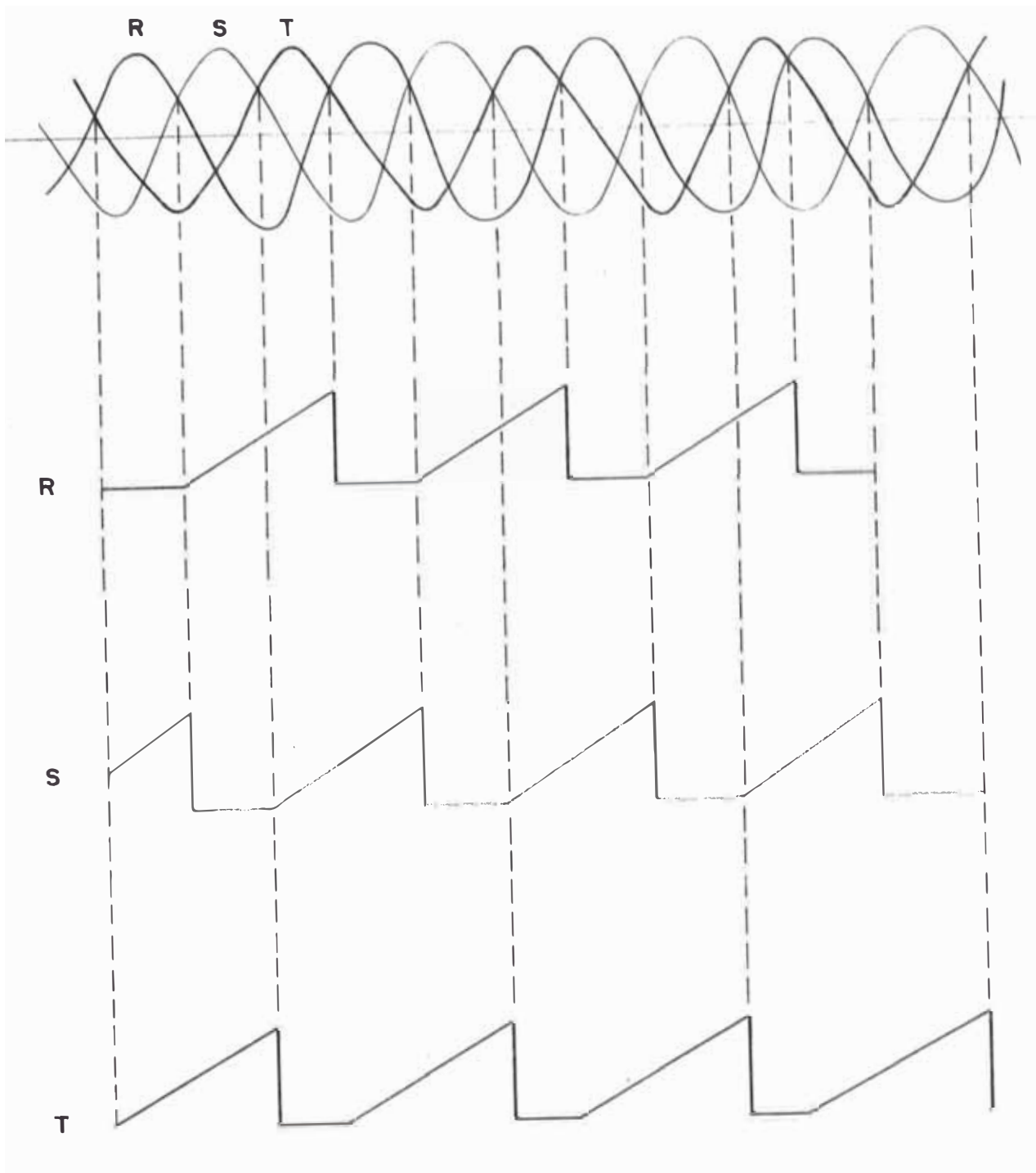


DIAGRAMA DE SEÑALES PARA LA FORMACION DE LA RAMPA
(FASES R, S, T)

FIGURA N° 11

2.2.2. COMPARADOR.-

Esta etapa está formada por los tres restantes amplificadores diferenciales que conforman el amplificador operacional diferencial. Cada uno corresponde a una fase de la salida de la etapa de generación de rampa.

Por definición un circuito comparador es el que puede utilizarse para marcar el instante en que una onda alcanza cierto nivel de referencia, pudiendo, a partir del mismo, adoptar valores completamente diferentes.

Es esta cualidad la que se aprovecha en la mayoría de casos para introducir en los amplificadores la salida del comparador.

Normalmente un circuito comparador tiene dos entradas y una salida, tal como se muestra en la Figura N° 12.

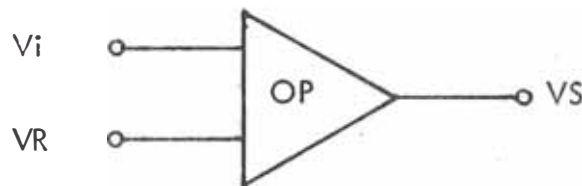


Figura N° 12

Esquema Básico de un Comparador

donde;	V_i	=	Señal de entrada
	V_R	=	Tensión de referencia
	V_S	=	Señal de salida

En nuestro caso la salida del comparador V_s , consiste en la separación brusca de cierto nivel estable que se produce en el momento en que la señal de entrada que es la rampa, llega al valor de la tensión de referencia; V_R .

La tensión de referencia V_R viene dada por una fuente de corriente continua de 12 V, cuyo valor puede variarse a voluntad por estar conectada a un divisor de tensión resistivo el cual tiene un potenciómetro de $1K \Omega$ de valor.

Esta variación del nivel de referencia origina posteriormente el desfase de los pulsos que disparan los tiristores, con respecto a la tensión alterna de línea que alimenta los ánodos de dichos tiristores.

Dicho nivel de referencia puede variarse entre 0 V y 12 V, respectivamente.

Tanto la señal de entrada, nivel de referencia así como la tensión de salida se muestran en la Figura N° 13.

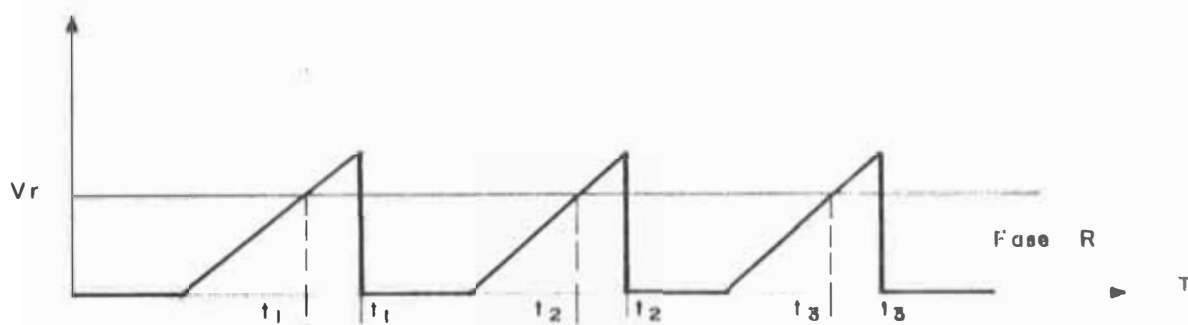
En dicha Figura se puede apreciar que cuando la rampa corta al nivel de referencia V_R , este desciende bruscamente al valor 0 V, repitiéndose de este modo sucesivo para las otras fases.



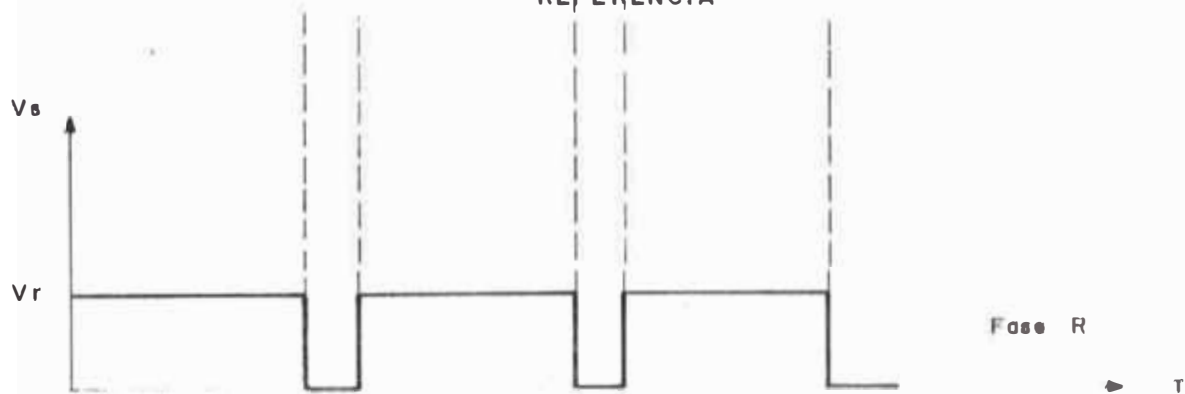
a) SEÑAL DE RAMPA DE ENTRADA



b) SEÑAL DE REFERENCIA



c) INTERSECCION DE SEÑALES DE ENTRADA Y REFERENCIA



d) SEÑAL DE SALIDA DEL COMPARADOR

DIAGRAMA DE SEÑALES PARA LA ETAPA DE COMPARACION

FIGURA Nº 13

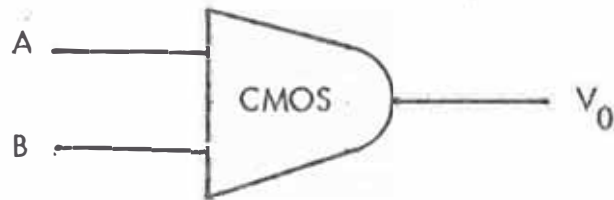
2.2.3. CONFORMADOR DE PULSOS.-

Esta etapa está formada por un circuito integrado CMOS el cual está conformado por 4 puertas NOR (NO+OR) tres de las cuales reciben la salida de los comparadores y la restante suministra un estado de 0 constante a las puertas antes mencionadas.

La configuración individual de una puerta NOR y su correspondiente tabla de verdad, se muestran en la Figura N° 14.

FIGURA N° 14

PUERTA NOR



a) Configuración

A	B	V ₀
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

b) Tabla de Verdad

El esquema representativo del CMOS-NOR dentro del evento de control, así como su tabla de verdad se muestran en la Figura N° 15.

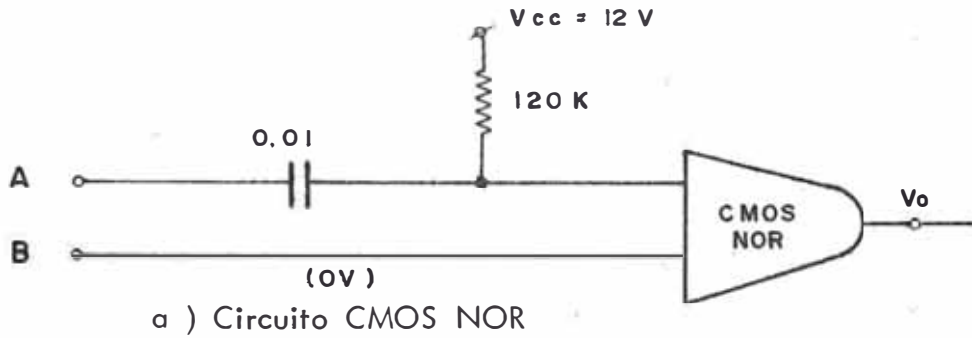


FIGURA N° 15

A	B	V_0
0	0	V_{cc}
V_{cc}	0	0
0	V_{cc}	0
V_{cc}	V_{cc}	0

b) Tabla de Verdad

Cuando $V_0 = 0$, se define como estado no conductivo.

Si $V_0 = V_{cc}$, se define el estado conductivo.

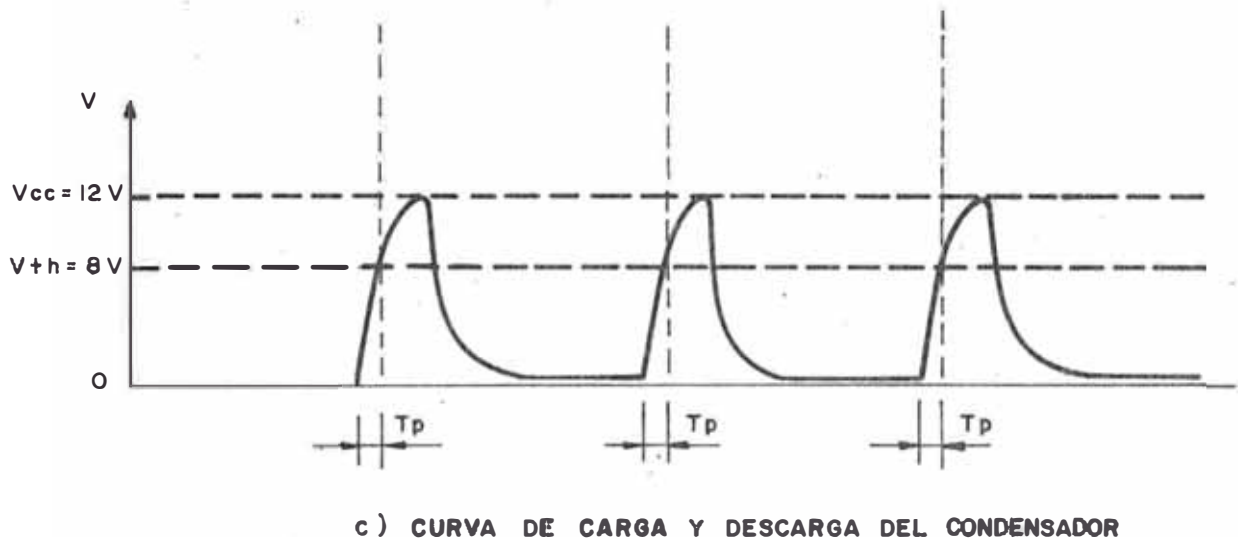
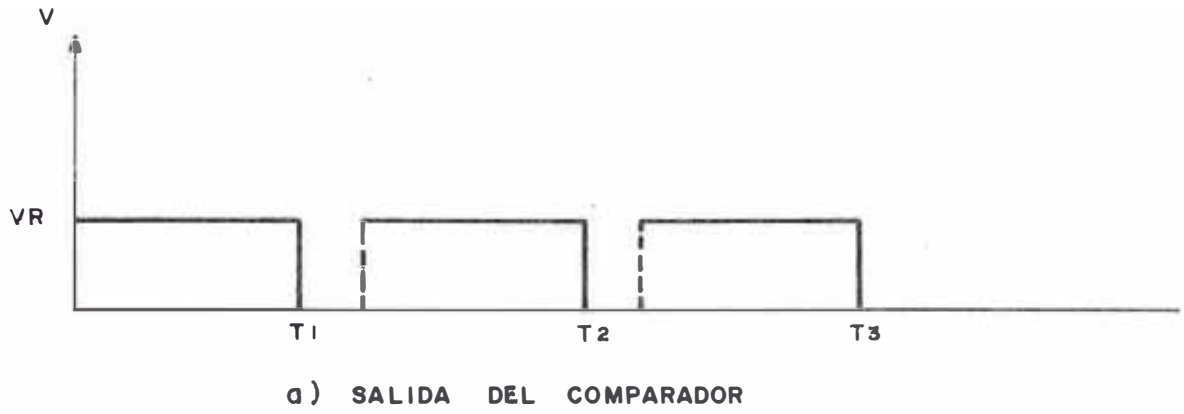


DIAGRAMA DE SEÑALES DEL CONFORMADOR DE PULSOS

FIGURA N° 16

En la Figura N° 16 se presenta el diagrama que ilustra sobre la formación de señales correspondiente a esta etapa de conformación de pulsos.

Para una mejor ilustración se tomará como señal de partida la correspondiente a la salida del comparador.

2.2.4. CIRCUITO DE DISPARO.

Este circuito constituye la última de las etapas que conforman el circuito de control, siendo en esta etapa donde se efectúa la adecuación de los pulsos que finalmente van a disparar los tiristores.

La entrada de esta etapa se ubica en la puerta de salida del dispositivo CMOS de la etapa previa correspondiente a la conformación de pulsos y la salida está fijada en la conexión del extremo compuerta - cátodo del tiristor.

La configuración de este circuito se muestra en la Figura N° 17.

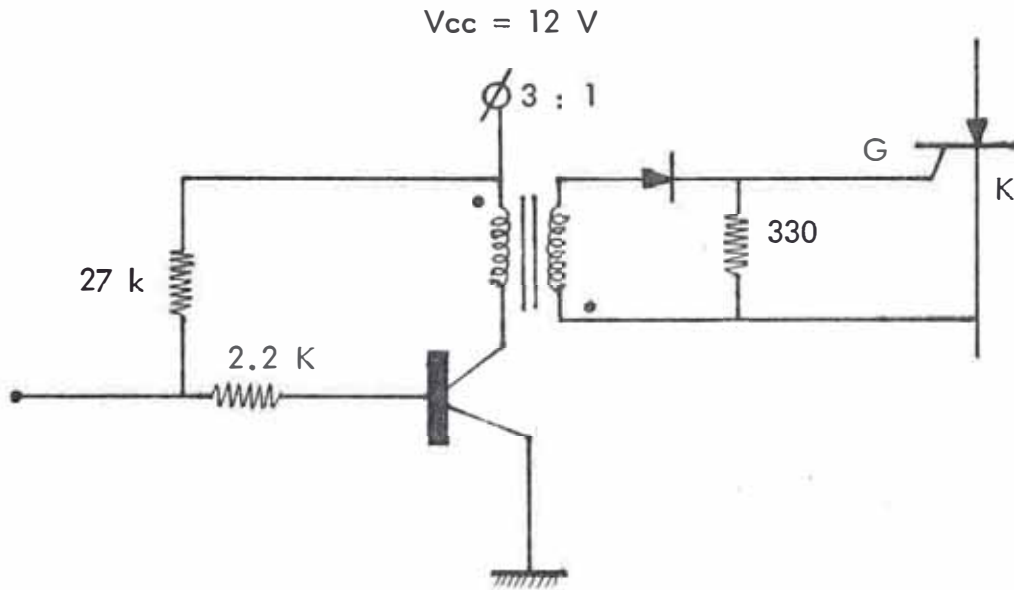


FIGURA N° 17

CIRCUITO DE DISPARO

Como parte principal del estudio del circuito y con la finalidad de dar una adecuada justificación de los principales componentes del mismo, se hará un análisis conciso del comportamiento del transformador de pulsos frente a una onda tipo impulso rectangular y de la función que cumple el transistor dentro de la formación de pulsos que acceden a la compuerta del tiristor.

2.2.4.1. Presencia del Transformador de Pulsos.

La finalidad principal del transformador de pulsos instalado en el circuito es la de "aislamiento en contñua" entre una fuente y una car-

ga, lo que se traduce en el hecho de producir en un devanado de un pulso cuyo nivel de continua pueda elegirse a voluntad. Si bien es cierto que la función mencionada puede ser realizada de igual manera por elementos activos, la ventaja que presenta el uso de transformador de pulsos es que al ser un elemento pasivo, no tiene las inestabilidades propias de aquellos dispositivos, obviándose además el inconveniente de las tensiones de alimentación necesarias para el funcionamiento de los elementos activos.

a) Respuesta del Transformador frente a un Impulso de forma rectangular.

A fin de conocer la evolución de las tensiones y corrientes primarias y secundarias, se va a analizar en forma sucinta y simplificada el comportamiento del transformador de pulsos frente a un impulso rectangular.

Premisas de Análisis.

Las premisas consisten básicamente en despreciar magnitudes tales como: pérdidas del transformador, capacidades parásitas e inductancias de fuga, así como considerar un coeficiente de acoplamiento $K = 1$.

Estas simplificaciones se han efectuado considerando, por un lado, que no es necesario un análisis riguroso para llegar a conclusiones deseables, y por otro lado el incluir dichos parámetros obligaría a entrar en detalles constructivos, lo cual escapa al alcance de este trabajo.

Con fines de representación se ha supuesto que el pulso es originado en un generador de tensión continua provisto de un interruptor ubicado a la salida, de tal forma que éste se cierra en $t = 0$ y abre en $t = 1$.

De manera análoga la carga acoplada al secundario se representa como una resistencia R ; todo lo cual conlleva a la figura N° 18.

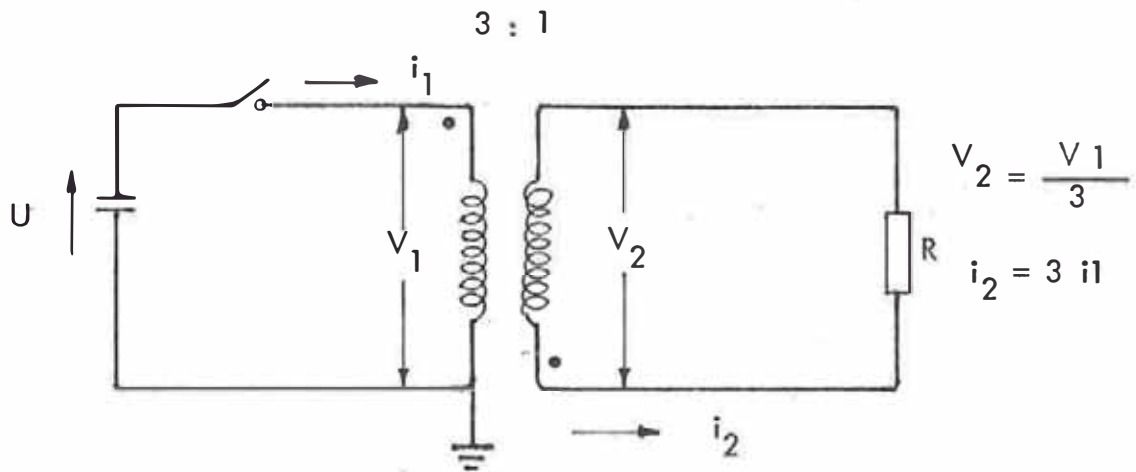


FIGURA N° 18

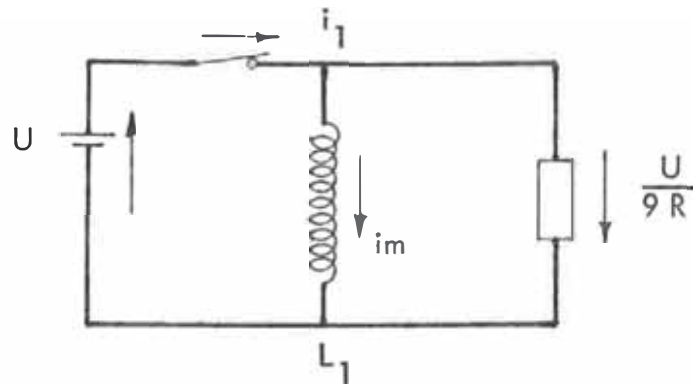
ESQUEMA SIMPLIFICADO DEL
TRANSFORMADOR DE PULSOS

Análisis de Funcionamiento.

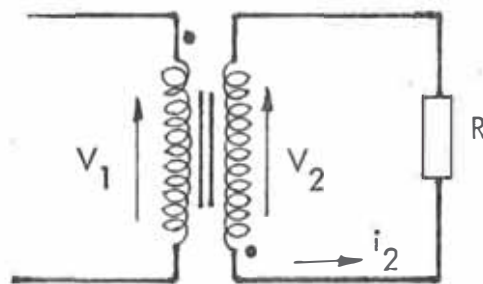
A fin de determinar la evolución en el tiempo de las tensiones y corrientes, se van a analizar cuatro instantes diferidos en el tiempo.

Instante Inicial; $t = 0$.

La Figura N° 19 (a) y (b) sirve como ilustración para este caso.



a) Circuito equivalente con el secundario reflejado al primario.



b) Circuito secundario

FIGURA N° 19
CONFIGURACIONES DEL TRANSFORMADOR

De la Figura N° 19 (a) se aprecia que una vez cerrado el interruptor v_1 e i_1 aparecen de inmediato, teniendo en cuenta que para $t = 0$, $i_m = 0$ ya que la inductancia L_1 se opone a un cambio brusco de corriente, lo cual no sucede con la resistencia.

Por otro lado al aparecer v_1 , de inmediato se induce v_2 con un valor tal:

$$v_2 = \frac{v_1}{3}$$

Realmente el valor de v_2 se induce en el instante $t = 0^+$ ya que a partir de ese momento $i_m \neq 0$. El valor i_m es lo que se deno-

mina corriente magnetizante del transformador.

De la Figura N° 19 (b) se aprecia que i_2 tomará el valor de:

$$i_2 = \frac{v_2}{R} = \frac{U}{3R}$$

Instante $t = 0$ a $t = 1$.

Este instante representa el ancho o duración del pulso.

Los valores de v_1 , v_2 e i_2 permanecen constantes en este intervalo, no así i_1 que experimenta un crecimiento lineal.

En efecto:

$$i_1 = \frac{i_2}{3} + i_m = \frac{U}{9R} + i_m$$

Además:

$$v_1 = L_1 \frac{di_m}{dt} = U = \text{cte.}$$

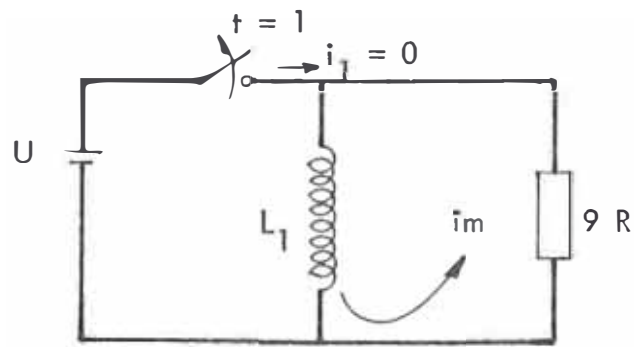
$$i_m = \left(\frac{U}{L_1} \right) \cdot t$$

por lo que:

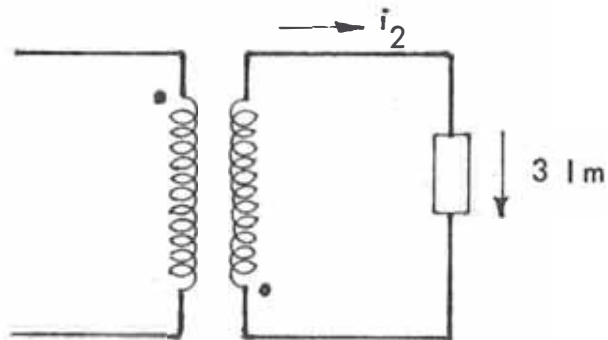
$$L_1 = \frac{U}{9R} + \left(\frac{U}{L_1} \right) \cdot t$$

Instante $t = 1$. (Se abre el interruptor).

Este instante se ilustra en la Figura N° 20 (a) y (b).



- a) Circuito equivalente con secundario reflejado al primario.



- b) Circuito secundario.

FIGURA N° 20

CIRCUITO EQUIVALENTE PARA $t = 1$

En este caso la corriente i_1 se anula instantáneamente, no así la corriente de magnetización i_m , la cual tiene en ese instante el valor de:

$$i_m = \left(\frac{U}{L_1} \right) \cdot 1$$

Como i_m no puede anularse instantáneamente y siendo el circuito de primer orden, la disminución de i_m será en forma exponencial en función de la constante de tiempo $T = \frac{L_1}{9R}$

El valor de v_1 pasa rápidamente de $+U$ a $-9R i_m$.

El valor de v_2 lo hará de $+\frac{U}{3}$ a $-3R i_m$, tal como se aprecia en la Figura N° 20 (b).

La corriente i_2 que es la corriente en la carga variará instantáneamente de $+\frac{U}{3R}$ a $-3 i_m$.

- Instante $t > 1$.

El valor de i_m seguirá decreciendo en forma exponencial.

Los valores de v_1 , v_2 e i_2 al estar en función de i_m variarán de acuerdo a ésta.

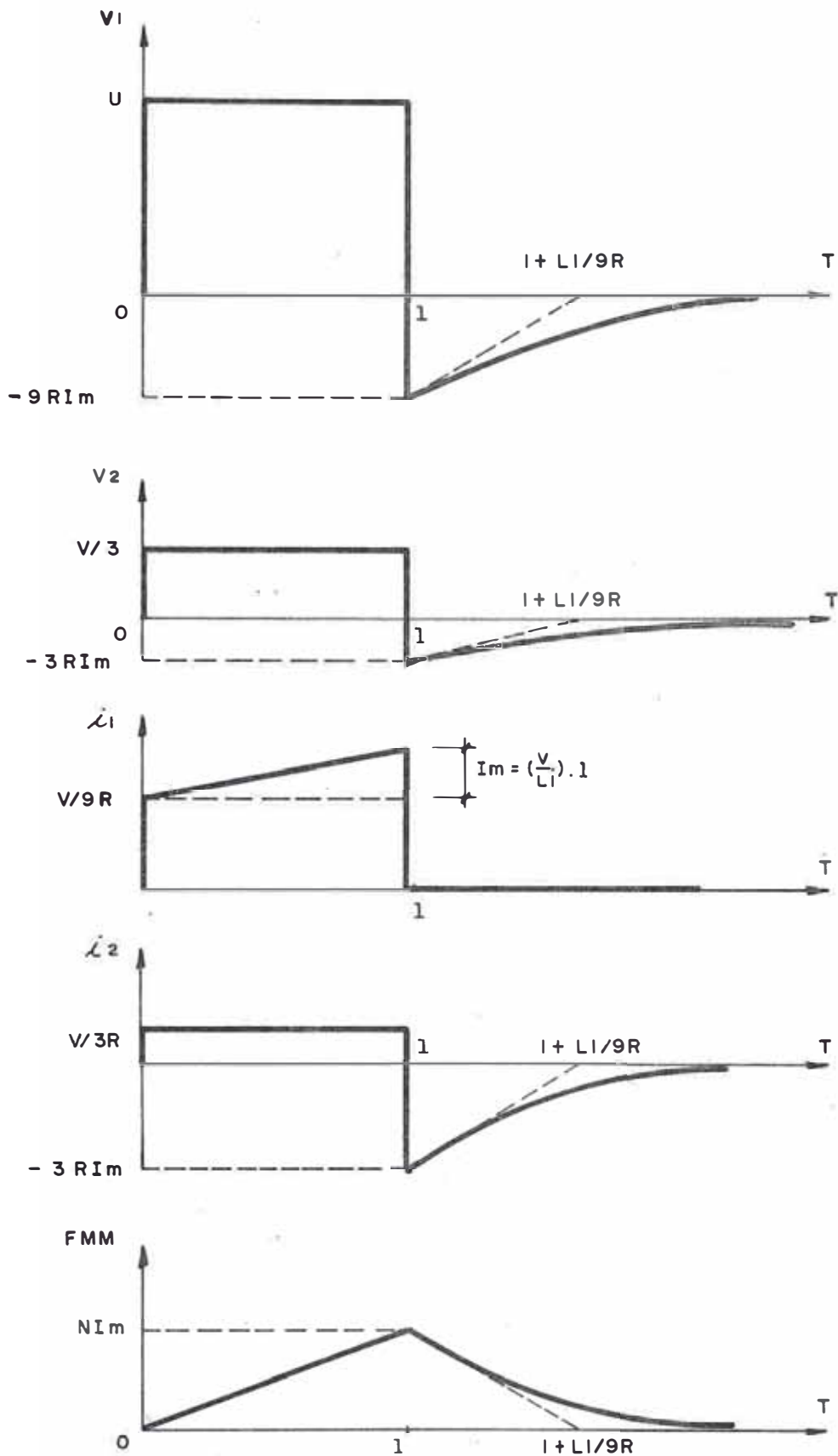
La corriente i_1 permanece indefinidamente en cero, ya que se anula al abrir el interruptor.

Se puede entonces, a partir de este momento, trabajar en forma aproximada los gráficos de $v_1(t)$, $v_2(t)$, $i_1(t)$, $i_2(t)$ e $i_m(t)$, tal como muestra la Figura N° 21.

Como se menciona anteriormente, para las curvas $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $i_2(t)$ de la Figura N° 21, podemos apreciar que a partir del instante $t > 1$ dichas curvas experimentan un amortiguamiento del tipo exponencial dependiente de la constante de tiempo $L_1 / 9R$.

El área encerrada bajo dicha curva representa una energía magnética y su presencia se explica debido a efecto de remanencia magnética del núcleo, el cual está ligado al fenómeno de histéresis.

Este efecto de remanencia se le conoce en la terminología inglesa como; "Back Swing" y su tratamiento requiere cierta atención de parte del diseñador de circuitos electrónicos, debiendo tomarse las precauciones necesarias para amortiguar al máximo posible ese tramo de onda, ya que presenta efectos acumulativos pudiendo llevar fácilmente a la saturación.



FORMAS DE ONDA DE V_1 , V_2 , I_1 , I_2 e I_m .

FIGURA N° 21

ción al transformador en régimen alternado, y por otro lado en aplicaciones como adecuación de pulsos de disparo, existe el riesgo de que la amplitud de la onda simule un pulso y pueda originar un disparo indeseado del tiristor que controla.

Es por esta razón que se ha ubicado en el secundario del transformador de pulsos un diodo rectificador, el cual tiene por finalidad evitar el paso de esa comba negativa.

2.2.4.2. Adecuación de los Pulsos.

En este acápite se determinarán los parámetros óptimos de compuerta necesarios para favorecer el disparo certero de los tiristores.

Dichos parámetros que son tensión y corriente de compuerta (V_{GK} e I_{GK} respectivamente) serán elegidos en función de las características del circuito y de acuerdo a los rangos de valores proporcionados en la hoja de datos técnicos del fabricante.

Valores de compuerta del Tiristor : Según hojas de datos técnicos del Manual RCA.

Para un tiristor tipo 2N3872 tenemos:

$$I_{GT} = 1 - 25 - 40 \text{ mA (Min, Medio, Max)}$$

$$V_{GT} = 1.1 \text{ a } 2 \text{ Vcc}$$

$$PGM = 40 \text{ W (Potencia de pico disipada)}$$

$$PG (AV) = 0.5 \text{ W (Potencia promedio)}.$$

La relación δ es:

$$\delta = \frac{PG (AV)}{PG M} = 0.01$$

Con fines de diseño elegimos un valor de potencia de pico algo conservador:

$$PGM = 20 \text{ W}$$

Con la misma relación δ obtenemos la potencia promedio:

$$PG (AV) = 0.2 \text{ W}$$

En condiciones estacionarias sin la presencia de la señal, no es posible obtener una tensión inducida en el secundario del transformador de pulsos.

Siendo necesaria dicha señal de alimentación para obtener el pulso, aquella proviene del pulso generado en la puerta de salida del CMOS en la etapa de conformación de pulsos.

El pulso positivo así formado es el adecuado para llevar a la saturación al transistor BD - 137, quien actúa como interruptor al pasar bruscamente del estado de bloqueo al de saturación. Esta variación brusca de tensión permite una variación de tensión en el devanado primario originando de inmediato una onda tipo pulso inducida en el secundario.

Para la determinación de los parámetros de compuerta trabajaremos con el circuito Thevenin equivalente del devanado secundario, La Fi-

gura N° 22 muestra dicho circuito.

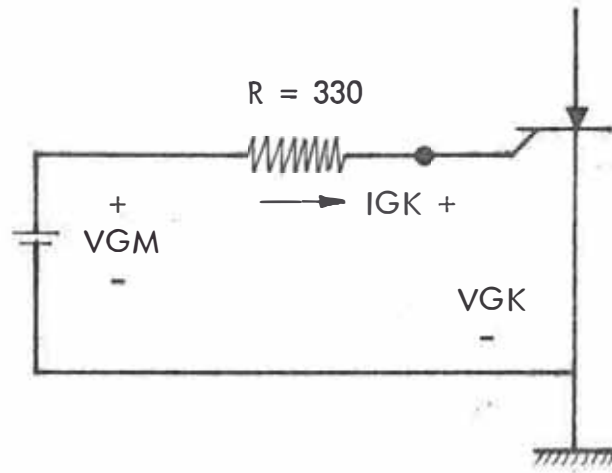


FIGURA N° 22

CIRCUITO THEVENIN DEL SECUNDARIO

De donde:

$$VGM = \frac{12}{3} = 4 \text{ V}$$

La configuración del circuito Thevenin permite plantear la siguiente ecuación:

$$VGM = IGR R + VGR$$

donde:

$$VGM = 4 \text{ V}$$

$$VGR = 1.2 \text{ V (dato del Manual).}$$

Reemplazando valores tenemos:

$$I_{GK} = 8.5 \text{ m A}$$

Valor que se ajusta en el rango suministrado por el fabricante.

Por lo tanto, los valores nominales de compuerta para el disparo del tiristor son:

$$V_{GK} = 1.2 \text{ V}$$

$$I_{GK} = 8.5 \text{ m A}$$

Estos valores representan el denominado punto de operación de compuerta, el cual la ubicaremos en la curva de Características Directas de Compuerta (suministrada en el Manual RCA).

La ubicación del punto de operación en la curva mencionada se muestra en la Figura N° 23.

Como se puede apreciarse en dicha Figura, el punto de operación se ubica al interior del área acciurada, denominada área de disparo certero.

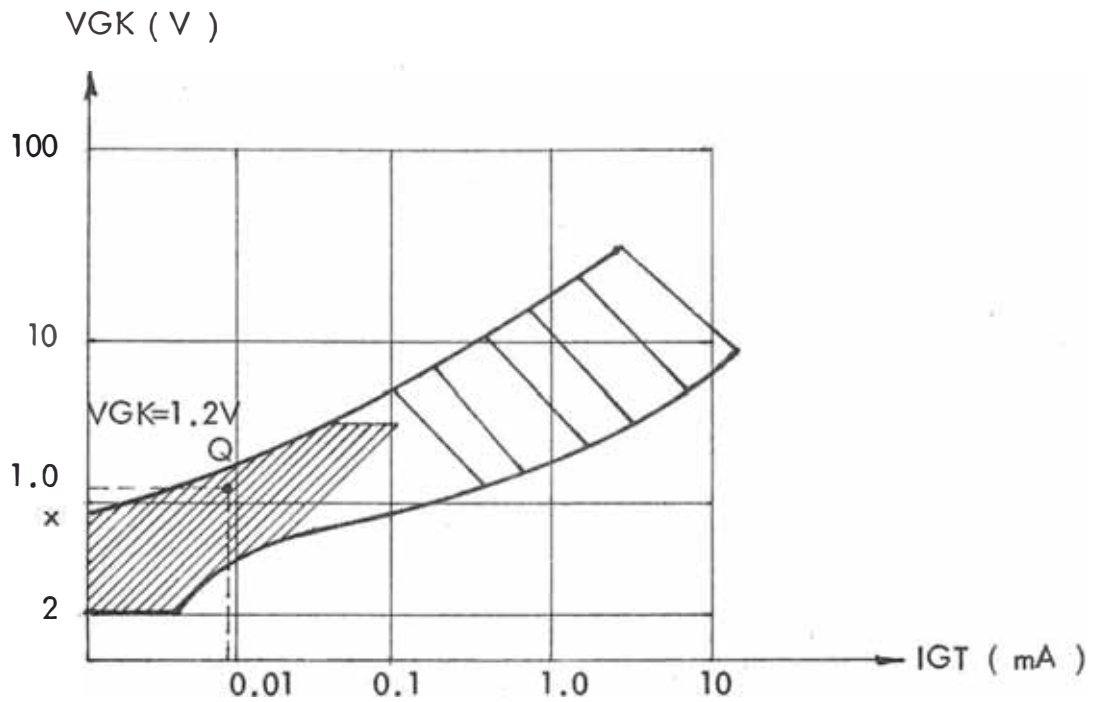


FIGURA N° 23

CARACTERISTICAS DIRECTAS DE COMPUERTA

Finalmente, vamos a determinar las características restantes de los pulsos que van a acceder a la compuerta.

Dentro del presente acápite se determinó que la potencia promedio de disipación como:

$$P_G (AV) = 0.2 \text{ W}$$

De acuerdo a la Figura N° 24, considerando la conformación de los pulsos en una misma fase tenemos que para un período T de un ciclo y una amplitud de 1.2 V, tenemos un ancho de pulso de AT con una área de 0.2 W.

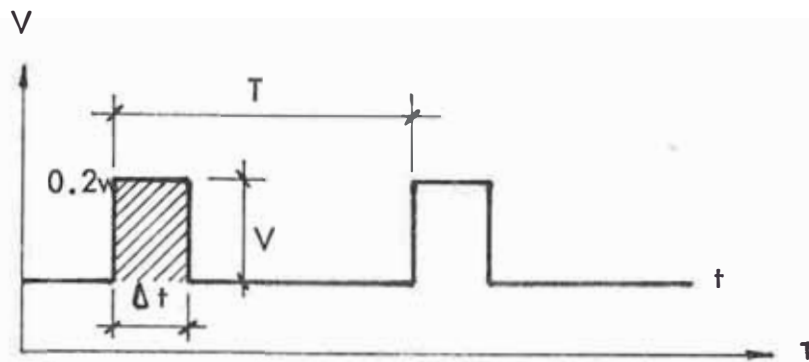


FIGURA N° 24
DIMENSIONES DEL PULSO

Ello implica que debe cumplirse:

$$0.2 W = \frac{AT}{T} \times V$$

$$0.2 W = \frac{AT}{1/60} \text{ a } 1.2$$

$$AT = 2.7 \text{ mseg.}$$

Esto es considerando que los pulsos están sincronizados con la red y mantienen la frecuencia de la misma.

Es por esta razón que los pulsos mantienen una diferencia de $+ 120^\circ$ entre fases diferentes, pudiendo variarse a voluntad el ángulo den-

tro de una fase por medio del potenciómetro de ajuste del comparador.

De acuerdo a los resultados experimentales obtenidos, las características del pulso así determinado cumplen a cabalidad la función de disparo de los tiristores.

2.3. DISEÑO DEL SISTEMA DE PROTECCION.

Como sistema de protección se entiende un conjunto de dispositivos cuya actuación oportuna evita daños al equipo protegido.

Dentro de este esquema se encuadra las protecciones previstas a instalar en el circuito rectificador, las cuales básicamente son las siguientes:

Protección contra los excesos de temperatura; tiene por finalidad evitar un excesivo crecimiento de la temperatura dentro del semiconductor, ya que ésta puede ocasionar el deterioro de la juntura, para tal fin se instala en la base del semiconductor un disipador térmico de aluminio que permita evacuar la cantidad de calor presente en el semiconductor.

Protección contra las sobretensiones; tiene por finalidad amortiguar los picos transitorios de tensión y corriente que pueden presentarse en el circuito como consecuencia de fenómenos externos, apertura o cierre de interruptores, etc., y cuyo acceso a los semiconductores puede ocasionar la ruptura interna de las capas semiconductoras.

Para tal fin es preciso instalar una red supresora conformada por

una resistencia y una capacitancia en paralelo con el semiconductor.

Protección contra sobrecorrientes; tiene por finalidad de evitar que pasen por los semiconductores corrientes de magnitud excesiva originadas por cortocircuitos internos, así como sobrecargas de larga duración que pueden afectar la integridad del equipo.

Este tipo de fallas se cubre con la presencia de fusibles de actuación sumamente rápida, instalados en serie con los semiconductores en el lado de entrada (ánodo).

En los sub-acápites siguientes se hace un desarrollo de la metodología seguida en los cálculos para obtener dimensiones y características de los dispositivos de protección adecuados.

2.3.1. DISEÑO DEL DISIPADOR TERMICO.

2.3.1.1. Generalidades.

El funcionamiento correcto de los dispositivos semiconductores (SCR's, Diodos, etc.), depende en gran parte del adecuado sistema de disipación de calor que aquellos posean. Ya que, si la temperatura de la junta crece a valores lo suficientemente elevados, es muy probable que el semiconductor sufra daños irreparables en su estructura interna, permitiendo que el dispositivo quede inutilizado completamente.

Aparte de ello, cuando el dispositivo posee un sistema de disipación de calor insuficiente, puede producirse una reducción de la tensión

de ruptura directa y un incremento del tiempo de no conducción, provocando un traslado de las especificaciones técnicas propias del dispositivo, lo cual fácilmente conlleva a una falla del circuito.

Por estas razones es que todos los dispositivos semiconductores son diseñados para funcionar montados sobre disipadores térmicos, a fin de facilitar la evacuación del calor generado internamente. El uso de un disipador térmico apropiado permite que el dispositivo sea operado bajo condiciones exigentes de trabajo sin que la máxima temperatura permisible de junta sea excedida.

En los casos en que los niveles de potencia disipada en forma de calor son elevados, se hace necesario recurrir a métodos de disipación más efectivos y rápidos, tales como; circulación forzada de aire o agua.

2.3.1.2. Metodología de Diseño.

El disipador térmico tiene una constante de tiempo térmico relativamente grande, de este modo tiene la capacidad de limitar la temperatura de junta a niveles aceptables para la estructura del dispositivo durante períodos de carga largos (varios minutos de duración). Para períodos de carga cortos (alrededor de 1 seg. a fracciones de ciclo en situación de falla) la elevación de temperatura en el disipador será despreciable.

Bajo tales condiciones el pico de temperatura en la unión será determinado por la constante térmica de tiempo del dispositivo mismo (unos pocos segundos) o también mediante la capacidad de almacenamiento de calor del área correspondiente a la unión o junta, esto último debido a que el proceso de fabricación implica una cierta dispersión de las características por lo que se delimita un área que englobe las características a una tempe

temperatura dada (constante térmica de tiempo de unos pocos milisegundos) dependiendo más que nada del tiempo de aplicación de la carga.

Para un efectivo diseño del disipador térmico es necesario tener los siguientes datos:

Máxima temperatura de juntura.

Resistencia térmica del dispositivo.

Resistencia térmica del dispositivo al disipador.

Potencia disipada.

Temperatura ambiente.

Por la teoría de transferencia de calor se sabe que en régimen permanente, se establece un equilibrio térmico entre las uniones y el aire ambiente que circula en torno al disipador térmico. Este equilibrio se obtiene cuando la potencia disipada en la estructura interna del tiristor se compensa con la energía evacuada por segundo mediante el disipador.

La ecuación para la transferencia de calor es entonces:

$$P = N_h h_t a_t \Delta T \quad (2.1)$$

donde:

P = disipación de potencia del dispositivo.

N_h = eficiencia del disipador.

h_t = coeficiente total de disipación de calor.

a_t = área total de disipación de calor.

ΔT = diferencia de temperatura.

Para el presente trabajo se ha determinado que la transferencia de calor tendrá lugar mediante; convección libre y radiación.

La metodología a emplearse en el diseño del disipador térmico consiste en elegir, mediante tablas, un área de disipación determinada, encontrar su eficiencia de trabajo y por criterios de diseño determinar sus dimensiones definitivas. Para tal efecto en la Figura N° 25, se muestra un nomograma para obtener las dimensiones físicas de un disipador térmico en función de su resistencia térmica. Los datos corresponden a disipación de calor por convección libre y por radiación, teniendo en cuenta además la posición de montaje, tipo de material y espesor.

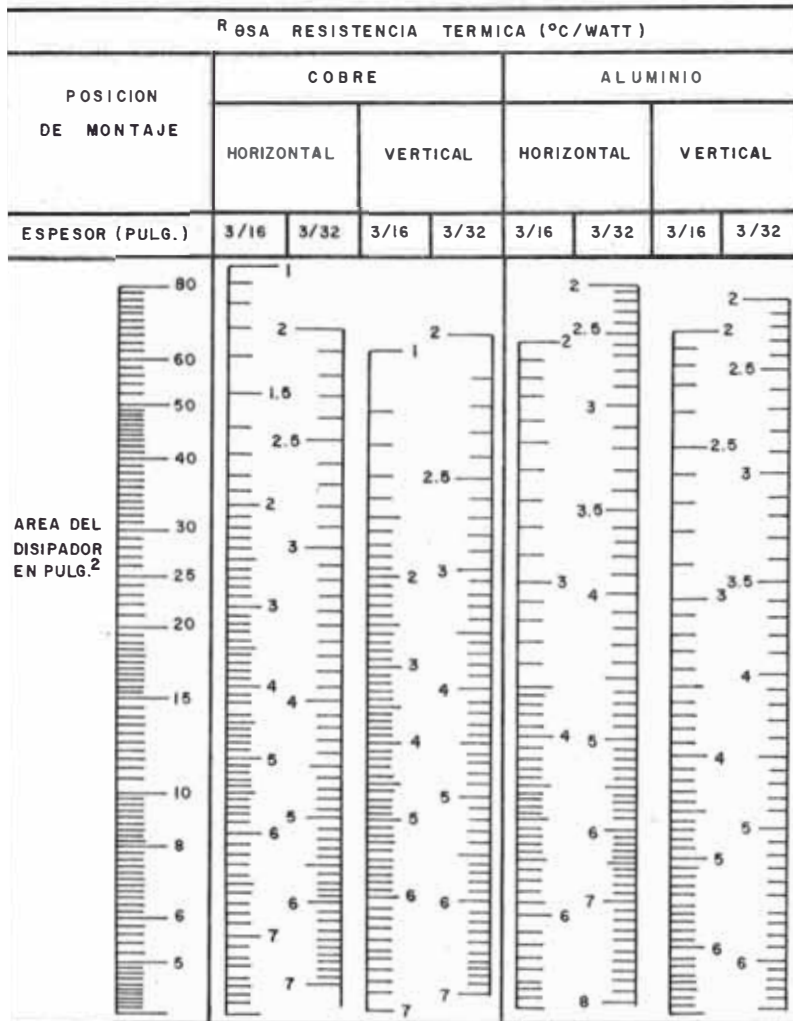


FIGURA N° 25

NOMOGRAMA PARA DETERMINAR LAS DIMENSIONES DE UN DISIPADOR

Previamente se determinan algunas características preliminares a fin de poder trabajar en el nomograma.

Material; aluminio.

Resistencia térmica disipador - medio ambiente;

$R_{th} h - a = 2.5^{\circ}C /w$ (es un valor típico de tablas).

Posición de montaje; horizontal.

Espesor (pulg.); 3/16.

Con estos datos nos ubicamos en la columna correspondiente a los datos mencionados y mediante una línea horizontal determinamos en la columna de la izquierda la superficie de un lado del disipador térmico, que viene a ser 42 pulg².

Elegimos una placa rectangular, entonces las dimensiones serán 7" x 6" x 3/16", las cuales serán evaluadas en lo que sigue, con la finalidad de verificar su eficiencia de trabajo.

Coeficiente total de transferencia de calor . h_t .

Para este caso vendrá dado por:

$$h_t = h_c + h_r \quad (2.2)$$

donde;

h_c = coeficiente de transferencia por convección natural o libre.

h_r = coeficiente de transferencia por radiación.

Transferencia de calor por convección natural.

El término convección natural se aplica cuando el movimiento de aire es debido exclusivamente a las diferencias de temperatura local en las proximidades del disipador.

El coeficiente de transferencia de calor; "hc" expresado en términos de $w/m^2^{\circ}C$, puede ser encontrado a partir de la siguiente expresión:

$$hc = 1.4 (\Delta T_h - a/l_c)^{1/4} f_p f_a = A f_p f_a \quad (2.3)$$

donde;

$\Delta T_h - a$ = diferencia de temperatura en $^{\circ}C$ entre el disipador y el ambiente

l_c = longitud efectiva del disipador (m)

f_p = factor de corrección de posición.

f_a = factor de corrección de altitud.

Ahora se efectúan los cálculos correspondientes:

$$\Delta T_h - a = T_h - T_a \quad (2.4)$$

De tablas de fabricante $T_j = 125^{\circ}C$, luego por concepto de equilibrio térmico $T_h = T_j$ y; $T_h = 125^{\circ}C$.

La $T_a = 40^{\circ}C$ (ambiente tipo industrial)

Entonces; $T_h - T_a = 125 - 40 = 85^{\circ}C$.

La longitud se le determina por medio de la siguiente tabla:

PERFIL	POSICION	Longitud Efectiva l_c
Rectangular	Vertical	Alto (Máximo 0.6 m.)
	Horizontal	$\left(\frac{\text{largo} \times \text{ancho}}{\text{largo} + \text{ancho}} \right)$
Circular	Vertical	$\pi/4 \times \text{diámetro}$
	Horizontal	mitad diámetro

TABLA N° 1

Tabla para Determinar la Longitud Efectiva (l_c) del Disipador.

Como se ha elegido una plancha rectangular de 7" x 6" x 3/16" y posición de trabajo; horizontal, tendremos:

$$l_c = \frac{l \times a}{l + a} = \left(\frac{7'' \times 6''}{7'' + 6''} \right) \text{ pulg.} \quad (2.5)$$

$$l_c = 0.09 \text{ m (aprox.)}.$$

El factor de corrección por altitud se ubica en la Figura N° 26, se ha tomado $f_a = 1$ puesto que el equipo va a trabajar a nivel del mar.

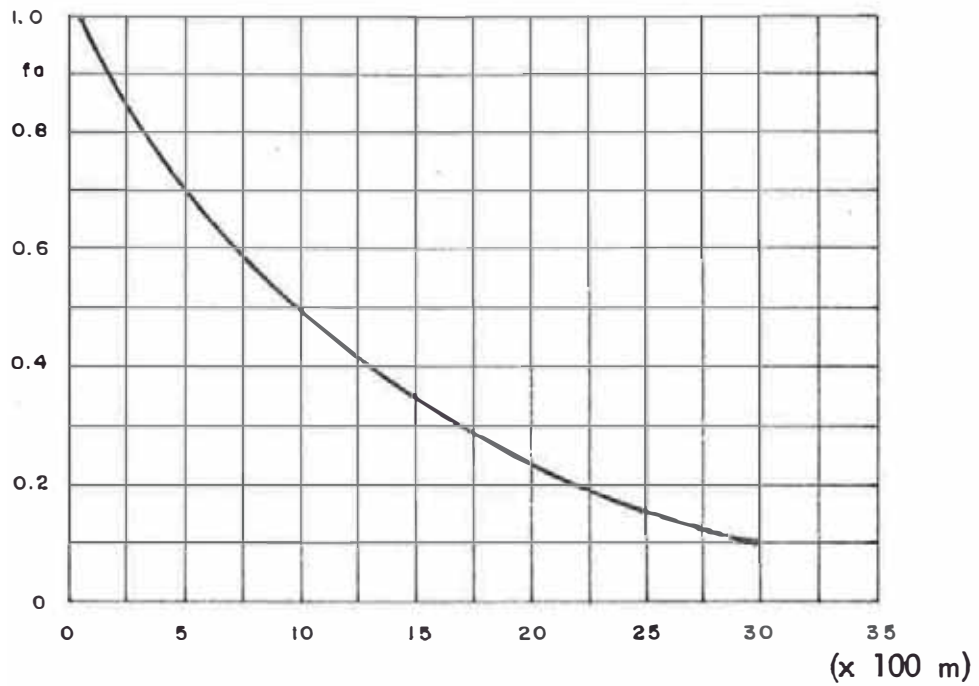


FIGURA N°26
FACTOR DE CORRECCION POR ALTURA
(m.s.n.m)

Para encontrar el factor de posición recurrimos a la Tabla N° 2 en donde de acuerdo a la posición elegida se determina el lado de efecto combinado, puesto que los disipadores se ubican en forma paralela, en base a ello se ha determinado $f_p = 0.96$.

TABLA N° 2
FACTOR DE CORRECCION POR POSICION

POSICION	LADO	Factor de Corrección (fp)
Horizontal	Superior	1.29
	Inferior	0.63
	Efecto Combinado	0.96
Vertical	Ambos	1.0
	Efecto Combinado	1.0

Con los valores obtenidos, reemplazamos términos en la ecuación: (2.3)

$$h_c = 1.4 \left(\frac{85}{0.09} \right)^{1/4} \times 1 \times 0.96$$

$$h_c = 7.45 \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}$$

Transferencia de calor por radiación.-

Aparte de ser transferido por conducción y convección, el calor puede ser radiado. El coeficiente de transmisión para este tipo de transferencia de calor, h_r , expresado en términos de $W/m^2 \cdot ^\circ C$, puede ser hallado a partir de la siguiente ecuación:

$$h_r = \frac{\sigma (T_h^4 - T_a^4)}{T_h - T_a} \cdot E_{fr} \quad (2.6)$$

donde;

- σ = constante de Stefan - Boltzman
($7.51 \times 10^{-8} \text{ w/m}^2 \cdot \text{°k}^4$)
- T_h = temperatura absoluta del disipador (°k)
- T_a = temperatura ambiente absoluta (°k)
- E = coeficiente de emisividad
- f_r = factor de forma de radiación.

Las temperaturas absolutas vienen dadas por:

$$T_h = 273 + 125 = 398^\circ\text{k}$$

$$T_a = 273 + 40 = 313^\circ\text{k}$$

En la Tabla N° 3 se muestran los diferentes materiales con los que se puede construir el disipador térmico y el correspondiente coeficiente de emisividad que poseen.

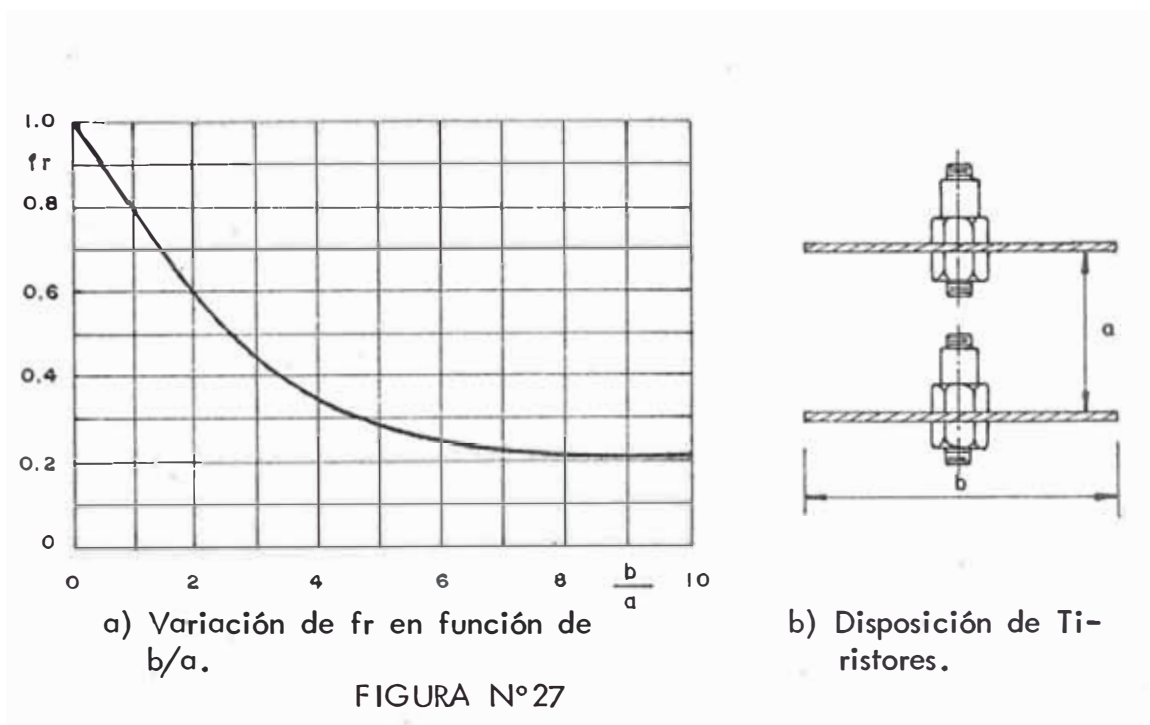


TABLA N° 3

COEFICIENTE DE EMISIVIDAD (E)

SUPERFICIE	Coeficiente de Emisividad (E)
Aluminio pulido	0.05
Aluminio oxidizado	0.20
Aluminio anodizado	0.90
Cobre pulido	0.03
Cobre oxidizado	0.60
Latón pulido	0.10
Latón oxidizado	0.60
Aluminio pintado (todos los colores)	0.25 a 0.70
Pintura al óleo. (todos los colores)	0.92 a 0.96
Laqueado	0.80 a 0.95
Barnizado	0.90

En nuestro caso el dissipador a emplearse es de aluminio anodizado, luego de acuerdo a la tabla anterior le corresponde; $E = 0.90$.

El factor de forma de radiación (fr) se determina a partir de la Figura N° 27. En ella se muestra una curva de fr vs b/a, en donde (b/a) es la relación que existe entre la longitud mayor de la plancha dissipadora y la separación entre planchas.

Luego escogemos una relación de $\frac{b}{a} = \frac{7''}{3.5''} = 2$ entonces

del gráfico se encuentra que $fr = 0.6$.

Finalmente, con los valores encontrados y reemplazando en la ecuación (2.6) tenemos:

$$h_r = \frac{7.51 \times 10^{-8} (398^4 - 313^4)}{85} \times 0.90 \times 0.60$$

$$h_r = 7.40 \text{ w/m}^2\text{°C.}$$

Cálculo de la eficiencia del disipador térmico.-

Los cálculos de transferencia de calor realizados hasta el momento, han sido efectuados teniendo como premisa la uniformidad de temperatura en la superficie del disipador, y que dicha temperatura era igual a la temperatura de la cápsula del dispositivo (SCR).

De lo anterior podemos deducir que la premisa adoptada presenta ciertas características idealizadas, por lo que en la finalidad de darles un tratamiento más real a estos cálculos, se asumirá que existe una menor transferencia de calor hacia los bordes exteriores del disipador.

Desde que el material del disipador posee una resistencia térmica finita, la temperatura en la superficie irá decreciendo a medida que la distancia del punto de ubicación del dispositivo hacia los bordes se incrementa. Luego, podemos afirmar que un disipador práctico tendrá una eficiencia N_h , definida como la razón entre el calor transferido propiamente por medio del disipador y el calor que puede ser evacuado si toda la superficie del disipador estuviera a la misma temperatura que la del punto caliente (temperatura del dispositivo).

Un disipador hipotético de forma circular, el cual no presenta diferencias de temperatura en su superficie, podría tener por definición una eficiencia del 100%. El radio en metros de dicho disipador hipotético está dado por:

$$r_h = \left(\gamma_{st}/2ht \right)^{1/2} \quad (2.7)$$

donde;

γ_s = conductividad térmica del disipador (W/m³ °C).

t = espesor del disipador (mts.).

ht = coeficiente total de transferencia de calor (W/m² °C)

La conductividad térmica (γ_s) de diversos materiales se muestra en la Tabla N° 4.

TABLA N° 4

CONDUCTIVIDAD TERMICA DE VARIOS MATERIALES

Material	Cobre	Aluminio	Latón	Acero	Unidades
γ_s	380	210	110	44	W/m ³ °C

A fin de encontrar la eficiencia de un disipador térmico en forma práctica, introducimos las dimensiones "ri y rs", tal como se muestra en la Figura N° 28.

El radio de entrada vendrá dado por:

$$r_i = \left(\frac{d_1 + d_2}{4} \right) \quad (2.8)$$

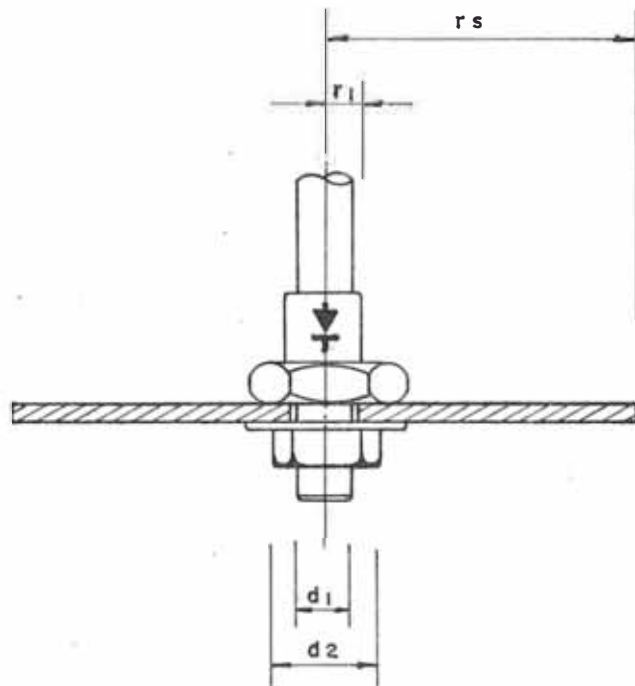


FIGURA N°28

Dimensiones de un Disipador Térmico Práctico.

La superficie del disipador es definida por el radio r_s , el cual es igual al radio externo de un disipador circular. Para un disipador térmico de forma rectangular, de longitud "l" y ancho "w"

$$r_s = \left(\frac{l w}{\pi} \right)^{1/2} \quad (2.9)$$

Conociendo las relaciones;

$$q = \frac{r_s}{r_i} \quad (2.10)$$

$$p = \frac{r_h}{r_i} \quad (2.11)$$

se puede encontrar la eficiencia de un disipador térmico tipo práctico o experimental, de acuerdo a las curvas que se muestran en la Figura N° 29.

De donde tenemos;

$$\gamma_s = 210 \text{ w/ m}^3 \text{ }^\circ\text{C para el Al.}$$

$$f = 0.0048 \text{ m.}$$

$$h_t = 2.45 + 7.40 = 14.85 \text{ w/ m}^2 \text{ }^\circ\text{C.}$$

Reemplazando valores en la ecuación (2.7) tenemos:

$$r_h = \left(\frac{210 \times 0.0048}{2 \times 14.85} \right)^{1/2}$$

$$r_h = 0.18 \text{ m.}$$

Las dimensiones necesarias para el cálculo del radio de entrada, se determinan a partir de mediciones hechas en el disipador térmico.

Tendremos entonces:

$$d1 = 0.0127 \text{ m.}$$

$$d2 = 0.0064 \text{ m.}$$

Reemplazando valores en la ecuación (2.8)

$$r_i = \left(\frac{0.0127 + 0.0064}{4} \right)$$

$$r_i = 0.005 \text{ m.}$$

(2.9) Por tratarse de una placa rectangular tenemos en la ecuación

$$r_s = \left(\frac{0.18 \times 0.15}{3.14} \right)^{1/2}$$

$$r_s = 0.09 \text{ m.}$$

De acuerdo a las relaciones (2.10) y (2.11):

$$p = \frac{r_h}{r_i} = \frac{0.18}{0.005} = 36$$

$$q = \frac{r_s}{r_i} = \frac{0.09}{0.005} = 18$$

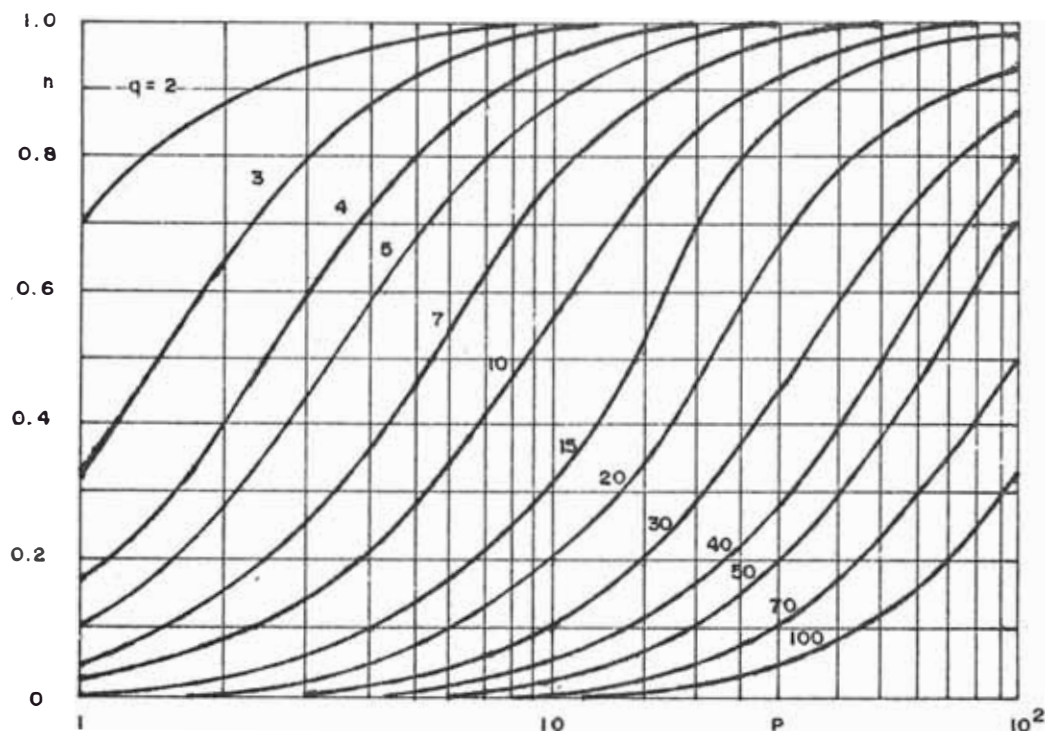


FIGURA N° 29

Eficiencia del Disipador Térmico en función de "p y q"

Conociendo las relaciones "p" y "q" podemos encontrar en el gráfico de la Figura N° 29 el valor de la eficiencia. En este caso la eficiencia resultante es; $N_h = 0.63$.

De acuerdo a la optimización de criterios de diseño se determina que un valor aceptable de eficiencia debe estar comprendido entre 0.5 y 0.7 aproximadamente. Esto debido a que si por un lado tenemos un valor de eficiencia apreciablemente menor de 0.5, ello nos indica que el material utilizado es demasiado delgado. Por otro lado al tener una eficiencia tan alta como 0.9, este valor nos sugiere que el espesor del material es elevado y consecuentemente ello conlleva a un gasto innecesario, que aunque en este caso no es demasiado significativo, pero sirve de pauta pa-

ra diseños de mayor envergadura.

Finalmente, con los valores obtenidos a través de la serie de cálculos efectuados, se encontrará la potencia que es capaz de evacuar el disipador térmico, por lo que reemplazando en la ecuación (2.1) tendremos:

$$P = N_h \cdot a_t \cdot h_t \cdot T$$

donde;

$$\begin{aligned} N_h &= 0.62 ; & a_t &= 0.027 \text{ m}^2. \\ h_t &= 14.85 ; & T &= 85^\circ\text{C} \end{aligned}$$

$$P = 0.62 \times 0.027 \times 14.85 \times 85$$

$$P = 21.13 \text{ w.}$$

Este valor nos sitúa en una zona de trabajo bastante segura, puesto que si tenemos en cuenta los datos proporcionados por el fabricante del SCR, encontramos que;

Potencia de pico de compuerta en estado conductivo directa o inversa para $10 \mu\text{seg.}$ $P_{GM} = 40 \text{ w.}$

Potencia de media de compuerta en estado conductivo o de bloqueo $P_G = 0.5 \text{ w.}$

Considerando que por un lado la potencia de pico de 40 w es para casos extremos en 10 mseg. y la disipación normal es de 0.5 w, llegamos a la conclusión que estamos trabajando con un disipador de dimensiones convenientes.

2.3.2. DISEÑO DE LA RED SUPRESORA DE TRANSITORIOS.

Dentro de un sistema que tiene como parte de su esquema dispositivos semiconductores controlados o tiristores, y el cual maneja una determinada cantidad de potencia, con la finalidad de utilizar en forma satisfactoria las capacidades de los tiristores, es esencial protegerlos contra los efectos nocivos de las sobretensiones, las que pueden ser de tipo transitorio o de larga duración.

Un buen conocimiento de las magnitudes de energía presentes en el sistema puede conducir a tomar las medidas necesarias a fin de obtener una operación exitosa de los tiristores. Dentro del concepto de aquellas se encuadra lo que se denomina "red supresora o snubber".

2.3.2.1. Tensiones Nominales y Transitorios del Tiristor.

En los últimos años, los tiristores han logrado una gran resistencia a las sobretensiones y pueden soportar varios cientos de voltios de pico, dependiendo esto último de su capacidad de trabajo. No obstante, aún es necesario proteger los tiristores contra tensiones transitorias ya que al estar relacionado el fenómeno transitorio con la razón de crecimiento de la tensión o sea el dv/dt , puede este último adquirir valores lo suficientemente altos para provocar el encendido del tiristor.

Cualquier switcheo de la energía almacenada en el sistema constituye de por sí una fuente potencial de sobretensiones.

El efecto de las sobretensiones en el tiristor puede ser de tipo; degradante o de inutilización definitiva del dispositivo.

Una inutilización definitiva se manifiesta en forma inmediata sobre el dispositivo, ya que la sobretensión ha producido importantes daños en su estructura interna. Por otro lado, existe el efecto denominado degradante, el cual consiste en una disminución persistente de las propiedades eléctricas del dispositivo, debido a que está sometido a continuas fallas, las cuales si bien es cierto no producen efectos dañinos inmediatos, sin embargo, van ocasionando perturbaciones en el dispositivo, las cuales con el tiempo y uso llegan a una inutilización definitiva.

Aparte de lo expuesto anteriormente, debe considerarse que el efecto de los transitorios de tensión sobre el tiristor varía de acuerdo al tipo de este último, así tenemos que algunos tiristores son fácilmente deteriorados por transitorios de tensión de baja energía alrededor de su régimen de tensión de pico, otros (como los del tipo avalancha) pueden disipar grandes cantidades de energía transitoria en la condición de bloqueo sin sufrir daños sustanciales y aún hay otros (como algunos del tipo bidireccional) que pueden cambiar al estado conductivo bajo la influencia de una tensión excesiva, sin sufrir daño alguno.

Sin embargo, todos ellos pueden requerir alguna forma de supresión transitoria, el tipo y la cantidad de esta será determinada para cada caso individual.

2.3.2.2. Fuentes Originarias de los Transitorios de Tensión.

Los transitorios de tensión son considerados como aquellos niveles de tensión que exceden al voltaje de pico repetitivo normal aplicado a un dispositivo semiconductor. Razón por la cual los voltajes de pico repetitivos directo e inverso son susceptibles de experimentar grandes variaciones, en operación normal por diferentes causas, tales como, modificaciones

de la corriente de carga, del ángulo de conducción, del factor de potencia de la carga, etc.

Dentro de un sistema de rectificación se han determinado tres etapas que representan fuentes potenciales de creación de transitorios de tensión:

- a) Red de alimentación o suministro principal de energía (descargas y otros disturbios mayores).
- b) Equipo de maniobra propio del sistema. (Especialmente este caso se refiere a los contactores existentes, puesto que en la mayoría de casos los contactos no cierran juntos en el mismo instante).
- c) Circuitos de rectificación y carga. (Fenómeno de conmutación).

Los transitorios deben ser suprimidos por medio de componentes adicionales o evacuados del circuito a fin de asegurarle un funcionamiento confiable.

2.3.2.3. Métodos de Supresión de Transitorios de Tensión.

Tal como se enunció en el acápite 2.3.2.1., una velocidad excesiva de crecimiento de la tensión (dv/dt) aplicada al tiristor bloqueado, puede provocar el encendido del mismo en ausencia de una señal de disparo por compuerta.

Este fenómeno se debe básicamente a la capacidad interna del

tiristor, la cual se carga con una corriente $= C \, dv/dt$, la cual, si dv/dt adquiere valores mayores, puede ser suficiente para romper el estado de bloqueo del tiristor.

La dv/dt del tiristor varía en razón inversa con la temperatura de juntura del mismo, es decir a medida que se procure mantener en valores relativamente bajos a esta última, el límite de la dv/dt propia del tiristor aumenta, lo cual a su vez le permite afrontar con mayor ventaja las probables subidas bruscas de tensión que puedan presentarse. Aparte de ello la dv/dt tiende a aumentar con todo lo que opone al disparo.

La brusca conexión del circuito de rectificación a una red de circuitos próximos con carga eminentemente inductiva, o a un motor (variación brusca de fuerza contraelectromotriz) pueden ser motivo suficiente para originar apreciables incrementos de la tensión de alimentación del tiristor, lo cual a su vez permite que la dv/dt correspondiente pueda originar un disparo indeseado cuando el dispositivo se encuentra en estado de bloqueo.

Tres tipos de circuitos son usados comúnmente para suprimir tensiones transitorias.

- a) Una red R - C en serie a través del conjunto de tiristores.
- b) Una red R - C en serie a través de cada tiristor en forma individual.
- c) Una bobina de choque ubicada entre el conjunto de tiristores y el contactor o interruptor principal.

Dependiendo de la importancia y las condiciones de operación

del circuito, pueden requerirse los tres tipos de protección mencionados. En ciertos casos serán necesarios sólo dos de ellos y en la mayoría con un solo circuito es suficiente.

Generalmente el método que más se utiliza es el tipo (b), y se ha considerado conveniente utilizarlo en nuestro circuito de rectificación. La decisión anterior ha sido tomada teniendo en cuenta que las condiciones de trabajo impuestas al circuito no son extremadamente duras como para justificar una mayor cobertura de protección, considerándose que con el circuito RC individual será suficiente para que el sistema brinde grandes prestaciones de servicio sin mayores inconvenientes.

2.3.2.4. Cálculo de la Red R-C.

Los diferentes fabricantes de equipo electrónico (SCR's) tienen su propia metodología de cálculo para la red supresora o "snubber". Al margen de la diversidad de modalidades de cálculo, la filosofía se encuadra dentro de la finalidad principal; limitar el valor de dv/dt impuesto al SCR durante el transitorio por debajo del valor máximo especificado por el fabricante.

En nuestro caso, en razón de estar utilizando tiristores marca RCA, hemos empleado la metodología de cálculo utilizada por dicha firma.

El sistema de cálculo desarrollado por la compañía RCA figura en su nota de aplicaciones AN 4745, 1971 ("Análisis y diseño de redes snubber para suprimir la dv/dt en circuitos de triacs", por J. E. Wojlawo-wiez).

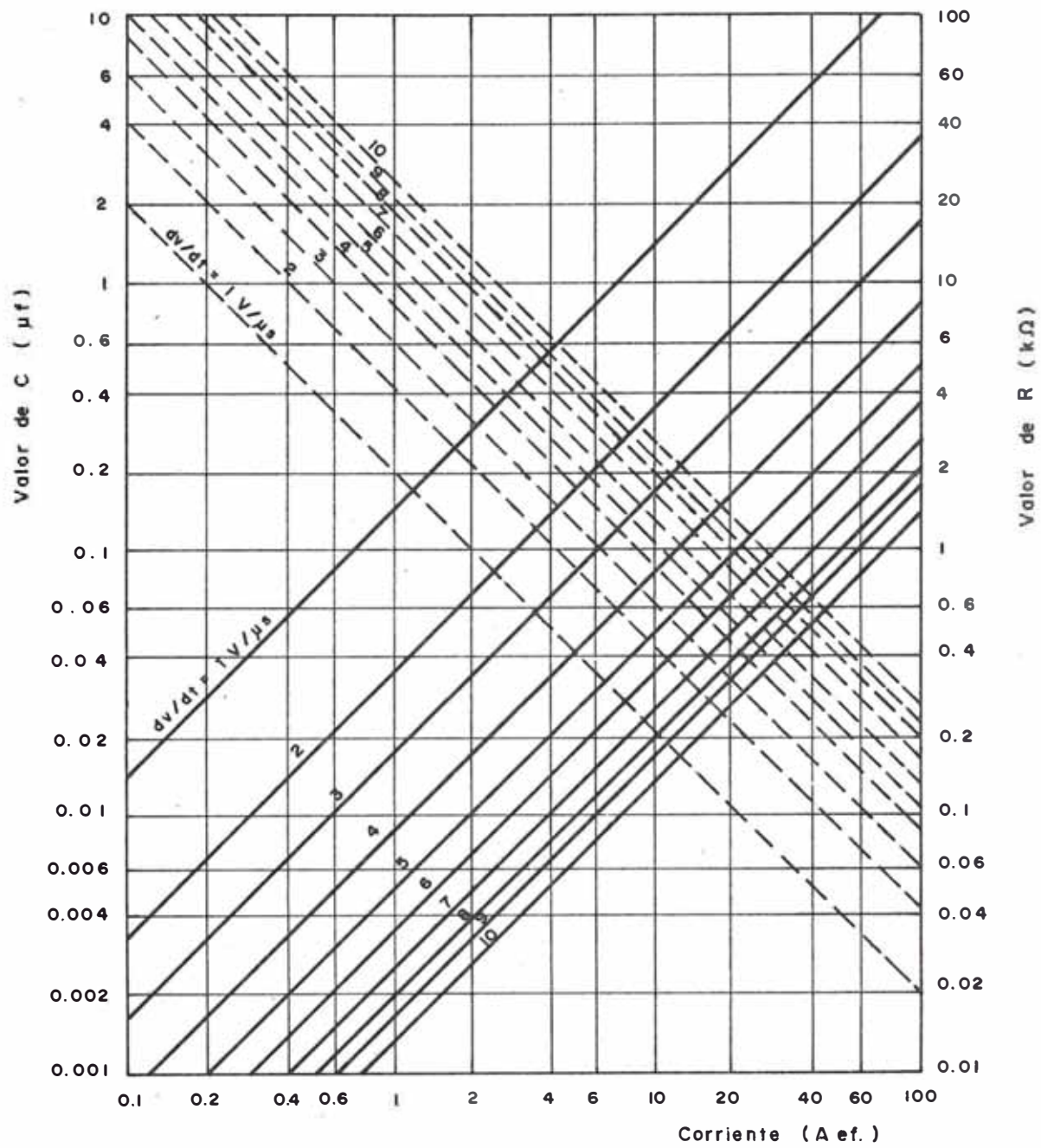
Los valores de R y C se obtienen en función de la corriente I (rms) y de la dv/dt admisible establecida por el fabricante, todo ello en función de la tensión de cresta. Los cálculos se realizan a partir del ábaco que se muestra en la Figura N° 30.

Estos valores se han establecido para las condiciones de trabajo más severas que se imponen al dispositivo; esto es, que las cargas transitorias más intensas se presentan cuando la carga tiene un $\cos \phi$ menor que la unidad, siendo dentro de este rango el valor de $\cos \phi = 0$, el que imponga la condición más crítica de trabajo, esto equivale a que la carga sea puramente inductiva, puesto que para valores superiores de $\cos \phi$ la tensión de cresta se reduce en la misma proporción.

Para utilizar el ábaco, es suficiente con elegir la tensión respectiva de trabajo que en este caso es de 400 V de pico (220 V de servicio) y proceder como sigue:

- a) Trazar una vertical a partir del valor nominal de corriente, suministrado por el fabricante que en este caso es 35 A.
- b) Se determina la intersección de esta vertical con la recta oblicua en trazo lleno que corresponde a la dv/dt admisible por el dispositivo ($10 \text{ V}/\mu\text{seg.}$), obteniendo mediante una horizontal el valor de C en microfaradios en la escala de la izquierda.
- c) De manera análoga que en el paso anterior se determina la intersección en la vertical con la recta oblicua de trazo discontinuo ($dv/dt = 10 \text{ V}/\mu\text{seg.}$) y se ubica el valor de R (Ω) en la escala de la derecha.

Los resultados obtenidos mediante el seguimiento de los pasos anteriores son: $R = 0.7 \text{ K}\Omega$; $C = 0.06 \text{ uf}$. Estos serán finalmente los valores elegidos para conformar la red supresora o snubber y su ubicación será; circuito serie RC en paralelo a su vez con cada tiristor individual.



ABACO PARA 400V DE PICO (220 V DE SERVICIO)

FIGURA N° 30

2.3.3. Elección de los Fusibles.

2.3.3.1. Generalidades.

Los dispositivos rectificadores Si y Ge tienen regímenes de corriente elevados, en comparación a su tamaño relativamente pequeño, por lo que su escasa masa posee una baja capacidad de sobrecargas de origen térmico, siendo muy sensibles a éstas, ya que contienen la energía suficiente para deteriorar la juntura del dispositivo.

Es por esta razón que los circuitos de potencia que utilizan semiconductores precisan de un cuidadoso diseño de la protección para adoptar la solución técnico - económica más adecuada.

Dentro del tipo de sobrecargas que pueden presentarse en un circuito equipado con semiconductores se pueden distinguir dos clases; sobrecargas cortas y sobrecargas largas.

En una sobrecarga corta se presenta una onda de sobrecorriente de un valor tan alto que, la continuidad del semiconductor se interrumpe en el lapso de un medio ciclo, ésto es, dentro de 8 ms.

En una sobrecarga larga la corriente excede el valor límite continuo permitido y la ruptura de continuidad del semiconductor se produce generalmente más allá de los 8 ms. y la gran mayoría de veces dura desde algunos segundos hasta minutos, dependiendo de la magnitud de la sobrecarga.

La protección contra sobrecargas cortas es lograda únicamente con fusibles extremadamente rápidos, con características especiales de tipo ultrarápidos.

Para el caso de la protección contra sobrecargas largas se utilizan normalmente fusibles apropiados para tal fin, aunque el método usual es la utilización de un contactor magnético de operación rápida.

Cuando un circuito ha sido diseñado para cubrir ambos tipos de sobrecargas, se dice que tiene una protección completa.

En algunos casos esta protección puede ser lograda mediante un único fusible.

2.3.3.2. Finalidad del Sistema de Protección por Fusibles.

Las funciones de un sistema de protección por fusibles son las siguientes:

Limitar la duración y frecuencia de aplicación de las sobrecargas.

Limitar la duración y magnitud de los cortocircuitos.

Limitar la duración y magnitud de la corriente que puede presentarse debido a una falla interna del semiconductor.

El objeto de lo anteriormente expuesto es no solo proteger a los semiconductores, sino también al equipo asociado.

Es difícil establecer recomendaciones generales y amplias para la protección contra sobrecorrientes y sobrecargas excesivas, puesto que el concepto de protección satisfactoria implica diversos niveles de confiabilidad, de acuerdo a las aplicaciones que se deseen.

Del punto de vista general pueden establecerse una serie de factores, los cuales constituyen una pauta a seguir en la selección de un sistema de protección y de ninguna manera constituyen reglas definitivas.

Dichos factores pueden ser los siguientes:

- Grado de confiabilidad deseado para el sistema.
- La necesidad de la continuidad de la operación en el caso de que un semiconductor falle.
- Posibilidad de ocurrencia de fallas.
- Magnitud y velocidad de crecimiento de las corrientes de falla.

Dependiendo de su aplicación, la importancia de estos factores puede variar según sea el caso.

Finalmente, deberá establecerse una relación entre el costo de los semiconductores y la inversión en el equipo de protección, a fin de optimizar esta última, que deberá estar en relación directa con el grado de confiabilidad que se le desea asignar al equipo.

2.3.3.3. Características del Proceso de Fusión.

Dentro del proceso de fusión de un fusible intervienen magnitudes de corriente y tiempo, que son las que finalmente deciden las características de cada fusible.

A continuación se hará un análisis tanto de corriente de cortocircuito como de tiempos de fusión a fin de definir las condiciones más desfavorables que pueden presentarse en las características de un fusible.

a) Características de la Corriente de Cortocircuito.

Normalmente para la evaluación de la corriente de cortocircuito se utiliza un circuito equivalente representado en la Figura N° 31.

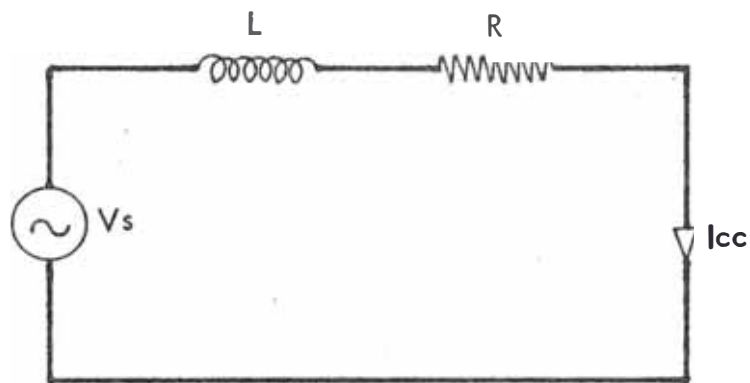


FIGURA N° 31

CIRCUITO EQUIVALENTE

donde:

$$V_s = V_s \text{ sen } \omega t$$

$$R = \text{Resistencia total en la línea cortocircuitada.}$$

$$L = \text{Inductancia total}$$

$$I_{cc} = \text{Corriente de cortocircuito.}$$

Analíticamente el valor instantáneo de la corriente de cortocircuito puede ser expresado como sigue:

$$i_{cc} = I_{cc} \sin(\omega t + \psi - \phi) - \sin(\psi - \phi) \exp(-\omega t / \tan \phi) \quad (2.12)$$

donde:

- i_{cc} ; Valor instantáneo de la corriente de cortocircuito.
- I_{cc} ; Valor pico de la corriente de cortocircuito.
- ψ ; Angulo medido entre el punto en que la tensión pasa por el valor cero y el momento en que ocurre el cortocircuito.
- ϕ ; Angulo de fase, tensión - corriente.

Normalmente, una línea cortocircuitada es de características básicamente inductiva, esto quiere decir que $\phi = 90^\circ$, y no se comete mayor error al asumir dicho valor.

De acuerdo a esto, tomando el valor $\phi = 90^\circ$ como condición de cortocircuito y asignando valores como; 0° , 45° , 90° y 135° al ángulo ψ , reemplazamos en la ecuación (2.12) y se deduce que el mayor valor de corriente de cortocircuito se presenta cuando la tensión de alimentación pasa por cero, esto es cuando $\psi = 0^\circ$ o sea $\frac{i_{cc}}{I_{cc}}$ es máximo.

La Figura N° 32 ilustra la característica de $\frac{i_{cc}}{I_{cc}}$ para diversos valores de ψ .

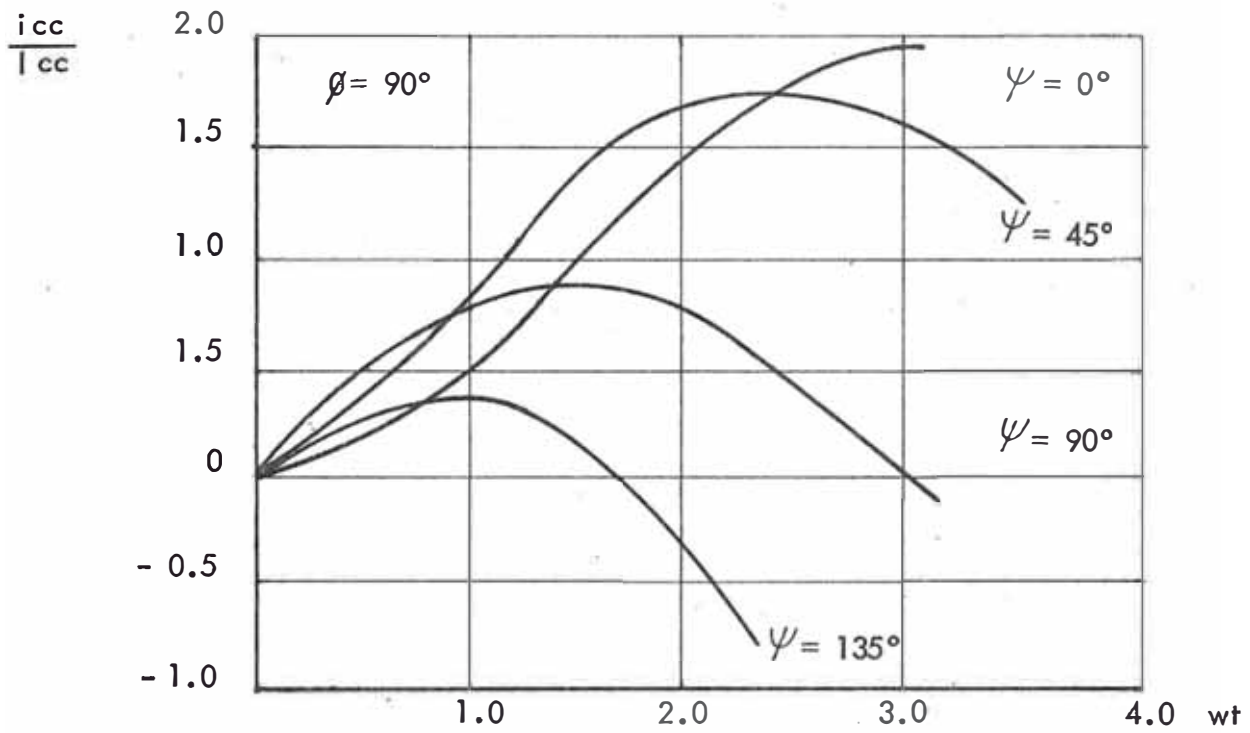


FIGURA N° 32

VARIACION de $\frac{i_{cc}}{I_{cc}}$ vs wt para $\phi = 90^\circ$

Adicionalmente al valor pico de cortocircuito existe un valor máximo de pico denominado $I_{cc \text{ máx}}$, el cual ocurre cuando $\psi = 0$, tal como se aprecia en la Figura N° 32.

Esto es:

$$\psi = 0 \quad ; \quad I_{cc} = I_{cc \text{ máx}}$$

Existe una relación de gran importancia en el análisis de cortocircuitos, la cual viene dada por:

$$\frac{I_{cc \text{ máx}}}{\hat{I}_{cc}}$$

esta relación es el cociente entre el pico máximo de corriente que puede presentarse y el pico de corriente bajo otras circunstancias.

Esta relación toma un valor máximo cuando se produce un cortocircuito, el cual como ya se dijo es de características inductivas, esto es:

$$\vartheta = 90^\circ \quad ; \quad \frac{I_{cc \text{ máx}}}{I_{cc}} = 2$$

y cuando el ángulo ϑ decrece, a cero, la relación toma un valor mínimo

de 1, o sea;

$$\phi = 0^\circ ; \frac{lcc \text{ máx}}{lcc} = 1.0$$

Para una mayor ilustración en el análisis , la Figura N° 33 muestra un gráfico de $\frac{lcc \text{ máx}}{lcc}$ vs ϕ

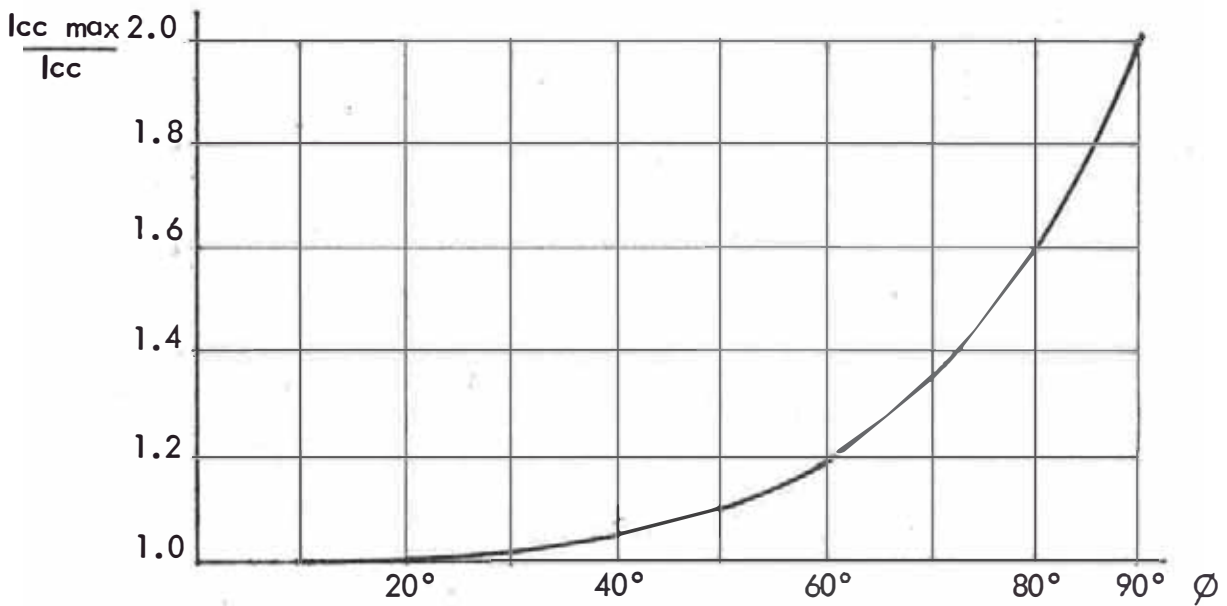


FIGURA N° 33

GRAFICO DE $\frac{lcc \text{ máx}}{lcc}$ vs ϕ

En la práctica es usual asumir valor de alrededor de 1.6 correspondientes a un ángulo de fase de $\varnothing = 80^\circ$

De la Figura antes mencionada puede observarse que el valor de pico máximo no viene determinado por la pendiente inicial.

Si la ecuación (2.12) se diferencia respecto a ωt , la pendiente inicial (m) de la curva viene dada por:

$$m = I_{cc} \frac{\text{sen } \psi}{\text{sen } \varnothing}$$

Esto nos muestra que independientemente del ángulo \varnothing , la máxima pendiente se presenta cuando el ángulo $\psi = 90^\circ$, ésto es, cuando la tensión de entrada tiene el valor de cresta.

De todo lo expuesto anteriormente se llega a dos conclusiones importantes:

1. El valor pico máximo ($I_{cc} \text{ máx}$) de la corriente de cortocircuito se presenta cuando la tensión de la red pasa por el valor de cero.

2. La razón máxima inicial de crecimiento de I_{cc} ocurre cuando la tensión de la red tiene el valor de cresta.

b) Operación de los Fusibles.

Si en el circuito de la Figura N° 31 se instala un fusible, al presentarse una falla, dicho fusible fundirá tan pronto como la energía suministrada a aquél sea igual a la energía de fusión.

Dos procesos tienen lugar en el interior del fusible:

Inicialmente el elemento fusible funde y el tiempo tomado por este fenómeno se denomina tiempo de fusión.

Seguidamente se establece un arco en el punto en el que el fusible ha fundido (punto de ruptura), el tiempo que permanece el arco es denominado tiempo de arco.

La suma de los tiempos de fusión y de arco es llamada tiempo de aclaramiento del fusible.

A continuación haremos un análisis de los procesos antes mencionados y su influencia en las características de un fusible.

1. Tiempo de Fusión.-

Cuando se presenta un cortocircuito, la energía que absorbe el fusible es tan rápida que la disipación de calor puede despre- ciarse sin cometer mayor error, por lo que puede asumirse que toda la energía es utilizada para fundir el elemento fusible.

El valor de la corriente en el instante en que se alcanza la energía de fusión (final del tiempo de fusión y comienzo del tiempo de arco) es de particular interés.

Este valor de corriente denominado; corriente de fusión I_{fu} , re- presenta el valor instantáneo máximo posible para el cual el fu- sible limita la corriente de cortocircuito.

Dado que el tiempo de fusión es muy corto, para el presente análisis nos interesan los momentos iniciales de la falla, para lo cual asumimos que el cortocircuito ocurre en el tiempo más desfavorable, ésto es cuando $\psi = 90^\circ$, pues como se vió en el acápite anterior, bajo estas condiciones se presenta el valor máximo de crecimiento, por lo que el tiempo para conse- guir la energía de fusión es un mínimo, y así el valor pico de corriente que se presenta en el fusible debe ser un máximo.

En estas circunstancias y asumiendo que en esos instantes el cir- cuito tiene características predominantemente inductivas o sea $\phi = 90^\circ$, si reemplazamos ambos valores de ψ y ϕ en la ecuación (2.12), obtenemos lo siguiente:

$$i_{cc} = I_{cc} \sin \omega t \quad (2.13)$$

Esta ecuación representa un caso especial cuando $\psi = \emptyset$, y muestra que en este caso no hay transitorios ni se presentan incrementos excesivos de corriente.

Generalmente, el valor al cual el fusible limita la corriente de cortocircuito en el caso más favorable, es pequeño comparado con el valor pico I_{cc} . Esto significa que por encima del valor de fusión, el crecimiento de la corriente de cortocircuito puede ser considerado lineal.

Luego, la pendiente inicial es obtenida por diferenciación de la ecuación (2.13), respecto a t y para $t = 0$, tenemos entonces que:

$$m = w I_{cc} \quad (2.14)$$

El tiempo tomado por la corriente para alcanzar el valor de fusión es obtenido por integración de la ecuación anterior; o sea:

$$i_{cc} = w I_{cc} t \quad (2.15)$$

La energía de fusión de un fusible es asumida constante y viene dada por:

$$E_f = \int_{t_0}^{t_1} R_f i_{cc}^2 dt = \bar{R}_f \int_{t_0}^{t_1} i_{cc}^2 dt \quad (2.16)$$

donde:

$$R_f = \text{Resistencia del elemento fusible.}$$

- \bar{R}_f = Valor medio
- t_0 = Tiempo de inicio del cortocircuito (normalmente se asume $t_0 = 0$)
- t_1 = Tiempo al cual funde el elemento fusible.

Si combinamos la energía de fusión E_f y el valor medio de la resistencia del fusible R_f , para formar una constante k , obtenemos:

$$k = \int_{t_0}^{t_1} i_{cc}^2 dt \quad (2.17)$$

Esta integral es conocida como el valor I^2t de fusión del fusible.

Si reemplazamos el valor de i_{cc} de la ecuación 2.15 en la ecuación 2.17, evaluando la integral obtenemos:

$$k = \frac{W^2 \hat{I}_{cc}^3 t_i}{3} \quad \text{con } t = 0$$

luego;

$$t_i = \left[\frac{3 k}{W^2 \hat{I}_{cc}^3} \right]^{1/3}$$

y el valor pico de la corriente de fusión es:

$$I_{fu} = \left[\frac{3 kW}{\hat{I}_{cc}^3} \right]^{1/3} \quad (2.18)$$

Las relaciones entre un fusible dado (caracterizado por la constante K) y el valor al cual la corriente de cortocircuito es limitada I_{fu} se muestran en la ecuación precedente.

Para facilitar la selección apropiada de fusibles, los fabricantes publican datos con la corriente de fusión en función del valor r.m.s. de la corriente de cortocircuito, la cual puede ser leída directamente para cada fusible en las hojas de datos respectiva.

Los cálculos precedentes se han hecho en la suposición que la corriente de fusión es pequeña comparada con el valor pico de la corriente de cortocircuito. En la práctica generalmente se presenta de ese modo, aunque pueden ocurrir casos en que la diferencia de ambos valores es pequeña.

2. Tiempo de Arco.-

En cuanto la energía es aplicada al elemento fusible, éste funde. El proceso de fusión comienza con una contracción del material y el arco que se forma origina la ruptura del material del cual está formado el fusible. La resistencia de este material tiende a incrementarse rápidamente alcanzando un valor tan alto después de algunos milisegundos que la corriente llega a tener un valor prácticamente nulo, provocando la interrupción del circuito.

La Figura N° 34 es una representación idealizada del flujo de corriente a través del fusible cuando este abre.

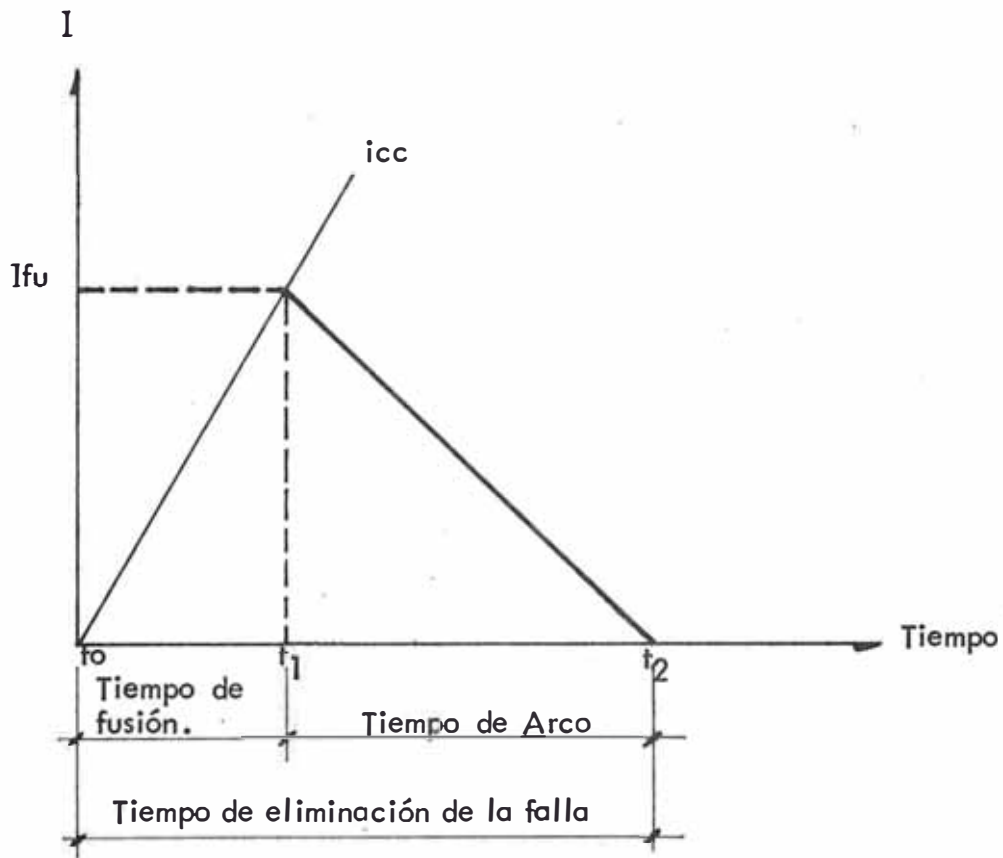


FIGURA N° 34

REPRESENTACION DE LA CORRIENTE A TRAVES DE UN
FUSIBLE

El tiempo de eliminación de la falla conocido también como tiempo de aclaramiento del fusible ($t_2 - t_0$), puede ser determinado únicamente en forma experimental puesto que depende de la construcción del fusible y del régimen nominal del circuito (particularmente de la tensión aplicada).

El área bajo la curva mostrada anteriormente, representa la integral de extensión sobre los tiempos t_1 a t_2 .

Durante el tiempo de fusión t_0 a t_1 , la energía magnética es almacenada en la inductancia del transformador principal.

La energía magnética presente en el tiempo t_1 es;

$$E_{mag} = \frac{1}{2} L I_f^2$$

donde L es la inductancia total existente en el circuito, la cual se asume constante ya que es independiente de la corriente.

El arco que se forma en el proceso de fusión (t_1 a t_2) puede ser extinguido únicamente cuando la energía magnética ha sido disipada en su totalidad, ya sea bajo la forma de calor o chispa en el arco mismo.

La magnitud de la energía magnética depende del valor de la inductancia presente en el circuito, así como del cuadrado de la corriente de fusión, mientras que el tiempo necesario para la disipación de la energía depende de los elementos inductivos en el circuito, así como la tensión aplicada al mismo.

Durante el proceso de disipación de energía, la tensión en la inductancia crece debido al cambio de corriente. Es por esto que la tensión a través del fusible es la diferencia entre la tensión suministrada al circuito y la tensión de la inductancia.

Aún en el caso en que como se vió anteriormente que la tensión pase por el valor cero o tenga valor negativo el arco se mantiene debido a la presencia de la tensión en la inductancia.

Análogamente a lo expresado en la ecuación (2.17) si se evalúa una integral similar, teniendo como límites los tiempos t_1 a t_2 (tiempo de arco) obtendremos el valor I_f^2 de extinción del fusible a diferencia del valor I_f^2 de fusión, el I_t^2 de extinción no es constante sino que depende de una serie de factores.

La suma de ambos valores I_t^2 (fusión y extinción) proporciona el valor I_t^2 del fusible.

Este valor se considera una de las características más importante de un fusible, depende básicamente de la máxima corriente de cortocircuito que puede presentarse y de la tensión nominal del circuito donde se ubica.

Este valor puede ser obtenido directamente de las hojas de datos de los fabricantes de fusibles.

2.3.3.4. Regímenes de los Fusibles.

Generalmente los fabricantes de fusibles suministran una serie de datos, los cuales constituyen los regímenes nominales de cada fusible en especial, y dan una pauta para la selección más adecuada de los mismos.

Corriente Nominal.

Para el caso de protección de tiristores, es práctica normal elegir el valor de corriente nominal del fusible igual al valor eficaz de corriente del tiristor, el cual se obtiene de la hoja de datos técnicos del mismo.

Tensión Nominal.

Los fabricantes suministran un régimen de tensión de operación para cada fusible. Este valor se refiere siempre al lado de alterna y usualmente es el valor eficaz o r.m.s.

Al momento de seleccionar el fusible se deberá elegir un valor de tensión nominal tal, que sea mayor o igual que el valor de tensión de operación del circuito en que va a ser instalado.

Corriente Pico de Fusión.

La corriente pico de fusión (I_{fu}) es el valor máximo al cual el fusible limita la corriente de cortocircuito.

En forma general no es posible dar un valor definido de I_{fu} para cada fusible en particular, ya que ello depende de la máxi-

ma corriente de cortocircuito que puede presentarse en la instalación, en la cual se ubicará el fusible, luego se compara con el valor máximo admisible que suministran los fabricantes en la hoja de datos técnicos.

El valor de I_{fu} del fusible deberá ser comparado con la corriente transitoria del tiristor. Desde que la característica de la corriente de fusión es en forma aproximada un triángulo cuya altura es el valor de I_{fu} , mientras que la corriente transitoria del tiristor es el valor pico de la comba positiva de una senoide, no es posible hacer una comparación directa entre ambos valores. Sin embargo, en la práctica se puede apreciar que el régimen de corriente transitoria del tiristor es mantenido cuando el valor de I_{fu} del fusible es menor o igual que 1.4 veces el valor de la corriente de conducción transitoria I_{TSM} del tiristor.

Cuando en una instalación particular el circuito de tiristores es alimentado a partir del devanado secundario de un transformador de entrada, es necesario evaluar la impedancia en porcentaje de dicho transformador, así como la tensión secundaria nominal del mismo.

A partir de estos valores es posible calcular la corriente de cortocircuito que puede presentarse en la instalación de la siguiente forma:

$$I_{cc} (rms) = I_{sc} (rms) \times \frac{100}{Z_t}$$

donde:

- $I_{cc} (rms)$ = Valor eficaz de la corriente de cortocircuito
 $I_{sec} (rms)$ = Valor eficaz de la corriente nominal secundaria del transformador.
 Z_t = Impedancia en porcentaje del transformador.

El valor pico de la corriente de cortocircuito vendrá dado por:

$$I_{cc} = \sqrt{2} \cdot I_{cc} (rms)$$

y el valor más desfavorable que puede presentarse en la práctica es:

$$\hat{I}_{cc \max} = 1.6 \times \sqrt{2} \times I_{cc} (rms)$$

Valor de I_t^2 .

Para un fusible determinado el valor de I_f^2 puede ser encontrado directamente en las hojas de datos técnicos de fusibles suministrados por el fabricante. De cualquier forma el valor I_f^2 del fusible deberá ser menor que el correspondiente I_f^2 del tiristor a protegerse.

Característica Corriente - Tiempo.

La característica corriente - tiempo (fusión tiempo) es aplicable únicamente al rango de sobrecarga, esto quiere decir que esta característica es válida para tiempos iguales o mayores que 10 ms., a partir de esta característica es posible determinar el tiempo transcurrido entre el instante en que ocurre la sobrecarga y el instante en que funde el fusible.

Para la construcción de la característica corriente - tiempo se asume que el fusible está llevando la corriente nominal en el momento que ocurre la sobrecarga.

Si los cálculos son hechos bajo la premisa que el fusible no conduce la corriente nominal inicialmente, se obtendrá una característica diferente.

Se dice que un tiristor está protegido contra sobrecargas cuando la característica corriente - tiempo del fusible para el rango total de sobrecarga es menor que la correspondiente característica de limitación de corriente de dicho tiristor.

Capacidad Nominal de Interrupción.

La capacidad nominal de interrupción de un fusible, normalmente es especificada, ya sea como valor de corriente o como valor de potencia. Usualmente la corriente nominal de interrupción es el valor eficaz de la máxima corriente de cortocircuito que puede presentarse, aunque en algunos casos ciertos fabricantes toman el valor pico en su lugar.

Un fusible opera satisfactoriamente cuando su capacidad nominal de interrupción es mayor que la que puede presentarse en la instalación donde estará instalado.

2.3.3.5. Regímenes de los Tiristores.

De manera análoga a lo que sucede con los fusibles, los fabricantes de tiristores suministran en los catálogos técnicos una serie de datos, que constituyen los regímenes nominales de cada tiristor.

Con la finalidad de lograr la protección adecuada de los tiristores es necesario evaluar regímenes nominales a fin de compararlos con los correspondientes a los fusibles y de ese modo llegar a una solución técnicamente buena.

Corriente Nominal.

La corriente nominal de los tiristores deberá ser determinada en base al valor eficaz de corriente de la instalación, para lo cual es necesario conocer el factor de forma, el cual permite hallar el valor eficaz a partir del valor medio de corriente.

Tal como se explicó en el acápite 2.1., el factor de forma para este rectificador tendrá un valor de 1.76.

Valor de I_t^2 .

Este valor es usualmente especificado por los fabricantes en las hojas de datos técnicos de los tiristores, como una medida de la capacidad de calor del elemento semiconductor.

Como la influencia de la disipación de calor para tiempos menores que 10 ms. es pequeña, es suficiente tomar un valor de I_f^2 referido a un tiempo de 10 ms. como mínimo.

Con la finalidad de lograr una protección adecuada contra los cortocircuitos, se deberá elegir un fusible con un valor de $I^2 f$ menor que el correspondiente al tiristor.

Característica de Corriente Transitoria.

La característica de corriente transitoria es nominalmente proporcionada para un rango de tiempo de 1 ms. a 13 ms. En el rango de 1 a 10 ms, es preferible trabajar en base al valor de $I^2 t$.

Después de haber elegido la protección contra cortocircuitos del tiristor, puede darse el caso que la curva característica de corriente transitoria del tiristor esté ubicada debajo de la del fusible en el rango de 30 ms. a 1s. Cuando esto sucede los fabricantes recomiendan limitar la corriente de cortocircuito por otro método más conveniente, pudiendo ser por medio de un interruptor termomagnético limitador de gran capacidad de ruptura.

Sin embargo, si se decide la instalación de un fusible para protección de fallas, se deberá tener en cuenta que la característica corriente - tiempo de éste se ubique debajo de la del tiristor.

Corriente Transitoria Máxima.

Uno de los regímenes que más identifica a un tiristor es el valor máximo correspondiente a la corriente transitoria ($I T S M$). Este valor es determinado por el pico de una semisinusoide a la frecuencia de 60 Hz, cuando el dispositivo trabaja en condicio

nes específicas.

En la práctica se considera que una protección contra corrientes es adecuada cuando el valor de I_{fu} del fusible es menor o igual a 1.4 veces el valor de I_{TSM} del tiristor.

2.3.3.6 Metodología de Selección de Fusibles.

Habiendo efectuado un análisis previo de todos los factores que determinan el comportamiento de un fusible frente a la presencia de una falla, procederemos ahora a exponer la metodología que nos permita elegir los fusibles más adecuados para este rectificador.

En base a lo expuesto en los acápites precedentes se establecen las siguientes premisas de selección de fusibles :

Tensión de arco del fusible $<$ Tensión inversa de pico no repetitivo del Tiristor.

o sea

$$V_{\text{arco fuse}} < V_{RSOM}$$

$$I_{fu} \leq 1.4 I_{TSM}$$

$$I_{cc} \text{ (rms)} = I_{sec} \text{ (rms)} \times \frac{100}{Z_t}$$

$$\hat{I}_{cc} \text{ (máx)} = 1.6 \times \sqrt{2} I_{cc} \text{ (rms)}$$

De la hoja de datos técnicos de los tiristores se tiene

$$V_{RSOM} = 660 \text{ V}$$

$$I_{TSM} = 350 \text{ V}$$

Para la selección de los fusibles nos remitimos a la "Guía de Selección de Fusibles" de la firma INTERNATIONAL RECTIFIER (IR).

De las fórmulas anteriores la corriente de cortocircuito vendrá dada por :

$$I_{cc} \text{ (rms)} = 14.1 \times \frac{100}{4}$$

$$I_{cc} \text{ (rms)} = 352.25 \text{ A}$$

$$I_{cc} \text{ (máx)} = 1.6 \times \sqrt{2} \times 352.5$$

$$I_{cc} \text{ (máx)} = 795 \text{ A}$$

De las tablas de IR existen dos tipos de fusibles que tienen las siguientes características :

I _{cc} máx	Fusible	I _{rms} máx Fusible	
		25° C	60° C
800 A	SF 25 x 20	20	18
1000 A	SF 25 x 25	25	23

Con la finalidad de mantenernos dentro de un régimen holgado respecto a los regímenes de trabajo del tiristor, optamos por elegir el segundo de los tipos de fusibles mencionados.

O sea tenemos que el fusible elegido será

Tipo SF 25 x 25

$$I_F \text{ (rms)} = 25 \text{ A} \quad (25^\circ\text{C Amb})$$

$$I_F \text{ (rms)} = 23 \text{ A} \quad (60^\circ\text{C Amb})$$

La máxima tensión de arco para estos fusibles según dato del fabricante es de 410 V.

De acuerdo a las premisas de cálculo debe emplearse

$$V \text{ máx arco} < V_{RSOM}$$

$$410 < 660 \text{ V}$$

por lo tanto el fusible cumple desde el punto de vista de transitorios de tensión.

La corriente pico de fusión debe cumplir la siguiente relación:

$$I_{fu} \leq 1.4 \times 350$$

$$I_{fu} \leq 490 \text{ A}$$

de tal forma que esto garantiza una adecuada protección contra los cortocircuitos.

Los fusibles de este tipo están diseñados para un tiempo de eliminación de falla de 5 m seg.

CAPITULO III

3. MONTAJE.

En este capítulo se explicarán las consideraciones tenidas en cuenta para efectuar el montaje de los diferentes dispositivos y equipos que conforman el conjunto rectificador materia del presente trabajo.

Para tal efecto vamos a dividir en dos categorías el equipo a instalarse, en la primera de ellas está comprendido el denominado equipo convencional, el cual está constituido por dispositivos cuyo peso es considerable dentro del conjunto rectificador, tales como; transformador de entrada, bobina de alisamiento, relés, etc., y la segunda categoría comprende el equipo menor, el cual se caracteriza por tener un peso reducido, permitiendo de ese modo su ubicación en pequeños espacios sin mayores inconvenientes.

3.1. MONTAJE DE EQUIPO CONVENCIONAL.

Como ya se dijo anteriormente este equipo se caracteriza por tener un peso considerable, haciendo necesaria su ubicación en una estructura robusta.



Para tal fin se ha aprovechado el cubículo metálico que albergaba todo el equipamiento original.

Dicho cubículo está construido con estructura angular de 2" x 2" x 3/16" soldada convenientemente, constituyendo un conjunto robusto.

La parte frontal está constituida por una plancha metálica de 2 mm. de espesor y empernada a la estructura.

En esta parte frontal se ubican los equipos de medición, control y maniobra, tales como; voltímetro, amperímetro, vatímetro, interruptor de entrada, contactor, conmutador, etc.

Adicionalmente y formando parte de este trabajo se han practicado agujeros en los cuales se ubican terminales tipo banana hembra, a fin de facilitar el acceso a la medición de magnitudes, tales como; tensión á nodo - cátodo, forma de pulsos de disparo, formas de onda de los diferentes etapas de los circuitos, etc., por medio de instrumentos de medida convencionales o terminales del osciloscopio. Para tal efecto, el lado interno de cada terminal se conectará a los dispositivos cuyas magnitudes se desean evaluar.

Las caras laterales y posterior del cubículo están constituidos por placas de mica transparente de 600 x 760 mm. de dimensiones, dichas placas se adhieren a la estructura metálica por medio de tornillos fijados en los bordes de cada placa y están provistos de un resorte que permite la sujeción a la estructura de una forma adecuada, lo cual se logra aplicando un giro de 1/4 de vuelta.

Las placas poseen además agujeros de ventilación a fin de evacuar el aire caliente del interior del cubículo. El cubículo posee tres (3) compartimientos en dirección vertical, conformados por travesaños metálicos 2" x 3/16" y 750 mm. de largo, los cuales sirven de soporte al transformador de entrada, bobina de alisamiento y las placas que contienen los bornes de alterna y continua, dichos equipos se fijan por medio de pernos a los travesaños.

El acceso tanto a los bornes de entrada de corriente alterna como a los de salida de corriente continua es por la parte posterior del cubículo.

Las dimensiones del cubículo son:

Altura	=	1500	mm.
ancho	=	750	mm.
profundidad	=	760	mm.

Las Figuras Nos. 35 y 36 muestran unas vistas y disposición de equipo.

3.2. MONTAJE DEL EQUIPO MENOR.

Dentro de este rubro está comprendido el montaje del equipo eléctrico pequeño propiamente dicho, tal como; transformadores pequeños; 220/9 V, borneras y bases portafusibles, y además el equipo a estado sólido el cual comprende; tiristores con su placa disipadora de aluminio, y la tarjeta del circuito impreso que contiene los dispositivos electrónicos discretos e integrados que conforman el circuito de control; transformadores, resistencias, condensadores, transistores, circuitos integrados, etc.

El íntegro del equipo antes mencionado se ha ubicado sobre una plancha rectangular de madera de las siguientes dimensiones; 3" x 12" x 1/16", a la cual se le han practicado 6 agujeros en los cuales se ubican los respectivos pernos pasantes, para de este modo fijar la plancha de madera a la estructura del cubículo.

Dicha plancha de madera está ubicada en el segundo comparti-

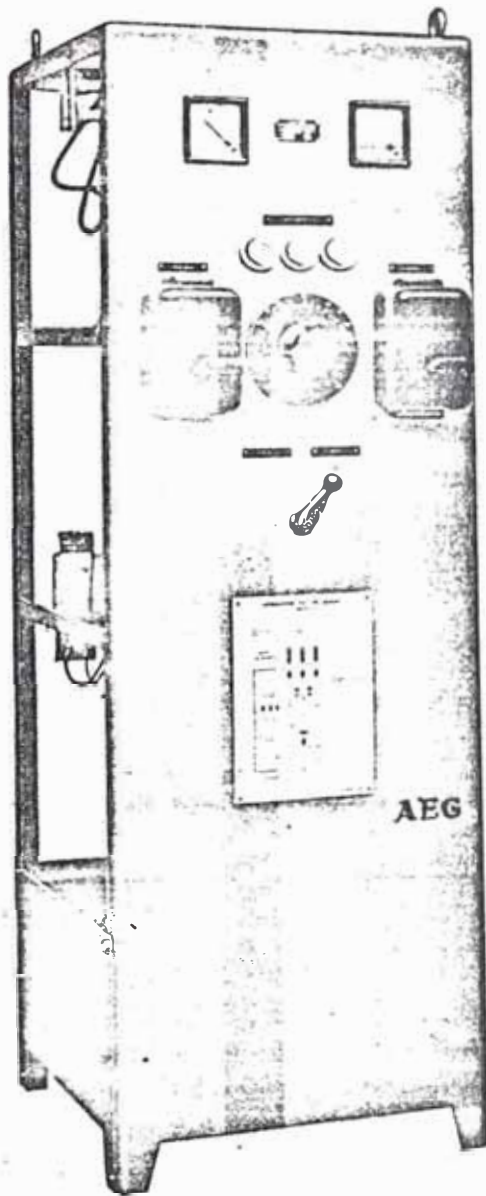
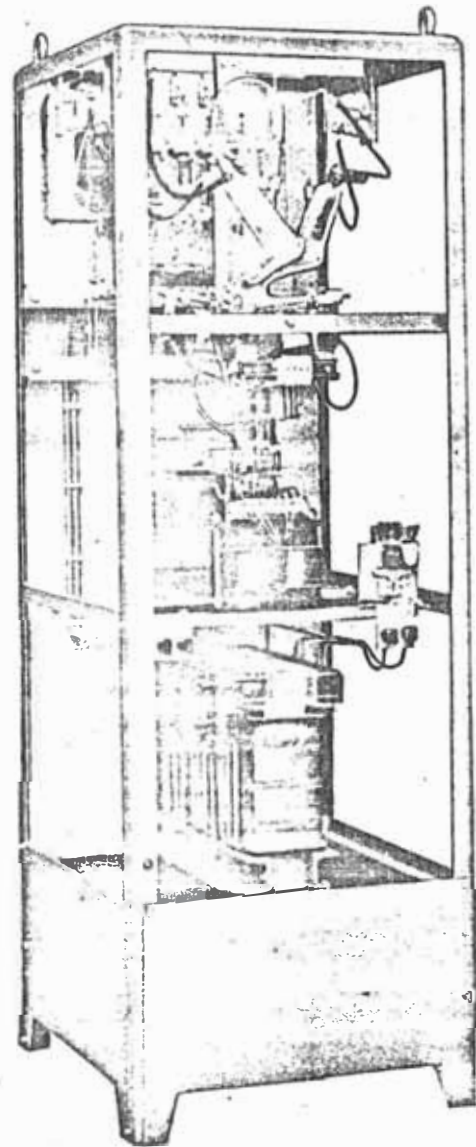


FIGURA N° 35
VISTA FRONTAL DEL RECTIFICADOR

FIGURA N° 36

VISTA POSTERIOR CON DISPOSICION DE EQUIPO.



miento del cubículo, a un costado de la bobina de alisamiento, el montaje de la plancha es horizontal.

La fijación a la plancha de todo el equipo descrito se ha hecho por medio de tornillos autoroscantes. El equipo montado es el siguiente:

Tres transformadores de 220/9 V, 20 W.

Una placa metálica de aluminio, que conforma el cátodo común.

Una base portafusible.

Tres tiristores provistos del respectivo disipador térmico de aluminio.

Una tarjeta de fibra de vidrio que contiene un circuito impreso.

El montaje del equipo arriba mencionado no tiene nada de especial, únicamente se ha tratado en lo posible de hacer una distribución lo más adecuada posible en razón de las conexiones eléctricas del equipo.

La única parte que ha merecido un cuidado especial ya que involucra una cierta dificultad ha sido la construcción de la tarjeta del circuito impreso, la cual se describirá con mayor detalle en el acápite siguiente.

3.2.1. CONSTRUCCION DE LA TARJETA DEL CIRCUITO IMPRESO.

La construcción del circuito impreso comprende varias etapas sucesivas que van desde el corte de la tarjeta de fibra de vidrio, de acuerdo a las dimensiones requeridas, hasta el soldado de los componentes, pasando por el trazado de trayectorias de cobre y baño químico, respectivamente.

En los acápites siguientes se irá describiendo en forma detallada cada una de las etapas constructivas del circuito impreso.

3.2.1.1. Características Constructivas de la Tarjeta.

Constructivamente la tarjeta está conformada por dos capas de material diferente, una de ellas es de fibra de vidrio, cuya característica principal es la de ser aislante y la otra capa es de material de cobre conductor. Cada una de las capas tiene un espesor aproximada de 2.5 mm.

Las dimensiones principales de la tarjeta se determinan en función de la cantidad de componentes a utilizarse, en nuestro caso las dimensiones determinadas han sido:

largo	=	5.2"
ancho	=	5.2"

3.2.1.2. Trazado de las Superficies Conductoras de Cobre.

Previo a la ejecución de cualquier trabajo sobre la superficie de cobre de la tarjeta, dicha superficie deberá someterse a un proceso de limpieza, para lo cual se sumerge la tarjeta en una solución de detergente común, frotando suavemente con una tela a fin de eliminar la grasa y residuos que puedan haberse acumulado en la superficie de cobre. Para verificar la limpieza del cobre se hace una prueba sencilla que consiste en hacer correr agua a lo largo de dicha superficie, si el agua discurre uniformemente se puede asegurar que está exenta de grasa, pero si se forman zonas secas, ello involucra que la presencia de grasa aún subsiste, por lo que será necesario someterla a un nuevo proceso de limpieza con detergen-

te.

Antes de plasmar sobre la plancha de cobre el trazado de superficies conductoras, deberá efectuarse una disposición preliminar sobre un papel de idénticas dimensiones a las de la tarjeta, esto con la finalidad de compatibilizar las dimensiones de la tarjeta con el número de componentes que desean ubicarse sobre la misma. Luego de tener el esquema preliminar definido, se dibuja sobre la superficie de cobre, para lo cual se utiliza un plumón o pincel con una tinta indeleble, resistente al ácido y no soluble en agua, especial para este tipo de trabajos. El secado de la tinta se produce en 10 ó 15 minutos aproximadamente. Al momento de dibujar las trayectorias conductoras, se deberán seguir las siguientes reglas:

Las trayectorias de cobre tendrán un ancho no menor de $1/16''$.
El espacio entre trayectorias diferentes no será menor de $1/32''$.
El espacio existente entre el borde de la tarjeta y la trayectoria de cobre más cercana deberá ser por lo menos de $1/32''$.
Alrededor de los agujeros que se practiquen en la tarjeta, existirá la suficiente área de cobre, a fin de asegurar una buena conducción, debiendo existir un ancho de cobre alrededor del agujero de $1/16''$ como mínimo.
Los cambios de dirección de las trayectorias de cobre, serán siempre encurvadas.

La Figura N° 37 muestra en forma algo exagerada las consideraciones antes mencionadas.

En muchos casos no es necesario mantener un grosor uniforme de las trayectorias de cobre, todo depende de la cantidad de puntos comunes de conexión que tengan los componentes a instalarse, pudiendo presentarse casos de superficies conductoras que posean un ancho varias veces superior al normal. Sin embargo, esta situación deberá evitarse en las partes del circuito que conduzcan una cantidad apreciable de corriente, a fin de evitar la formación de puntos calientes que puedan originar daños térmicos a los componentes.

Como regla general se establece que para la zona que contenga las partes principales del circuito, el área de cobre concentrada en dicha zona no deberá ser mayor que una (1) pulg².

3.2.1.3 Proceso de Baño Químico

Este proceso es inmediato al secado de la tinta con que se han dibujado las superficies conductoras de cobre, y consiste en la inmersión de la tarjeta en posición vertical en una solución de cloruro férrico, formado por 70% de ácido y 30% de agua y tiene la cualidad de disolver el cobre que no está cubierto por la tinta indeleble. El tiempo de duración de este proceso dependerá básicamente del grado de concentración de la solución así como de su temperatura.

Después de completado el baño químico, la tarjeta se sumerge en agua a fin de eliminar las trazas de ácido que pudieran haber quedado, secándose luego con una tela suave.

Para remover la tinta indeleble que recubre el cobre, se utiliza alcohol corriente aplicado con una tela suave, luego la tarjeta se sumerge en agua con detergente, lo cual hace el papel de una base alcali-

na, neutralizando el ácido.

3.2.1.4. Perforación de Agujeros.

El proceso de perforación de agujeros se ejecuta cuando se tiene ya definidas las superficies conductoras de cobre.

Es un proceso sencillo pero que requiere ciertos cuidados, por lo que se recomienda tomar las siguientes precauciones:

La perforación deberá empezarse por la cara que contiene el cobre.

Deberá utilizarse siempre una broca afilada.

Con la ayuda de un pequeño punzón se hará una guía de perforación en el lugar donde se quiere practicar el agujero.

Es recomendable colocar una plancha de madera debajo de la tarjeta, al momento de efectuar las perforaciones, esto para evitar que la broca estropee el lado opuesto de la tarjeta.

La finalidad de los agujeros es sujetar los terminales de los componentes, los cuales irán soldados al cobre.

3.2.1.5. Montaje de Componentes.

El montaje de los componentes es la última etapa de la construcción del circuito y consiste en fijar de la mejor manera posible los componentes en la tarjeta del impreso, para lo cual se utilizan los agujeros practicados en la misma.

Para los elementos más comunes, tales como; resistencias, condensadores y diodos, existen dos maneras de efectuar su montaje; horizontal y vertical, tal como se muestra en la Figura N° 38. En nuestro caso hemos preferido el montaje horizontal, pues presenta más ventajas que el vertical, entre las cuales se pueden citar, reducción de la longitud de los terminales de conexión de los componentes, espaciamiento adecuado de los agujeros, mayor superficie de adherencia a la tarjeta, etc.

En algunos casos las dimensiones de los condensadores superan largamente a los demás componentes, por lo que en estos casos se prefiere el montaje vertical al horizontal, para ahorrar espacio.

Los transistores necesitan por su estructura, mayor espacio para la conexión de sus tres terminales, siendo su montaje en todos los casos del tipo vertical.

Para el caso de circuitos integrados, éstos irán montados directamente en una base portacircuito, la cual se sujeta a su vez a la tarjeta por medio de pines.

Luego de montados los componentes, se procede a soldar sus extrемidades de conexión al cobre, las cuales se ubican en los agujeros respectivos.

El proceso de soldadura de componentes se ejecuta secuencialmente, es decir uno por uno. De preferencia deberán soldarse con sus terminales de conexión completos, cortándose posteriormente los extremos sobrantes luego de la aplicación de la soldadura.

Es recomendable que el proceso de soldado sea lo más rápido posible para cada componente, una buena práctica es no permitir que no

pase de 3 segundos de duración, a fin de evitar esfuerzos térmicos peligrosos a los componentes.

Luego de terminado este último proceso la tarjeta queda expedita para su instalación en el conjunto rectificador.

En la Figura N° 39 se muestra la tarjeta utilizada en este caso, con las superficies conductoras de cobre respectivamente.

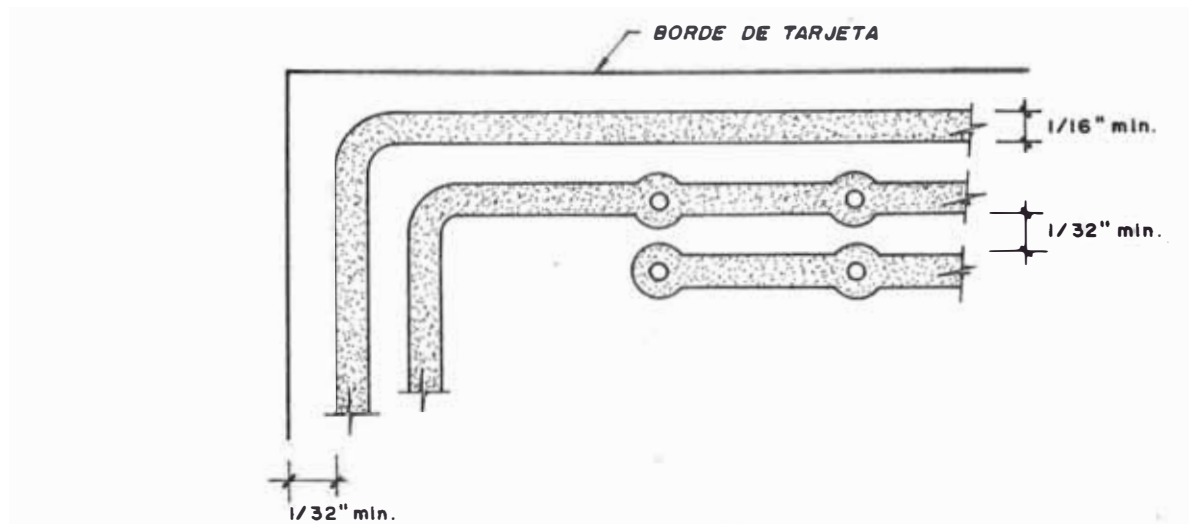
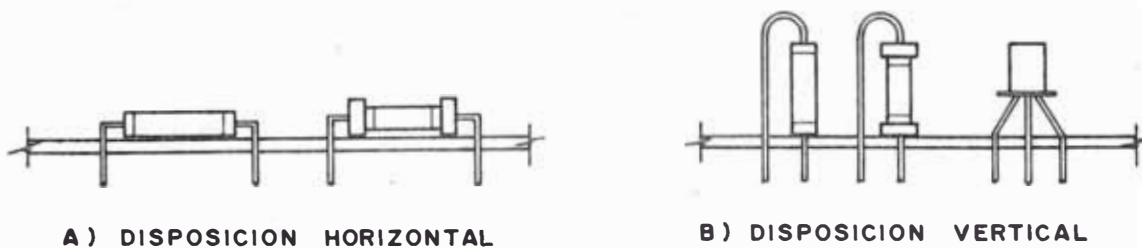


FIGURA N° 37



A) DISPOSICION HORIZONTAL

B) DISPOSICION VERTICAL

FIGURA N° 38

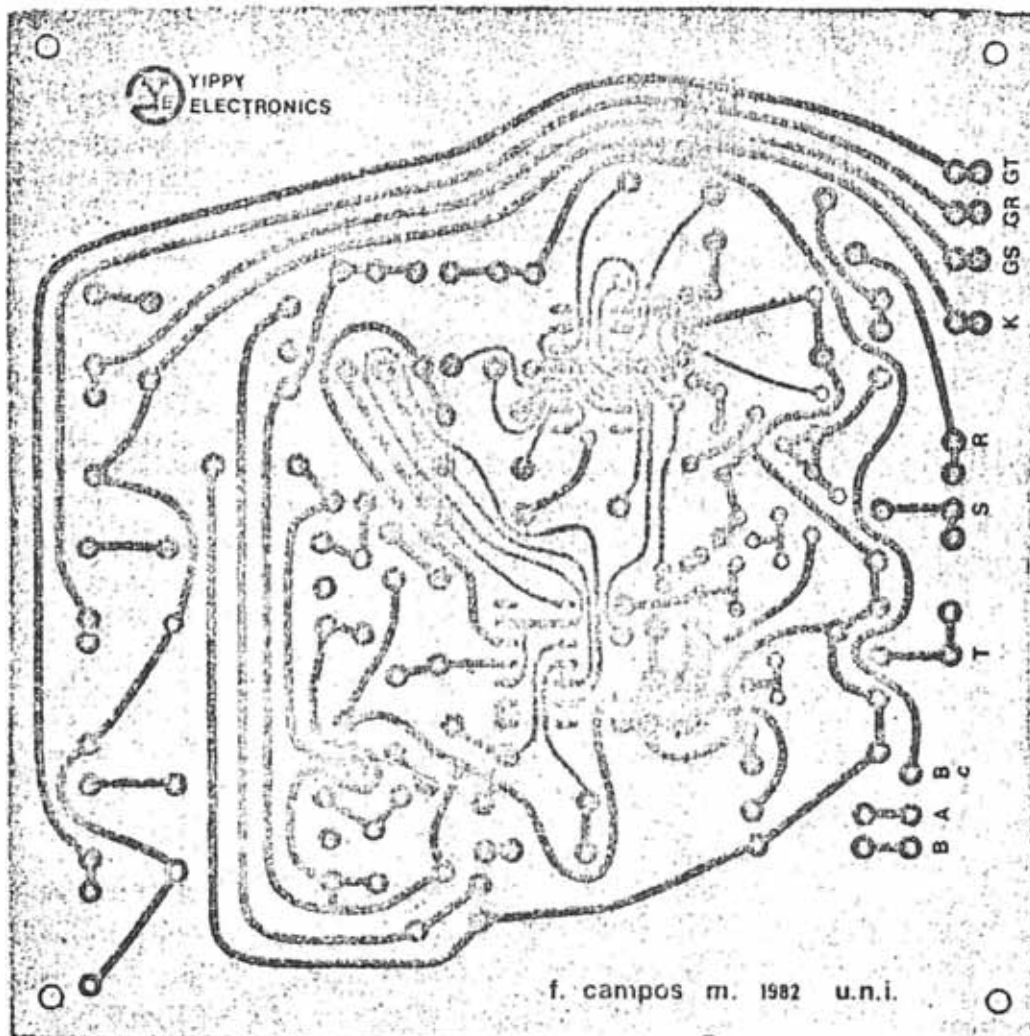


FIGURA N° 39

ACABADO FINAL DE TARJETA DEL CIRCUITO IMPRESO.

CAPITULO IV.

4. PRUEBAS EXPERIMENTALES.

En este capítulo se exponen tanto la ejecución como los resultados de una serie de experiencias de laboratorio ejecutadas con el rectificador provisto del nuevo diseño que es motivo del presente trabajo.

La guía para la ejecución de dichas pruebas ha sido el Manual de Operación del rectificador original.

La ejecución de estas pruebas tiene un doble propósito; por un lado muestra el comportamiento del equipo frente a diversos requerimientos de uso tales como; carga resistiva, alimentación de motores, acción y alcances del sistema de control, etc., y por otro lado servirá de guía para su uso posterior con fines de enseñanza en el laboratorio de Ingeniería Eléctrica.

Debe aclararse que el número de pruebas aquí mostradas no es limitativo, pudiendo este ampliarse de acuerdo a las necesidades que puedan presentarse en los cursos de laboratorio, siempre y cuando las solicitudes de servicio requeridas se encuadren dentro de los regímenes nominales de operación del equipo.

Con la finalidad de facilitar la explicación de los procedimientos seguidos para cada una de las pruebas, en la Figura N° 40 se muestra un diagrama trifilar del equipo con una serie de puntos identificados con la letra M seguida de un dígito, para mostrar los puntos de conexión tanto de los instrumentos de medición como de los equipos que sea necesario acoplar

380/220 V

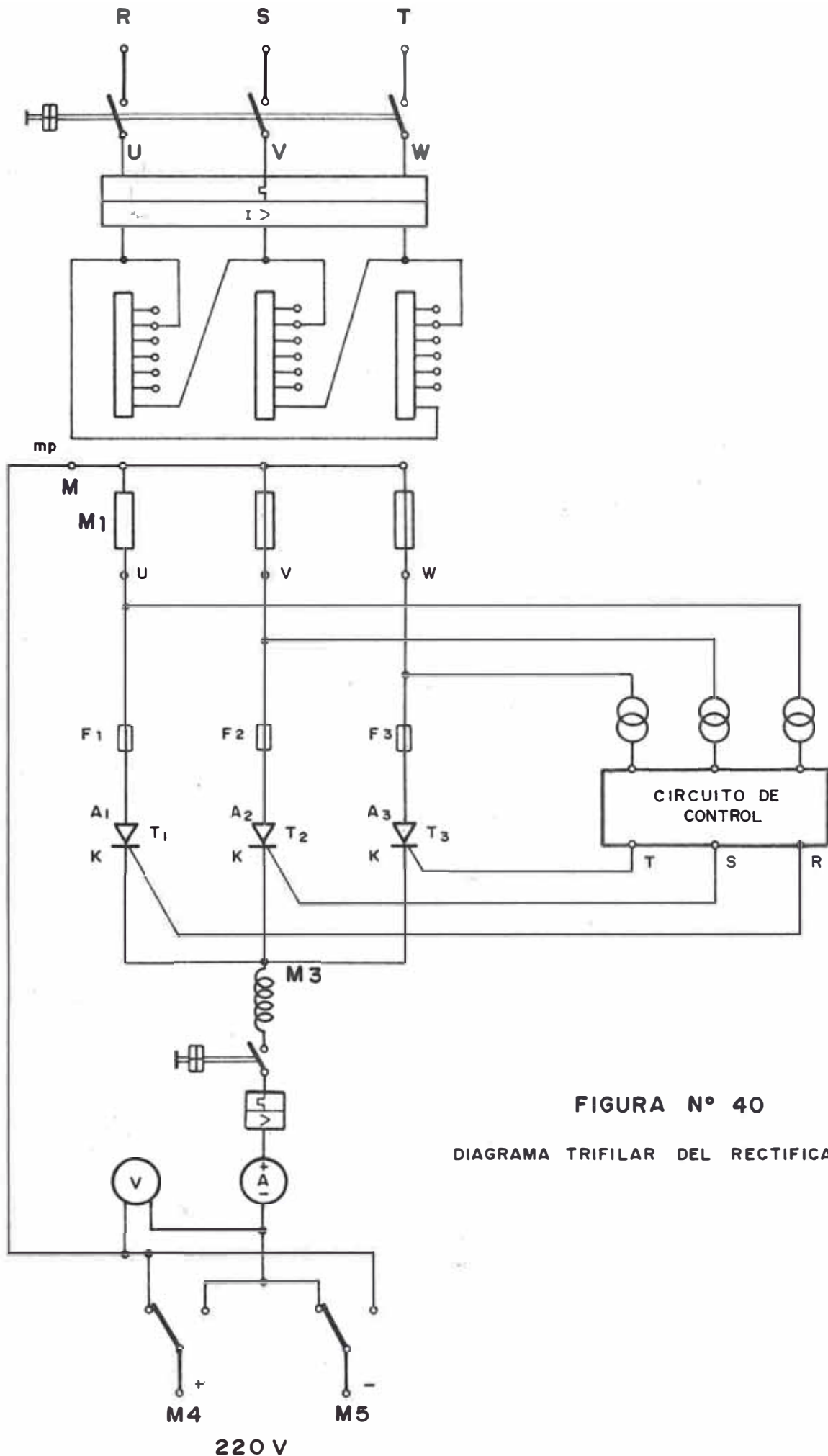


FIGURA N° 40

DIAGRAMA TRIFILAR DEL RECTIFICADOR

al rectificador, tales como; resistencias, motores, etc.

En cada experiencia se especifican los siguientes puntos:

Título y objeto de la experiencia.

Procedimiento de ejecución.

Resultados obtenidos.

Discusión y observaciones de los resultados obtenidos.

4.1. EXPERIENCIAS EJECUTADAS.

A continuación se muestran las experiencias efectuadas:

4.1.1. EXPERIENCIA N° 1.

Funcionamiento del Rectificador No Controlado en Vacío.

En esta experiencia el Rectificador se hace trabajar en un ángulo de disparo fijo y de valor máximo de conducción, no teniendo además ninguna carga conectada a los terminales de salida.

a) Objeto.

Esta experiencia tiene por objeto la medida y observación de la forma de onda de salida en los terminales del rectificador, de la tensión continua producida en dichos terminales por operación del rectificador a un ángulo fijo y de conducción máxima. Luego estos valores experimentales deberán compararse con los valores teóricos obtenidos por aplicación de las fórmulas correspondientes.

b) Procedimiento.

La tensión continua de salida V_g se mide por medio de un voltímetro de bobina móvil (valor medio aritmético) conectado a los terminales (+ M5) y (- M4), de la misma manera sobre los mismos terminales se conecta un voltímetro de hierro móvil para medir el valor eficaz de la tensión rectificada (V_g) eff.

Los terminales de un osciloscopio se conectan de la misma forma para observar las características de la onda de salida.

c) Resultados Obtenidos.

$$\begin{aligned} V_g &= 275 \text{ V} & (V_g) \text{ eff} &= 280 \text{ V} \\ V_g &= 400 \text{ V} \end{aligned}$$

La forma de onda se muestra en la Figura N° 41.

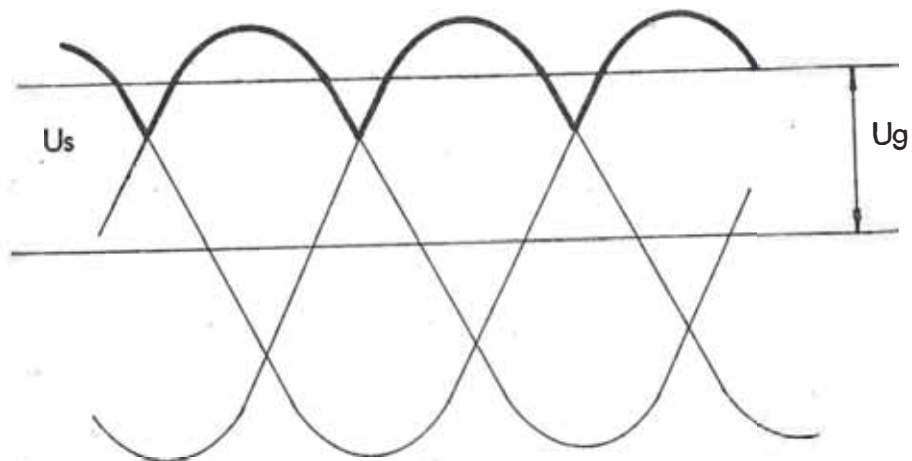


FIGURA N°41
FORMA DE ONDA DE SALIDA

d) Discusión de Resultados.

La tensión continua de salida de un rectificador trifásico está compuesta por tres ondas de tensión de fase, tal como muestra la Figura N° 41. El resultado es una tensión continua de salida pura combinada a su vez con una tensión armónica superpuesta. Por esta razón el voltímetro de bobina móvil mide la componente de continua V_g y el voltímetro de hierro móvil mide el valor eficaz (V_g) eff.

La relación de los valores mencionados constituye el denominado factor de forma.

$$f = \frac{(V_g) \text{ eff}}{V_g} \quad (4.1)$$

En condición sin carga (vacío), el valor medio aritmético de la tensión continua de salida viene dado por:

$$V_g = 1.17 V_s - V_l \quad (4.2)$$

donde V_l es la caída de tensión que teóricamente podría producirse en el equipo rectificador.

La fórmula (4.2) se obtiene como sigue:

El área encerrada en una onda senoidal entre los límites de 30° y 150° tal como se muestra en la Figura N° 42 está dada por:

$$F = \int_{30^\circ}^{150^\circ} \text{sen} x dx = -\cos x \Big|_{30^\circ}^{150^\circ} = 2 \cos 30^\circ$$

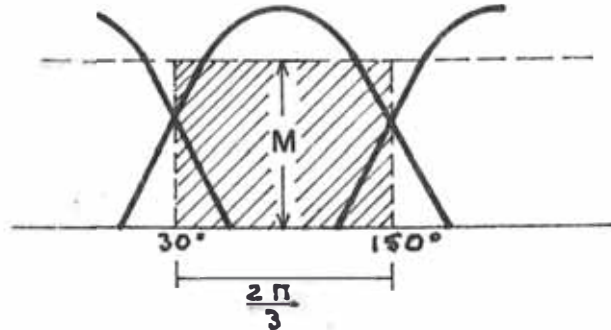


FIGURA N° 42

ESQUEMA DE UNA SEMIONDA

La altura media M está dada por:

$$M \cdot \frac{2\pi}{3} = 1.73$$

$$M = 0.828$$

Como el valor máximo de la tensión continua de salida es igual al valor máximo de la tensión de fase del lado del convertidor ($V_g \text{ max} = V_s \cdot \sqrt{2}$), se deduce que el valor medio de la tensión continua de salida sin considerar caída de tensión en el tiristor, vendrá dada por:

$$V'_g = 0.828 V_g \text{ max} = 0.828 \cdot V_s \cdot \sqrt{2}$$

$$V'g = 1.17 V_s$$

$V'g$ es un valor puramente teórico el cual no es susceptible de medirse, puesto que siempre se presenta una pequeña caída de tensión. Tomando en consideración se tendrá finalmente:

$$V_g = 1.17 V_s - V_l.$$

Teóricamente se debería tener:

$$V_g = 1.17 \times 223 \quad V_l$$

donde: $V_g = 220 \text{ V}$

Luego $V_l = 40.9 \text{ V}$ (Valor Teórico).

Los valores obtenidos por medición directa son:

$$V_g = 275 \text{ V}$$

$$V_g = 280 \text{ V}$$

Luego:

$$V_l = 52.6 \text{ V}$$

Expresando estos valores en porcentaje para adquirir una idea más clara:

$$V_{l1} = \frac{40.9}{220} = 18.5\% \text{ (Teórico)}$$

$$V_{l2} = \frac{52.6}{275} = 19\% \text{ (Práctico)}$$

De lo anterior podemos apreciar que los porcentajes de caída de tensión se mantienen uno respecto al otro, siendo el valor práctico ligeramente mayor, por razones obvias del funcionamiento físico del rectificador.

La tensión rectificadora de salida es siempre inferior en algún porcentaje que la tensión de entrada, esto se debe principalmente a que en el proceso de rectificación normalmente se presentan tres tipos de caídas de tensión de orígenes diferentes.

d.1) Caída Resistiva de Tensión Continua.

La caída resistiva de tensión continua se debe a las diversas resistencias situadas entre la red de entrada y los tiristores, siendo las más importantes de todas; la resistencia propia del transformador.

Normalmente se le expresa en porcentaje de la tensión continua ideal en vacío y es proporcional a la carga (corriente secundaria).

Una manera de evaluar la caída de tensión resistiva, es por medio de las pérdidas en el Cobre (P_{cu}), que se dan normalmente para las corrientes nominales; primaria y secundaria.

En este caso la caída resistiva E_r para la corriente nominal vendrá dada por:

$$E_r = \frac{P_{cu}}{I_n}$$

d.2) Caída Inductiva de Tensión Continua.

Esta caída de tensión continua para una carga determinada es debido a la presencia de las inductancias existentes en el lado de alterna del rectificador. Generalmente su valor se expresa en porcentaje de la tensión continua ideal en vacío.

Para los rectificadores de potencia, la caída inductiva es dos o tres veces más grande que la correspondiente caída resistiva, esto se debe a que los fabricantes de equipos de rectificación tratan siempre de reducir la corriente de cortocircuito, para lo cual adoptan cualquiera de las siguientes soluciones:

Intercalar inductancias de ánodo en cada circuito anódico con la finalidad de aumentar la reactancia del circuito.

Construir el transformador de entrada con valores de inductancias de fuga considerables a fin de evitar el empleo de inductancias de ánodo.

Esta solución es bastante utilizada en grandes potencias.

El mecanismo de la caída inductiva se manifiesta en el denominado fenómeno de conmutación cuyas características se analizan en el Anexo I.

Una solución bastante utilizada sobretodo a pequeñas potencias es la de ubicar una inductancia de filtrado a fin de amortiguar el citado fenómeno (En las experiencias N° 5 y N° 6 se trata este caso).

d.3) Caída de Tensión en los Tiristores.

La caída de tensión en los tiristores es proporcional a la tensión continua, en efecto el número de tiristores en serie es proporcional a la tensión inversa de cresta, por lo tanto, lo es también a la tensión continua de salida.

La caída directa es bastante débil; se considera de 0.5 a 1.2 V por tiristor.

Dentro de los dispositivos semiconductores el material más utilizado es el Silicio, ya que soporta una mayor tensión inversa y una temperatura de trabajo más elevada que el Germanio.

4.1.2. EXPERIENCIA N° 2.

Funcionamiento del Rectificador Controlado en Vacío.

Esta experiencia es similar a la anterior con la diferencia que el Rectificador se hace trabajar bajo diversos ángulos de conducción, pero siempre en vacío.

a) Objeto.

Esta experiencia tiene por objeto mostrar la variación de los valores prácticos V_g y $(V_g)_{eff}$ en función del ángulo de disparo; así como también se puede hacer comparación similar con los valores teóricos supuestos.

b) Procedimiento.

El procedimiento seguido es idéntico al anterior con la única diferencia que para cada valor de ángulo de disparo ' α ' se han tomado dos valores de tensión (V_g y (V_g) eff).

c) Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente tabla:

α°	V_g Voltios	U_{rms} Voltios
30°	275	280
60°	230	255
100°	110	155
120°	60	101

d) Discusión de Resultados.

De acuerdo a los mediciones efectuadas se tomaron valores representativos de la tensión continua de salida, tanto su valor medio como el eficaz.

El ángulo máximo de conducción tomando como referencia una onda coseno es 30°, a partir del cual la tensión de salida disminuye paulatinamente hasta anularse completamente para el valor de $\alpha = 150^\circ$

Los valores elevados de la tensión de salida se deben fundamentalmente a que el secundario del transformador tiene 380 V de tensión de línea.

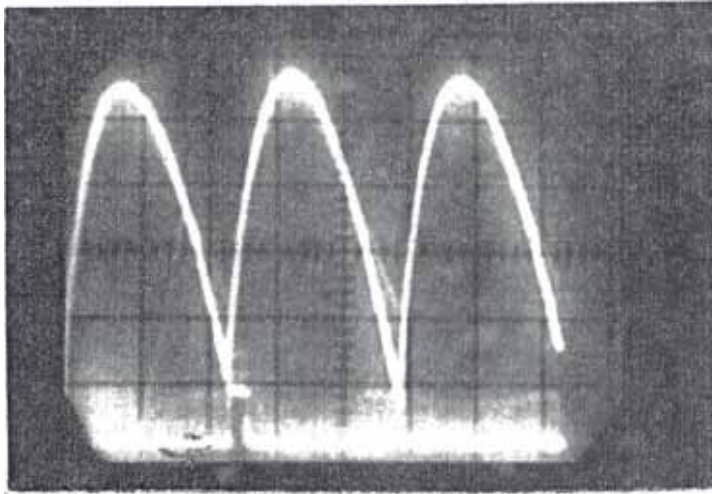
A fin de mostrar la influencia del ángulo de disparo sobre la tensión de salida se ha elaborado una gráfica que nos muestra; V_g vs α y V_{rms} vs α , en la Figura N° 43.

Las cuales presentan en algunos tramos cierto paralelismo especialmente en los tramos iniciales y finales, tendiendo ambos a anularse alrededor de $\alpha = 150^\circ$.

Debido a sus características de medición V_{rms} vs α° se sitúa por encima de V_g vs α .

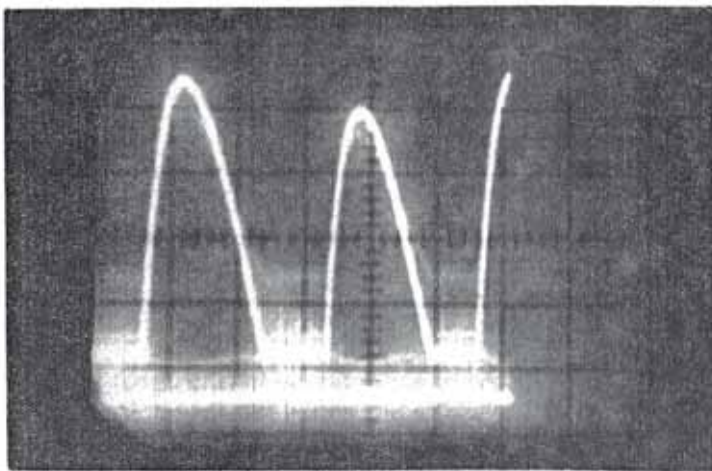
Para una mayor ilustración se muestran las copias fotográficas tomadas de la pantalla del osciloscopio para valores de: $\alpha = 30^\circ, 90^\circ$ y 120° , respectivamente.

Dichas fotografías se numeran en forma correlativa y en cada una de ellas se puede apreciar la onda de salida ya rectificadas y el pulso correspondiente desfasado un ángulo α , el cual origina el disparo del tiristor.



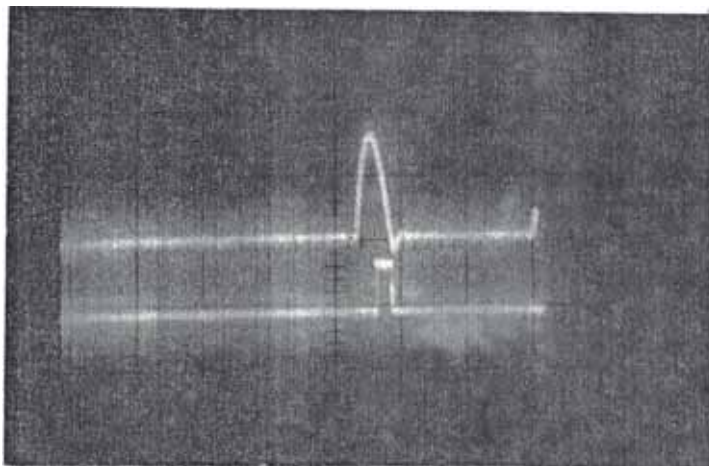
FOTOGRAFIA N° 1

$$\alpha = 30^\circ$$



FOTOGRAFIA N° 2

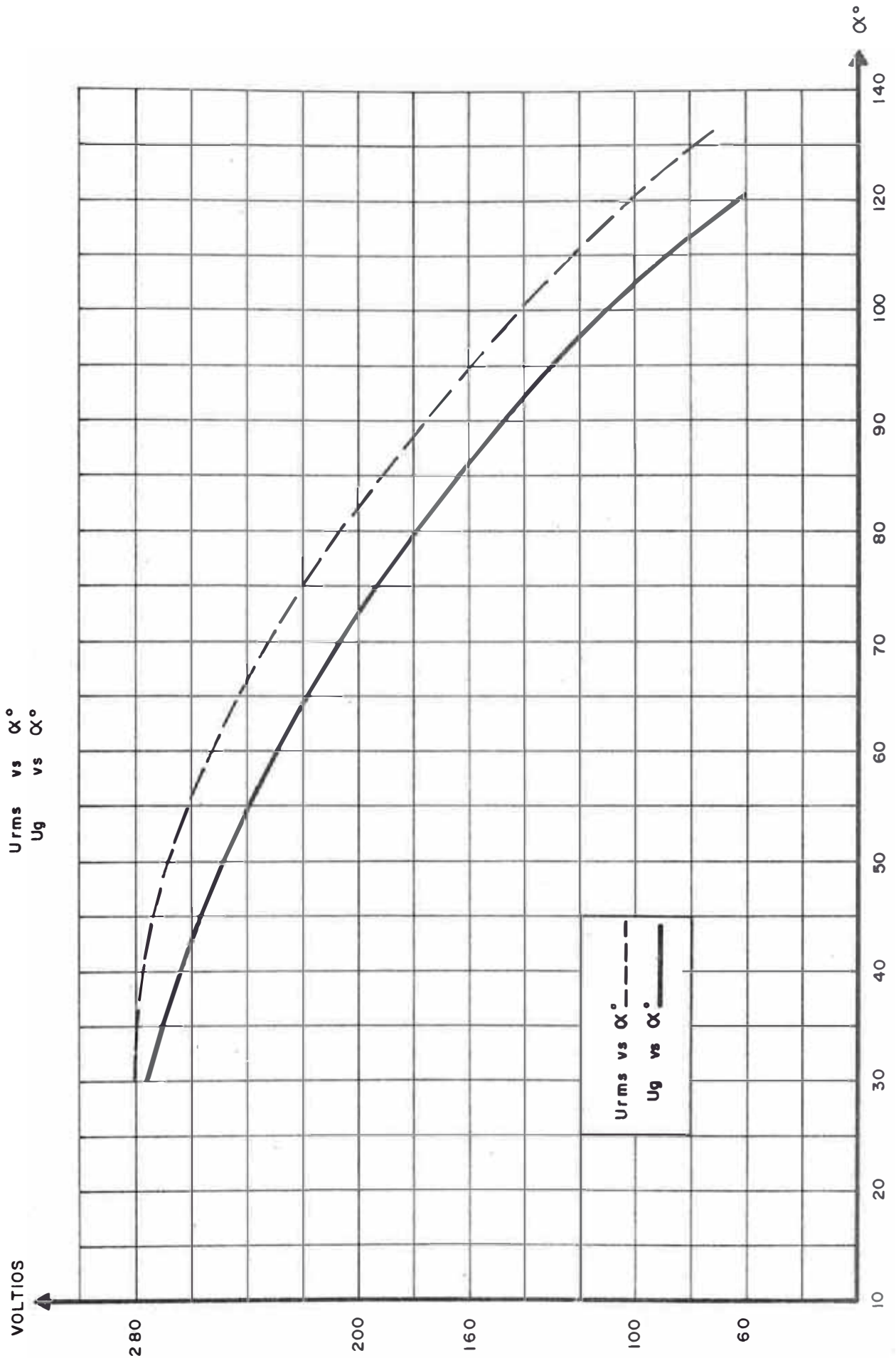
$$\alpha = 90^\circ$$



FOTOGRAFIA N° 3

$$\alpha = 120^\circ$$

FIGURA N° 43



En la fotografía N° 3 se aprecia claramente las deformaciones que empieza a experimentar la onda de salida debido a las intermitencias del voltaje rectificado.

Para una mejor observación con $\alpha = 120^\circ$ se tomó la muestra de una fase.

4.1.3. EXPERIENCIA N° 3.

Voltaje a través de un Tiristor.

En esta experiencia se efectúan observaciones y mediciones por medio de un osciloscopio de la forma de onda de tensión que pasa a través de un tiristor cualquiera de los que conforman el puente.

a) Objeto.

El objeto de esta experiencia es la observación práctica de la descarga de tensión a través de un tiristor.

b) Procedimiento.

Se conectan los terminales del osciloscopio a los puntos de prueba denominados M_1 y M_3 , luego variando el ángulo de disparo α , se podrán observar las diferentes formas de onda a través de cada tiristor.

c) Resultados Obtenidos.

A continuación se muestran las ondas de tensión a través de los

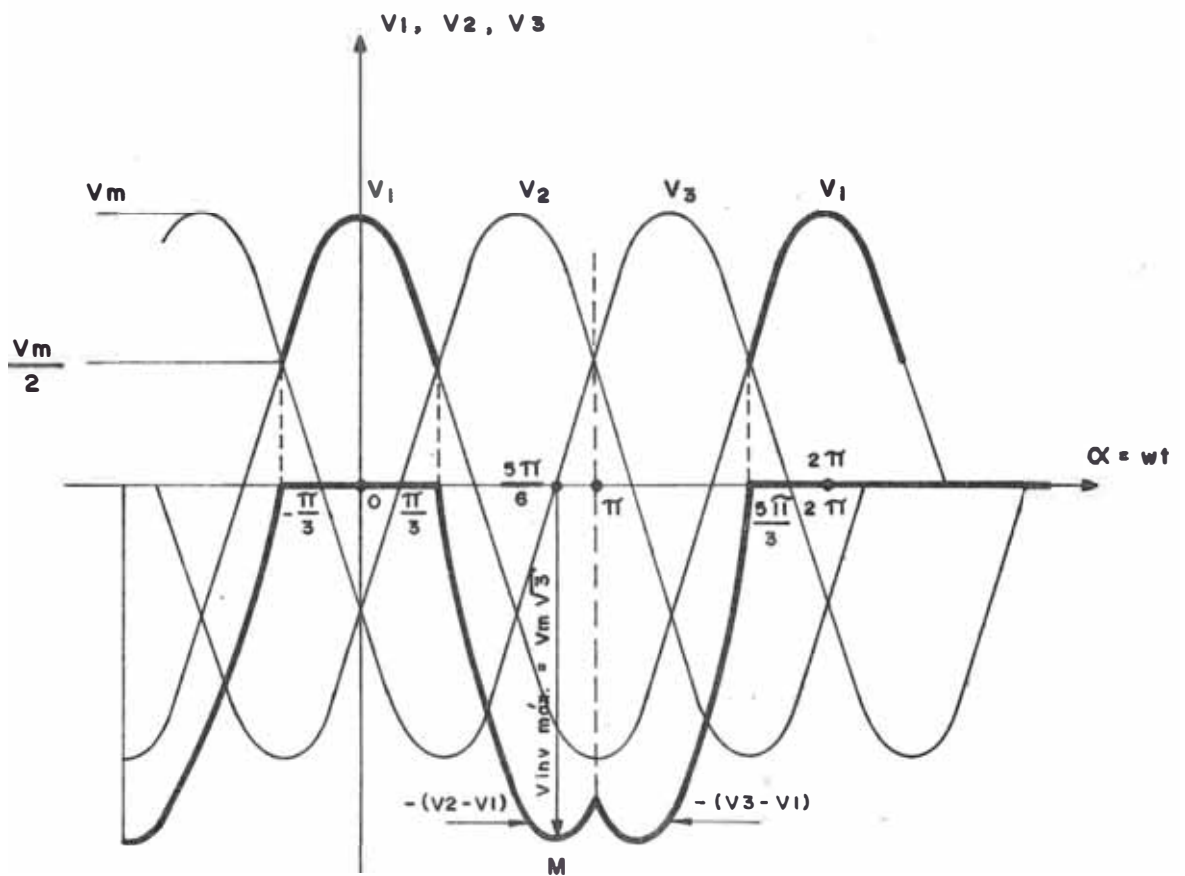
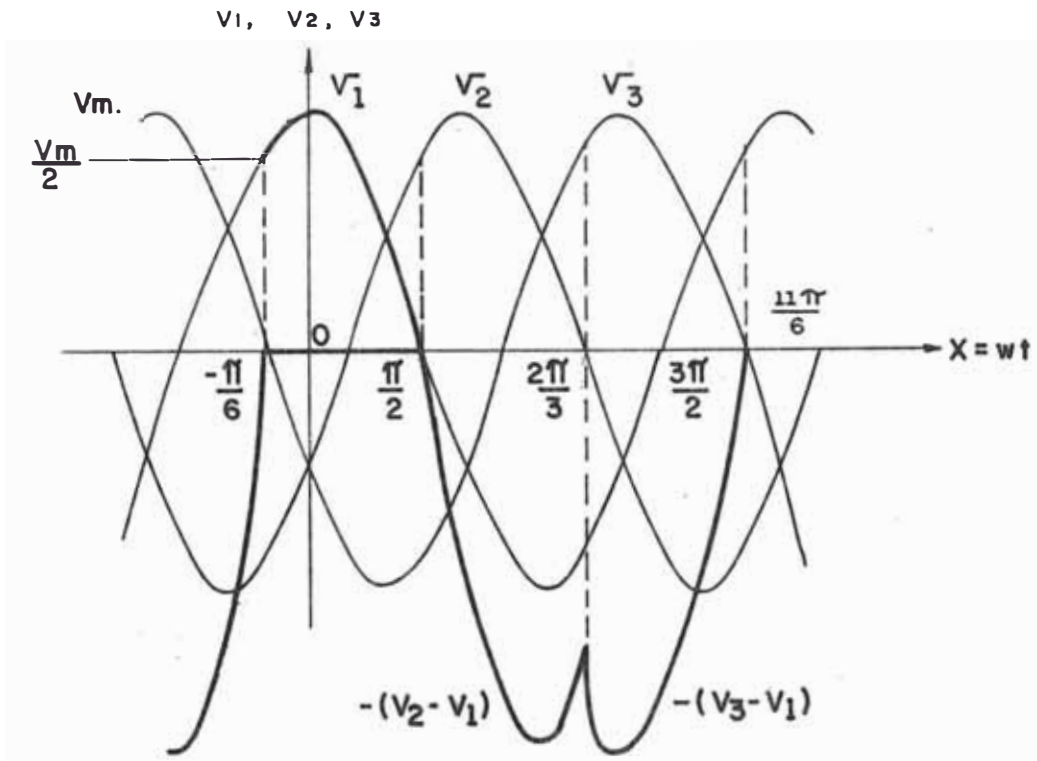


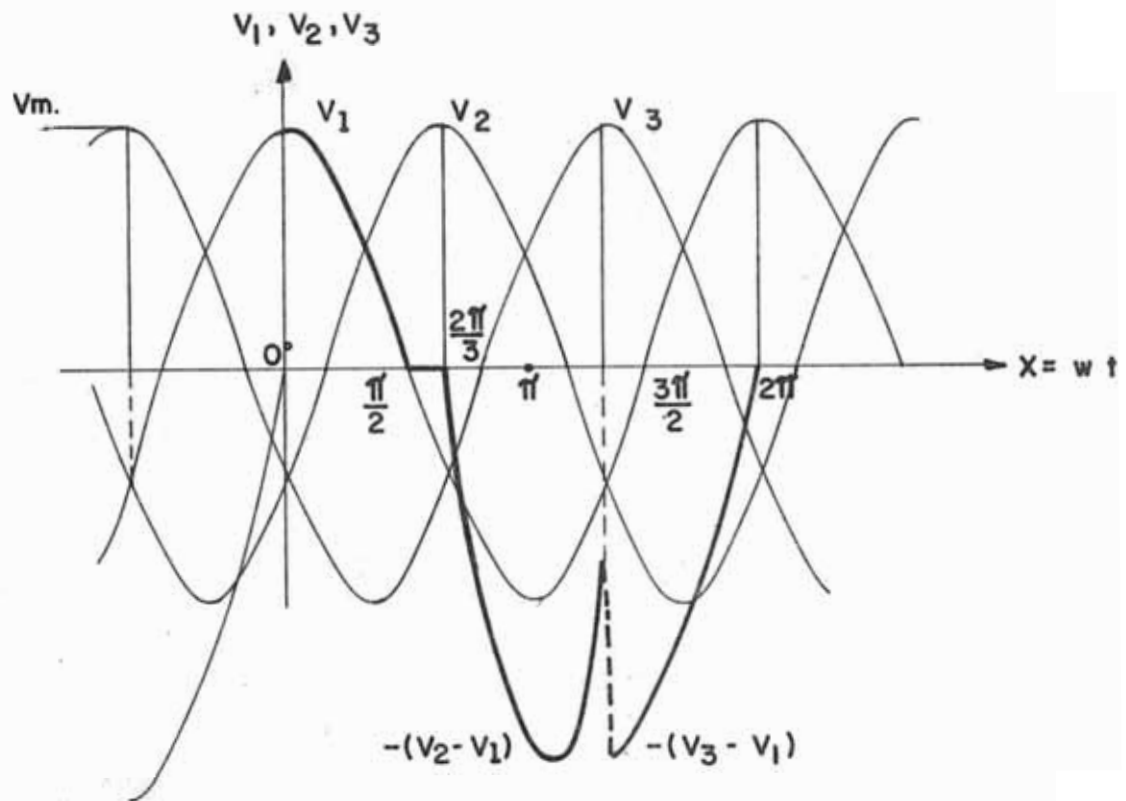
FIGURA N° 44

TENSIONES INVERSAS MAXIMAS EN EL
TIRISTOR T_1 CON $\alpha = 30^\circ$



ANGULO DE DISPARO ; 60°

FIGURA N° 45



ANGULO DE DISPARO ; 90°

FIGURA N° 46

d) Discusión de Resultados.

En las Figuras Nos. 44, 45 y 46 se muestran las formas de onda a través de un tiristor para valores de ángulo de 30° , 60° y 90° , respectivamente.

Para el análisis de las figuras obtenidas tomamos como caso base la Figura N° 44, correspondiente a un ángulo $\alpha = 30^\circ$.

Para una mayor ilustración representaremos a continuación el circuito secundario del rectificador (Figura N° 47).

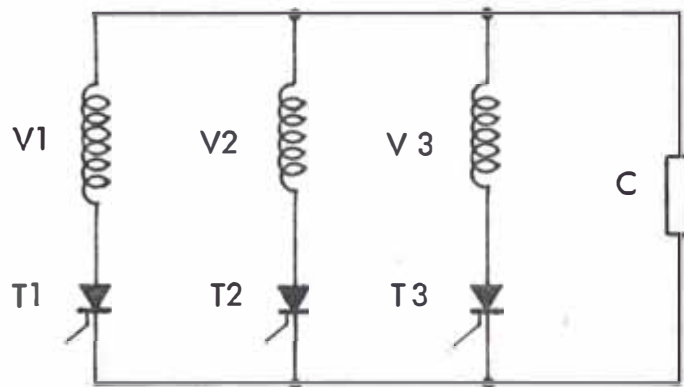


FIGURA N°47

DIAGRAMA DEL CIRCUITO SECUNDARIO.

Vamos a evaluar la tensión inversa de cresta que se presenta en el tiristor 1, cuando los otros dos conducen alternadamente. Para tal efecto, es suficiente con reemplazar el tiristor que conduce en ese instante por un cortocircuito, mientras que el restante al estar bloqueado simula un circuito abierto.

Tensión inversa en T_1 cuando T_2 conduce.

La Figura N° 48 representa el estado conductivo de T_2 y bloqueo de T_3 .

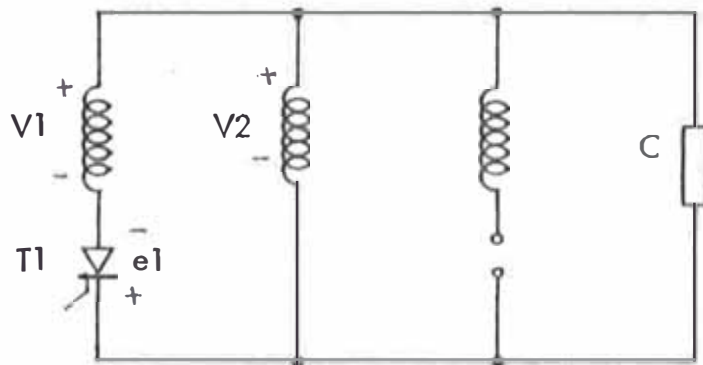


FIGURA N°48
CONDUCCION EN T2 Y BLOQUEO EN T3

Aplicando la segunda Ley de Kirchoff tenemos:

$$- V_1 + V_2 = 0$$

$$e_1 = - (V_2 - V_2) \tag{4.3}$$

esta es la tensión inversa que se presenta en el tiristor T_1 cuando T_2 conduce.

Tensión Inversa en T_1 cuando T_3 conduce.

La Figura N° 49 representa esta situación.

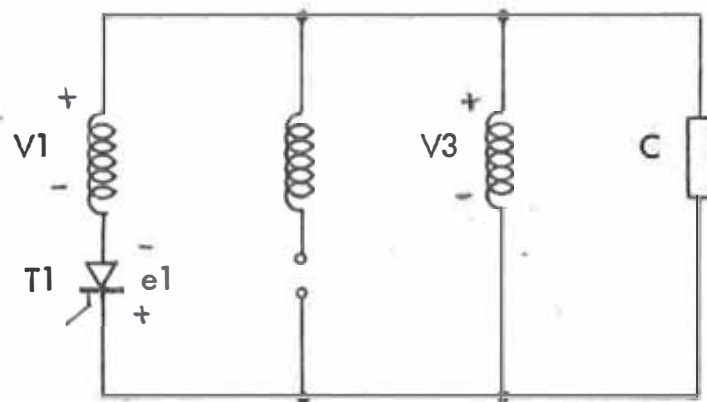


FIGURA N°49

CONDUCCION EN T3 Y BLOQUEO EN T2.

De manera análoga al caso anterior tenemos:

$$V_1 + V_3 = 0$$

$$e_1 = - (V_3 - V_1) \quad (4.4)$$

y esta es la tensión inversa que se presenta en T_1 cuando T_3 conduce.

La tensión inversa de cresta se presentará cuando aparezca la máxima tensión en un tiristor mientras no conduce.

De la ecuación (4.3) tenemos:

$$e_1 = V_1 - V_2$$

$$e_1 = E_m \cos \omega t - E_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

Tomando la derivada e igualando a cero para encontrar el valor máximo:

$$1.5 \operatorname{sen} \omega t_1 = 0.866 \operatorname{cos} \omega t_1$$

$$\frac{\operatorname{sen} \omega t_1}{\operatorname{cos} \omega t_1} = \operatorname{tg} \omega t_1 = 0.577 \approx \frac{\pi}{6}$$

por lo que la tensión inversa de cresta máxima se presenta para:

$$\frac{\pi}{6} = \omega t - \frac{2\pi}{3}$$

$$\omega t = \frac{5\pi}{6} \quad \text{o} \quad 150^\circ$$

Por lo tanto, la tensión inversa de cresta se presenta a los 150° o $\frac{5\pi}{6}$ del ciclo de V_1 , tal como se indica en la Figura N° 44.

La tensión inversa de cresta que pasa por el tiristor T_1 tiene un valor máximo que viene dado por:

$$V_R = V_m \sqrt{3}$$

Para este caso, rectificador trifásico de media onda, la tensión continua de salida es:

$$V_o = V_m \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$$

luego:

$$V_m = V_o \frac{2\pi}{3\sqrt{3}}$$

entonces:

$$V_R = \left(\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \right) \sqrt{3} \times V_o$$

$$V_R = \frac{2\pi}{3} V_{dc} = 2.09 V_{dc}$$

Con los ángulos $\alpha = 60^\circ$ y 90° respectivamente.

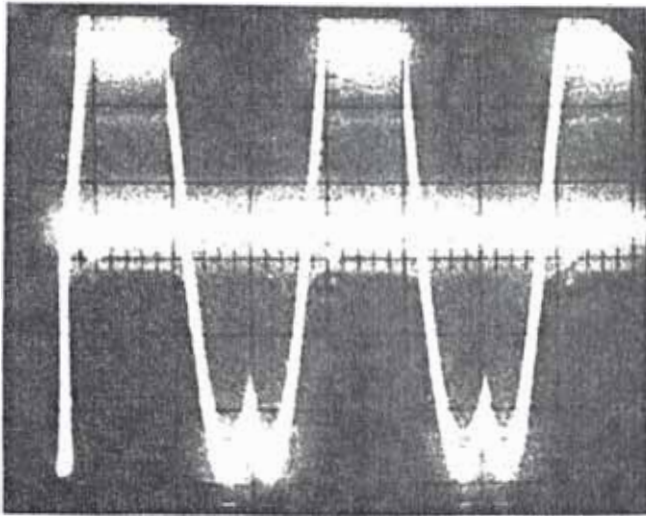
En las Figuras Nos. 45 y 46 se aprecia la forma de onda

de la tensión inversa sobre el tiristor T_1 , cuando T_2 conduce se tiene $- (V_2 - V_1)$ y cuando T_3 conduce se tiene $- (V_3 - V_1)$.

En dichas figuras se aprecia que en el momento de la conmutación de fases, es decir de T_2 a T_3 , se presenta en la onda de tensión inversa $- (V_3 - V_1)$ una discontinuidad, esto se debe a que el ángulo de disparo se ha retrasado por lo que la conmutación de fases no es secuencial, sino que $- (V_2 - V_1)$ se interrumpe cuando T_3 empieza a conducir y en ese momento el potencial más negativo corresponde a $- (V_3 - V_1)$, por eso es que se presenta la discontinuidad ya que la onda interrumpe su trayectoria normal. Este fenómeno se acentúa a medida que se aumenta el ángulo de disparo.

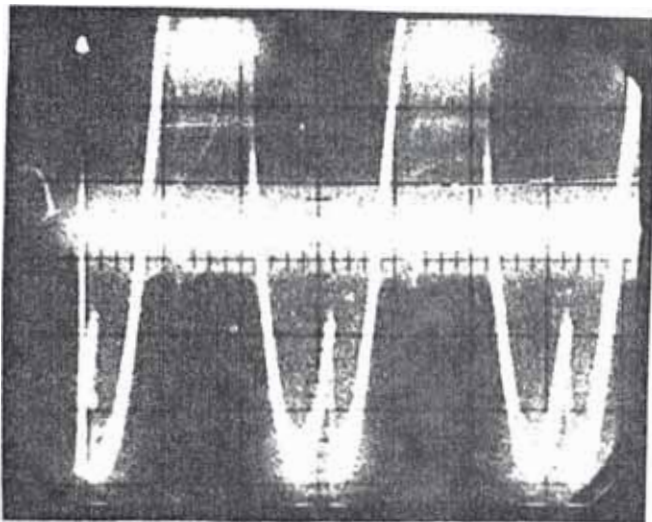
Para una mayor ilustración se muestran seguidamente, impresiones fotográficas de la pantalla del osciloscopio para ángulos de 30° , 60° y 90° , respectivamente.

Dichas impresiones fotográficas corresponden a los números 4, 5 y 6.



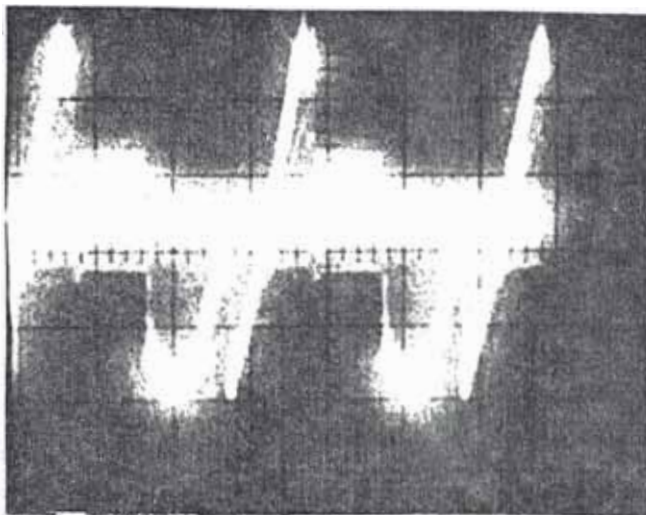
FOTOGRAFIA N° 4

$$\alpha = 30^\circ$$



FOTOGRAFIA N° 5

$$\alpha = 60^\circ$$



FOTOGRAFIA N° 6

$$\alpha = 90^\circ$$

4.1.4. EXPERIENCIA N° 4.

Características de Carga del Rectificador No Controlado sin Bobina de Alisamiento.

En esta experiencia se analiza la influencia de la bobina de alisamiento en la formación del ángulo de solape o traslape.

a) Objeto.

El objeto de esta experiencia es observar y medir el valor del ángulo de solape bajo un ángulo de disparo máximo conductivo $\alpha = 70^\circ$ con carga resistiva variable sin bobina de alisamiento.

b) Procedimiento.

Se cortocircuitan los terminales de la bobina de alisamiento, y se instala una carga resistiva variable a fin de poder ajustar el valor de la corriente de carga.

Se efectúan mediciones de las magnitudes de tensión - corriente de salida en el lado de continua, así como observaciones oscilográficas para observar la variación de la onda.

c) Resultados Obtenidos.

A continuación se muestra un Cuadro con los valores obtenidos:

Vg Voltios	Ig Amp.	Vn Vlínea	γ°
270	4.5	225	6.1
265	9.0	225	8.4
252	13.5	225	10.5
250	17.5	225	14.7
249	19.5	225	15.1
247	23.0	225	16.8

donde:

Vg = Tensión continua de salida en voltios.

Ig = Corriente continua en la carga en Amperios.

Vn = Tensión alterna en los bornes primarios del transformador de entrada en voltios.

γ° = Angulo de conmutación en grados sexagesimales.

La tensión Vg y la corriente Ig de salida se midieron con instrumentos de bobina móvil, la tensión Vn se midió con un voltímetro de hierro móvil y el ángulo de conmutación se midió aproximadamente con la escala del osciloscopio.

d) Discusión de Resultados.

Esta experiencia sirve para demostrar en la práctica la influencia del fenómeno de conmutación sobre la tensión continua de salida.

De acuerdo al análisis teórico efectuado en el Anexo I, del Apéndice, el fenómeno de conmutación tiene su origen en la transferencia de corriente de un tiristor a otro en el proceso de rectificación. La conmutación tiene como causa principal la presencia de inductancias de fuga en el secundario del transformador, lo cual origina que la conducción de corriente se inicie en el tiristor inmediato al que está en estado conductivo, antes que cese dicho estado, esto es debido básicamente a la fuerza electromotriz inducida que aparece en la inductancia de fuga antes mencionada.

Para mayor ilustración en las Figuras Nos. 50, 51 y 52 se muestra la influencia del ángulo " γ " de conmutación sobre la tensión rectificadora de salida a medida que la corriente de carga aumenta.

El efecto de conmutación se aprecia en toda su magnitud, ya que la ausencia de bobina de alisamiento no permite atenuación de ningún tipo.

La función básica de una bobina de alisamiento es eliminar ripple y deformaciones de onda, y en segundo término es atenuar el efecto conmutativo.

En la experiencia siguiente se podrá observar con mayor claridad el último de los efectos antes mencionados.

El área accurada que se aprecia en la Figuras Nos. 50, 51 y 52, representa una caída de tensión inductiva.

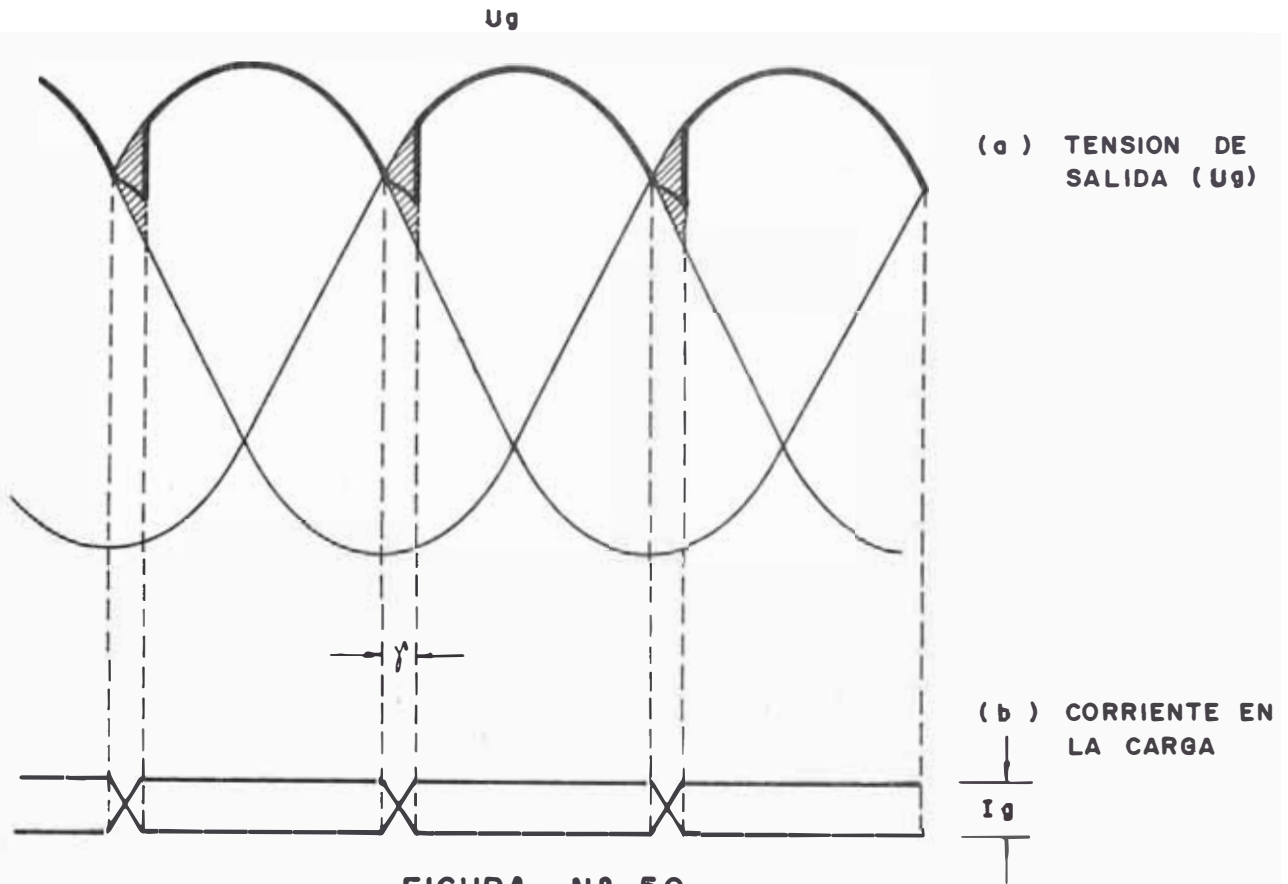


FIGURA N° 50
 TENSION Y CORRIENTE EN LA CARGA
 con $\gamma = 6.1^\circ$ e $I_g = 4.5$ A

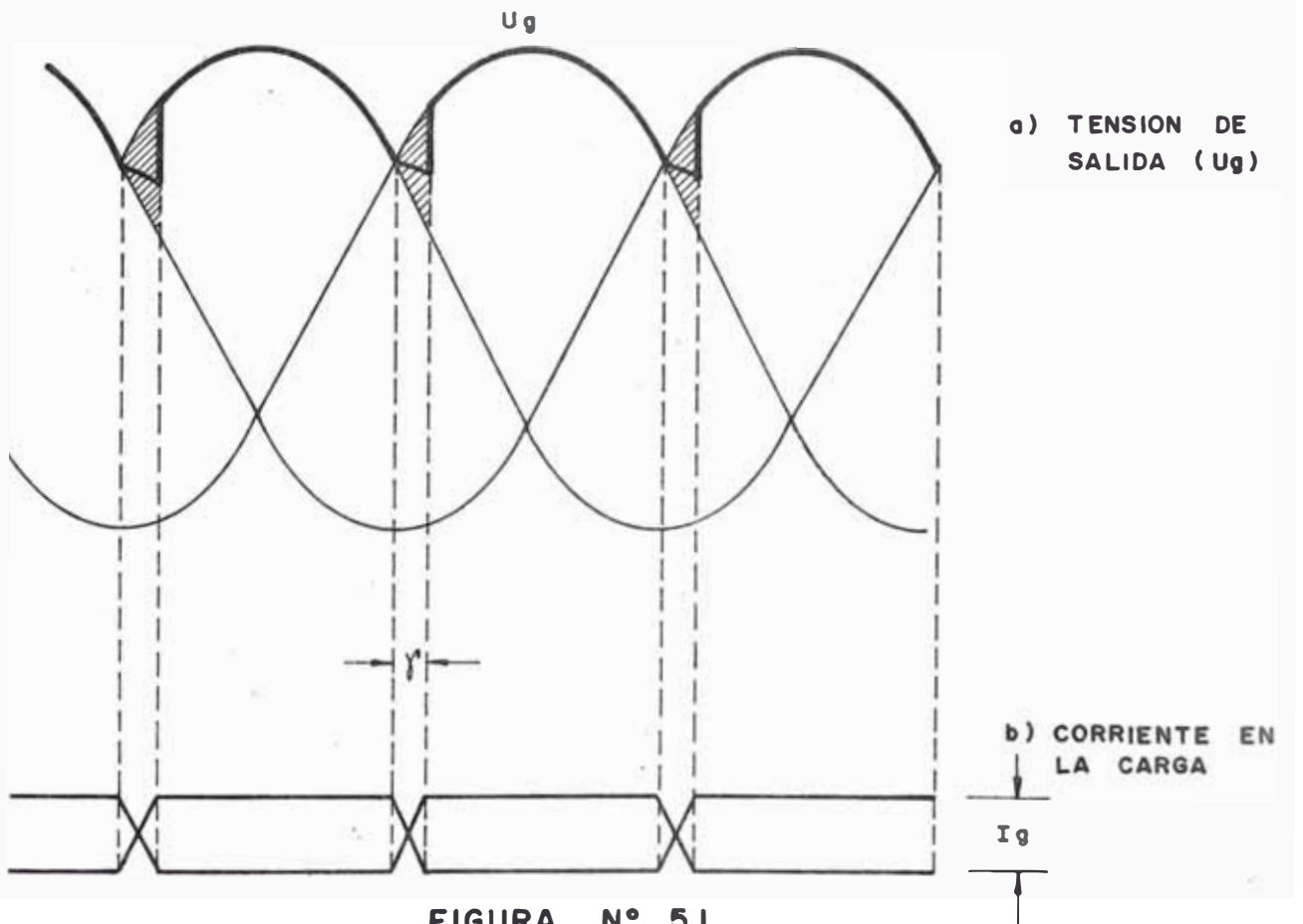


FIGURA N° 51
 TENSION Y CORRIENTE EN LA CARGA
 con $\gamma = 10.5^\circ$ e $I_g = 13.5$ A

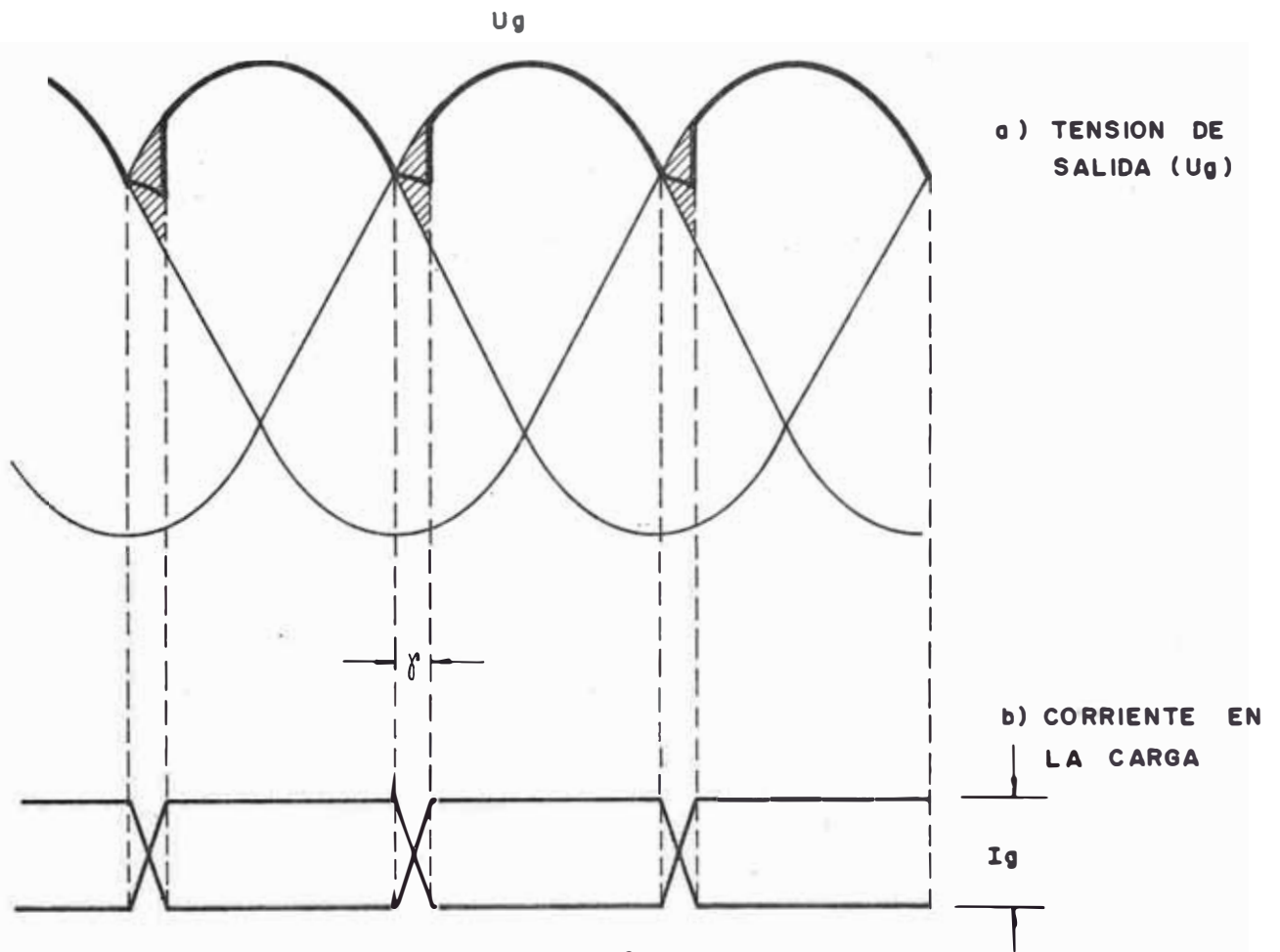


FIGURA N° 52
 TENSION Y CORRIENTE EN LA CARGA
 con $\gamma = 15.1^\circ$ e $I_g = 19.5$

Finalmente con los resultados de las mediciones efectuadas durante la presente experiencia se ha graficado la característica de carga del rectificador en la Figura N° 53, V_g vs I_g , en estas condiciones de trabajo.

En ella se puede apreciar la variación de la tensión a medida que aumenta la corriente de salida en la carga, lo cual permitirá escoger una zona de trabajo de acuerdo a la corriente que se maneje.

Dicha característica de carga cumple con la ecuación:

$$V_d = V_o \cos \alpha - \frac{3 \times I_d}{\pi}$$

la cual se ha deducido en el Anexo I.

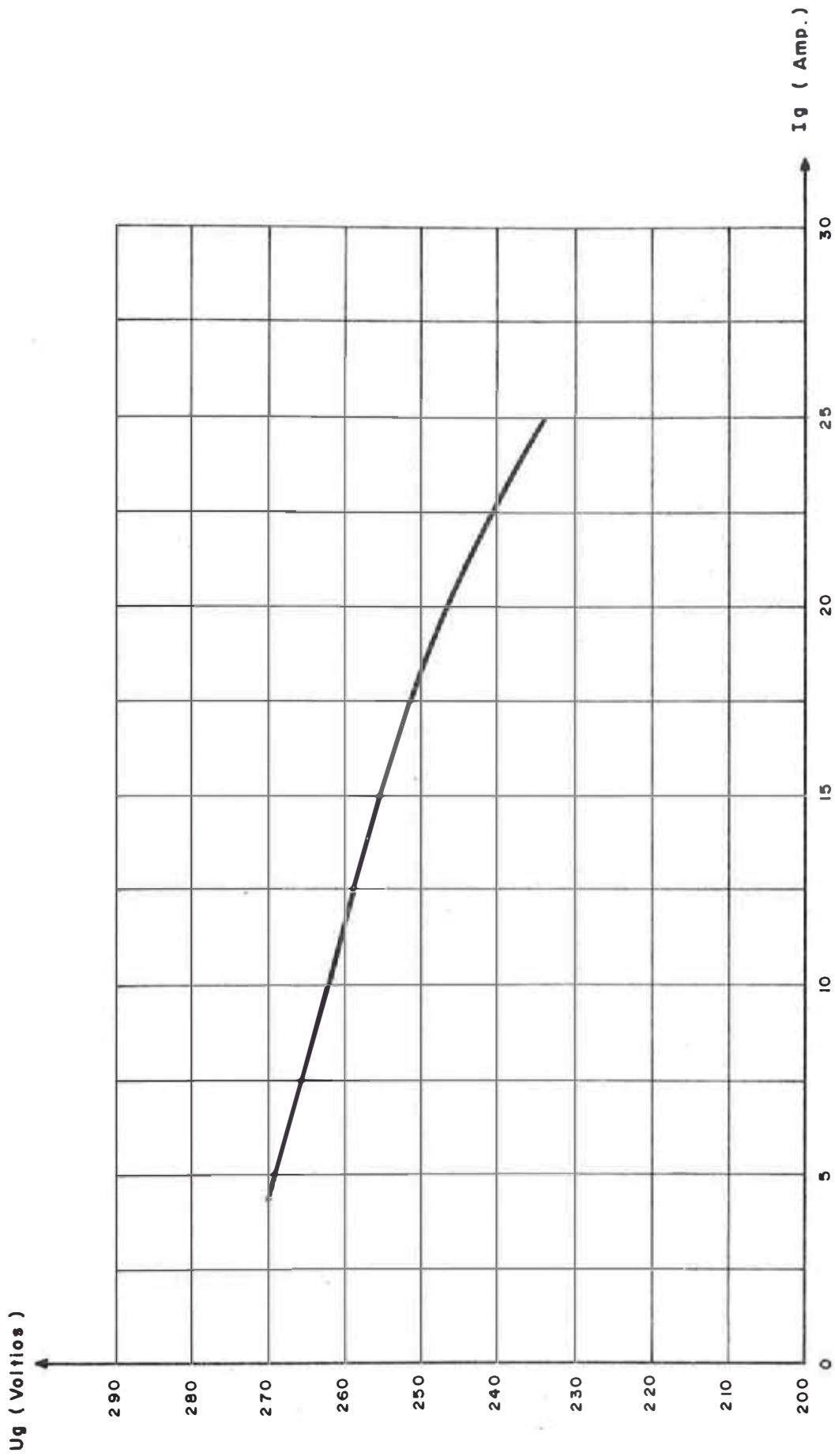


FIGURA N° 53
CARACTERISTICA DE CARGA
 U_g vs I_g (SIN BOBINA DE AISLAMIENTO)

4.1.5. EXPERIENCIA N° 5.

Característica de Carga del Rectificador No Controlado con Bobina de Alisamiento.

Esta experiencia permite apreciar la influencia que tiene la presencia de la bobina de alisamiento sobre la formación del ángulo de conmutación.

a) Objeto.

El objeto de esta experiencia es observar y medir el ángulo de conmutación o solape bajo un ángulo de disparo máximo conductivo $\alpha = 30^\circ$ con carga resistiva y bobina de filtro o alisamiento.

b) Procedimiento.

Se conectan nuevamente los terminales de la bobina de alisamiento al circuito de rectificación y se efectúan las mismas mediciones que en la experiencia anterior (4.1.4.)

c) Resultados Obtenidos.

A continuación se muestra un cuadro con los valores obtenidos de las mediciones respectivas:

Vg Voltios	Ig Amp.	Vn V línea	γ°
270	4.5	225	6.0°
267	9.0	225	7.2°
255	13.5	225	9.3
253	17.5	225	10.5
250	19.5	225	13.2
248	23.0	225	15.0

Se fijaron los mismos valores de corriente de carga que en el ejercicio anterior.

donde:

Vg = Tensión continua de salida en voltios.

Ig = Corriente continua en la carga en Amperios.

Vn = Tensión alterna en los bornes primarios del transformador de entrada.

γ° = Angulo de conmutación en grados sexagesimales.

d) Discusión de Resultados.

La finalidad de esta experiencia es similar a la del ejercicio anterior.

Las mediciones del ángulo de conmutación son más o menos aproximados, se ha podido obtener valores más reales si se hubiera contado con un osciloscopio con mayor base de tiempo.

Las formas de ondas obtenidas son similares a las obtenidas en la experiencia anterior y sería redundante graficarlas nuevamente.

Lo importante es apreciar una ligera disminución del ángulo de conmutación originada por la presencia de la bobina de alisamiento, lo cual se traduce en una característica de carga ligeramente distinta de la obtenida anteriormente.

Dadas las magnitudes de corriente relativamente pequeñas que maneja este rectificador es difícil apreciar con claridad la influencia de la bobina de alisamiento sobre el ángulo de conmutación, uniéndose a ello la necesidad de contar con un osciloscopio más adecuado, en lo que a base de tiempo se refiere.

Una mayor apreciación de la citada influencia se podría apreciar para rectificadores de mayor capacidad de corriente, tales como los usados en la industria electroquímica.

A continuación se muestra el Gráfico V_g vs I_g o característica de carga, obtenido para este caso.

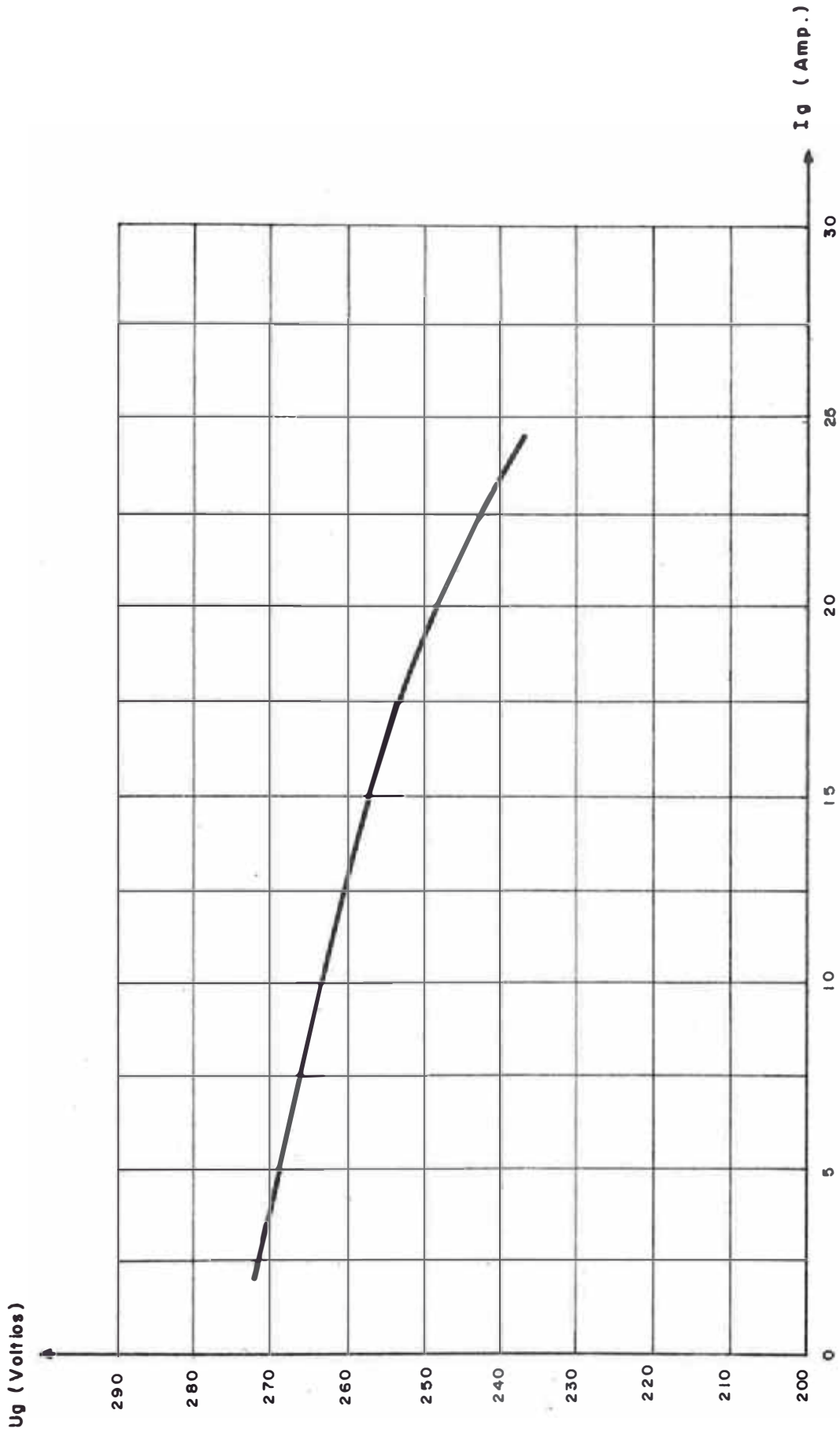


FIGURA N° 54
CARACTERISTICA DE CARGA
 U_g vs I_g (CON BOBINA DE AISLAMIENTO)

4.1.6 Experiencia N° 6

Tensión Continua de Salida como una Función del Angulo de Disparo, en condiciones de Carga Constante.

En esta experiencia el rectificador se hace trabajar para cada caso con un valor constante de corriente y variando el ángulo de disparo - se mide la tensión en los bornes de salida continua.

a. Objeto

Encontrar valores experimentales que relacionen la tensión continua de salida y el ángulo de disparo para diferentes corrientes de carga.

b. Procedimiento

En los terminales del equipo rectificador se conecta una resistencia variable, con la finalidad de mantener un valor de corriente de carga constante para cada caso. Luego por un valor de corriente constante se varía el ángulo de disparo a partir de 30° y a la vez se va midiendo la tensión continua de salida para cada ángulo.

Con la finalidad de lograr una mayor exactitud en los valores medidos durante la experiencia, la corriente y tensión continuas se medirán con dispositivos colocados exactamente al equipo rectificador.

c. Resultados Obtenidos

A continuación se muestra un cuadro con los valores obtenidos en la experiencia .

Los valores de corriente constante correspondientes a cada caso se han tomado de poca magnitud, tratando de no sobrepasar 10 A, ya que era el valor máximo admisible por la resistencia conectada en bornes.

I _g = 3 A		I _g = 5 A		I _g = 7 A	
V _g	α	V _g	α	V _g	α
275	30°	274	30°	270	30°
225	60°	222	60°	217	60°
160	80°	150	80°	138	80°
120	90°	106	90°	94	90°

Los resultados obtenidos en el cuadro anterior se han plasmado en el gráfico de la figura N° 55, obteniéndose una familia de curvas "U_g" vs "α" con carga constante para cada caso.

d. Discusión de Resultados

La familia de curvas que se muestra en la figura N° 55 nos indica el comportamiento de la tensión continua de salida en función - del ángulo de disparo, para una corriente de carga constante.

La expresión analítica de la corriente de carga o corriente rectificadora se ha deducido en el Anexo I.

Dicha expresión viene dada por :

$$I_d = \frac{V_g}{2WL} \left[\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma) \right] \quad - (4.5)$$

Donde se aprecia que para una corriente I_d = constante, a medida que aumenta el ángulo de disparo, la tensión rectificadora tiende a disminuir, asumiendo que para un mismo valor de corriente el ángulo - de traslape mantiene un mismo valor.

Con respecto a la familia de curvas, se aprecia que la ubica
ción de las mismas es función de la magnitud de corriente de carga que se
mantiene constante, esto significa que a mayor corriente de carga la ten -
sión rectificadora adopta valores menores. Ello se explica en función de una
mayor caída inductiva ya que el ángulo de traslape aumenta a medida
que aumenta la carga tal como se apreció en la experiencia N° 4.

Todo lo anterior sirve para demostrar que el rectificador pre
senta una buena estabilidad de trabajo para diferentes valores de carga a
regímenes constantes.

Lamentablemente no se pudo analizar el comportamiento del
equipo para corrientes de carga más elevadas por no contar con las resisten
cias adecuadas en el laboratorio.

FIGURA N° 55

FAMILIA DE CURVAS

V_g (VOLTIOS) Vs α° (GRADOS SEXAGESIMALES) CON
CARGA CONSTANTE



4.1.7 Experiencia N° 7

Característica de Carga del Rectificador Controlado para varios Angulos de Disparo.

En esta experiencia el rectificador se hace trabajar con un valor constante de ángulo de disparo para cada caso, y variando la corriente de salida se mide la tensión continua en la carga.

a. Objeto

Encontrar valores experimentales que relacionen la tensión y corriente continua de salida en función de un ángulo de disparo de finido para cada caso.

De este modo se definirá una característica de carga para un rango de trabajo con ángulo de disparo constante.

b. Procedimiento

El equipo utilizado es similar al correspondiente a la experiencia N° 6, esto es, se instala en los terminales de salida una carga conformada por una resistencia variable, a fin de obtener una gama de valores de corriente para un ángulo de disparo previamente definido.

c. Resultados Obtenidos

El cuadro que se muestra más adelante contiene los valores experimentales de tensión - corriente continua de salida con un ángulo de disparo constante para cada gama de valores.

$\alpha = 30^\circ$		$\alpha = 45^\circ$		$\alpha = 60^\circ$		$\alpha = 80^\circ$	
Vg (V)	Ig (A)	Vg (V)	Ig (A)	Vg (V)	Ig (A)	Vg (V)	Ig (A)
273	4.9	262	4.5	225	4.0	164	3.0
262	13.5	248	13.0	215	11.2	146	7.5
255	17.4	243	16.7	210	14.5	143	10.0
250	19.3	241	18.5	209	16.0	141	11

Cada uno de los juegos de valores que figuran en el cuadro anterior se han graficado conjuntamente en la Figura N° 56.

d. Discusión de Resultados

La figura N° 56 contiene una familia de curvas que conforman las características de carga Vg vs Ig para el rectificador, con ángulos de disparo de : 30°, 45°, 60° y 80° respectivamente .

Como tendencia general de la familia de características de carga, se puede apreciar que la tensión de salida; Vg experimenta una disminución porcentual que tiende a incrementarse a medida que aumentan la corriente de carga, en el caso individual de cada curva y el ángulo de disparo en el caso general.

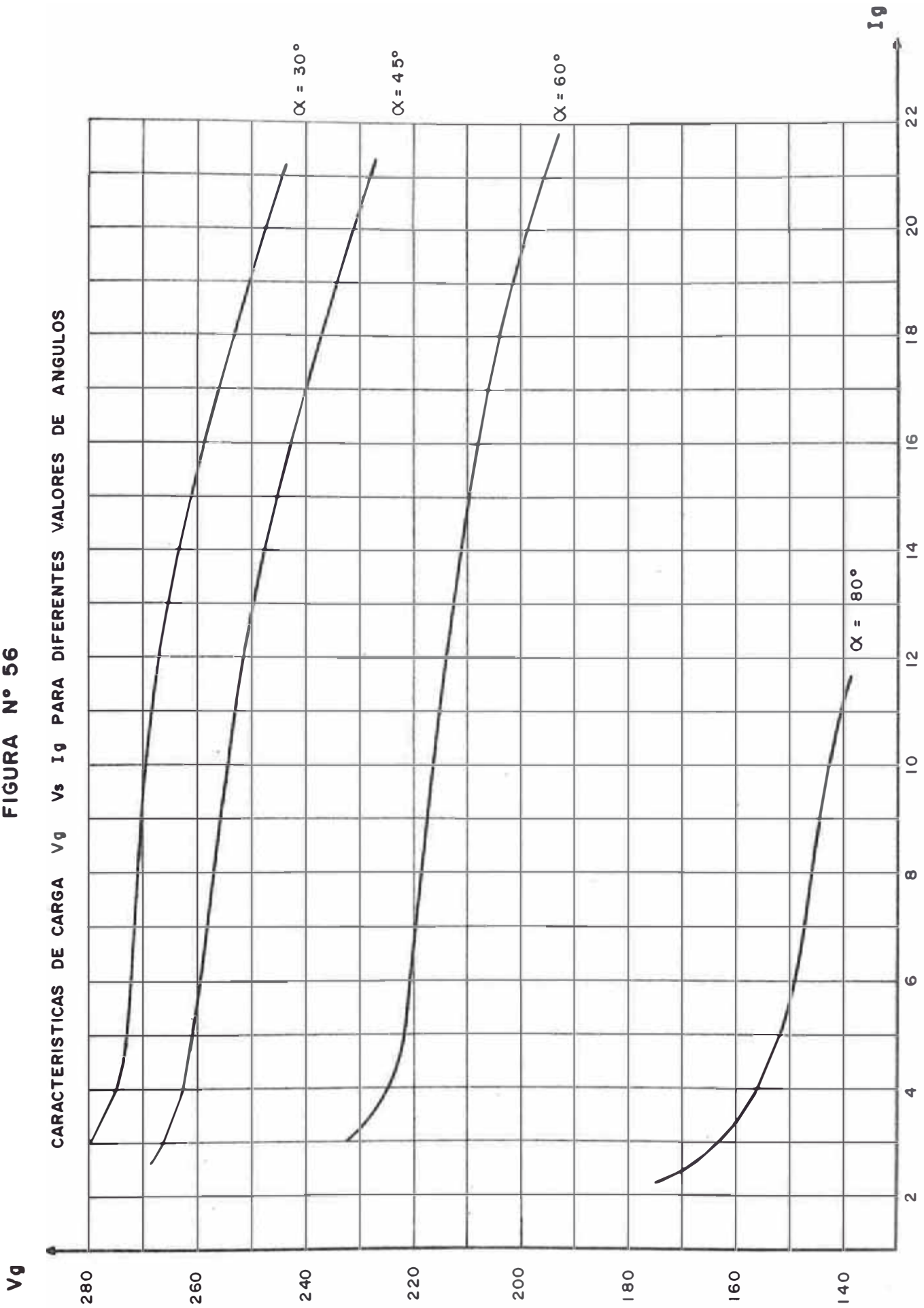
En lo referente al primer aspecto, la disminución de la tensión de salida se debe fundamentalmente a que las caídas de tensión internas del equipo rectificador están en relación directa con la corriente de carga tal como se vió en la experiencia N° 1.

En lo que concierne al segundo aspecto, se aprecia - que a medida que aumenta el ángulo de disparo, la tensión de salida tiende a disminuir, esto se debe básicamente a que la onda rectificada de salida (U_g) se ve afectada en su valor medio debido a un mayor ángulo - de disparo, y el aumento del ángulo de traslape, añadiéndose a esto las caídas internas de tensión.

De la figura N° 56 se puede apreciar que para el valor de $\alpha = 80^\circ$ se presenta una deformación evidente de la característica de carga con respecto a las otras características.

De todo lo anterior se deduce que como rango óptimo de trabajo del rectificador desde el punto de vista de ángulo de disparo, este debe estar comprendido entre 30° y 60° , ya que es en estos valores - en que el rectificador presenta una buena estabilidad de funcionamiento - desde el aspecto de característica de carga como respuesta de salida.

FIGURA N° 56



4.1.8 Experiencia N° 8

Magnitudes de tensión, corriente y potencia en el lado de Alternativa del Rectificador Controlado.

En esta experiencia el rectificador se hace trabajar con una carga resistiva variable, evaluándose las magnitudes eléctricas de la entrada (lado de alterna) tales como : tensión, corriente de línea, potencia activa y reactiva, así como las magnitudes de salida con diferentes valores de ángulo de disparo.

a- Objeto

Determinar a partir de las magnitudes eléctricas de entrada el comportamiento del rectificador desde el punto de vista de rendimiento, factor de desplazamiento y factor de potencia, en función de diversos ángulos de disparo.

b- Procedimiento

En el lado de alterna se instalan los siguientes instrumentos de medida :

Amperímetro de c.A

Vatímetro trifásico

Varímetro trifásico

En el lado de continua se instalan :

Voltímetro de c.c (bobina móvil)

Amperímetro de c.c (bobina móvil)

Juego de resistencias variables

La ubicación del ángulo de disparo se efectúa como siempre con la ayuda de un osciloscopio.

c- Resultados obtenidos

Los cuadros que se muestran a continuación contienen una serie de valores obtenidos experimentalmente en función de mediciones direc

tas y otra serie de valores determinados por medio de relaciones matemáticas de dichos valores experimentales.

Las magnitudes medidas experimentalmente son las siguientes

Lado de Alterna

- Uf = Tensión de fase en voltios
- In = Corriente de línea en amperios
- Nw = Potencia activa en Vatios
- Nb = Potencia reactiva en Var

Lado de Contínua :

- Ig = Corriente en la carga de amperios
- Vg = Tensión continúa de salida en voltios.

Los parámetros obtenidos a partir de los valores medidos son los siguientes :

Factor de Desfasaje, $\cos \phi$; es el coseno del ángulo de desfasaje entre los componentes fundamentales de la tensión y la corriente en el lado de alterna. En este caso este ángulo es el correspondiente al desfasaje entre los componentes activa y reactiva de potencia.

De las mediciones efectuadas tenemos :

$$\text{Tang } \phi = \frac{N_b}{N_w}$$

$$\phi = \text{arc tang} = \frac{N_b}{N_w}$$

luego : $\cos \phi$ = factor de desplazamiento.

Factor de potencia total, ($\cos Q_t$), es la relación de la potencia aparente en el lado de alterna del rectificador.

De las mediciones efectuadas se tiene :

$$\cos Q_t = \frac{N_w}{3U_f I_n}$$

Un cosfímometro ordinario ubicado en el lado de alterna medirá únicamente el factor de desplazamiento.

Potencia continúa de salida (N_g); es el producto escalar de la tensión continúa de salida y la corriente en la carga.

$$N_g = V_g I_g$$

Eficiencia del Rectificador. (N), es la relación que resulta del cociente entre la potencia continúa de salida y la potencia activa de entrada.

$$N = \frac{N_g}{N_w}$$

Factor de Deformación (γ), es el cociente que resulta de dividir el factor de potencia total entre el factor de desfase:

$$\gamma = \frac{\cos Q_t}{\cos \phi}$$

Aunque este factor no se ha evaluado en los cuadros de datos siguientes, su definición es de interés para explicar el comportamiento de otros parámetros.

Un análisis más detallado de los factores definidos se podrá encontrar en el Análisis Teórico del Rectificador (Anexo I).

A continuación se han tabulado cuatro juegos de valores experimentales y teóricos, correspondiendo cada grupo a un ángulo de disparo (α) determinado, el cual toma los valores de: 30° , 45° , 60° y 80° respectivamente.

$$\alpha = 30^\circ$$

LADO DC						LADO AC					
I _g (A)	V _g (V)	N _g (w)	U _f (V)	I _n (A)	N _w (w)	N _b (Var)	φ _i	cos φ _i	cos φ _t	N (%)	
3.0	275	885	230	3.0	1060	100	5.37	0.995	0.512	72.8	
6.0	269	1614	230	4.7	1720	150	4.98	0.996	0.530	93.8	
8.0	266	2128	230	6.5	2300	200	4.96	0.996	0.513	92.5	
9.0	263	2367	230	7.4	2600	230	5.05	0.996	0.509	91.0	
10.0	261	2610	230	8.0	2800	250	5.10	0.996	0.507	93.2	

$$\alpha = 45^\circ$$

LA DO DC			LA DO AC							
I _g (A)	V _g (A)	N _g (w)	U _f (V)	I _n (A)	N _w (W)	N _b (Var)	ψ ₁	cos φ ₁	cos φ _t	N (%)
3.0	260	780	230	2.8	900	100	6.34	0.993	0.465	86.6
5.0	254	1270	230	4.5	1460	150	5.86	0.994	0.470	87.9
7.0	251	1757	230	5.8	1900	180	5.41	0.995	0.474	92.4
9.0	246	2214	230	7.5	2360	240	5.80	0.994	0.456	93.8
10.0	245	2450	230	7.9	2680	260	5.54	0.995	0.436	91.4

$$\alpha = 60^\circ$$

LADO DC				LADO AC						
lg (A)	Vg (A)	Ng (W)	Uf (V)	In (A)	Nw (W)	Nb(Var)	φ_i	cos φ_i	cos φ_t	N (%)
3.0	230	690	230	3.2	920	100	6.20	0.994	0.416	75.0
6.0	218	1308	230	5.3	1480	170	6.55	0.993	0.404	88.3
7.0	217	1519	230	5.7	1680	190	6.45	0.993	0.427	90.4
8.0	214	1712	230	6.8	1900	220	6.60	0.993	0.405	90.1
10.0	210	2100	230	8.0	2300	260	6.44	0.993	0.416	91.3

$$\alpha = 80^\circ$$

LADO DC										LADO AC						
Ig (A)	Vg (A)	Ng (W)	Uf (V)	In (A)	Nw (W)	Nb (Var)	φ_i	cos φ_i	cos Q_t	N (%)						
3.0	164	492	230	3.2	680	100	8.36	0.989	0.307	72.3						
5.0	150	750	230	4.0	900	120	7.59	0.991	0.326	83.3						
6.0	136	816	230	4.8	1000	150	8.53	0.988	0.302	81.6						

d- Discusión de Resultados

Inicialmente esta experiencia se pensaba ejecutar utilizando un motor dc como carga del rectificador, pero debido a problemas de regulación de tensión en bornes de continua del rectificador ya que la tensión de salida para ángulos de disparo de 30° y 45° es demasiado elevada, excediendo el valor nominal del motor y siendo necesario disponer de dichos valores de ángulos de disparo, se decidió por efectuar la experiencia con carga puramente resistiva.

Este hecho indudablemente ha originado ciertos problemas en lo referente a la variación del factor de desfasaje ($\cos \phi$), pues este factor mantiene un valor estable (cercano a la unidad) para cargas de tipo resistivo y su variación es muy pequeña para un mismo ángulo de disparo. La mayor variación se observa para diferentes ángulos de disparo.

En las figuras N° 57 y 58 se han trazado curvas que determinan la dependencia del factor de desfasaje ($\cos \phi$) y factor de potencia total ($\cos Q_t$) en función del ángulo de disparo (α) para un valor de carga constante.

Para tal efecto se eligió $I_g = 6A$ como valor de carga constante, tomando los valores correspondientes a esta de $\cos \phi$ y $\cos Q_t$, para los cuatro ángulos de disparo considerados.

En dichas figuras se puede apreciar cuan rápidamente disminuyen los factores de desfasaje y de potencia total, cuando aumenta el ángulo de disparo " α ". Esta se explica debido a que cuando se reduce el valor medio de la tensión rectificadora por efecto de aumentar el ángulo de disparo, la corriente de ánodo y consecuentemente la corriente de línea se retrasan con respecto a la tensión, provocando con ello una disminución del factor de desfasaje y de potencia total respectivamente.

De lo anterior se puede deducir con respecto al factor de potencia total lo siguiente :

Es muy poco afectado por la naturaleza de la carga.

Su valor pequeño se debe fundamentalmente al factor de deformación (γ), puesto que el factor de desfasaje es cercano a la unidad.

En lo referente a la evaluación del rendimiento del rectificador en función de la corriente de carga (I_g) para un ángulo de disparo - constante, en la figura N° 59 se aprecia una familia de curvas de η vs I_g , para ángulos de : 30° , 45° , 60° y 80° respectivamente.

En dicha figura se puede notar que las curvas mencionadas - mantienen una tendencia que se ajusta al rendimiento para rectificadores - de este tipo, esto significa que a medida que aumenta la corriente de carga, aumenta el rendimiento hasta un valor máximo a partir del cual empieza a disminuir a pesar del aumento de corriente de carga.

Asimismo, se puede apreciar que el mejor rendimiento del rectificador, se obtiene para ángulos de 30° y 45° respectivamente, notándose una disminución sensible de aquél para los ángulos de 60° y 80° .

FIGURA Nº 57

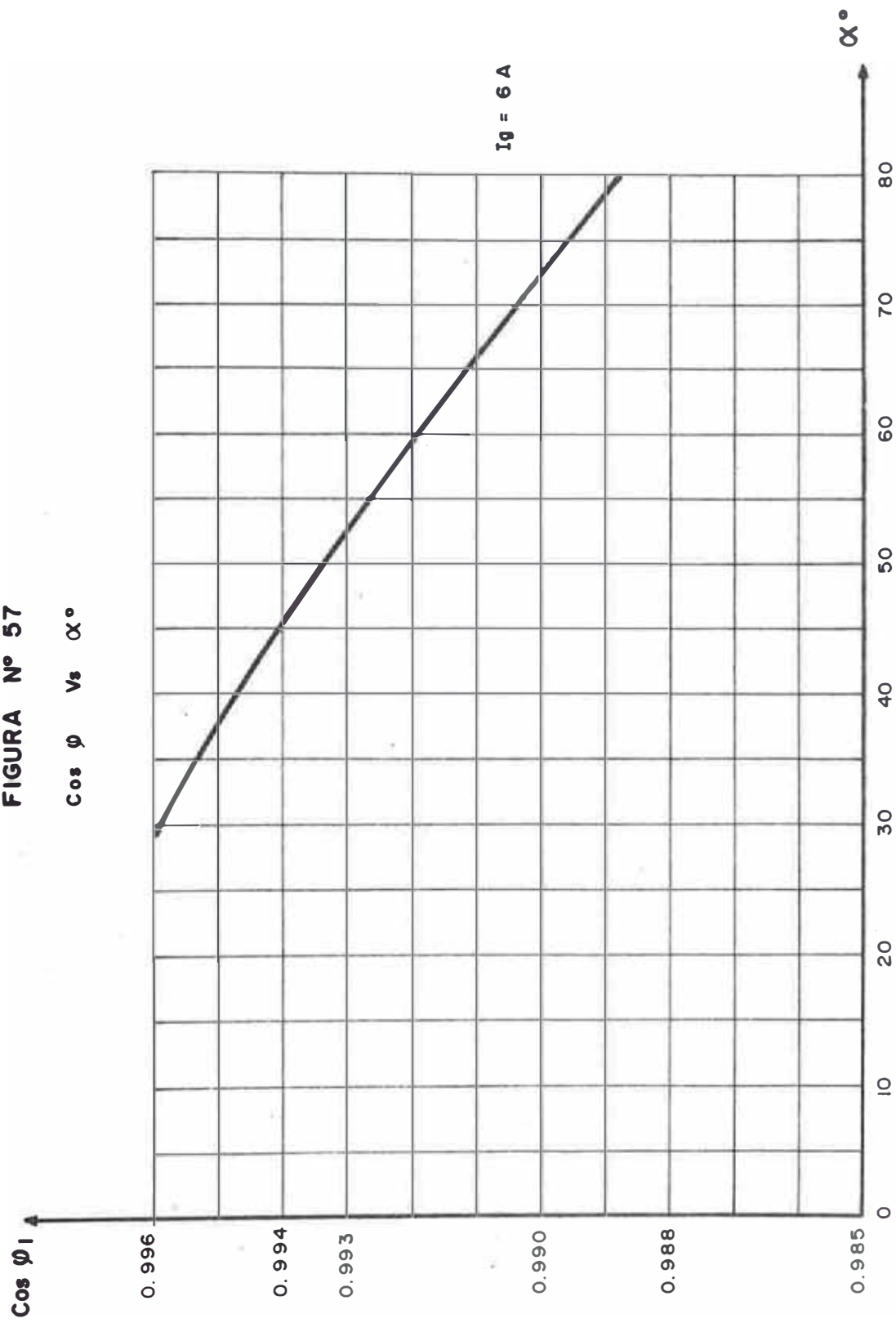


FIGURA N° 58

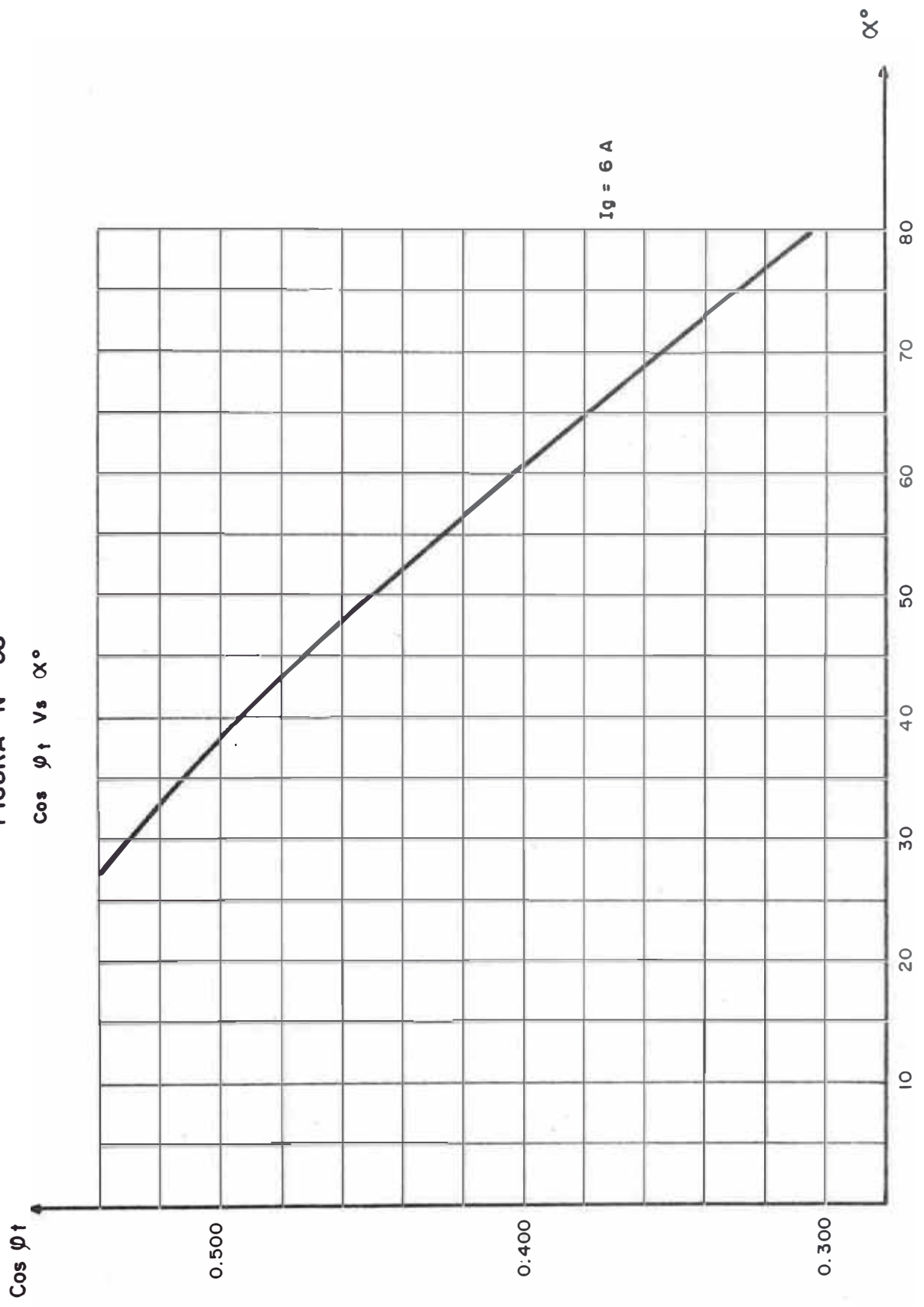
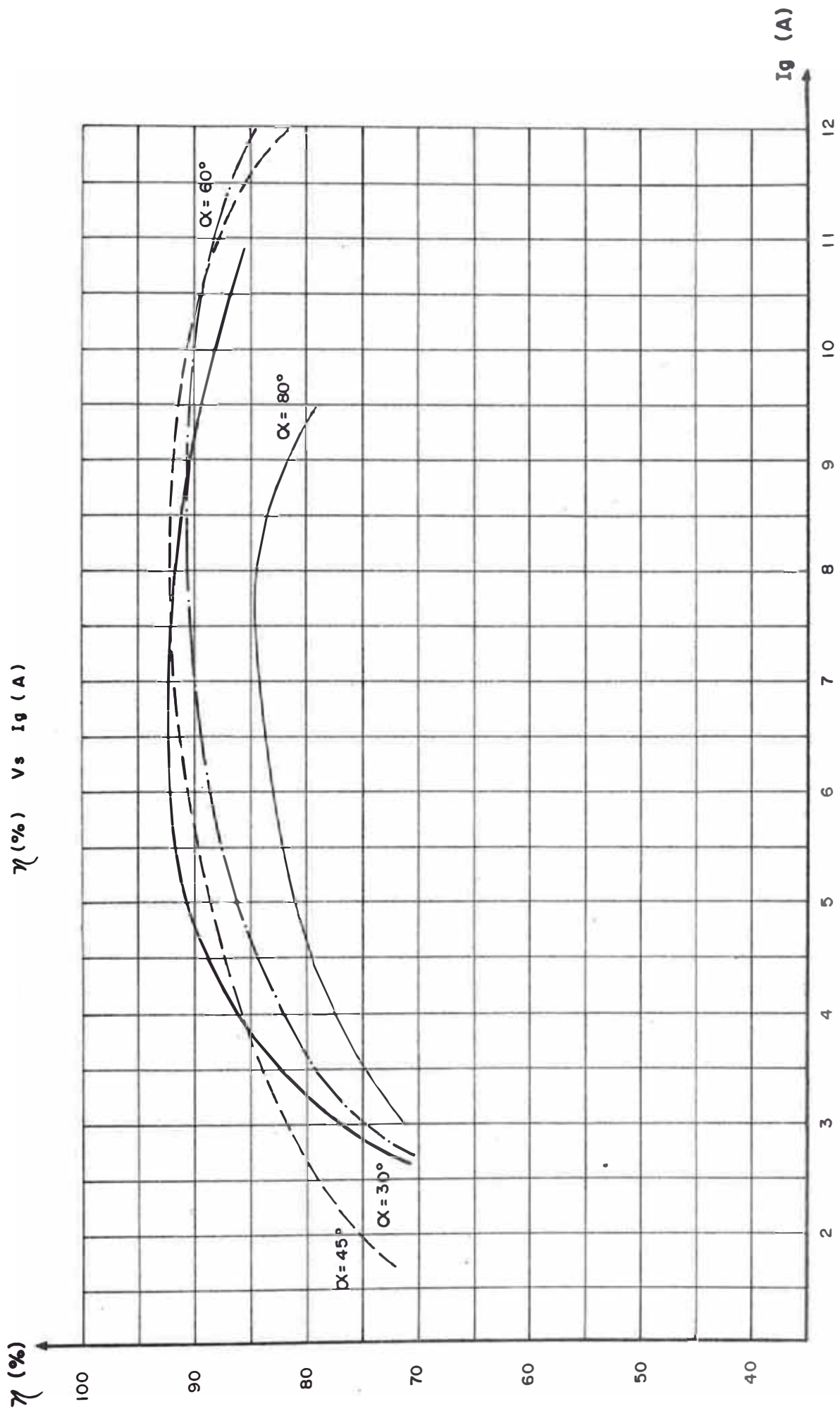


FIGURA N° 59
 η (%) Vs I_g (A)



4.1.9 Experiencia N° 9

Uso del Rectificador para controlar la Velocidad de un Motor de c.c.

a. Objeto

Esta experiencia tiene por objeto mostrar una de las diferentes aplicaciones prácticas de un rectificador controlado, control de velocidad de un motor de c.c. con excitación independiente por el método denominado Control de la Tensión de Inducido.

b. Procedimiento

El esquema eléctrico correspondiente a esta experiencia es similar al utilizado por el denominado Sistema Ward-Leonard, con la diferencia que el generador que alimenta la armadura del motor de excitación independiente, es reemplazado por el rectificador controlado, estando a su vez conectado al eje del motor un generador de excitación independiente, el cual tiene una carga resistiva conectada en bornes.

El esquema de instalación se muestra en la figura N° 60.

El motor d.c. utilizado es el correspondiente al grupo denominado Máquina Generalizada N° 2, marca MAWSDLEY'S existente en el Laboratorio de Electricidad de la Universidad Nacional de Ingeniería (UNI).

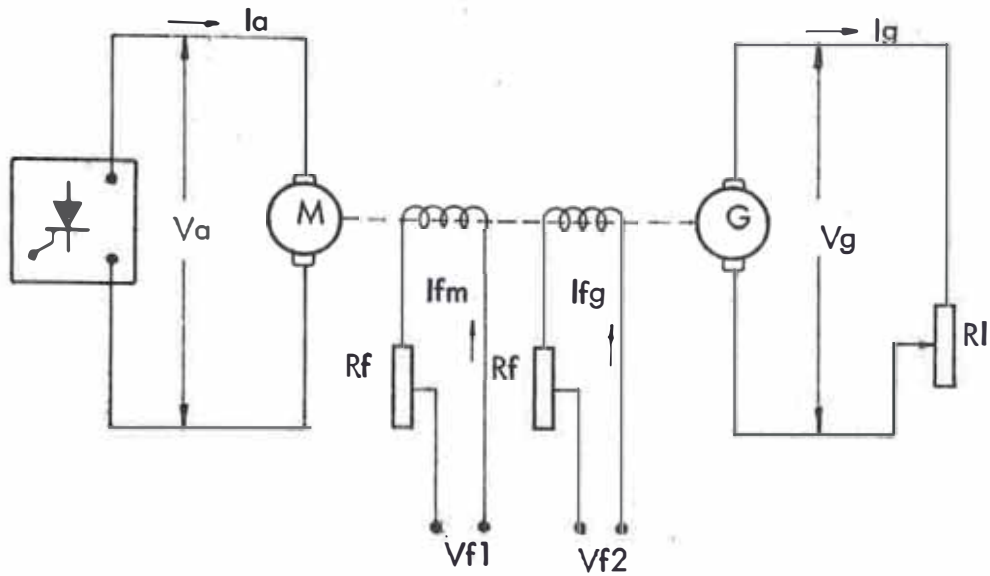


FIGURA N° 60

ESQUEMA DE INSTALACION DEL GRUPO: RECTIFICADOR-
MOTOR- GENERADOR.

Para efectos de iniciar las pruebas la secuencia de aplicación de la tensión de armadura en bornes del motor, tiene un valor inicial reducido incrementándose paulatinamente hasta valores mayores, todo ello en función del ángulo de disparo, como la tensión de armadura es función directa del ángulo de disparo, el valor inicial de este se consideró para $\alpha = 100^\circ$, con lo cual se obtuvo una tensión rectificadora relativamente pequeña que se aplica directamente a bornes del motor. Ello implica que el motor empieza a girar lentamente debido al bajo valor de tensión de armadura. Adicionalmente se le aplica carga mecánica al motor en forma progresiva para lo cual se aumenta la carga resistiva ubicada en bornes del generador, obteniéndose para cada valor una nueva corriente de armadura y así sucesivamente.

Esta secuencia de operación se repite para otros valores de ángulo de disparo, constituyendo para cada ángulo un juego de valores.

Para cada ángulo de disparo se efectuaron las siguientes mediciones

- Tensión de armadura	:	Va (V)
- Corriente de armadura	:	Ia (A)
- Velocidad del motor	:	RPM
- Torque mecánico	:	Md (Newton-m)

Los valores de ángulo de disparo considerados han sido 100° , 90° , 80° y 70° respectivamente. No se tomaron valores inferiores a 70° de ángulo de disparo, ya que la velocidad de operación de estas condiciones sobrepasaba a la velocidad normal del motor que es de 4000 rpm, - siendo este un valor estricto a respetar para este tipo de máquinas, de manera similar se presentaron ciertas restricciones en lo referente a la corriente de excitación del motor.

c. Resultados Obtenidos

A continuación se muestra el conjunto de valores obtenidos por medición directa correspondiente a cada ángulo de disparo considerado: 100° , 90° , 80° , y 70° respectivamente.

Del grupo de valores obtenido anteriormente se han construido los gráficos siguientes :

$\alpha = 100^\circ$			
V _a	I _a	RPM	M _d
74	4.4	410	0.90
68.5	4.5	370	0.92
65.0	4.6	280	0.95

$\alpha = 90^\circ$			
V _a	I _a	RPM	M _d
87	6.5	950	2.0
87	7.9	935	2.3
86	8.1	922	2.4
85	8.4	880	2.5

$\alpha = 80^\circ$			
V _a	I _a	RPM	M _d
128	8.4	2535	2.35
128	8.8	2480	2.50
128	9.2	2460	2.60
128	9.5	2350	2.65

$\alpha = 70^\circ$			
V _a	I _a	RPM	M _d
164	9.5	3675	2.75
164	9.8	3640	2.90
164	10.1	3600	3.0
164	10.5	3535	3.1

Velocidad (RPM) vs Corriente de Armadura (A)

Velocidad (RPM) vs Torque Mecánico (Nt - m)

Todo ello para los valores de ángulo de disparo de 80° y 70° solamente, no se tomaron en cuenta los valores de 100° y 90° ya que un elevado ángulo de disparo distorsiona las magnitudes de salida, por lo que no se obtienen valores que realmente reflejen el comportamiento de la máquina.

d. Discusión de Resultados

Como ya se dijo anteriormente, el motor d.c utilizado en la experiencia es del tipo excitación independiente, asumiéndose en este caso que el flujo de excitación (Φ_d) se mantiene constante.

Normalmente las variaciones de velocidad de un motor están relacionadas con los cambios de carga, lo cual a su vez conlleva a un aumento o disminución de la corriente de armadura (I_a). Además la velocidad se verá afectada cuando se producen cambios ya sea en el flujo de excitación (Φ_d) o en la tensión de armadura (V_a).

Los tres factores : I_a , Φ_d y V_a se relacionan de la siguiente manera para determinar la velocidad :

$$V_a = E_g + I_a R_a \quad (4.6)$$

donde

V_a = Tensión de armadura

E_g = Fuerza contraelectromotriz

I_a = Corriente de armadura

R_a = Resistencia de armadura

considerando además que :

$$E = K \times \Phi_d \times N \quad (4.7)$$

y reemplazado E_g en la ecuación (4.6) tenemos

$$N \text{ (rpm)} = \frac{V_a - I_a R_a}{K \Phi d} \quad (4.8)$$

La ecuación (4.8) indica que la velocidad de un motor d.c es directamente proporcional a la fuerza contraelectromotriz e inversamente proporcional al flujo de excitación (Φd)

La ecuación anterior es general para cualquier tipo de motor, ahora veremos como se relaciona con el caso específico de excitación independiente al ser el motor del tipo anteriormente mencionado, asumimos que el flujo de excitación (Φd) se puede considerar constante.

En la figura N° 61 se han graficado las curvas de N (RPM) vs I_a para los ángulos de : 70° y 80° respectivamente, en donde se puede ver que la curva a trazos corresponde a un comportamiento ideal y la curva llena corresponde al comportamiento real de acuerdo a los valores obtenidos en la experiencia.

En dichas curvas se puede apreciar que aumentando " I_a " y permaniendo " Φd " constante, la velocidad disminuye con la carga, a causa del aumento de la caída de tensión en la armadura ($I_a R_a$), tal como indica la curva real.

Si se compensase de algún modo la caída de tensión ($I_a R_a$) y si no se considera la reacción de armadura sobre el flujo principal o de excitación se podría obtener la curva a trazos denominada ideal.

De lo anterior se deduce que siendo el flujo un parámetro que se mantiene constante y aún en el caso que se decidiera aumentar lo apreciablemente existe la limitación de que el hierro se sature, el único medio disponible de regulación de velocidad es la variación de la tensión de armadura la cual a su vez es función del ángulo de disparo (α) del rectificador.

La ecuación (4.8) puede expresarse en función del ángu

lo " α " como sigue

$$N = \frac{V_a (\alpha) - I_a R_a}{K \Phi_d} \quad (4.9)$$

En la figura N° 62, se han graficado las curvas de Velocidad (RPM) vs Torque Mecánico M_d (Newton-m) para los ángulos de 70° y 80° respectivamente.

El torque mecánico M_d viene dado por la siguiente expresión

$$M_d = T_m - T_p \quad (4.10)$$

donde

T_m = Torque electromagnético

T_p = Torque de pérdidas

a su vez el torque electromagnético es :

$$T_m = K \Phi_d I_a \quad (4.11)$$

donde

K = Constante de diseño

Φ_d = Flujo de excitación

I_a = Corriente de armadura

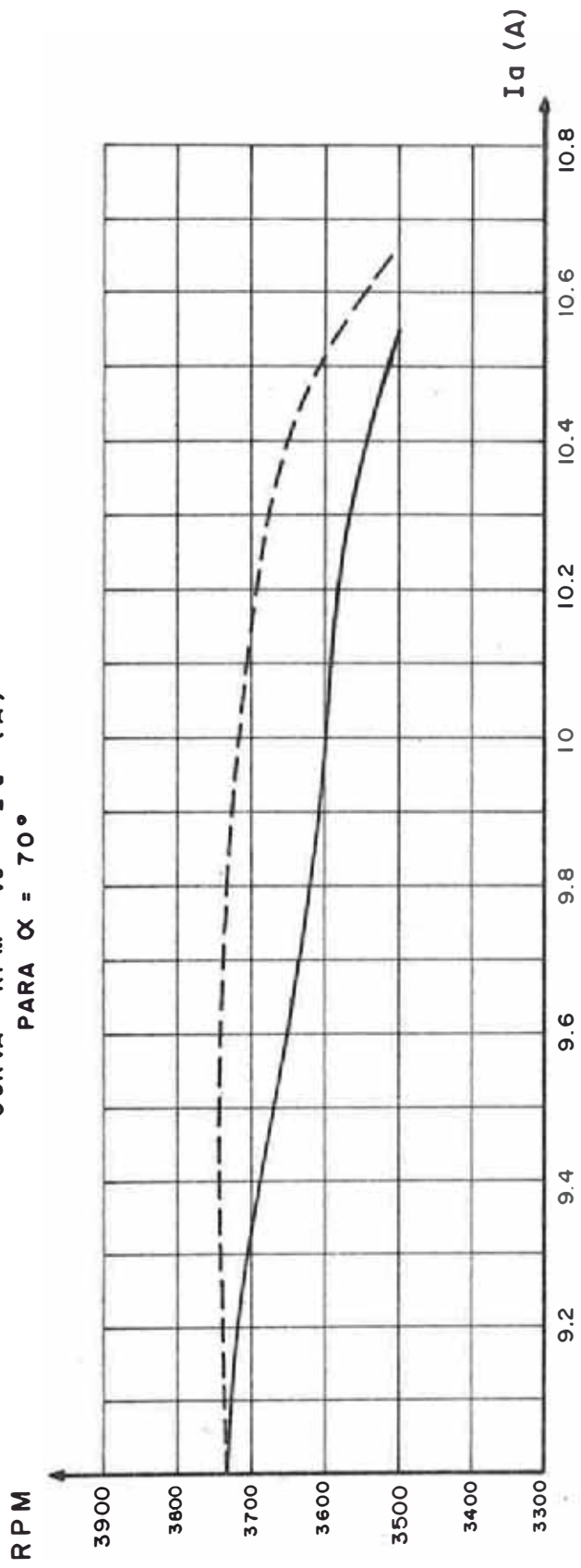
En la ecuación (4.11) podemos apreciar que si se mantiene constante el flujo de excitación (Φ_d), el torque electromagnético es función directa de la corriente de armadura.

El denominado torque de pérdidas (T_p) que figura en la ecuación (4.10) engloba pérdidas del tipo mecánico (ventilación, rozamiento en cojinetes y fricción en las escobillas) y pérdidas del tipo magnético (histéresis, corrientes parásitas etc).

Estas pérdidas se mantienen en un orden de magnitud más o menos definido, siendo el torque magnético quien ejerce mayor influencia sobre el torque mecánico.

FIGURA N° 61

CURVA RPM vs I_d (A)
PARA $\alpha = 70^\circ$



CURVA RPM vs I_d (A)
PARA $\alpha = 80^\circ$

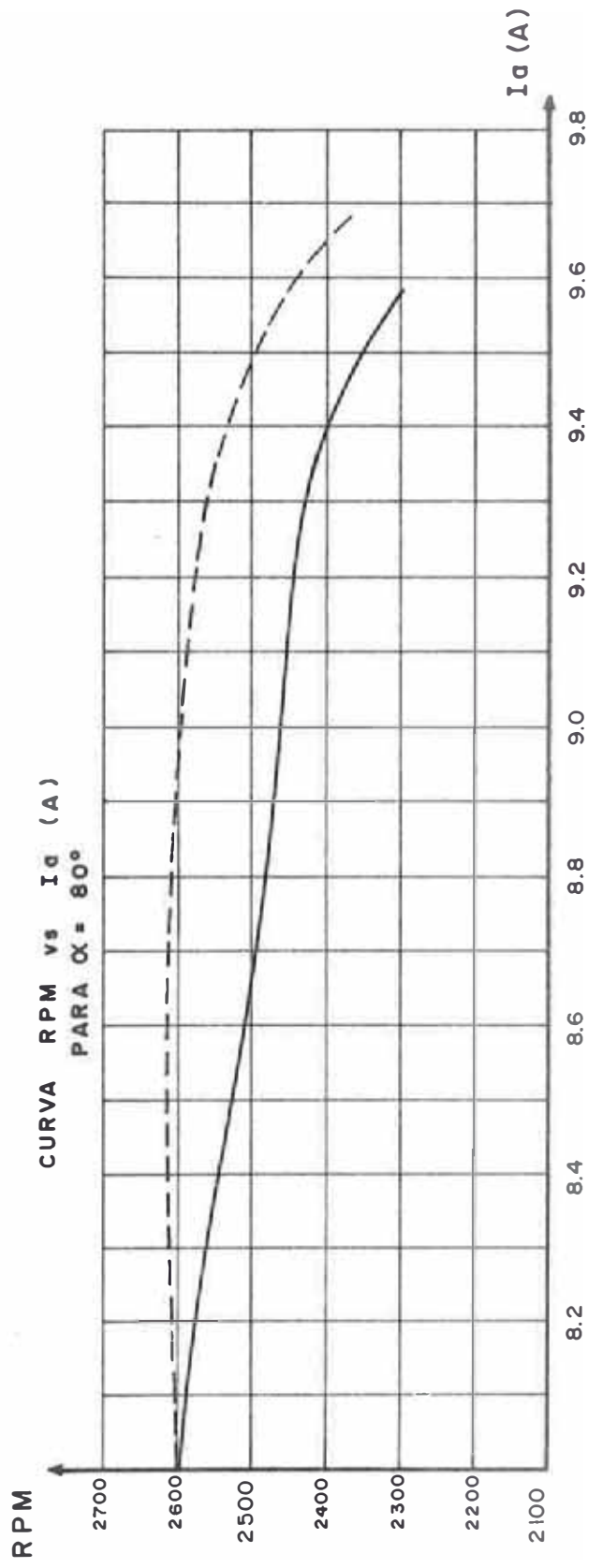
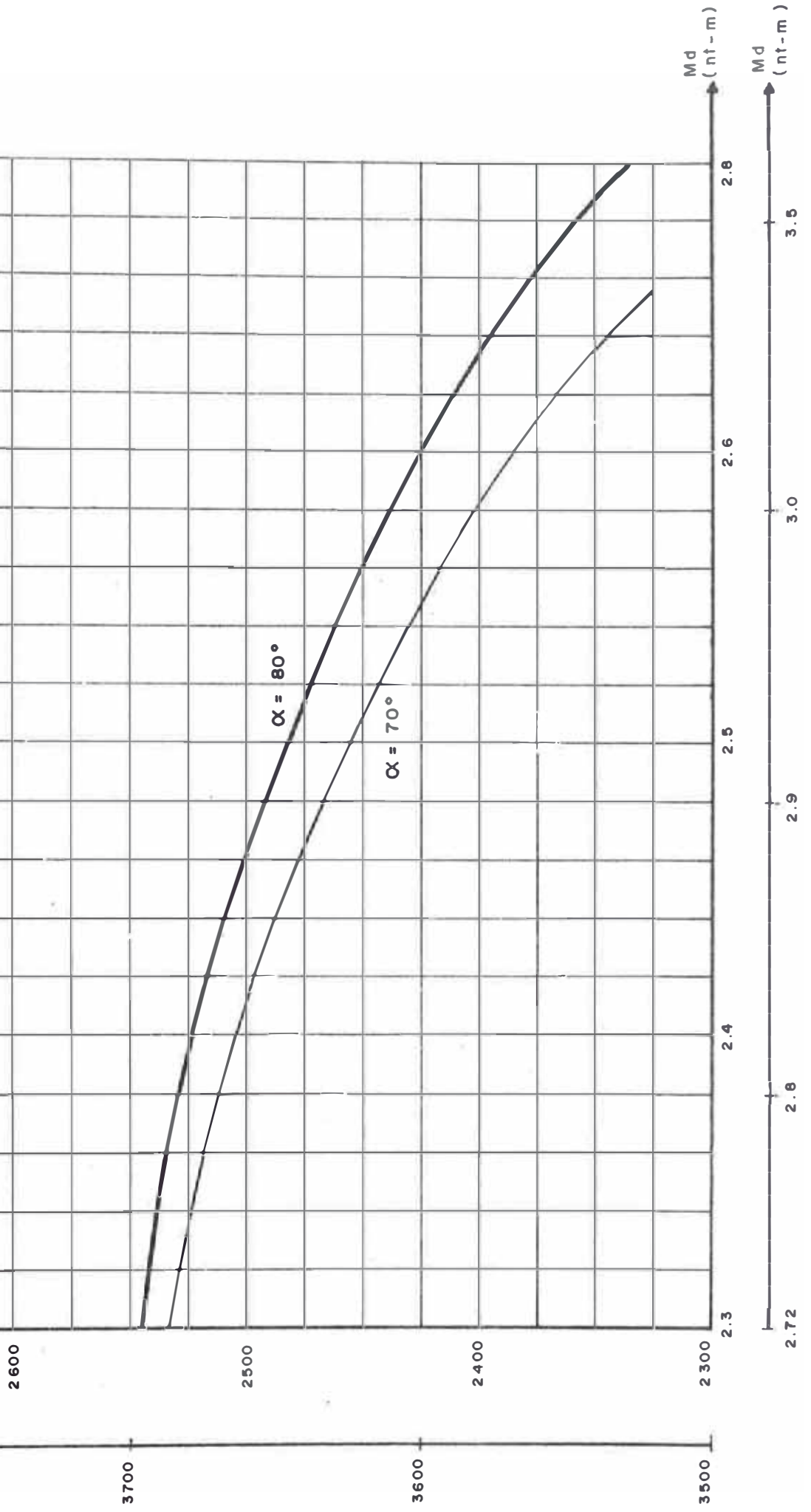


FIGURA N° 62

CURVA n (RPM) vs Md (nt-m)



De la ecuación (4.11) podemos obtener :

$$I_a = \frac{T_m}{K \Phi d} \quad (4.12)$$

Reemplazando (4.12) en (4.9) tenemos : la expresión - de la velocidad en función del Torque magnético (Tm) :

$$N = \frac{V_a (\alpha)}{K \Phi d} - \frac{T_m}{(K \Phi d)^2} R_a \quad (4.13)$$

El primer término del segundo miembro de (4.13) representa la velocidad ideal sin carga, esto es que depende sólo de $V_a (\alpha)$.

El segundo término representa la disminución de la velocidad del motor cuando el torque se incrementa.

Ello explica el porque en la figura N° 62, a medida - que aumenta el torque M_d , la velocidad tiende a disminuir.

Adicionalmente en dicha figura se puede apreciar una caída pronunciada de velocidad para los valores más elevados de torque - M_d , esto se podría explicar debido a que la máquina utilizada no está diseñada para efectuar una función de control, por lo tanto no posee los devanados de compensación necesarios para compensar el efecto de la reacción de armadura.

e. Análisis del Comportamiento Dinámico del Motor d.c utilizado.

Con la finalidad de determinar el comportamiento dinámico de la máquina utilizada en la experiencia, se ha efectuado un análisis breve, a fin de definir algunos valores recomendables para usos posteriores de la misma experiencia.

En primer término se han determinado los parámetros básicos del motor luego con la ayuda de las ecuaciones dinámicas y el diagrama de bloques correspondiente, se pronostica su comportamiento en régimen dinámico.

i. Característica de Excitación; se determina por medio de la denominada prueba de vacío.

Haciendo las conexiones correspondientes el generador de la máquina generalizada se hace trabajar como motor de inducción trifásico, de tal forma que arrastre al motor d.c en vacío, el cual trabaja como generador con campo excitado variable, obteniéndose como valores la tensión de armadura (V_a) y la corriente de campo (I_f). Dicho grupo de valores se muestran en el siguiente cuadro :

V_a (V)	138	150	165	180	200	210	220	240
I_f (A)	0.146	0.164	0.182	0.200	0.222	0.236	0.250	0.274

Estos valores se han llevado a un gráfico de V_a vs I_f a velocidad constante de 3600 rpm y se muestran en la figura N° 63.

ii. Resistencia de Armadura (R_a)

Esta prueba se ejecuta manteniendo el motor en reposo y desprovisto de excitación.

En bornes de la máquina se aplica una tensión continua de 110 V, para lo cual previamente se ubica en serie con la armadura una resistencia de 220Ω , luego se mide la corriente neta que entra a la armadura y la tensión en la misma

$$V_a = 10.6 \text{ V}$$

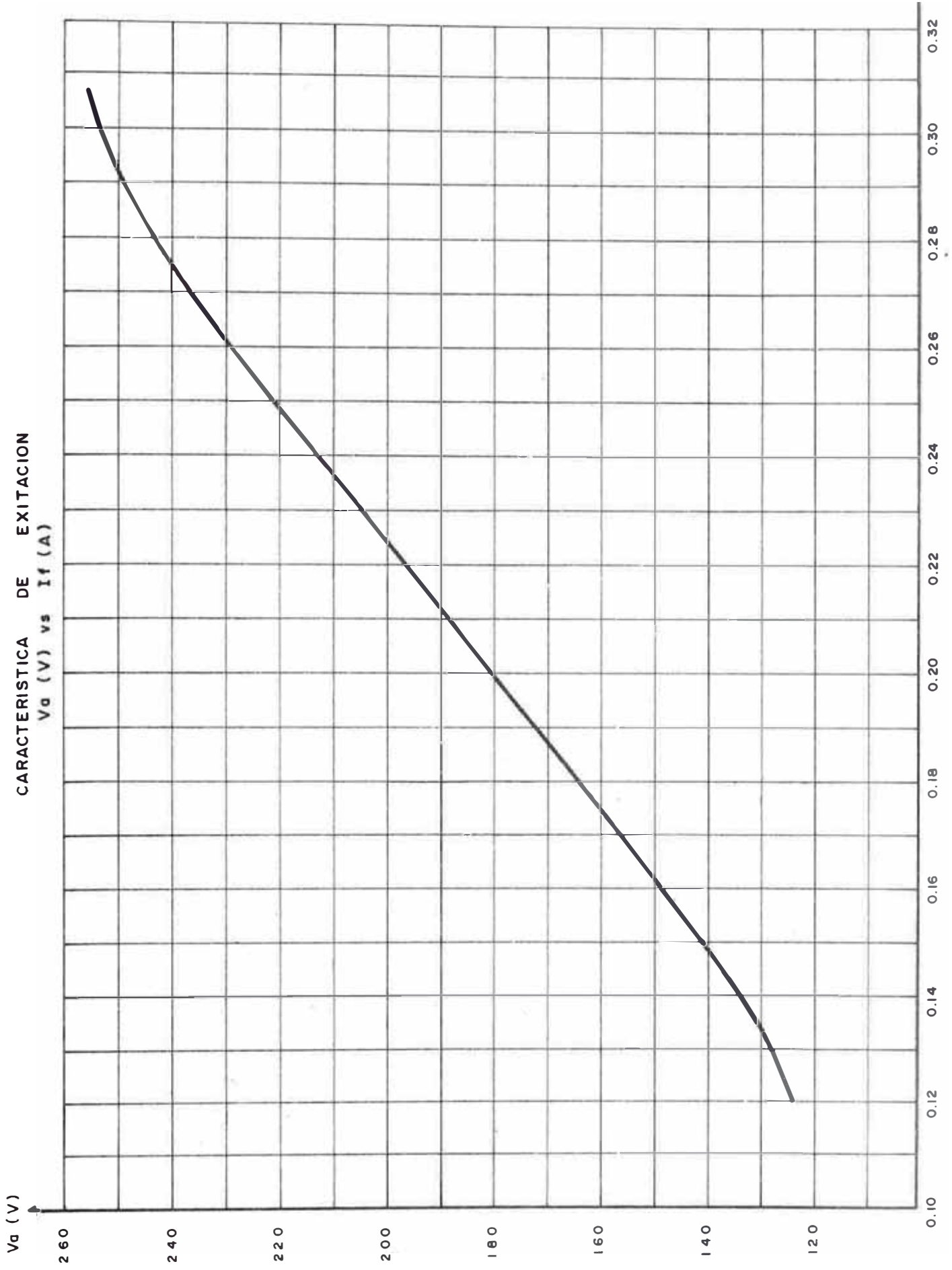
$$I_a = 6 \text{ A}$$

Luego la resistencia de armadura R_a es :

$$R_a = \frac{10.6}{6} = 1.76 \Omega$$

FIGURA N° 63

CARACTERISTICA DE EXITACION
 V_a (V) vs I_f (A)



I_f (A)

iii. Inductancia de Armadura (L_a)

La prueba es similar a la anteriormente descrita, solo que esta vez se aplica tensión alterna de 127 V en bornes de la máquina.

Con fines de comparación se han tomado tres valores de tensión – corriente.

V_a (V)	62	51	32
I_a (A)	6	5	3

A partir de estos valores podemos determinar la impedancia.

$$Z_1 = \frac{62}{6} = 10.33 \ \Omega$$

$$Z_2 = \frac{51}{5} = 10.20 \ \Omega$$

$$Z_3 = \frac{32}{3} = 10.66 \ \Omega$$

tomamos finalmente el valor intermedio que es :

$$Z = 10.33 \ \Omega$$

Conociendo R_a , podemos determinar la inductancia L_a , por medio de la siguiente relación :

$$Z = \sqrt{R_a^2 + (W L_a)^2}$$

de donde

$$L_a = 0.026 \text{ h}$$

iv. Análisis Lineal

La máquina utilizada en esta experiencia es un motor d.c del tipo excitación independiente con flujo de excitación constante. La velocidad es controlada por variación de la tensión de armadura aplica

da por medio del rectificador.

La figura N° 64 muestra en forma esquemática los parámetros que intervienen en el presente análisis.

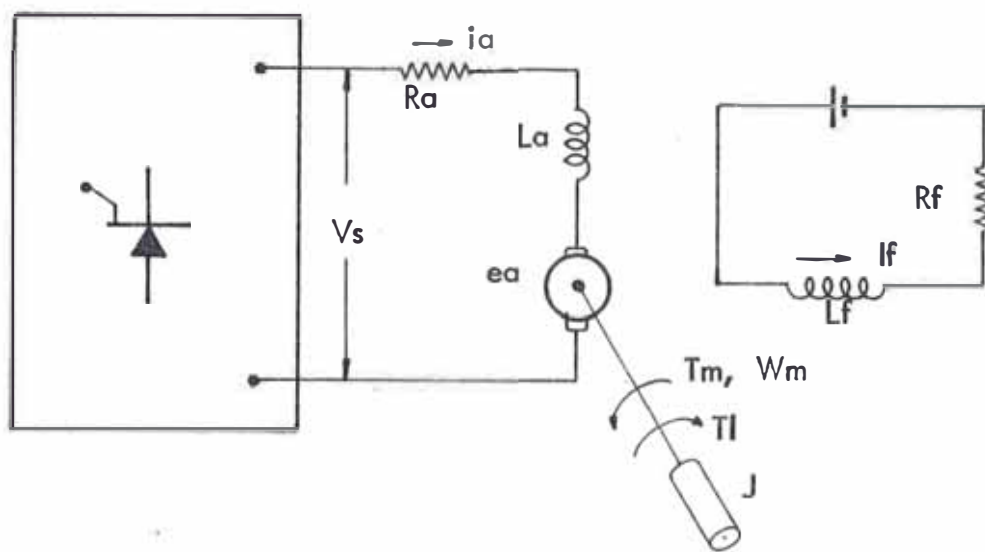


FIGURA N° 64

DIAGRAMA DEL MOTOR DC CON EXCITACION SEPARADA.

Bajo estas consideraciones, el análisis involucra los transitorios eléctricos en el circuito de armadura y el comportamiento dinámico de la carga que arrastra el motor.

A corriente de campo constante ($I_f = \text{cte}$) las ecuaciones del torque electromagnético y la fem de armadura vienen dadas por :

$$T_m = K_m i_a \quad (4.14)$$

$$e_a = K_m \omega_m \quad (4.15)$$

donde la constante K_m viene definida por :

$$K_m = K_f \omega_f \quad (4.16)$$

En términos de la característica de excitación (Figura N° 63) y considerando que se trabaja en el tramo lineal de dicha curva a una velocidad constante (ω_m), tenemos que la pendiente viene dada por:

$$m = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_f} \quad (4.17)$$

Luego :

$$m = (K_f \omega_m) \quad (4.18)$$

de donde :

$$K_f = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_f} \times \frac{1}{\omega_m}$$

Las ecuaciones de tensión para el circuito de armadura de la figura N° 64 vienen dadas por :

$$v_s = e_a + L_a p i_a + R_a i_a \quad (4.19)$$

dividiendo entre R_a y reordenando tenemos :

$$\frac{v_s - e_a}{R_a} - i_a = \frac{L_a}{R_a} p i_a$$

donde :

$$\frac{L_a}{R_a} = \tau_a = \text{constante de tiempo de armadura}$$

luego :

$$\frac{v_s - e_a}{R_a} - i_a = \tau_a p i_a \quad (4.20)$$

El torque resultante será :

$$T_m - T_L = J p \omega_m \quad (4.21)$$

Reemplazando (4.14) en (4.21) y reordenando tenemos :

$$\frac{K_m \dot{\theta}}{J} - \frac{T_L}{J} = p \omega_m \quad (4.22)$$

donde :

$$J = \text{momento de inercia del conjunto (Kg-m}^2\text{)}$$

en este caso tiene un valor de :

$$J = 0.0821 \text{ Kg - m}^2$$

En la figura N° 65 (a) se muestra el diagrama de bloques que resulta a partir de las ecuaciones (4.20) y (4.22).

Mediante transformaciones sucesivas propias del álgebra de diagramas de bloques, se ha simplificado el diagrama (a) hasta (e) en la figura N° 65.

Así tenemos que (b) se obtiene eliminando el bloque de realimentación (5) y desplazando el punto de suma (3) delante del bloque (2).

De manera análoga la expresión final del diagrama de bloques figura N° 65 (e) se obtiene desplazando el punto (4) de la figura N° 65 (b) delante del bloque $1/R_a$.

De la figura N° 65 (e) podemos observar que se define :

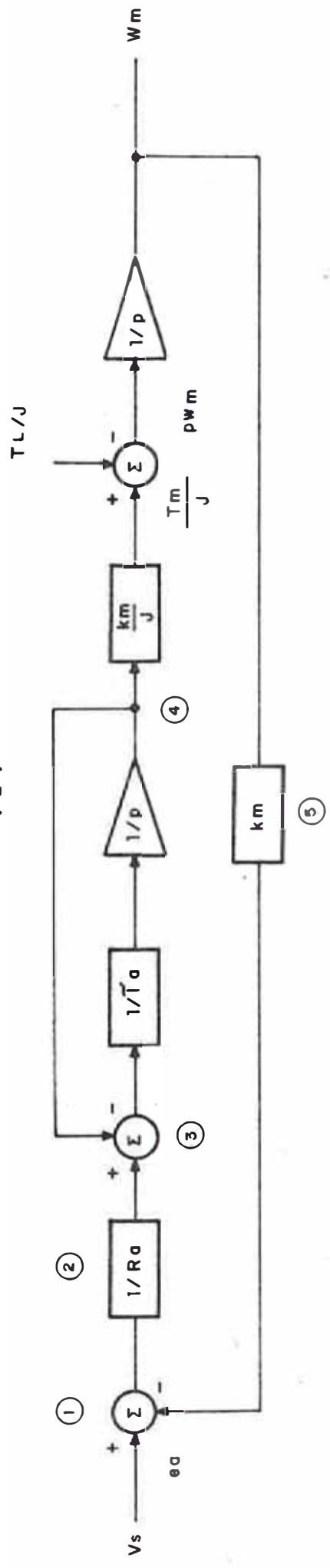
$$\tilde{T}_m = \frac{J R_a}{K_m^2}$$

donde : $\tilde{T}_m = \text{Constante de tiempo inercial.}$

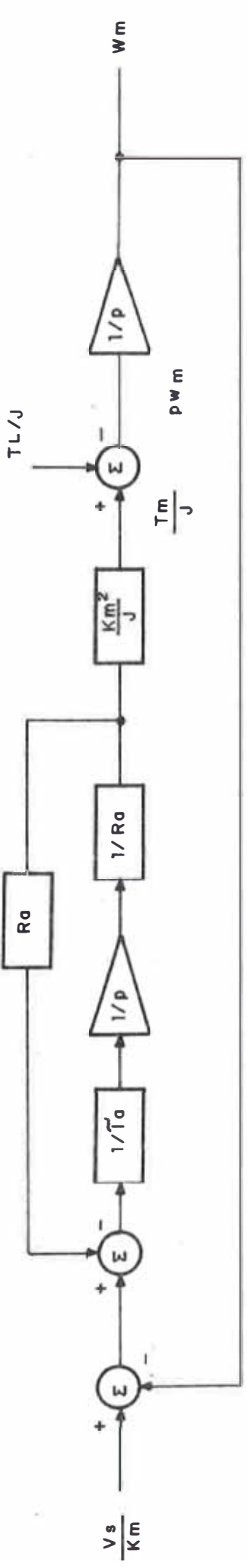
Dentro del análisis del conjunto a veces se asume que el torque de carga (T_L) es proporcional a la velocidad, o sea que:

$$\begin{aligned} T_L &= B \omega_m \\ \frac{T_L}{J} &= \frac{B \omega_m}{J} \end{aligned} \quad (4.23)$$

(a)



(b)



(c)

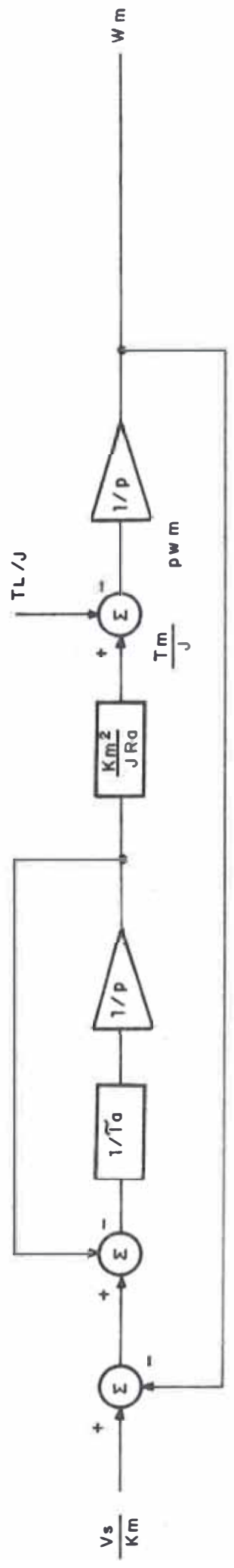


FIGURA N° 65 DIAGRAMA DE BLOQUES

donde "B" es la pendiente de la curva torque - velocidad en el punto - de operación al cual funciona el motor y puede asumirse constante para pequeños cambios.

El parámetro $J = \frac{\tau_L}{B}$ es la constante de tiempo de la carga, la cual expresa la relación a la cual el motor gira cuando la armadura está en circuito abierto, y B/J es el correspondiente factor de amortiguamiento. Dicho factor varía en amplio rango desde vacío a plena carga pero su efecto no es determinante dentro del comportamiento integral del motor.

El comportamiento dinámico de la máquina se encuentra dentro del denominado sistema de segundo orden, cuya ecuación característica es de la forma :

$$s^2 + 2 \alpha s + W_n^2 = 0$$

en donde la frecuencia natural W_n viene expresada por :

$$W_n = \sqrt{\frac{1}{\tau_a} \left(\frac{1}{\tau_m} + \frac{B}{J} \right)} \quad (4.24)$$

el factor de amortiguamiento (α) es :

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_a} + \frac{B}{J} \right) \quad (4.25)$$

y la razón de amortiguamiento (f) es :

$$f = \frac{\alpha}{W_n} \quad (4.26)$$

Considerando que la carga mecánica influye muy poco sobre W_n y α , despreciamos el término B/J en las ecuaciones (4.24) y (4.25), obtenemos las expresiones finales de dichas ecuaciones

$$W_n = \sqrt{\frac{1}{\tau_a \tau_m}} \quad (4.27)$$

$$\alpha = \frac{1}{2\tau_a} \quad (4.28)$$

$$\beta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tau_m}{\tau_a}} \quad (4.29)$$

Las soluciones de un sistema de segundo orden frente a una función escalón de entrada y condiciones iniciales en reposo, se muestran en la figura N° 66 de una forma normalizada como una familia de curvas.

Ahora procedemos a calcular los parámetros que nos permitan evaluar el comportamiento dinámico del motor.

De las características de excitación de la figura N° 63 y de acuerdo a la ecuación (4.17) tenemos :

$$m = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_f} = \frac{15}{0.018}$$

$$m = 833.3$$

$$W_m = 3600 \text{ rpm} = 376.8 \text{ rad/seg}$$

luego :

$$K_f = 2.21 \frac{\text{Volt} - \text{seg}}{\text{Amp} - \text{rad}}$$

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{0.026}{1.76}$$

$$\tau_a = 0.015 \text{ seg.}$$

De acuerdo al manual de operación de la máquina la corriente de campo máxima (I_f) es 2.01A

Lo que se pretende con este análisis es definir un - rango de valores de I_f , de tal forma que garanticen un comportamiento adecuado de la máquina. Por cálculos previos se ha definido que para valores pequeños de I_f , hasta aproximadamente 0.70 A, la respuesta del sistema es sobreamortiguada con $\zeta > 1.0$, lo cual no es conveniente ya que la respuesta es demasiado lenta para su estabilización. Tampoco es conveniente obtener respuestas subamortiguadas con valores de $\zeta < 0.5$ ya que el "overshoot" de la oscilación es elevado.

Haciendo una evaluación más detallada, se puede - apreciar en el cuadro que se muestra a continuación, que el rango más adecuado de trabajo es el correspondiente a :

$$0.88 \leq I_f \leq 1.2$$

para

$$0.80 \leq \zeta \leq 0.58$$

definiéndose que para :

$$I_f = 1.00 \text{ A}$$

$$\zeta = 0.69$$

se obtiene la respuesta más adecuada.

Por lo tanto es recomendable trabajar con este valor de excitación para las experiencias que se ejecuten posteriormente.

I_f	0.88	0.90	0.95	1.00	1.1	1.2
K_m	1.94	1.99	2.1	2.21	2.43	2.65
ω_n	41.8	42.9	45.5	47.9	52.6	57.7
ζ	0.80	0.77	0.73	0.69	0.63	0.58

CURVAS NORMALIZADAS DE LA RAZON
DE AMORTIGUAMIENTO.

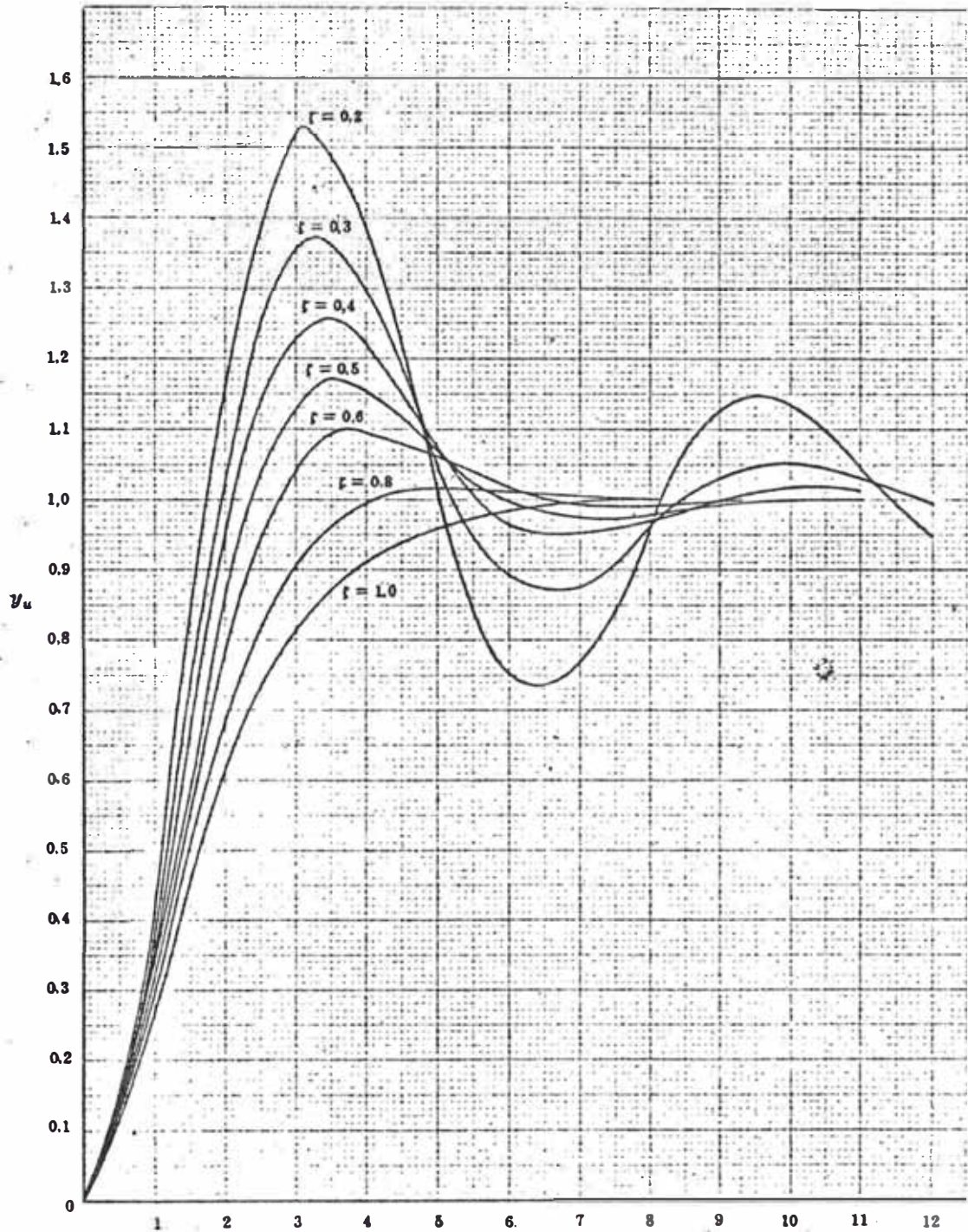


FIGURA N° 66

CAPITULO V

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Finalmente a manera de conclusiones se citarán algunos aspectos técnicos cuya presencia ha merecido la atención durante la elaboración de las diferentes etapas que conforman el presente trabajo.

5.1 Como se precisó en la Introducción, el diseño original del equipo rectificador era del tipo puente trifásico de media onda, por los motivos expuestos al comienzo, se decidió adoptar el mismo tipo de rectificador.

Cabe anotar que este tipo de rectificador no representa un óptimo desde el punto de vista industrial y ciertos autores lo consideran poco práctico ya que la producción de armónicos de corriente puede ser apreciable.

Considerando que la finalidad de este equipo es servir de guía en la enseñanza de cursos de la especialidad, esto compensa la desventaja anteriormente mencionada.

5.2 En lo que respecta a la capacidad nominal de corriente de los tiristores hay un aspecto que es necesario resaltar, y es en lo referente al sobredimensionamiento que poseen dichos dispositivos. Es decir por un lado la capacidad de conducción es demasiado holgada respecto a las condiciones nominales de trabajo y por otro lado las capacidades transitorias de tensión impuestas por el sistema caen ajustadamente dentro de los límites máximos de trabajo de los tiristores.

Todo ello nos lleva a afirmar que para lograr un diseño óptimo - es preciso que la relación de tiristores conlleve a una solución de compromiso entre los valores nominales de corriente y las capacidades de soportar

los transitorios de tensión del sistema, dicho en otras palabras es necesario evitar el sobredimensionamiento de uno u otro parámetro ya que puede influir decisivamente en el costo del equipo.

Lamentablemente las restricciones del mercado de semiconductores de esa época no permitieron llegar a una solución acorde con lo expuesto anteriormente.

5.3 Con respecto a la tensión nominal de rectificación es necesario anotar lo siguiente :

La presencia original de una válvula de Mercurio como dispositivo de rectificación, implicaba asumir que existe una caída de tensión apreciable en el mismo, la cual estaba en función de factores tales como : forma geométrica del espacio interelectródico, de la magnitud de la corriente de carga, densidad del vapor de mercurio en la válvula etc.

Dicha caída de tensión es normal que pueda alcanzar valores de alrededor de 30 V, dependiendo de la capacidad del rectificador.

Para tal efecto el diseño original contempla que el transformador de entrada suministre una tensión secundaria que compense la caída de tensión prevista a producirse en la válvula.

Al abordar el presente trabajo y cambiar la válvula de mercurio por tiristores, las condiciones de caída de tensión variaron notablemente, ya que como se sabe la caída de tensión en tiristores es alrededor de 1 Voltio, es por ésta razón que para valores de máxima conducción o sea con ángulo de disparo de 70° se obtienen valores de tensión elevados - de alrededor de 270 V.

Esta situación ha creado ciertos problemas en las pruebas ejecutadas, - especialmente en lo que concierne al control de velocidad de un motor

de corriente continua, ya que como se sabe los valores nominales de tensión normalizados llegan a un máximo de 240 V.

Por esta razón sería recomendable acoplar un sistema de resistencias en los bornes de salida del rectificador de tal forma que se puedan ajustar los valores deseados, especialmente para ángulos de 30° hasta 50°.

5.4 En lo que concierne al circuito de Control, se ha procurado di señarlo de tal forma que su concepción sea sencilla, ello ha implicado - que el ajuste sea manual por medio de potenciómetros, tanto para la pen diente de la rampa como para el desplazamiento del ángulo de disparo.

Este modo de operación si bien es cierto presenta algunas difi- cultades especialmente para definir el ángulo de disparo ya que siempre - deberá disponerse de un osciloscopio para ejecutar dicha operación, apar- te de la inexactitud intrínseca que tiene para lograr los valores deseados, ello no incide de manera determinante en la ejecución de las demostracio nes a que sea sometido el equipo, si se tiene en cuenta que la finalidad es antes que nada de orden pedagógico.

5.5 Otro aspecto de importancia que conviene mencionar es en lo referente a la experiencia del control de velocidad de un motor.

Tal como se señala en el Capítulo IV, dicha prueba se ejecutó en la Máquina Generalizada MAWDSLEY'S, dicha máquina en lo que res- pecta al motor, no posee interpolos y los devanados de compensación no son suficientes para atenuar la reacción de armadura cuando trabaja como motor de corriente continua. Tal como puede apreciarse en los resultados de dicha prueba la no adecuada presencia de dichos elementos de compenen

sación, origina cierta distorsión para valores extremos, razón por la cual sería conveniente que el Laboratorio de Electricidad implemente una máquina provista de los elementos necesarios de compensación necesarios, pudiendo ser de preferencia desconectables, a fin de que en la ejecución de la mencionada prueba se pueda observar la incidencia de dichos elementos en los resultados.

5.6 Uno de los mayores problemas que se han afrontado en la ejecución de las experiencias del rectificador ha sido la escasez de equipos de medición debidamente contrastados que posee el Laboratorio así como de elementos pasivos tales como resistencias, aunque es justo reconocer que ello se vió compensado en gran parte por la valiosa colaboración prestada por el Personal Técnico del Laboratorio, quienes no escatimaron esfuerzos para salvar problemas de equipo que se presentaban, a ellos se les está profundamente reconocidos.

Lo ideal hubiera sido efectuar el conjunto de experiencias con los mismos equipos, lamentablemente el tiempo y las lógicas necesidades diarias del Laboratorio lo impidieron.

5.7 Finalmente para terminar quisiera decir que este trabajo constituye un modesto y sencillo aporte a nuestra Alma Mater y especial al Laboratorio de Electricidad de la UNI, ya que se ha logrado rehabilitar un equipo que deseo sea de suma utilidad a las generaciones de futuros ingenieros que pasen por nuestra Universidad de la cual recibimos tanto y a quien damos muy poco en retribución.

De cumplirse : aunque sea en parte la finalidad de este aporte, me sentiré sumamente satisfecho.

BIBLIOGRAFIA

Electronique Des Impulsions.

Tome I. G. METZER y J. P. VABRE.

MASSON y Cia. EDITEURS.

Electrónica Integrada.

J. MILLMAN - CH. HALKIAS.

Editorial : HISPANO - EUROPEA.

Ingeniería Electrónica.

J. RYDER.

Editorial : Mc GRAW - HILL.

Manual de Transistores, Tiristores. y Diodos - RCA.

Manual de Tiristores - PHILIPS.

Manual de Tiristores - GENERAL ELECTRIC.

Manual de Tiristores - INTERNATIONAL RECTIFIER.

Electric Machinery.

A. E. FITZGERALD - CH. KINGS LEY - A. KUSKO.

Editorial : Mc GRAW - HILL

Retroalimentación y Sistemas de Control.

DISTEFANO III - STUBBERUD - WILLIAMS.

Colección : SCHAUM - Mc GRAW - HILL.

Solid State DC Motor Drives.

A. KUSKO

MIT - PRESS - CAMBRIDGE, MASS 1969.

Control de Máquinas Eléctricas.

KOSOW - Ed. Reverté.

Handbook of Electrical Engineer.

PENDER DEL MAR.

Tiristores y Triacs.

H. LILEN - Ed. MARCOMBO S. A.