



**ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL**

**Facultad de Ingeniería Eléctrica**



“DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN SISTEMA DE  
REGULACION DE VOLTAJE DE GENERADORES  
SINCRONOS PARA USO DEL LABORATORIO DE  
CONTROLES INDUSTRIALES ELECTRONICOS”

**TESIS DE GRADO**

Previa a la obtención del Título de:  
**INGENIERO EN ELECTRICIDAD**

Especialización: **ELECTRONICA**

Presentada por:

**Daniel Enrique Campoverde Cárdenas**

Guayaquil - Ecuador

1989

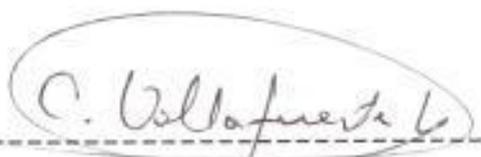
## AGRADECIMIENTO

AL ING. ALBERTO LARCO G.:  
DIRECTOR DE TESIS, QUIEN  
CON SU GRAN AYUDA PERMITIO  
QUE ESTE TRABAJO SE CULMI-  
NE.

AL ING. HERNAN GUTIERREZ V.,  
POR SU GRAN COLABORACION.

## D E D I C A T O R I A

- A MI MADRE:  
QUIEN ES LA LUZ Y GUIA DE MI  
VIDA.
  
- A MI HERMANO:  
POR SU COMPRESION.



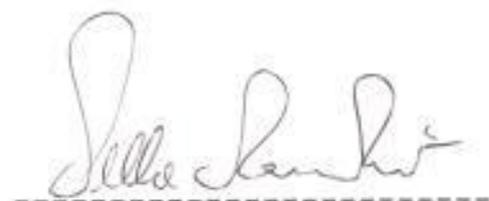
ING. CARLOS VILLAFUERTE  
SUB-DECANO DE LA FACULTAD  
INGENIERIA ELECTRICA.



ING. ALBERTO LARCO GOMEZ  
DIRECTOR DE TESIS



ING. EDGAR IZQUIERDO  
MIEMBRO DEL TRIBUNAL



ING. HUGO VILLAVICENCIO  
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

DECLARACION EXPRESA

"LA RESPONSABILIDAD POR LOS HECHOS, IDEAS Y DOCTRINAS EXPUESTOS EN ESTA TESIS, ME CORRESPONDEN EXCLUSIVAMENTE; Y, EL PATRIMONIO INTELECTUAL DE LA MISMA, A LA ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(REGLAMENTO DE EXAMENES Y TITULOS PROFESIONALES DE LA ESPOL).

  
DANIEL ENRIQUE CANTOVERDE CARDENAS

## R E S U M E N

En las industrias donde se usan generadores de voltaje de alta potencia, al introducir carga en las líneas del generador, la magnitud y frecuencia del voltaje generado disminuyen, motivo por el cual es necesario de ajustes manuales para mantener la magnitud y frecuencia del voltaje generado en su nivel de régimen.

En el presente trabajo se describe el diseño, la construcción y pruebas de un regulador automático de la magnitud del voltaje generado por generadores de alta potencia, que soporten una corriente de campo menor a 10A ya que el regulador prototipo tiene una corriente máxima de salida de 10A, y un voltaje de salida en un rango aproximado de 65 V., hasta 170 V.

Con el regulador automático de la magnitud del voltaje generado diseñado en esta tesis con el regulador automático de velocidad del equipo "Mawdsley's" se mantiene en su nivel de régimen la magnitud y frecuencia del voltaje 3 $\phi$  generado por la máquina universal "Hampden" cuando trabaja, como generador 3 $\phi$  sincrónico.

En el desarrollo de esta tesis se presenta el diseño del regulador prototipo en nueve capítulos, los mismos que tratan de los siguientes circuitos:

- a) El circuito de fuerza, compuesto de un puente rectificador 3 $\phi$  semicontrolado, y de un circuito de filtro que sirve para que el voltaje de salida del regulador prototipo tenga un nivel DC puro, y no produzca señales armónicas, en el voltaje 3 $\phi$  alterno generado.
- b) El circuito de realimentación compuesto de controles proporcionales integrales que controlan el voltaje de referencia con el voltaje generado, produciendo una señal de error si estos dos voltajes no son similares; y,
- c) El circuito de disparo de los tiristores que genera los pulsos para el disparo de manera secuencial de los tiristores del circuito de fuerza, permitiendo mantener la magnitud del voltaje generado en su nivel de régimen.

El equipo fue probado con diversos tipos de carga, de mostrando con los resultados obtenidos, la verdadera ca

pacidad del sistema. Los detalles propios de la construcción, las características y las pruebas del regulador - prototipo pueden ser observados en las figuras del Anexo N° 4 y de las fotos del Anexo N° 7, que se adjuntan a esta tesis.

INDICE      GENERAL

	<u>Pags.</u>
RESUMEN -----	VI
INDICE GENERAL -----	IX
INDICE DE FIGURAS -----	XIII
INDICE DE TABLAS -----	XV
INDICE DE FOTOS -----	XVII
INTRODUCCION -----	24
CAPITULO I	
OBJETIVOS Y GENERALIDADES -----	28
1.1. OBJETIVOS -----	28
1.2. GENERALIDADES -----	29
CAPITULO II	
ANALISIS TEORICO DEL REGULADOR DE VOLTAJE -----	34
2.1. PRINCIPIOS DE OPERACION DEL REGULADOR -----	34
2.2. ANALISIS DE LA REGULACION -----	36
2.3. LIMITACIONES DEL REGULADOR -----	37
CAPITULO III	
ANALISIS DEL CIRCUITO DE FUERZA -----	40

3.1. DISEÑO DEL PUENTE TRIFASICO SEMICONTROLADO -----	40
3.2. CIRCUITO DE PROTECCION CONTRA $di/dt$ y $dv/dt$ -----	47
3.3. DIAGRAMA DEL CIRCUITO -----	54
3.4. FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL CIRCUITO DE FUERZA-----	59

## CAPITULO IV

ANALISIS DEL CIRCUITO DE CONTROL -----	64
4.1. ESTUDIO DEL CIRCUITO DE CONTROL -----	64
4.2. DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR TRIFASICO CON TRES MONOFASICOS---	88
4.3. DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO -----	92

## CAPITULO V

ANALISIS DEL CIRCUITO DE REALIMENTACION -----	98
5.1. INTRODUCCION -----	98
5.2. DISEÑO DE DOS TRANSFORMADORES REDUCTORES PARA RECTIFICAR EL VOLTAJE DE LINEA -----	100
5.3. DISEÑO DEL LAZO DE REALIMENTACION DE VOLTAJE -----	102
5.4. JUSTIFICACION DEL USO DE CONTROLADORES PROPORCIONALES <u>IN</u> TEGRALES -----	105
5.5. ESTUDIO Y COMPORTAMIENTO DEL LAZO DE VOLTAJE -----	109
5.6. DISEÑO DEL LAZO DE REALIMENTACION DE CORRIENTE -----	113
5.7. ESTUDIO Y COMPORTAMIENTO DEL LAZO DE CORRIENTE -----	118
5.8. CIRCUITO DE AJUSTE DE REALIMENTACION CON EL CIRCUITO DE DISPARO -----	121
5.9. DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE REALIMENTACION -----	125
5.10.FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL CIRCUITO DE REALIMENTACION---	127

## CAPITULO VI

CONEXIONES DEL REGULADOR DE VOLTAJE CON EL GRUPO MOTOR GENERADOR -----	135
6.1. CONEXION DEL MOTOR -----	135
6.2. DIAGRAMA DE LA CONEXION DEL MOTOR -----	139
6.3. CONEXION CON EL GENERADOR -----	139
6.4. DIAGRAMA DE LA CONEXION DEL GENERADOR -----	142

## CAPITULO VII

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL REGULADOR -----	145
7.1. DIAGRAMA DE BLOQUES COMPLETO DEL REGULADOR -----	145
7.2. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA -----	149

## CAPITULO VIII

PRUEBAS DEL REGULADOR PROTOTIPO -----	154
8.1. CARACTERISTICAS DE LAZO CERRADO -----	154

## CAPITULO IX

DETALLES DEL DISEÑO -----	158
9.1. DIAGRAMA GENERAL DEL REGULADOR DE VOLTAJE -----	158
9.2. ARTE POSITIVO DEL CIRCUITO -----	160
9.3. DIAGRAMA DE POSICION -----	161
9.4. ANALISIS DE COSTOS -----	162
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES -----	165

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

Los generadores de la máquina universal Hampden son regulados en forma manual tanto en su voltaje de salida como en la velocidad del grupo motor - generador. Ya que tenemos conocimiento que al variar la carga de un generador sincro no pueden ocurrir dos casos:

1. Al aumentar carga en la línea del generador, la magnitud del voltaje de línea disminuye y la velocidad del grupo motor - generador disminuye, por consiguiente la frecuencia del voltaje de salida disminuye.
2. Al disminuir carga en la línea del generador, la magnitud del voltaje de línea aumenta y la velocidad del grupo motor - generador aumenta, por consiguiente la frecuencia del voltaje de salida aumenta.

En el presente trabajo el prototipo de regulador de voltaje que se diseña estabiliza solamente la magnitud del voltaje de salida del generador y no se tiene ningún tipo de regulación para la velocidad del grupo motor - generador.

El aumento o disminución de la magnitud del voltaje de salida de un generador sincrónico se obtiene variando el flujo del campo del generador, mediante la variación de la corriente que circula por las bobinas del campo del generador, y a su vez para variar la corriente, tenemos que variar el voltaje entre los terminales de la bobina de campo del generador y este voltaje se lo obtiene desde un puente rectificador controlado de voltaje alterno a voltaje continuo.

El puente rectificador que se usa en este prototipo de regulador, es un puente rectificador trifásico semicontrolado, que consiste de tres tiristores y tres diodos, el motivo por el que se usa este tipo de puente es porque el prototipo de regulador que se diseña regula voltajes de salida de generadores de alta potencia, porque estos generadores se usan en la industria, los generadores de alta potencia requieren de corrientes de campo grandes, el regulador prototipo diseñado da corrientes de campo de hasta 10 A.

El regulador prototipo que se diseñó se lo usa para regular el voltaje de salida de la máquina universal Hampden, cuando a esta se la usa como generador, la máxima corriente de campo de esta máquina es de 10 A., a pesar que el generador es de poca potencia, sin embargo la corriente -

de campo máxima es grande, el motivo es que se trata de una máquina universal y las bobinas de campo son usadas para otro propósito.

El circuito de disparo que va a generar los pulsos que le llegan a las puertas de los tiristores que conforman el puente rectificador trifásico semicontrolado va a ser controlado por el circuito de realimentación. Este circuito consiste de controladores proporcionales - integrales, y tienen dos lazos de realimentación, un lazo externo que sensa el voltaje de salida del generador para controlar si este ha aumentado o disminuído, y un lazo interno que sensa la corriente de campo, este lazo sirve para que la respuesta del sistema sea más rápida, y por tratarse de un lazo interno sirve como protección de la corriente de campo máxima.

El regulador prototipo cumple la condición de autogeneración, la misma que consiste de alimentar inicialmente el campo del generador con un grupo de baterías que dan un voltaje continuo de 36 voltios, y con este voltaje de campo se tiene un voltaje aproximado a la salida del generador de 60 voltios RMS, el que entra al regulador prototipo, el mismo que da una salida de voltaje continuo de acuerdo al potenciómetro de referencia en el circuito de realimentación, si este voltaje DC es mayor que el volta-

je de 36 voltios de las baterías, se produce un cambio de conducción en los diodos que sirven para poner la señal - de mayor magnitud entre la salida DC del regulador y el voltaje DC del grupo de baterías en el campo del generador y como en este caso la señal de mayor magnitud es la del regulador prototipo, esta es la que alimenta el campo del generador produciéndose la condición de autogeneración. Si el voltaje de salida DC del regulador prototipo es menor que el de las baterías es necesario mover el potenciómetro de referencia hacia un mayor voltaje de salida del regulador para que así se cumpla la condición de autogeneración.

En resumen la autogeneración consiste en tomar el voltaje trifásico de salida del generador el mismo que ha sido obtenido debido a la excitación del campo del generador al inicio con un grupo de baterías para alimentar al regulador prototipo, del que a su vez se obtiene un voltaje DC para excitar el campo del generador y producir el voltaje trifásico a la salida del generador.

## C A P I T U L O I

### OBJETIVOS Y GENERALIDADES

#### 1.1. OBJETIVOS

El presente trabajo comprende el diseño y construcción de un sistema automático de regulación del voltaje de salida de generadores sincrónicos para la utilización en el laboratorio de Controles Industriales Electrónicos.

Los objetivos dados en el presente trabajo en lo que respecta a las características del regulador son las siguientes:

- a. El regulador prototipo tiene como voltaje nominal - 120 voltios pero es capaz de regular en un rango de 110 V. a 190 V.
- b. El voltaje regulado debe mantenerse dentro del rango de más o menos uno por ciento (1%), mientras la velocidad del grupo motor - generador permanece -

constante y la corriente de carga varía.

- c. El regulador prototipo debe trabajar en la condición de autogeneración, es decir que el voltaje de entrada al regulador prototipo se la toma del voltaje de salida del regulador.

## 1.2. GENERALIDADES

La máquina del laboratorio de Controles Industriales Electrónicos de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Escuela Superior Politécnica del Litoral, al ser usada como generador tiene las siguientes características de placa:

Volt.....	220 voltios
Amp. -----	5.25 Amp. en los devanados del estator.
Amp. -----	10 Amp. en los devanados del rotor.
Capac. del generador-----	2 KVA
RPM -----	3600
Temp. de operación-----	40°C.
Frecuencia -----	60 Hz.

El motor DC, es un motor SHUNT, de corriente continua cuyas características de placa son las siguientes:

Volt -----	110 V.
Amp. -----	27,2 A en los devanados de la armadura.
Amp. -----	2 A., en los devanados del campo.
HP -----	3
RPM -----	3600
Temp. de operación-----	40°C.

El motor DC que constituye el primo-motor del alternador tiene su control mediante un reostato, que aumenta o disminuye la resistencia que va en serie con el campo del motor, para que la corriente que circula por el campo del motor, aumenta o disminuye, y así poder controlar la velocidad del grupo motor - generador, por tanto se controla la frecuencia del generador. Este reostato tiene una perilla que es operada manualmente desde fuera de la máquina universal Hampden.

Una vez en operación el alternador se lo calibra manualmente para que funcione a su voltaje y velocidad de regimen con el reostato que va en serie con el

campo del generador que aumenta o disminuye su resistencia, para aumentar o disminuir la corriente de campo del generador  $3\phi$  y de esta forma variar el voltaje a la salida del generador  $3\phi$ . Con el reostato que va en serie con el campo del motor, que aumenta o disminuye su resistencia para regular la velocidad del primo motor y por consiguiente la frecuencia del alternador.

A medida que se le aumenta la carga al alternador, el voltaje de salida del generador y la velocidad del grupo Motor Generador disminuye, por lo que es necesario regularlos manualmente aumentando el voltaje de campo del generador y corrigiendo la velocidad del primo - motor, para mantener las características de régimen:

Para una idea más clara de lo que acontece con el voltaje y la velocidad del grupo motor - generador, una vez que se incrementa la carga se han elaborado en el Anexo 4, las figuras números 1 y 2, en base a las tablas números 1 y 2, del Anexo 3, que se obtuvieron con datos experimentales en el laboratorio.

La figura N° 1 del Anexo 4, muestra la variación del voltaje de salida del generador cuando se incrementa

la carga manteniendo la velocidad del grupo motor generador constante sin regulación de voltaje.

La figura N° 2, del Anexo 4, muestra la variación de la velocidad del grupo motor - generador en términos de la frecuencia cuando se aumenta la carga manteniendo el voltaje de salida del generador constante, sin regulación de la velocidad del grupo motor-generador.

De lo expuesto anteriormente se concluye que al aumentar o disminuir la carga de los generadores hay que regular manualmente tanto el voltaje de salida - del generador como la velocidad del grupo motor-generador para mantener su característica de régimen.

El problema que se plantea es diseñar y construir un aparato compuesto fundamentalmente de elementos estáticos que regulen automáticamente el voltaje de salida de un generador a medida que se incrementa o disminuye la carga y otro de características similares que regule automáticamente la velocidad del grupo motor - generador.

El motivo de esta tesis es diseñar y construir un regulador de voltaje que regule automáticamente -

la magnitud del voltaje de salida del generador, y para mantener la velocidad del grupo motor - generador constante se usa el regulador de velocidad de la máquina MAWDSLEY'S.

## C A P I T U L O     I I

### ANALISIS TEORICO DEL REGULADOR DE VOLTAJE

#### 2.1. PRINCIPIOS DE OPERACION DEL REGULADOR

Una vez conocido el comportamiento y el manejo del generador al cual se le va a adaptar el regulador prototipo, el mismo que va a corregir automáticamente la magnitud del voltaje de salida del generador en el caso de que se aumente o disminuya por efectos de aumentar o disminuir la corriente de carga en la salida del generador, se procede a analizar el regulador prototipo.

Cuando el voltaje de salida del generador disminuye, el circuito de realimentación del regulador prototipo sensa el error y hace que el voltaje de salida del regulador prototipo que controla el campo del generador aumente. En consecuencia se incrementa el voltaje de línea del generador hasta que el error sea cero.

Cuando el voltaje de salida del generador aumenta, el

voltaje de salida del regulador prototipo disminuye hasta que el voltaje de línea del generador haya sido igual al anterior, teniendo un error de estado estacionario igual a cero.

Cuando nosotros queremos aumentar o disminuir el voltaje de línea del generador lo podemos hacer mediante el regulador, el mismo que tiene un potenciómetro que controla el voltaje de referencia.

El regulador en la condición de autogeneración debe tener un voltaje trifásico de entrada de 50 voltios efectivo ya que este es el voltaje mínimo para que el diodo Zener que se encuentra en el circuito de sincronismo y disparo conduzca. El diodo Zener recorta todas las señales de entrada al regulador prototipo mayores a 50 voltios efectivo, las que varían cuando se aumentan o disminuyen carga. Este diodo zener polariza al transistor y al UJT del circuito de disparo, en el anexo 1, se diseña el diodo zener de 27.7 voltios y 27.7 vatios ya que este dispositivo no se lo encuentra en el mercado y además es costoso, para el diseño se usa un zener de 27 voltios, 1 vatio y el transistor SK3041.

## 2.2. ANALISIS DE LA REGULACION

La mejor manera de determinar la regulación de voltaje consiste en cargar una máquina a corriente y voltaje nominales y a factor de potencia especificado. Al retirarse la carga sin cambiar la corriente de campo, se mide el voltaje de circuito abierto  $E_o$ .

Expresando la regulación de la tensión como una fórmula<sup>(1)</sup> tenemos:

$$\%RT = 100(E_o - V_n)/V_n \quad (2.1)$$

en donde:

$\%RT$  : regulación de la tensión en porcentaje

$E_o$  : la tensión en vacío

$V_n$  : la tensión nominal con carga

Este método puede ser adecuado para máquinas pequeñas pero resulta impráctico para alternadores de potencias nominales grandes.

Los métodos aprobados por la Norma 115 del IEEE para determinar la regulación de voltaje, requieren de

## 2.2. ANALISIS DE LA REGULACION

La mejor manera de determinar la regulación de voltaje consiste en cargar una máquina a corriente y voltaje nominales y a factor de potencia especificado. Al retirarse la carga sin cambiar la corriente de campo, se mide el voltaje de circuito abierto  $E_o$ .

Expresando la regulación de la tensión como una fórmula<sup>(1)</sup> tenemos:

$$\%RT = 100(E_o - V_n)/V_n \quad (2.1)$$

en donde:

$\%RT$  : regulación de la tensión en porcentaje

$E_o$  : la tensión en vacío

$V_n$  : la tensión nominal con carga

Este método puede ser adecuado para máquinas pequeñas pero resulta impráctico para alternadores de potencias nominales grandes.

Los métodos aprobados por la Norma 115 del IEEE para determinar la regulación de voltaje, requieren de

pruebas y cálculos que debido a los equipos que se requieren y a su complejidad, están más allá del alcance de esta tesis.<sup>(1)</sup>

La regulación de la tensión aumenta con el aumento de la corriente de carga y con el aumento del factor de potencia atrasado. Para cargas capacitivas la regulación de la tensión puede ser negativa.

Los factores que entran en la determinación de la regulación de un generador son la reacción del inducido, la impedancia de dispersión del inducido y la variación en la dispersión de campo que acompaña a las variaciones de la excitación.

Es conveniente tener un porcentaje de regulación lo más bajo posible, de manera que el voltaje de salida se mantenga constante a medida que se aumenta o disminuye la carga.

### 2.3. LIMITACIONES DEL REGULADOR

Analizando la fórmula para el voltaje efectivo para un devanado concentrado de paso completo compuesto por  $N$  bobinas en función de la velocidad del grupo motor-ge-

generador<sup>(1)</sup>

$$E = 0,037N\phi_m KSP \quad (2.2)$$

Donde:

- E : voltaje efectivo generado
- N : número total de vueltas de las bobinas conectadas en serie por fase.
- $\phi_m$  : flujo máximo a través de una espira.
- K : factor para incluir el paso y la distribución de las bobinas.
- S : RPM del grupo motor - generador
- P : número de polos de la máquina.

El voltaje E generado en los terminales de las bobinas depende de dos parámetros variables, la velocidad S -- del motor - generador y el flujo  $\phi_m$ , el voltaje E generado se va a afectar al variar la carga ya que la velocidad va a modificarse, y el regulador prototipo no tiene regulación de la velocidad del grupo motor - generador, por tanto se usa un regulador de velocidad externo, este regulador de velocidad se lo usa del equipo MAWDSLEY'S que se encuentra en el laboratorio de -

Controles Industriales Electrónicos, y el flujo  $\phi_m$  compensa el aumento o disminución del voltaje generado debido a la variación de carga ya que el regulador prototipo de voltaje aumenta o disminuye el flujo según sea la necesidad.

En la salida del puente rectificador trifásico semi controlado existe un filtro LC que sirve para filtrar la señal del puente rectificador dándonos un voltaje DC, el que varía en un rango de 74 voltios hasta 167 voltios DC, por tanto si al aumentar carga a la salida del generador, para mantener el voltaje de regimen se requiere un voltaje mayor a 167 voltios DC de tal forma que aumente la corriente de campo, esto no se va a lograr por tanto hay una disminución de voltaje en la salida del generador, y el regulador nos va a dar un voltaje de salida de 167 voltios DC. Lo mismo sucede si se disminuye y se necesita un voltaje menor a 74 voltios para mantener el voltaje de regimen del generador; esto tampoco se va a lograr, por tanto hay un aumento de voltaje en la salida del generador, y el regulador prototipo nos va a dar un voltaje de salida de 74 voltios DC.

## C A P I T U L O    I I I

### ANÁLISIS DEL CIRCUITO DE FUERZA

#### 3.1. DISEÑO DEL PUENTE TRIFÁSICO SEMICONTROLADO

La parte principal del circuito de fuerza es el puente rectificador que puede ser monofásico o trifásico. Para generadores de alta potencia se usan puentes rectificadores trifásicos, debido a que la potencia de salida en un sistema trifásico es mayor que en un sistema monofásico, y con esto se consigue que el campo del generador tenga un mayor promedio de corriente, como el regulador prototipo que se diseña va a trabajar con generadores de alta potencia se usa un puente rectificador trifásico. El voltaje de salida del puente rectificador trifásico debe ser controlado para que la corriente de campo del generador aumente o disminuya y así mantener la magnitud del voltaje de salida del generador, en su nivel de régimen.

El puente rectificador trifásico que se debe usar en

nuestro diseño va a ser escogido dentro de dos puentes rectificadores controlados que son usados con mayor frecuencia, uno es el puente rectificador trifásico semicontrolado que consiste de tres tiristores y tres diodos y necesita de un circuito de disparo que tenga tres pulsos de disparo totalmente independientes, es decir un pulso de disparo para cada tiristor, el segundo es el puente rectificador trifásico totalmente controlado que tiene seis tiristores y necesita de un circuito de disparo que tenga seis pulsos de disparo totalmente independientes, y así mismo un pulso de disparo para cada tiristor.

El puente rectificador trifásico semicontrolado trabaja como un rectificador de señales alternas a señales continuas, mientras que un puente rectificador trifásico totalmente controlado puede trabajar en dos modos, un modo es cuando la fuerza electromotriz del circuito de carga dá energía a la fuente trifásica alterna de entrada, es decir que el sistema está regenerándose, cuando el puente rectificador totalmente controlado trabaja en este modo se lo conoce como inversor, el segundo modo de trabajo es cuando realiza una operación intermedia entre la rectificación y la inversión, es decir que tanto la fuerza electromotriz -

del circuito de carga, como la fuente alterna trifásica estén dando energía a la resistencia del circuito de carga, en este modo el circuito de carga es un absorbedor de energía.

El puente rectificador trifásico totalmente controlado es más costoso que el puente rectificador trifásico semicontrolado, por que el primero usa más tiristores que el segundo, ya que un tiristor es más caro que un diodo y además tiene un circuito de disparo más complejo.

Como nuestro circuito parece de fuerza electromotriz, en el circuito de carga y no se requiere trabajar en el modo inversor, sólo se requiere que nuestro diseño sea en lo menos posible complejo y costoso, motivo por el cual para el circuito de fuerza del regulador prototipo se a escogido el puente rectificador trifásico semicontrolado.

Con el diseño del puente rectificador trifásico semicontrolado, se obtienen las características del tiristor como las del diodo, estas características son, la corriente directa promedio  $I_F(AV)$ , el máximo voltaje inverso que soportan  $V(PIV)$  y la potencia promedio de disipación  $P_D(AV)$ .

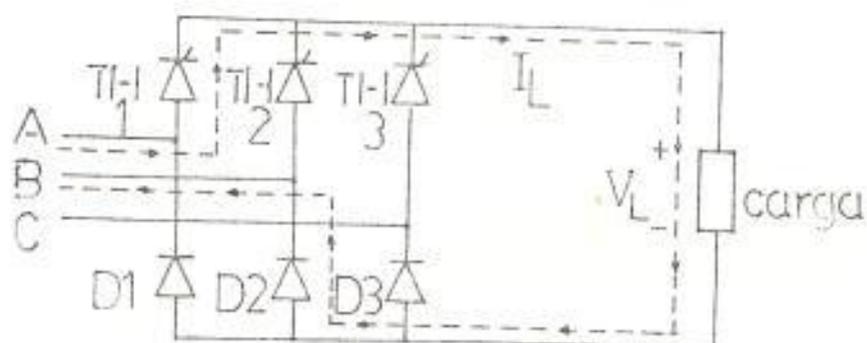


Figura N° 3.1. Puente rectificador trifásico semi-controlado.

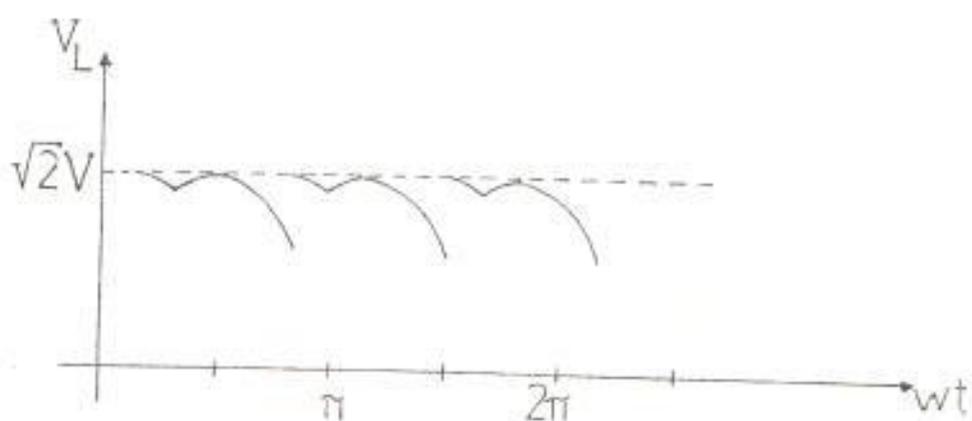


Figura N° 3.2. Forma de onda del voltaje a la salida del puente rectificador carga resistiva.

Analizando la figura N° 3.1., se ve que durante el

tiempo que el voltaje de línea AB es de mayor magnitud que los otros voltajes de línea, el voltaje AB maneja el campo del generador y en ella se indica el camino del flujo de corriente que circula por la línea A a través del tiristor TH1, y a través del diodo D2 hacia la línea B, observando las figuras Nos 3.2. y 3.3. se ve que el tiristor TH1 y el diodo D2 conducen la tercera parte de la corriente DC que circula por la carga  $I_{L(DC)}$ <sup>(2)</sup>, razón por lo cual:

$$\frac{I_{F(AV)}}{I_{L(DC)}} = \frac{1}{3} \quad (3.1)$$

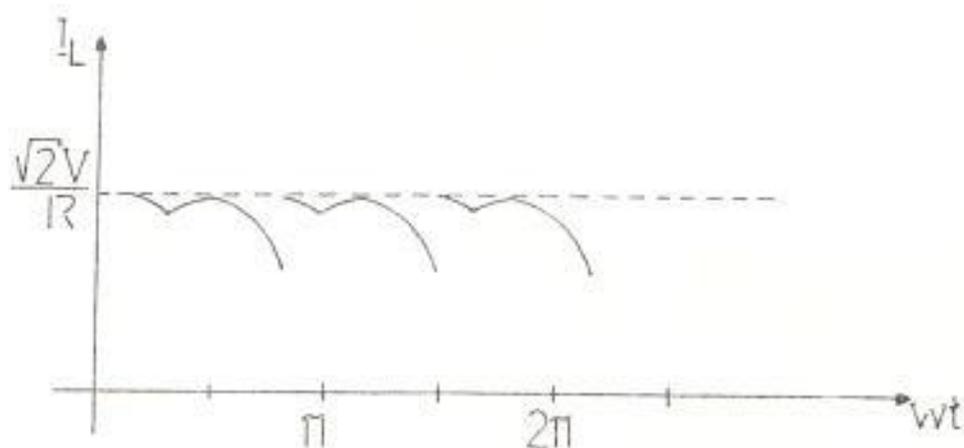


Figura N° 3.3.- Forma de onda de la corriente en la carga (carga resistiva).

De la ecuación (3.1), podemos encontrar la corriente

promedio directa  $I_F(AV)$  de los tiristores y de los diodos, sabiendo que la corriente máxima DC que soporta el campo del generador Hampden es de 10 A., pero que es limitada a 5,25 por el lazo interno de corriente debido a que las bobinas del estator según el dato de placa del generador soportan 5,25 A., y como el sistema está autogenerado no se puede exceder de 5,25 por que se produciría una falla de aislamiento en las bobinas del estator por sobrecalentamiento de las mismas. Pero existe la posibilidad que el prototipo del regulador se lo use con un generador que soporte una corriente mayor que los 10A., por tanto se considera como  $I_L(DC)$ , a la máxima corriente que soporta el campo del generador que es de 10 A. DC, tomando en consideración lo anterior tenemos que la corriente promedio directa  $I_F(AV)$ , tanto de los tiristores como de los diodos es de 3,33 A.

Para encontrar el máximo voltaje inverso  $V_{(PIV)}$  que soportan tanto los tiristores como los diodos se debe encontrar el máximo voltaje de entrada al puente rectificador que en la condición de autogeneración es el máximo voltaje de salida del generador. Para obtener el máximo voltaje de salida del generador es necesario sacar la carga y hacer circular la mayor corriente de

campo que puede brindar el regulador prototipo la misma que es de 5,25 A. Con 5,25 A, nos dá un voltaje máximo de salida aproximado de 150 voltios - efectivo, es decir de 212,13 voltios pico. Por tanto el máximo voltaje inverso  $V_{(PIV)}$  que soportan - tanto los tiristores como los diodos es de 212,13 - voltios.

Para calcular la potencia promedio  $P_{D(AV)}$  del tiristor como del diodo se desprecia la resistencia interna, y se asume que existe una caída de voltaje - en conducción de 0,7 voltios que multiplicada por la máxima corriente promedio directa  $I_{F(AV)}$ , dá una potencia promedio de 2,331 vatios.

En resumen las características de diseño del puente trifásico semicontrolado son:

$$I_{F(AV)} = 3,33 \text{ A}$$

$$V_{(PIV)} = 212,13 \text{ V}$$

$$P_{D(AV)} = 2,331 \text{ W.}$$

Como el regulador prototipo va a ser usado en las - prácticas del laboratorio de Controles Industriales

Electrónicos; el puente rectificador trifásico semi controlado debe ser sobredimensionado en sus características de diseño con la finalidad de evitar continuos daños del puente rectificador trifásico semicontrolado.

Los tiristores 10P25 y los diodos ECG 5924, se encontraron en el mercado.

Las características de estos elementos se encuentran en el Anexo 6.

Realizando una comparación entre los valores calculados y las características de los elementos se tiene que tanto los tiristores como los diodos sobrepasan a la corriente promedio calculada en el 800% aproximadamente, mientras que el voltaje inverso pico  $V_{PIV}$  del tiristor sobrepasa en el 14% aproximadamente, y del diodo en el 28 %, aproximadamente al valor calculado.

### 3.2. CIRCUITO DE PROTECCION CONTRA $di/dt$ y $dv/dt$

Los transientes de corriente ( $di/dt$ ) y de voltaje ( $dv/dt$ ), son generados en circuitos rectificadores controlados debido a la acción de disparo. El encendido de tiristores es acompañado por cambios de co

corriente que pueden destruir el tiristor y cambios de voltaje que pueden causar indeseados disparos de otros tiristores.

En el caso ideal cuando se apaga un tiristor la corriente del tiristor cae a cero, el tiristor se bloquea inmediatamente y previene la corriente inversa. En la práctica los tiristores no se bloquean inmediatamente porque existe carga remanente en las regiones de unión del tiristor debido al período de conducción directa, por lo tanto existe una corriente inversa que se incrementa y va hacia la fuente de voltaje o es absorbida por la recombinación de los electrones con los huecos en la unión del semiconductor, razón por lo cual, la resistencia interna empieza a aumentar rápidamente reduciendo la corriente inversa a cero, a este estado se lo conoce como la recuperación inversa del tiristor.

La abrupta interrupción de corriente durante la recuperación inversa del tiristor puede causar transientes de sobrevoltajes que pueden destruir los tiristores y puede causar excesivo  $dv/dt$  en otros tiristores.

Los circuitos Snubber hechos de inductores, resisto-

res y capacitores son comunmente usados para reducir el  $di/dt$ ,  $dv/dt$  y picos de sobrevoltaje a valores - que puedan soportar los tiristores.

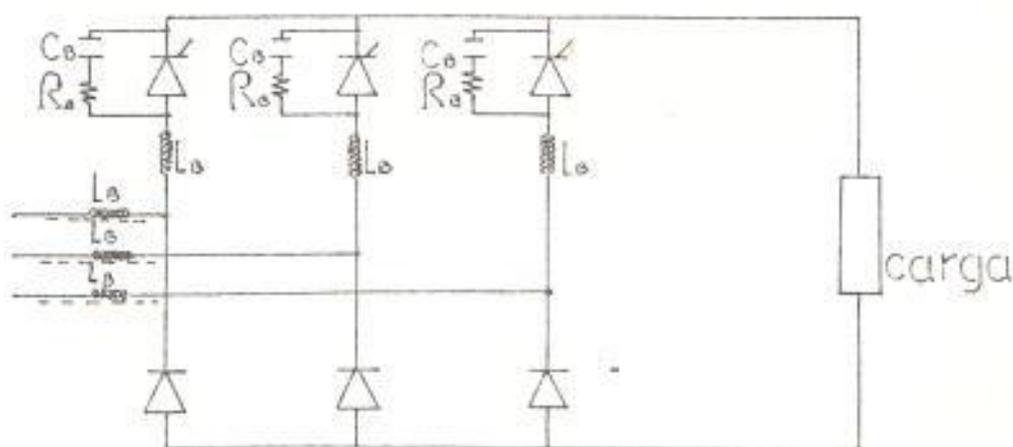


Figura N° 3.4.- Circuito Snubber en un puente rectificador trifásico semicontrolado.

En la figura N° 3.4., los inductores  $L_B$  sirven para dos propósitos:

1. Ellos limitan el  $di/dt$  cuando un tiristor es encendido.
2. En conjunción con el Snubber  $R_B C_B$ , ellos limitan el  $dv/dt$  generado por la recuperación inversa del tiristor.

En el caso de un rectificador semicontrolado o si el

convertidor no está diseñado para operar en el modo inversor, el control del  $dv/dt$  no es usualmente requerido y los inductores pueden ser colocados en las líneas AC, como se muestra en líneas entrecortadas, en vez de ir en serie con el tiristor, pero en el puente rectificador, solamente son necesarios 3 inductores.

El circuito  $R_B C_B$  sirve para dos propósitos:

1. Ellos suprimen los picos de vóltaje inverso generado por los inductores  $L_B$  durante la recuperación -inversa del tiristor.
2. En conjunción con los inductores  $L_B$  colocados en serie con los tiristores, ellos controlan el  $dv/dt$  que podría causar una segura prendida de un tiristor.

Para minimizar la disipación en los tiristores durante la recuperación inversa,  $R_B$  puede ser tan pequeño, como sea posible, sin embargo, el mínimo valor de  $R_B$  es dado por el pico máximo de descarga de corriente -de  $C_B$  que el tiristor puede soportar cuando él, es -prendido. Los fabricantes usualmente ponen un mínimo valor recomendado de  $R_B$ .

El peor  $di/dt$  ocurrirá cuando el voltaje rectificado esté en el máximo valor en el instante de prenderlo, esto ocurre cuando el ángulo de conducción es  $0^\circ$  y entonces (4).

$$\frac{V_p}{2(L_T + L_B)} \leq \frac{di}{dt} \quad (3.2)$$

Donde:

$V_p$  es  $\sqrt{2}$  veces el voltaje RMS de línea a línea  
 $L_T$  es la inductancia equivalente del transformador de entrada.

Calculando los valores de  $L_B$  otra vez, esta vez para limitar el  $dv/dt$  a los parámetros del tiristor que brinda el fabricante (4).

$$\frac{V_p \times R_B}{6 \times L_B} \leq \frac{dv}{dt} \quad (3.3)$$

El mayor valor de inductancia que nos dan las dos ecuaciones puede ser usado.

El valor de  $C_B$  es escogido hasta que el transiente de conmutación sea amortiguado. Para un puente rectificador trifásico  $C_B$  está dado por<sup>(4)</sup>:

$$C_B \cong 8L_B/R_B^2 \quad (3.4)$$

La energía almacenada en  $C_B$  cuando el tiristor no está encendido, es disipada en  $R_B$  cuando se enciende el tiristor. Cuando el tiristor está saliendo de su recuperación inversa,  $C_B$  es cargado a través de  $R_B$  y aunque la corriente carga no es verdaderamente exponencial, la disipación en  $R_B$  debido a su corriente de carga es aproximadamente igual a la energía almacenada en  $C_B$  (4).

$$P_{RB} = 79C_B V_p^2 \quad (C_B \text{ en faradios}) \quad (3.5)$$

Realizando mediciones con el transformador de entrada se tiene que  $L_T$  es aproximadamente igual a 10  $\mu$ H,  $V_p$  tiene un valor máximo de 212,13 y el valor de  $R_B$ , que se escogió es de 22 ohmios. Para los tiristores 10P2S el valor de  $di/dt$  es de 10 A/ $\mu$ s. y el  $dv/dt$  es de 30 V/ $\mu$ s. Reemplazando estos valores en las ecua-

ciones (3.2) y (3.3), se tiene:

$$L_B \geq 0,61 \text{ uH.} \quad \text{de la ecuación (3.2)}$$

$$L_B \geq 1,18 \text{ uH.} \quad \text{de la ecuación (3.3)}$$

De los dos valores se debe escoger el mayor  $L_B$ , esto es:  $L_B = 1,18 \text{ uH.}$ , pero este valor a su vez es menor que la inductancia del campo del generador ( $L_f = 9,29 \text{ mH.}$ ), por lo tanto no es necesario colocar inductancias ya que el valor de  $L_f$  es suficiente para controlar el  $di/dt$  y el  $dv/dt$  de los tiristores.

La ecuación (3.4), nos dá un valor de  $C_B \geq 0,02 \text{ uF.}$ , y para el circuito Snubber del puente rectificador trifásico se a escogido  $C_B = 0,1 \text{ uF.}$ , el mismo que es mayor a  $0,02 \text{ uF.}$

De la ecuación (3.5), se determina la potencia que consume la resistencia  $R_B$ , esta potencia es de aproximadamente  $0,35 \text{ W.}$

En resumen los valores para el circuito Snubber son:



vattios de disipación y 0,47 uF., a 600 voltios para la resistencia y la capacitancia, respectivamente. Este filtro sirve para que no ocurran variaciones bruscas de voltaje a la salida del puente rectificador trifásico semicontrolado ya que un capacitor no permite cambios bruscos de voltaje, además la resistencia limita la corriente en condiciones iniciales ya que un capacitor para  $t = 0$  presenta una resistencia interna baja, debido a que en el instante de cebar los tiristores puede existir un alto voltaje de salida del puente rectificador, lo que produciría una alta corriente que puede destruir el capacitor si no estuviera presente la resistencia  $R_t$ .

El filtro LC compuesto por la inductancia  $L_t$  y la capacitancia  $C_t$ ; atenúa las componentes alternas del voltaje de salida del rectificador y deja pasar la componente continua. Como el capacitor no permite cambios bruscos de voltaje el voltaje de salida va a permanecer constante, es decir que el capacitor retiene la componente continua y en el inductor que no permite cambios bruscos de corriente se atenúa las componentes alternas.

Para la operación normal del filtro, es necesario que

haya un flujo continuo de corriente a través de la inductancia de entrada. El valor pico de corriente al ternante que fluye a través de la inductancia puede ser menor que la corriente DC de salida del filtro y puede haber una interrupción del flujo de corriente a través de la inductancia y en este caso se altera la operación normal del filtro LC, para que no ocurra es to se calcula de la fórmula 3.6., el valor mínimo de inductancia que se debe poner al filtro, a este valor mínimo de inductancia se la llama inductancia crítica.

$$L_{tc} = \frac{2R_L}{m(m^2 - 1)\omega_i} \quad (3.6)$$

En donde:

$L_{tc}$  : la inductancia crítica en henrios

$R_L$  : la resistencia de carga en ohmios. Si la resistencia de la inductancia es significativa se agrega a  $R_L$ .

$\omega_i$  : la frecuencia de entrada o de línea en rad/seg.

$m$  : el número de fases efectivas para la onda de salida.

Según la figura N° 3.3., para encontrar  $R_L$  se tiene:

$$R_L = R_{L_t'} + R_{MU} + R_f. \quad (3.7)$$

Los valores medidos son  $R_{L_t'} = 30$  ohmios,  $R_{MU} = 15,2$  ohmios y  $R_f = 4,3$  ohmios, reemplazando en la ecuación (3.7), se tiene un valor de  $R_L = 49,5$  ohmios. En un puente rectificador trifásico semicontrolado el número de fases efectivas para la onda de salida son seis ( $m=6$ ) y la frecuencia del voltaje de entrada es de  $120\pi$  rad./seg. ( $\omega_1 = 120\pi$ ). Reemplazando estos valores en la ecuación (3.6), nos da un valor de  $1,26$  mH, para la inductancia crítica ( $L_{tc} = 1,26$  mH).

Es necesario en el filtro LC evitar la resonancia en serie entre la inductancia y la capacitancia, donde en resonancia se cumple que la reactancia inductiva es igual a la reactancia capacitiva ( $1/(\omega_1 L) = \omega_1 C$ ), para evitar la resonancia<sup>(2)</sup> es suficiente aplicar la ecuación (3.8).

$$\omega_1^2 L_{tc} C_{t'} = 2 \quad (3.8)$$

En donde:

$\omega_1$  es la más baja frecuencia de rizado y es igual a  $2\omega_1$  (240 rad/seg.).

Reemplazando valores de la ecuación (3.8), tenemos -  
que:

$$Ct' > 2790 \text{ uF.}$$

En resumen los valores para la operación normal del filtro LC del circuito de fuerza deben cumplir las -  
siguientes características de diseño:

$$Ltc \geq 1,26 \text{ mH.}$$

$$Ct' > 2790 \text{ uF.}$$

El valor de  $Ct$  debe ser mayor que 2790 uF (usando la inductancia crítica), pero este valor de capacitancia es demasiado grande, el valor de capacitancia -  
conseguido en el mercado es de 1500 uF, y con este -  
valor calculamos la inductancia mínima que se debe -  
poner en el filtro, usando la ecuación (3.8), se tie -  
ne un valor de  $Ltc = 2,34 \text{ mH.}$

Luego de trabajar experimentalmente en el circuito -  
de fuerza con valores iniciales de  $Lt$  igual a 3 mH y  $Ct'$  igual a 1500 uF., llegamos a la conclusión que para el máximo ángulo de disparo en donde existe el mayor rizado se necesita que:

$L_t = 1,2 \text{ H.}$  y

$C_t' = 1500 \text{ uf.}$

La inductancia  $L_t$  se la toma del banco de inductores que se encuentra en el laboratorio de Controles Industriales Electrónicos. Debido a que la inductancia que se necesita para el filtro es muy alta, esta nos presenta una resistencia interna de 30 ohmios lo que produce una caída de voltaje en el nivel -DC de la salida del puente rectificador trifásico. La caída más alta de voltaje que se determinó es de 15 voltios.

Entre los terminales del resistor  $R_{sh}$  se produce una caída de voltaje ( $-V_c$ ) que es proporcional a la corriente de campo y sirve para que el circuito de realimentación sense la corriente de campo, para formar el lazo interno de corriente.

#### 3.4. FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL CIRCUITO DE FUERZA

Un análisis matemático exacto del convertidor como elemento de ajuste debería tener en cuenta que el ángulo de control no es una función lineal continua, así como tampoco existe una teoría exacta para en

contrar la relación entre el ángulo de control y la salida del convertidor. En la práctica, el convertidor se reproduce aproximadamente con un modelo simplificado, en el que se supone un tiempo muerto entre la variación de la magnitud de entrada  $V_{op4}$ , y la salida  $V_{ff}$ . Además se considera la característica de control como si fuera lineal por lo menos en zonas parciales. La figura N° 3.6., muestra la función de transición de un elemento de tiempo muerto. (3)

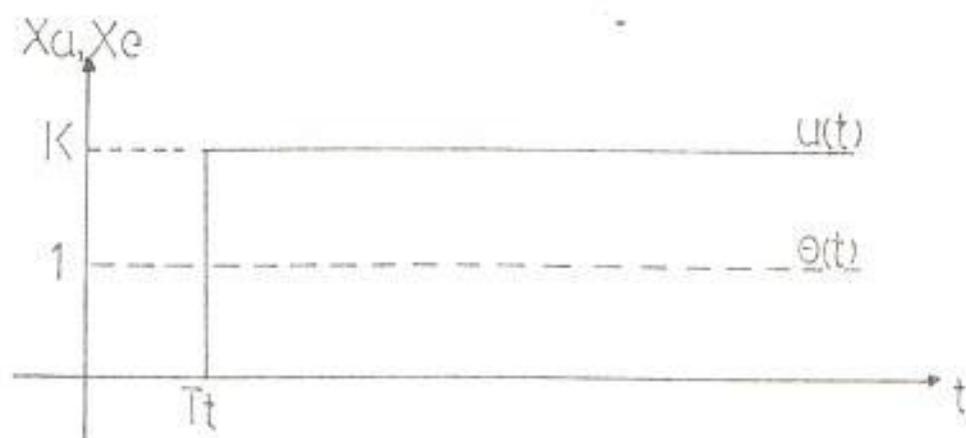


Figura N° 3.6.-Función de transición de un elemento de tiempo muerto.

Entre la magnitud de entrada y la de salida existe un retraso equivalente al tiempo muerto  $T_t$ , en la figura N° 3.6., la función de transición  $u(t)$  es el curso de

la magnitud de salida  $X_a$  en función del tiempo en caso de un salto unitario  $\theta(t)$  a la entrada  $X_e$ . La designación de un elemento de tiempo muerto viene dada en la figura N° 3.7. (3)

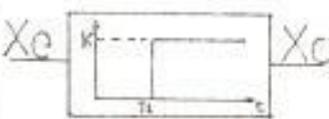
Ecuación en el margen de tiempos	Respuesta de frecuencia,	Símbolo con función de transición.
$X_a = 0$ para $t < T_t$ $X_a = KX_e$ para $t \geq T_t$	$\frac{X_a}{X_e} = Ke^{-sT_t}$	

Figura N° 3.7.- Designación de un elemento de tiempo muerto.

La función de transferencia del circuito de fuerza del regulador prototipo va a ser aproximada con una función de transición de un elemento de tiempo muerto, para ello se tiene que encontrar la ganancia  $K$  y el tiempo muerto  $T_t$ .

La figura N° 15, del anexo 4, nos muestra la relación entre el voltaje  $V_{op4}$  que le llega a los circuitos de

disparo y el voltaje  $V_{ff}$  de salida del circuito de fuerza.

A la característica del circuito de fuerza debido a su forma se la puede asumir como una función Coseno. La expresión que se aproxima a la curva de la figura N° 15 en el anexo 4, es:

$$V_{ff} = 167,2 \cos\left(\frac{V_{op4}}{24,6} \pi\right) \quad (3.9)$$

En la tabla XIV del anexo 3 podemos apreciar la similitud de la ecuación (3.9), con el voltaje  $V_{ff}$  de salida del circuito de fuerza.

La ganancia del amplificador semicontrolado está dada por:

$$\frac{dV_{ff}}{dV_{op4}} = - 21,35 \operatorname{Sen}\left(\frac{V_{op4}}{24,6} \pi\right) \quad (3.10)$$

El signo " - " en la ecuación (3.10), indica que - mientras  $V_{op4}$  aumenta, el voltaje  $V_{ff}$  de salida del puente rectificador  $3\phi$  semicontrolado con los filtros disminuye.

Como la ganancia del amplificador semicontrolado no es una función lineal, se va a aproximarla a una función lineal para ello se toma la ganancia promedio en  $V_{op4} = 6.15$  V., reemplazando este voltaje en la ecuación (3.10), nos dá una ganancia  $K_p = -15.10$ .

Para encontrar el tiempo muerto  $T_t$ , se debe sumar el tiempo de respuesta del circuito de disparo y el tiempo de respuesta del circuito de fuerza. Para hacer una aproximación del tiempo muerto  $T_t$  se lo va a tomar como el mínimo tiempo de regulación del voltaje de salida del generador  $3\phi$  tras una variación brusca de carga. Este tiempo según pruebas experimentales es de aproximadamente 0,5 seg.

La función de transferencia del circuito de fuerza queda definida por la siguiente ecuación:

$$\frac{v_{ff}}{V_{op4}} = -15.10 e^{-0.5 s} \quad (3.11)$$

## C A P I T U L O   I V

### ANALISIS DEL CIRCUITO DE CONTROL

#### 4.1. ESTUDIO DEL CIRCUITO DE CONTROL

El circuito de control se encarga de generar y controlar el sincronismo de los tres pulsos de disparo que sirven para cebar los tiristores del puente rectificador trifásico semicontrolado.

El circuito de control debe sensar las tres fases ( A, B y C) y por cada fase nos debe dar un pulso de disparo, es decir la fase A nos debe dar un pulso de disparo para cebar el tiristor que tiene su ánodo en la línea A (Ver figura N° 3.5), lo mismo debe suceder con las fases B y C que nos deben dar los pulsos de disparo para cebar los tiristores que tienen su ánodo en las líneas B y C, respectivamente.

El circuito de control debe sensar además el voltaje

$V_{re.}$ , que viene de la salida del circuito de realimentación (Capítulo V); la magnitud de este voltaje se modifica cuando el voltaje de salida del generador no se encuentra en su nivel de régimen, de tal forma que al variarse el voltaje  $V_{re.}$ , se debe variar el ángulo de disparo de los tiristores para poder tener a la salida del puente rectificador trifásico semicontrolado una corriente de campo que vaya a mantener el voltaje de régimen a la salida del generador.

Para el estudio del circuito de control se lo va a dividir en dos circuitos, uno es el circuito de sincronismo que crea los voltajes necesarios para mantener la secuencia del segundo circuito que es el circuito de disparo, y es el que genera los pulsos de disparo.

Para diseñar el circuito de sincronismo es necesario estudiar primeramente el circuito de disparo para saber que voltajes de entrada se requieren con la finalidad de mantener la secuencia en los pulsos de disparo. El circuito de disparo se lo diseñó, en base del esquema mostrado en la figura N° 4.1.

La mayoría de los circuitos de disparo constan principalmente de un capacitor y de un transistor de una

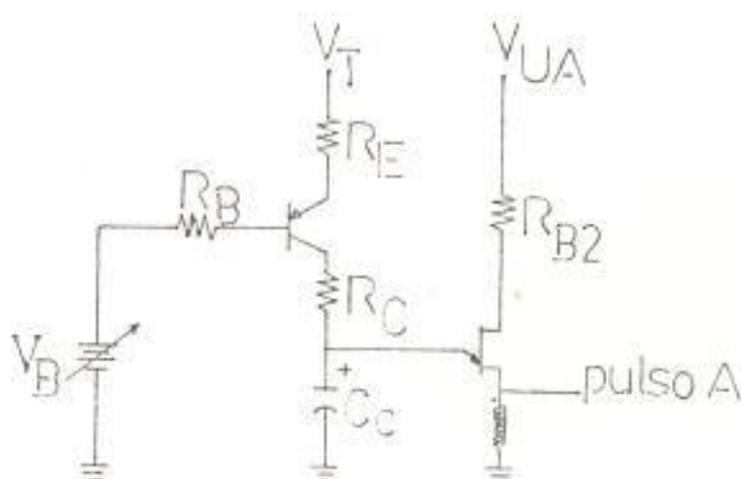


Figura N° 4.1.- Circuito de disparo para la fase A

sola unión (UJT). Cuando se carga el capacitor hasta el voltaje  $V_p$  de conducción del UJT, el UJT conduce y se produce el pulso de disparo, como el cargado lineal tiene mayor ventaja que el cargado exponencial en la figura N° 4.1., se ha agregado al circuito de disparo un transistor PNP para que la corriente de cargado del capacitor sea continua y se la pueda variar en magnitud, con esto se consigue que el cargado del capacitor sea lineal y que a una determinada corriente de colector le corresponde un determinado ángulo de disparo. Para poder variar la magnitud de la corriente DC, de cargado del capacitor sólo basta con variar el voltaje de base del transistor, por lo

tanto el voltaje de base de cada uno de los transistores de los circuitos de disparo va a ser el voltaje  $V_{re.}$ , que sale del circuito de realimentación (Capítulo V).

No existe control en el voltaje de salida del puente rectificador trifásico semicontrolado para ángulos de conducción menores a  $60^\circ$ ; solo existe control a partir de los  $60^\circ$ , razón por lo cual se necesita que el mínimo ángulo de disparo se lo dé en los  $60^\circ$ .

Si se inicia la carga del capacitor que produce el pulso A cuando la fase A comienza el ciclo positivo, la pendiente del cargado del capacitor va a ser casi vertical, ya que en un tiempo de 2,8 m seg., se debe cargar el capacitor hasta el voltaje  $V_p$  de conducción del UJT, para esto se necesita cargar el capacitor con una corriente de colector elevada que hace consumir mayor potencia al circuito de disparo, para evitar esto el capacitor se lo comienza a cargar  $60^\circ$  antes de que la fase A comience su ciclo positivo de tal forma que el capacitor tenga el doble de tiempo para llegar al voltaje  $V_p$  de conducción del UJT, con esto se consigue suavizar la pendiente de cargado del capacitor que genera el pulso de disparo y ahorrar -

energía en el circuito de disparo.

Cada vez que se comienza a cargar el capacitor, éste no debe estar con carga, es decir que el capacitor tiene que comenzar a cargarse desde cero, para poder así mantener la secuencia de los pulsos de disparo que se generan, para esto el voltaje  $V_{UA}$  (ver figura N° 4.1.), del circuito de disparo debe ser cero cuando comienza el ciclo negativo de la fase A de tal forma que el voltaje  $V_p$  de conducción del UJT sea aproximadamente cero ( $V_p \cong 0$ ) y el capacitor se descarge hasta cero aproximadamente y no se vuelve a cargar sino hasta los  $60^\circ$  antes de que la fase comience el ciclo positivo. Por tanto el voltaje  $V_{UA}$  debe tener un voltaje continuo desde los  $60^\circ$  antes de que la fase A comience el ciclo positivo hasta que la fase A cruce por cero para empezar el ciclo negativo, en otro caso tendrá un valor de cero. (Ver figura N° 4.2).

Para mantener en conducción al transistor PNP del circuito de disparo durante el tiempo que el sistema este generando pulsos se necesita que el voltaje  $V_t$  (figura N° 4.1.), sea DC y continuo.

Este mismo análisis se puede usar para los pulsos de

disparo B y C.

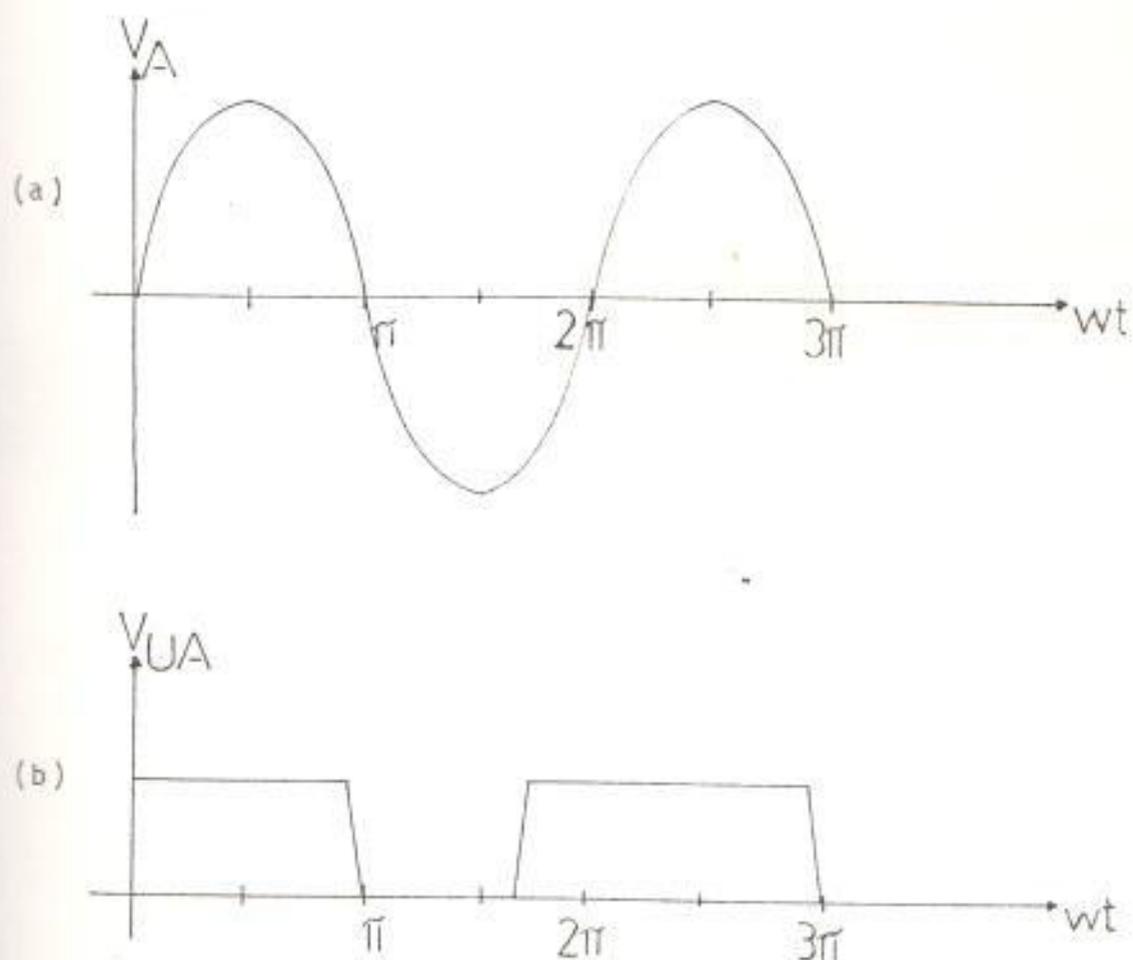


Figura N° 4.2. (a) Forma de onda de la fase A

(b) Forma de onda del voltaje  $V_{UA}$  en el circuito de disparo.

Para mantener en conducción al transistor PNP del circuito de disparo durante el tiempo que el sistema esté generando pulsos se necesita que el voltaje  $V_t$  (ver figura N° 4.1.), sea DC y continuo.

Por tanto, el circuito de sincronismo debe crear los voltajes  $V_{UA}$ ,  $V_{UB}$ ,  $V_{UC}$  y  $V_t$ , para poder controlar la secuencia de los pulsos de disparo.

Para diseñar el circuito de sincronismo, se va a estudiar al circuito de control por bloques.

Según el diagrama de bloques de la figura N° 4.3., - que podemos observar en la siguiente página, tenemos que el circuito de control va a tener cuatro entradas (las fases A, B, C y el voltaje de salida  $V_{re}$  del circuito de realimentación) y cuatro salidas (pulso A, pulso B, pulso C y el neutro del sistema).

Para comprender en mejor forma al circuito de control se va a analizar el funcionamiento de cada bloque.

El bloque I, según la figura N° 4.3., tiene tres entradas (las fases A, B y C) y siete salidas (las fases A', A'', B', B'', C', C'' y el neutro del sistema).

El funcionamiento del bloque I, es tomar las fases A, B y C, para sacar las fases A', A'', B', B'', C', C'' y el neutro del sistema.

Como el sistema de entrada al bloque I es trifásico -

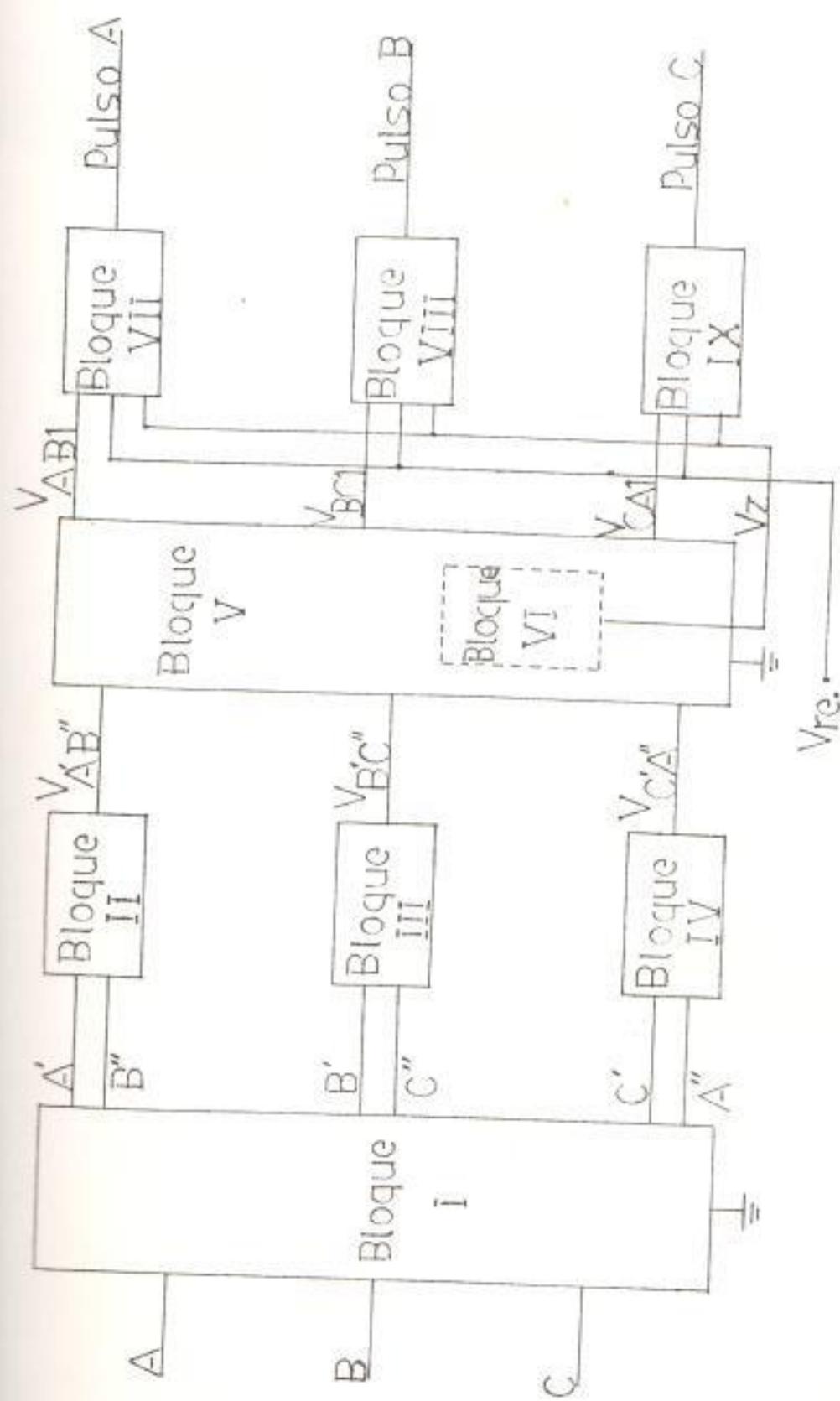


Figura N° 4.3.- Diagrama de bloques del circuito de control.-

balanceado, las fases A, B y C, van a tener las siguientes ecuaciones, considerando que la fase A comienza en  $wt = 0$ .

$$\text{Para la fase A} \quad V_A = V_{\max} \cdot \text{sen} wt \quad (4.1)$$

$$\text{Para la fase B} \quad V_B = V_{\max} \cdot \text{sen}(wt - 2\tilde{\alpha}/3) \quad (4.2)$$

$$\text{Para la fase C} \quad V_C = V_{\max} \cdot \text{sen}(wt - 4\tilde{\alpha}/3) \quad (4.3)$$

Las fases de salida del bloque I deben cumplir las siguientes ecuaciones:

$$\text{Para la fase A}' \quad V_{A'} = \frac{V_{\max}}{2} \text{sen} wt \quad (4.4)$$

$$\text{Para la fase A}'' \quad V_{A''} = \frac{V_{\max}}{2} \text{sen}(wt + \tilde{\alpha}) \quad (4.5)$$

$$\text{Para la fase B}' \quad V_{B'} = \frac{V_{\max}}{2} \text{sen}(wt - 2\tilde{\alpha}/3) \quad (4.6)$$

$$\text{Para la fase B}'' \quad V_{B''} = \frac{V_{\max}}{2} \text{sen}(wt + \tilde{\alpha}/3) \quad (4.7)$$

$$\text{Para la fase C}' \quad V_{C'} = \frac{V_{\max}}{2} \text{sen}(wt - 4\tilde{\alpha}/3) \quad (4.8)$$

$$\text{Para la fase C}'' \quad V_{C''} = \frac{V_{\max}}{2} \text{sen}(wt - \tilde{\alpha}/3) \quad (4.9)$$

Analizando las ecuaciones anteriores, se ve que a la salida del bloque I se debe tener un sistema hexafásico, cuyos voltajes estén desfasados entre sí  $60^\circ$ , además podemos concluir que:

La fase B" adelanta a la fase A' en  $60^\circ$ ; la fase C" adelanta  $60^\circ$  a la fase B'; la fase A" adelanta  $60^\circ$  a la fase C'. Además, la fase A está en fase con A' y desfasada  $180^\circ$  con A"; la fase B está en fase con B' y desfasada  $180^\circ$  con B"; la fase C está en fase con C' y desfasada  $180^\circ$  con C".

La función del bloque I, la puede realizar un transformador trifásico cuyo primario tenga como entradas las fases A, B y C y en las bobinas del secundario - por cada fase se tenga una toma central, de tal forma que en los extremos de las bobinas del secundario van a estar las fases A' y A", B' y B", C' y C", y a las tomas centrales de cada una de las bobinas del secundario se las conectan entre sí, para que este terminal sea el neutro del sistema, el diagrama de conexiones del transformador trifásico se lo dibuja tal como se lo muestra en la figura N° 4.4., en la página siguiente.

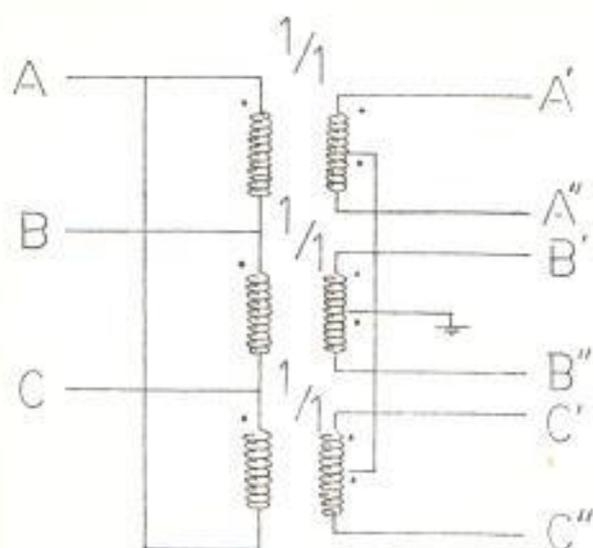


Figura N° 44.- Diagrama de conexiones del transformador

El bloque II, tiene como entradas las fases A' y B'' desfasadas entre sí  $60^\circ$ , ya que la fase B'' adelanta a la fase A' en  $60^\circ$ , y como salida el voltaje  $V_{A'B''}$ .

La función del bloque II, es dejar pasar la mayor señal de entre las fases A' y B'', cuando son positivas y no dejar pasar ninguna señal cuando las fases A' y B'', son negativas.

La función de los bloques III y IV, es exactamente igual a la del bloque II, pero para las fases B' y C'' en el bloque III y C' y A'' en el bloque IV.

La función del bloque II, (también de los bloques III y IV) la pueden realizar dos diodos y dos resistencias, los diodos conectados como en la Fig. N° 4.5., dejan pasar la mayor señal en

tre las fases A' y B'', cuando estas son mayores a 0.7 voltios y no permiten el paso de señal cuando estas son menores a 0.7 voltios, las resistencias sirven para limitar la corriente que va a circular por los diodos.

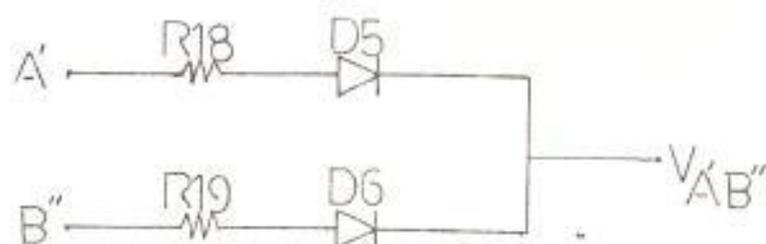


Figura N° 4.5., Circuito equivalente del bloque II

Los mismos elementos se pueden usar tanto para el bloque III como para el bloque IV, ya que los funcionamientos de estos bloques son parecidos con la del bloque II.

El bloque V, tiene como entradas los voltajes  $V_{A'B''}$ ,  $V_{B'C''}$ ,  $V_{C'A''}$  y el neutro del sistema, y como salidas los voltajes  $V_{ABI}$ ,  $V_{BCI}$ ,  $V_{CAI}$  y  $V_z$ . Dentro del bloque V, se encuentra el bloque VI, desde donde sa

le el voltaje  $V_z$  y es un voltaje DC recortado a 27.7 voltios, ya que el bloque VI es un recortador de señal.

La función del bloque V, es dejar pasar la mayor señal de entre los voltajes  $V_{A'B''}$ ,  $V_{B'C''}$  y  $V_{C'A''}$ , y con el bloque VI que se encuentra en su interior recortar la señal a un voltaje  $V_z$  de 27.7 voltios.

Para dejar pasar la mayor señal de entre los voltajes  $V_{A'B''}$ ,  $V_{B'C''}$  y  $V_{C'A''}$ , se usan tres diodos y tres resistores y para recortar la señal se lo hace mediante un diodo zener, tal como se indica en la figura N° 4.6.

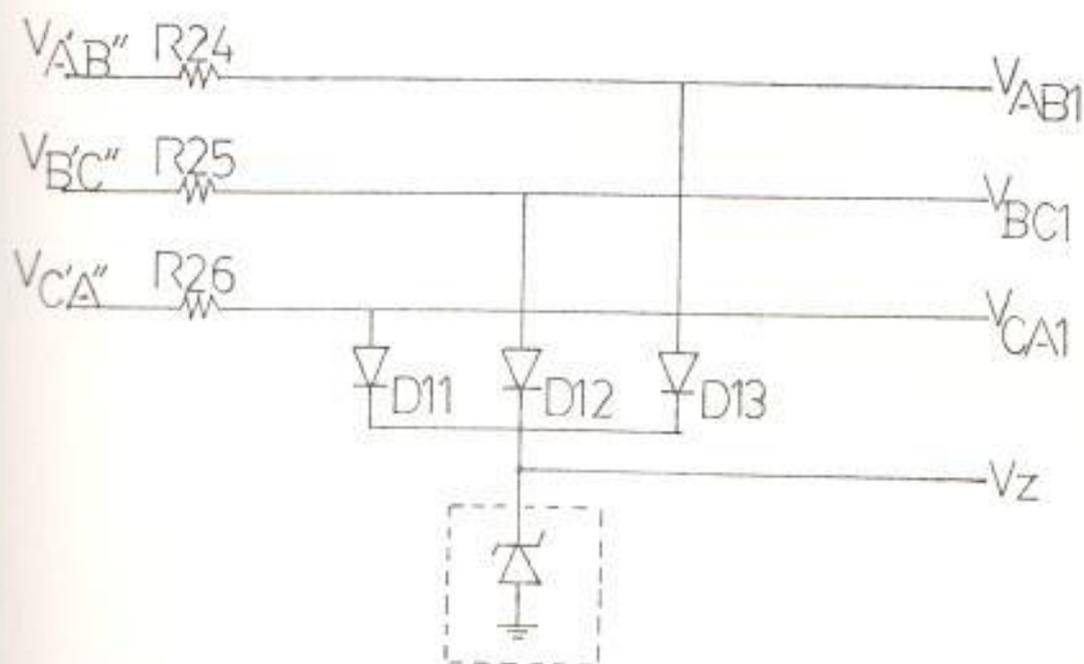


Figura N° 4.6.- Circuito equivalente del bloque V

Las señales  $V_{ABI}$ ,  $V_{BCI}$  y  $V_{CAI}$ , tienen idéntico período que las señales  $V_{A'B'}$ ,  $V_{B'C'}$  y  $V_{C'A'}$ , la diferencia consiste en que las primeras señales son recortadas en 28,4 voltios debido a que el diodo zener recorta las señales a 27,7 voltios y a esto se le suma la caída de 0,7 voltios en el diodo. El voltaje  $V_{ABI}$  comienza  $60^\circ$  antes de comenzar la fase A, el voltaje  $V_{BCI}$  comienza  $60^\circ$  antes de comenzar la fase B y el voltaje  $V_{CAI}$  comienza  $60^\circ$  antes de comenzar la fase C, por tanto son los voltajes  $V_{UA}$ ,  $V_{UB}$  y  $V_{UC}$  que se necesitan para polarizar el UJT de los circuitos de disparo (Ver figura N° 4.1).

El voltaje  $V_z$  es la salida del bloque VI, este voltaje es de 27,7 voltios DC debido al diodo zener y es el voltaje que sirve para energizar los transistores PNP de los circuitos de disparo por tanto,  $V_t = V_z$ .

El bloque VII, tiene como entradas los voltajes  $V_{ABI}$ ,  $V_z$  y  $V_{re}$ , y como salida el pulso A. (Ver figura N° 4.3.), es decir que este bloque constituye el circuito de disparo para generar el pulso A de disparo para cebar el tiristor cuyo anodo se encuentra en la línea A. (Ver figura N° 3.3.).

A este bloque se lo va a diseñar de acuerdo a la figura N° 4.1., y el mismo diseño se lo usa también para los bloques VIII y IX.

#### 4.2. DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR TRIFÁSICO CON TRES MONOFÁSICOS

Como se analizó anteriormente, la función del bloque I, la realiza un transformador trifásico, pero dada la dificultad de conseguir un núcleo trifásico para construir un transformador trifásico se lo va a diseñar usando tres núcleos monofásicos.

Para diseñar un transformador monofásico se requieren las siguientes fórmulas:

La fórmula <sup>(9)</sup> que nos da la relación entre el número de vueltas del primario (o del secundario) con el voltaje del primario (o del secundario) es la siguiente:

$$\frac{N}{V} = \frac{1}{4,44BfAn} \quad (4.10)$$

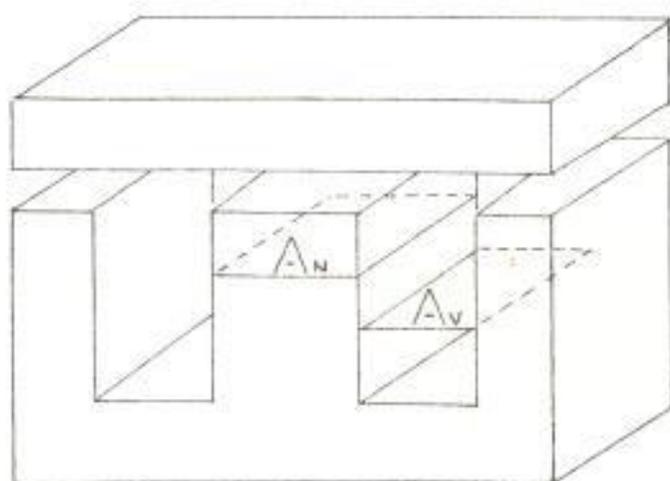


Figura Nº 4.7.- Núcleo de un transformador monofásico

En donde:

B : campo magnético en tesla (T)

f : frecuencia del voltaje de entrada en hertz(Hz)

$A_n$  : área del núcleo en metros cuadrados( $m^2$ )

N : número de vueltas del primario (o del secundario)

V : voltaje RMS del primario (o del secundario)

La fórmula<sup>(9)</sup> que nos da la potencia del núcleo monofásico es la siguiente:

$$P_n = (A_n/1,12)^2 \quad (4.11)$$

En donde:

$P_n$  : potencia del núcleo en vatios(W).

$A_n$  : área del núcleo en centímetros cuadrados( $cm^2$ ),  
(ver figura N° 4.7).

La fórmula<sup>(9)</sup> que nos dá el área de la sección transversal del alambre que se va a usar tanto en la bobina del primario, como en la bobina del secundario es:

$$A_{a1} = 0,25 A_v/N_1 \text{ (para la bobina del primario)} \quad (4.12)$$

$$A_{a2} = 0,25 A_v/N_2 \text{ (para la bobina del secundario)} \quad (4.13)$$

En donde:

$A_{a1}$  y  $A_{a2}$ : son las áreas de las secciones transversales de los alambres del primario y del secundario, respectivamente, y están dadas - en  $mm^2$ .

$A_v$  : área de la ventana del núcleo monofásico - en  $mm^2$ .

$N_1$  y  $N_2$  : es el número de vueltas del primario y secundario, respectivamente.

Sabiendo el área de la sección transversal del alambre, para esto tenemos que recurrir a las tablas que nos proporcionan los fabricantes.

Las medidas del núcleo monofásico se las indica en la siguiente figura:

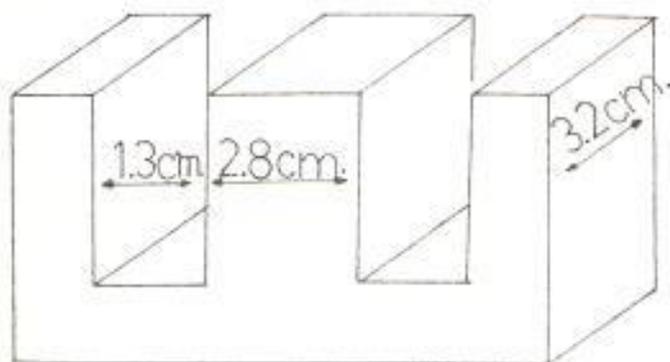


Figura N<sup>o</sup> 4.8.- Medidas del núcleo monofásico

Según la figura N<sup>o</sup> 4.8., el área del núcleo ( $A_n$ ) es de  $8,96 \times 10^{-4} \text{m}^2$ . y el área de la ventana ( $A_v$ ) es

de  $416 \text{ mm}^2$ . El voltaje de entrada o del primario es de 127 voltios RMS., y se requiere un voltaje a la salida de 127 voltios RMS, pero con toma central.

Reemplazando estos valores en las ecuaciones (4.10), (4.11), (4.12), y (4.13), se tiene que el número de vueltas del primario como del secundario es de 595 vueltas, la potencia del núcleo monofásico es de 64 vatios, el área de la ventana es de  $416 \text{ mm}^2$ , y el área del núcleo ( $A_n$ ) es de  $8,96 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ . Como el número de vueltas de la bobina del primario es igual al número de vueltas de la bobina del secundario, el área de la sección transversal del alambre que se va a usar es idéntico tanto en el primario como en el secundario, por tanto  $Aa_1 = Aa_2 = 0,1747 \text{ mm}^2$  y recorriendo a las tablas que proporciona el fabricante se tiene que el alambre que se aproxima a esta sección transversal es el número 26 y soporta una corriente de 0,5 A.

En conclusión, en la bobina del primario se deben dar 595 vueltas con el alambre número 26 que soporta una corriente de 0,5 amperios y en la bobina del secundario también se le deben dar 595 vueltas del alambre número 26 que soporta una corriente de 0,5 -

amperios, sino que a esta bobina se le debe sacar una toma central, con la finalidad de sacar dos vol-  
tajes de la bobina del secundario.

El diagrama de los tres transformadores monofásicos haciéndolos trabajar como un transformador trifásico es el siguiente:

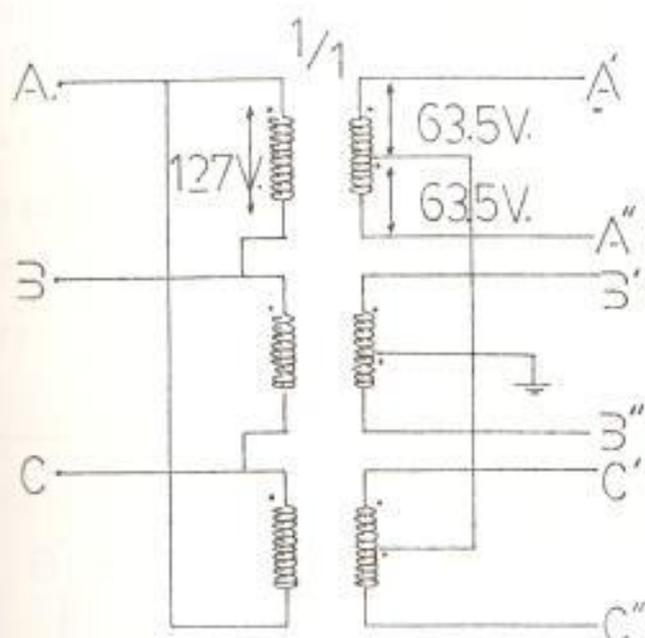


Figura N° 4.9.- Diagrama de conexiones de los tres transformadores monofásicos al trabajar como un transformador trifásico.

Según el diagrama de la figura N° 4.9., las bobinas de los primarios de los transformadores monofásicos se las conecta en delta, mientras que las bobinas - de los secundarios se las conecta en estrella, te niendo como punto común la unión de las tomas cen trales de las tres bobinas del secundario.

#### 4.3. DISEÑO DEL PUENTE RECTIFICADOR TRIFASICO PARA EL SINCRONISMO

Realizando el circuito equivalente del diagrama de bloques de la figura N° 4.3., al puente rectificador trifásico se lo ha diseñado de la siguiente ma nera:

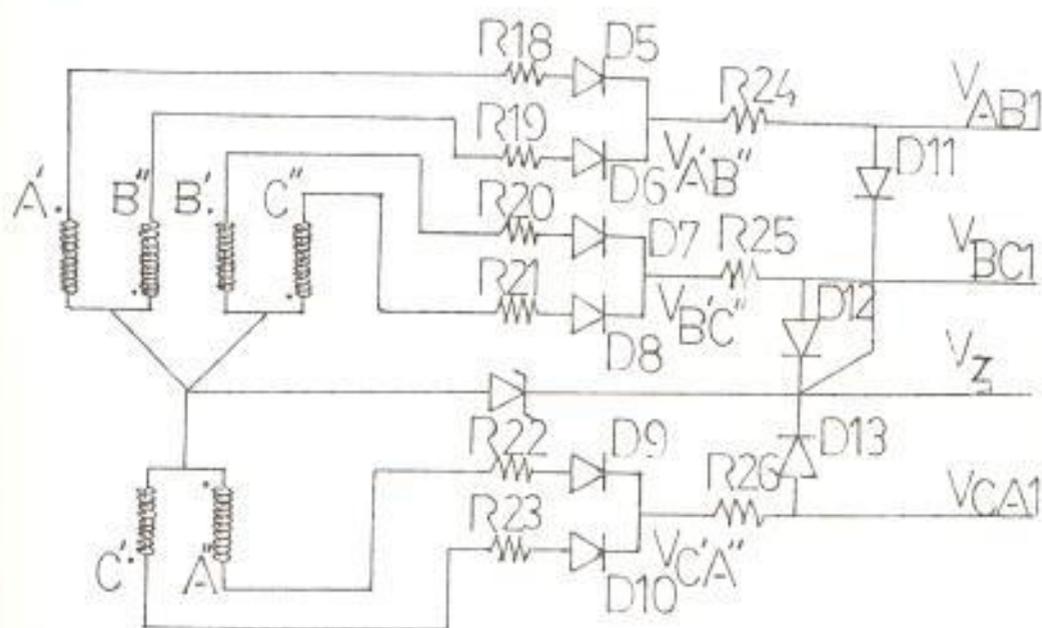


Figura N°4.10.- Circuito de sincronismo

Los voltajes que se generan en el circuito de sincronismo de la figura N° 4.10., tienen la siguiente forma:

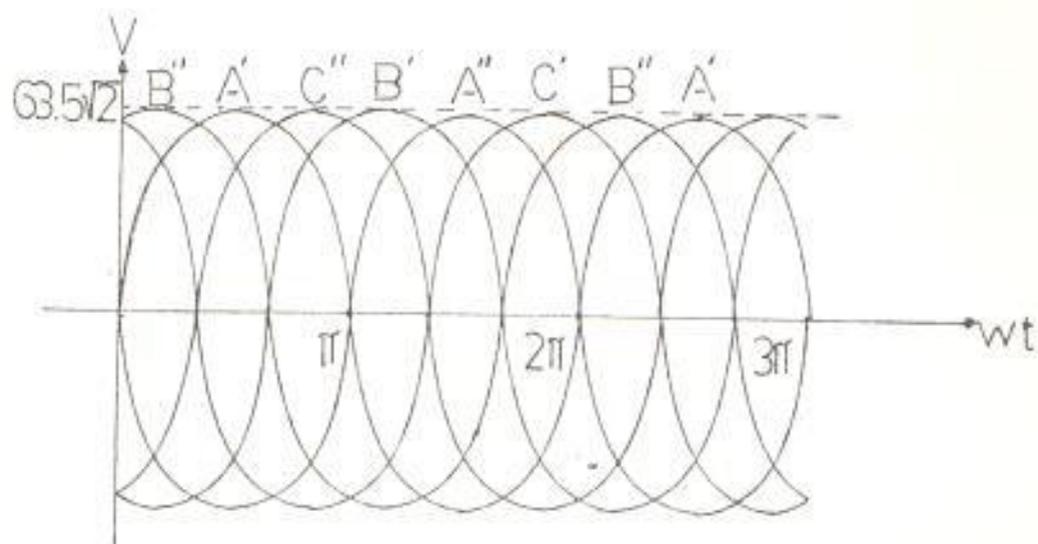


Figura N°4.11.- Formas de onda de los voltajes en los extremos de las bobinas del secundario con respecto al neutro.

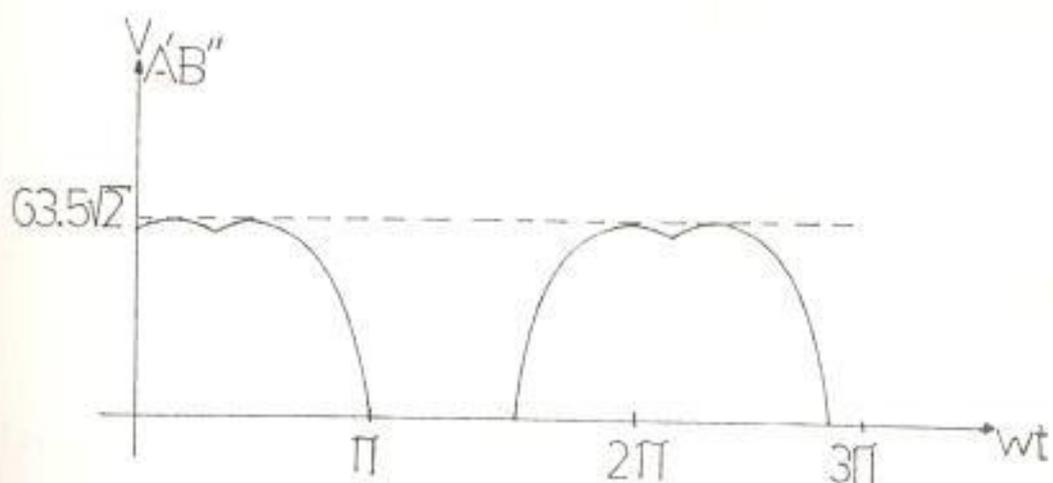


Figura N° 4.12.-Forma de onda del voltaje  $V_{A'B''}$  con respecto al neutro.

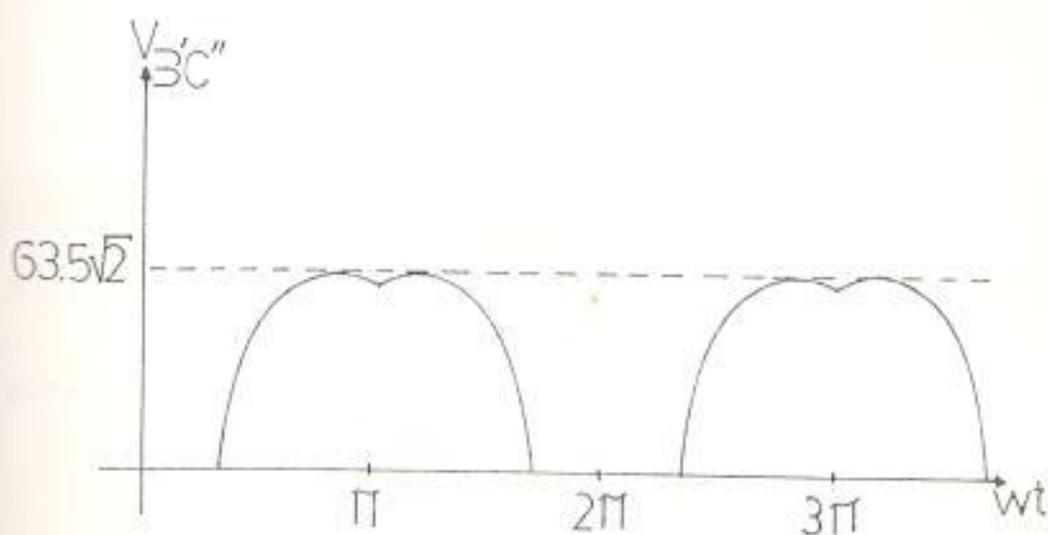


Figura N° 4.13.- Forma de onda del voltaje  $V_{B'C''}$ , con respecto al neutro.

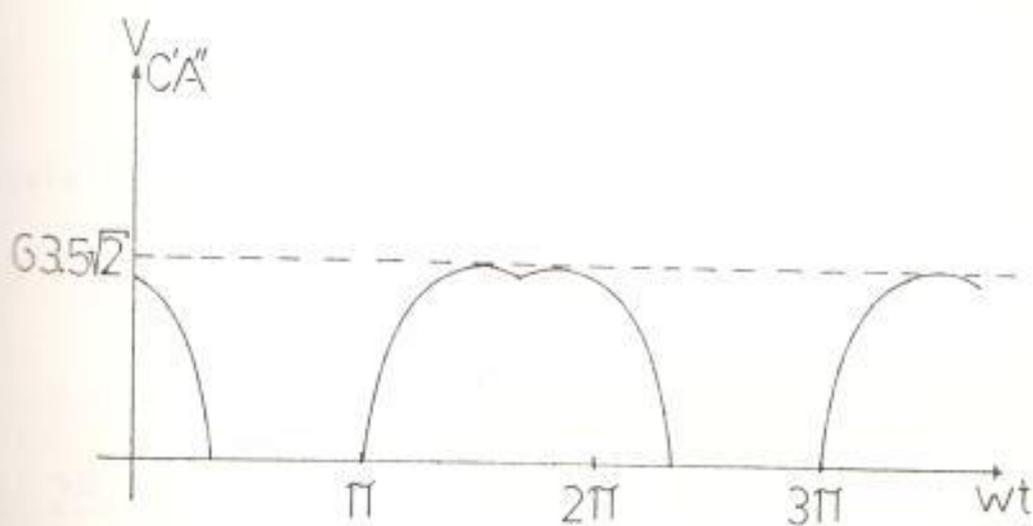


Figura N° 4.14.- Forma de onda del voltaje  $V_{C'A''}$ , con respecto al neutro.

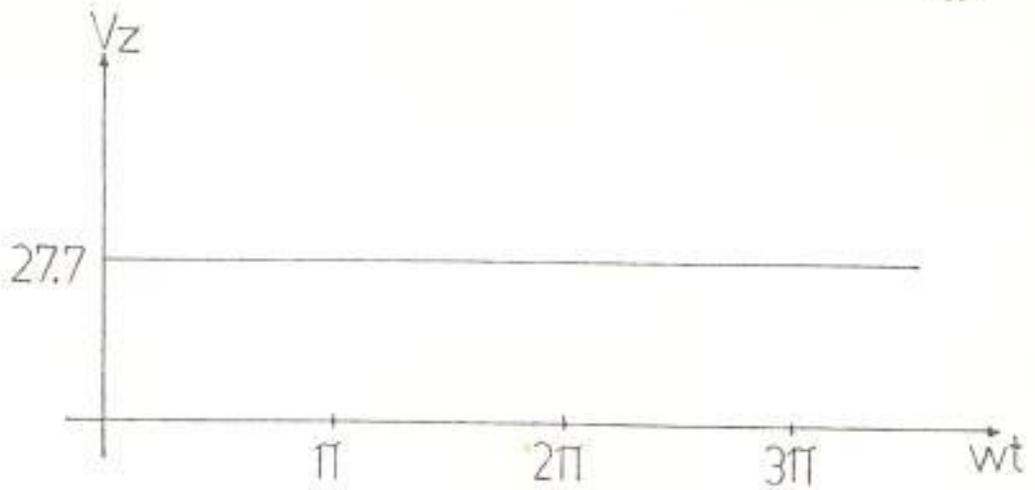


Figura N° 4.15. Forma de onda para el voltaje en el diodo zener.

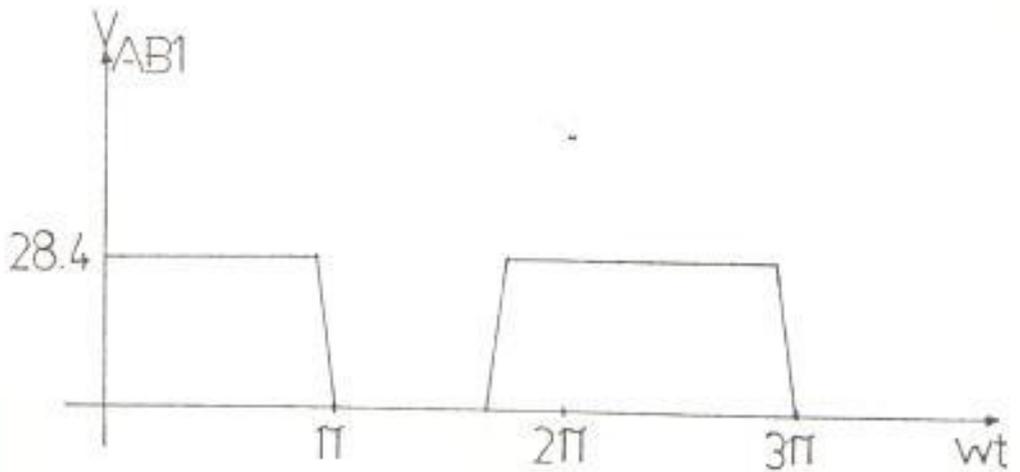


Figura N° 4.16.-Forma de onda para el voltaje  $V_{AB1}$  con respecto al neutro.

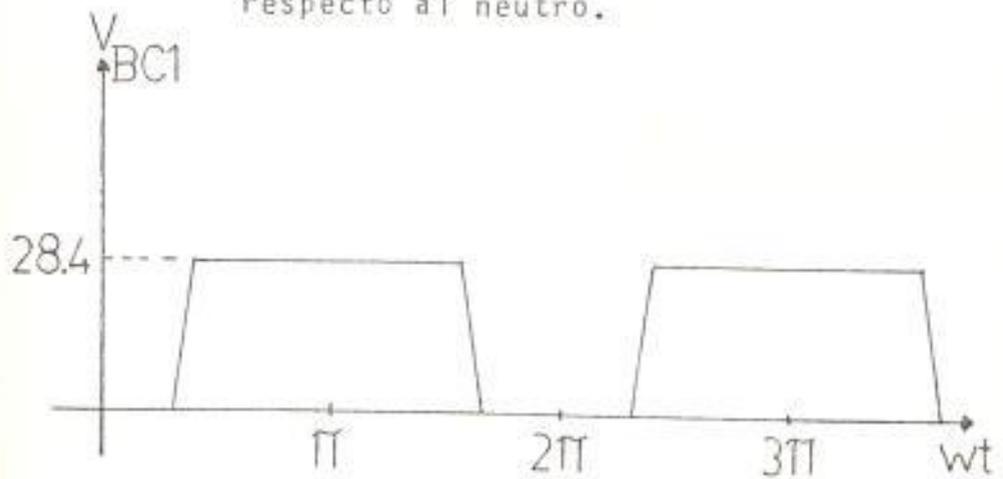


Figura N° 4.17.-Forma de onda para el voltaje  $V_{BC1}$  con respecto al neutro.

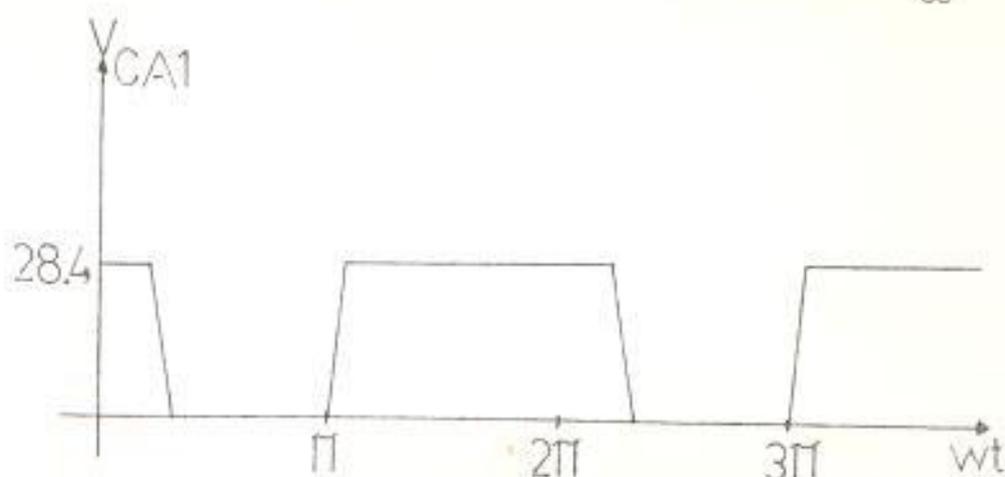


Figura N° 4.18.- Forma de onda del voltaje  $V_{CA1}$  con respecto al neutro.

Para encontrar las características de diseño de los diodos, resistores y del diodo zéner que se usan en el circuito de sincronismo, se toma un camino de conducción en el circuito de sincronismo, como se indica con líneas entrecortadas en la figura N° 4.10., de aquí podemos sacar la ecuación 4.14.

$$I_{max} = \frac{V_{max.} - 2 V_d - V_z}{R_{15} + R_{21}} \quad (4.14)$$

En donde:

$I_{max}$  : es la máxima corriente que puede circular(A).

$V_{max}$  : es el máximo voltaje pico de las fases de entrada y es igual a  $72\sqrt{2}$  (V).

$R_{15}$  y  $R_{21}$  :son los resistores que limitan la corriente en el circuito(ohmios).

$V_d$  : es la caída de voltaje en los diodos y es aproximadamente igual a 0,7 voltios.

$V_z$  : es el voltaje en el diodo zener y es igual a 27.7 V.

Para tener un margen de seguridad en la corriente máxima que puede circular por las bobinas del secundario de los transformadores, se va a considerar que por el circuito de sincronismo circula como máximo una corriente de 0,25 A. de tal forma que por las bobinas del secundario solo circule el 50 % de la corriente máxima que soporta.

Reemplazando los valores dados anteriormente en la fórmula (4.14), se tiene un valor para  $R_{15} + R_{21}$  igual a 308 ohmios; como el valor de  $R_{15}$  no necesita limitar mucha corriente se le da un valor de 44 ohmios y para  $R_{21}$  un valor igual a 300 ohmios, la suma de estos dos valores nos dá 344 ohmios, que produce una corriente  $I_{max.}$ , igual a 0,22 A. la misma que es menor a 0,25 A.

Para calcular la potencia de disipación de los resistores se necesitan usar las siguientes fórmulas:

$$V_{RMS} = \frac{1}{T} \int_0^{wt} (V_A')^2 dt \quad 1/2 \quad (4.15)$$

En donde:

T : es el período en que se quiere calcular el voltaje  $V_{RMS}$ .

$V_{A'}$  : es el voltaje de la fase A' ( $V_{A'} = V_{max} \sin \omega t$ )

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS} - 2V_d - V_z}{R_{15} + R_{21}} \quad (4.16)$$

En donde:

$I_{RMS}$  : es la corriente RMS que circula a través de los resistores.

$$P_R = I_{RMS}^2 R \quad (4.17)$$

En donde:

$P_R$  : es la potencia de disipación en el resistor.

R : es el valor de resistencia

Mediante la ecuación (4.15), se obtiene el voltaje RMS de la figura N° 4.12, con la fórmula (4.16), se

En donde:

T : es el período en que se quiere calcular el voltaje  $V_{RMS}$ .

$V_{A'}$ : es el voltaje de la fase A' ( $V_{A'} = V_{max} \text{ sen } \omega t$ )

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS} - 2V_d - V_z}{R_{15} + R_{21}} \quad (4.16)$$

En donde:

$I_{RMS}$  : es la corriente RMS que circula a través de los resistores.

$$P_R = I_{RMS}^2 R \quad (4.17)$$

En donde:

$P_R$  : es la potencia de disipación en el resistor.

R : es el valor de resistencia

Mediante la ecuación (4.15), se obtiene el voltaje - RMS de la figura N° 4.12 , con la fórmula (4.16), se

obtiene la corriente RMS que circula por los resistores y finalmente con la ecuación (4.17), se calcula la potencia de disipación de los resistores  $R_{15}$  y  $R_{21}$ .

Como en la fase B",  $R_{15}$  conduce solo  $120^\circ$  (ver figura N° 4.12.), el valor  $V_{RMS}$  para  $R_{15}$  calculado de la fórmula (4.15), es de 47,25 voltios que a su vez para encontrar la corriente  $I_{RMS}$  se reemplaza en la ecuación (4.16), y nos da un valor de 0,0528 A, y por último para encontrar la potencia de la resistencia  $R_{15}$  se usa la ecuación (4.17) y nos da un valor para  $P_{R15}$  igual a 0,123 W., teniendo un margen de seguridad se usa una resistencia de 44 ohmios con una potencia de disipación igual a 0,5 W para el resistor  $R_{15}$ .

Para calcular la potencia de  $R_{21}$  se debe considerar que  $R_{21}$  conduce el doble del tiempo que  $R_{15}$  (Ver figura N° 4.12.), por tanto calculamos el voltaje RMS de la figura N° 4.12., que a su vez por simetría es dos veces el voltaje RMS del resistor  $R_{15}$  esto es 94,5 voltios que a su vez reemplazando en la ecuación (4.16), nos da una corriente RMS de 0,19 A y por último usando la ecuación (4.17), se tiene una potencia para  $R_{21}$  de 10,84 w., la resistencia que se usa es

de 300 ohmios con 30 vatios de disipación dejando un margen de seguridad de 277% para la disipación de potencia.

Como la corriente que circula por los diodos va a ser menor a 0,25 A, se escogen diodos de 1 A., y 1 vatio.

La máxima potencia del diodo zener es de 6 vatios, viene dada por el voltaje de 27,7 voltios que recorta, multiplicado por la máxima corriente que la atravieza la que es de 0,22A, como la máxima potencia del diodo zener es alta), en el mercado este dispositivo además de ser escaso, es caro, motivo por el cual en el anexo II, de esta tesis se diseña un circuito que realice la misma función que el diodo zener (ver Anexo II).

#### 4.3. DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO

Para diseñar el circuito de disparo se usan el transistor 2N2905 y el UJT 2N2647, en el Anexo 6 de esta tesis se encuentran las características de los dos elementos.

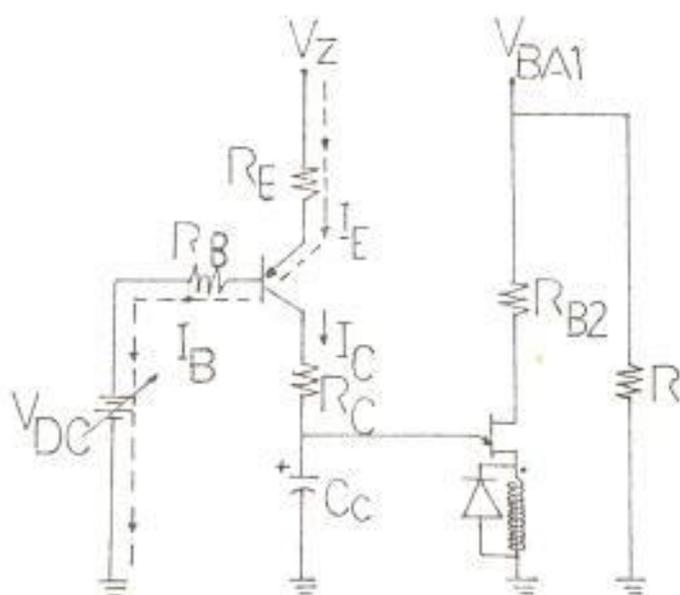


Figura N° 4.19.- Diagrama del circuito de disparo

En la figura N° 4.19., tomando el camino con líneas - entrecortadas se tiene la siguiente ecuación:

$$V_Z = I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B + V_{DC} \quad (4.18)$$

La corriente de emisor  $I_E$  se la puede expresar en función de la corriente de colector  $I_C$  mediante la siguiente fórmula:

$$I_E = \frac{B + 1}{B} I_C \quad (4.19)$$

En donde:

B es la ganancia del transistor ( $B = h_{fe}$ ).

Además la corriente de base  $I_B$  se la puede expresar como una función de la corriente de colector  $I_C$ , mediante la siguiente fórmula:

$$I_B = \frac{I_C}{B} \quad (4.20)$$

Introduciendo en la ecuación (4.18), las fórmulas (4.19) y (4.20) y despejando  $I_C$  se tiene:

$$I_C = \frac{V_Z - V_{EB} - V_{DC}}{\frac{B+1}{B} R_E + \frac{1}{B} R_B} \quad (4.21)$$

Se necesita que para un voltaje  $V_{DC} = 0$  voltios el ángulo de disparo sea de  $120^\circ$  ya que este es el mínimo ángulo de disparo, ya que el capacitor se comienza a cargar  $60^\circ$  antes de que la onda esté en su ciclo positivo.

La ecuación que da la corriente de cargado de un capacitor cuando se lo carga con corriente constante es:

$$I_C = \frac{CV_p}{t} \quad (4.22)$$

En donde:

C : valor de capacitancia

V<sub>p</sub>: voltaje de encendido del UJT

t : tiempo de cargado del capacitor

La capacitancia escogida es de 0,1 uf. (C=0,1 uf), el voltaje de encendido del UJT es aproximadamente igual a 18,7 voltios (V<sub>p</sub> = 18,7 V), el tiempo equivalente - que dura en recorrer 120° es de 5,553 ms. (t = 5,553 ms) estos valores se los reemplaza en la ecuación (4.22), para obtener una corriente de colector igual a 0,3360mA. aproximadamente (I<sub>C</sub> = 0,3360 mA.).

Para calcular el valor de R<sub>B</sub> que se necesita en el - circuito de disparo, es necesario reemplazar en la ecuación (4.21), los valores I<sub>C</sub> = 0,3368 mA.; V<sub>Z</sub>=27,7 V.; V<sub>EB</sub> = 7V.; V<sub>DC</sub> = 0 V.; β = 90 y dándole un valor a R<sub>E</sub> igual a 3,9 K. El valor de R<sub>B</sub> calculado es de - 5,176 K aproximadamente.

El valor experimental de R<sub>B</sub> que se necesita en el - circuito de disparo es de aproximadamente 2 MΩ. La

diferencia entre el valor teórico con el valor experimental se debe a que el valor teórico se lo calculó con valores aproximados. El valor de  $R_C$  se lo escoge igual a 3,3 K.

Se conoce que dependiendo del tipo de UJT el voltaje de conducción ( $V_p$ ) disminuye con la temperatura. Como el coeficiente de temperatura del UJT es negativo, se usa la resistencia  $R_{B2}$  para compensar el cambio de temperatura ya que la resistencia  $R_{B2}$  da un coeficiente de temperatura positivo. El valor de  $R_{B2}$  se lo calcula de la siguiente fórmula (5).

$$R_{B2} = \frac{10000}{nV_i} \quad (4.23)$$

En donde:

$n$  : relación intrínseca del UJT ( $n = 0,65$ )

$V_i$  : mínimo voltaje que se debe aplicar al UJT.

( $V_i = 12V$ ).

Reemplazando los valores en la fórmula (4.23), se tiene un valor de  $R_{B2}$  igual a 1282 ohmios, el valor escogido es de 1000 ohmios. Además se pone en paralelo con el UJT una resistencia de 10 K. para mantener el

voltaje  $V_{BAI}$  cuando el UJT se enciende.

## C A P I T U L O V

### ANÁLISIS DEL CIRCUITO DE REALIMENTACION

#### 5.1. INTRODUCCION

En el prototipo de regulador diseñado se usa un sistema de control de lazo cerrado, los sistemas de control de lazo cerrado son sistemas de control realimentados. La señal de error actuante que es la diferencia entre la señal que se desea y la señal realimentada, entra al control de manera que reduce el error y lleva la salida del sistema al valor deseado.

Nuestro circuito de realimentación sensa dos parámetros uno es el voltaje trifásico de salida del generador para el lazo externo de voltaje, y el segundo parámetro que sensa el circuito de realimentación es la corriente de campo del generador para formar el lazo interno de corriente.

El lazo externo de voltaje sirve para darnos la señal

de error actuante y el lazo interno de corriente sirve para que la respuesta del sistema sea rápida y limita la corriente máxima que debe circular por las bobinas del campo del generador.

Para sensar el voltaje de salida del generador es necesario primero reducirlo mediante dos transformadores conectados en delta abierto, y con un puente rectificador trifásico compuesto de seis diodos rectificar el voltaje trifásico y convertirlo en voltaje DC, este voltaje DC es el que va a sensar el circuito de realimentación.

Para sensar la corriente de campo del generador se va a colocar en serie con las bobinas del campo del generador un resistor  $R_{sh}$  llamada resistencia paralelo, de tal forma que en los terminales de la resistencia  $R_{sh}$  se va a tener una caída de voltaje proporcional a la corriente de campo, esta caída de voltaje es la que sensa el circuito de realimentación.

El voltaje  $V_{re}$  de salida del circuito de realimentación se lo conecta en cada una de las bases de los transistores que conforman el circuito de disparo, el voltaje  $V_{re}$  varía en un rango de cero a doce voltios.

Cuando el voltaje  $V_{re}$  es igual a cero se tiene el mínimo ángulo de disparo y cuando el voltaje  $V_{re}$  es igual a doce voltios se tiene el máximo ángulo de disparo.

## 5.2. DISEÑO DE DOS TRANSFORMADORES REDUCTORES PARA RECTIFICAR EL VOLTAGE DE LINEA

Para convertir el voltaje de salida del generador  $3\phi$  desde un voltaje alterno mayor a 110 voltios RMS a un voltaje menor a 15 voltios DC, para que pueda ser procesado en el circuito de realimentación, se va a usar dos transformadores monofásicos y un puente rectificador trifásico que rectifica el voltaje trifásico de salida del generador. El sistema va a ser instalado de la siguiente forma: (Ver figura N° 5.1.).-

Según la figura N° 5.1., se necesitan dos transformadores monofásicos para disminuir el voltaje trifásico de salida del generador desde el voltaje de regimen del sistema hasta un voltaje menor, es decir desde 127 voltios hasta 7 voltios. Para diseñar estos transformadores se usan los criterios de diseño, que se los usó anteriormente en el Capítulo IV, para

diseñar el transformador trifásico.

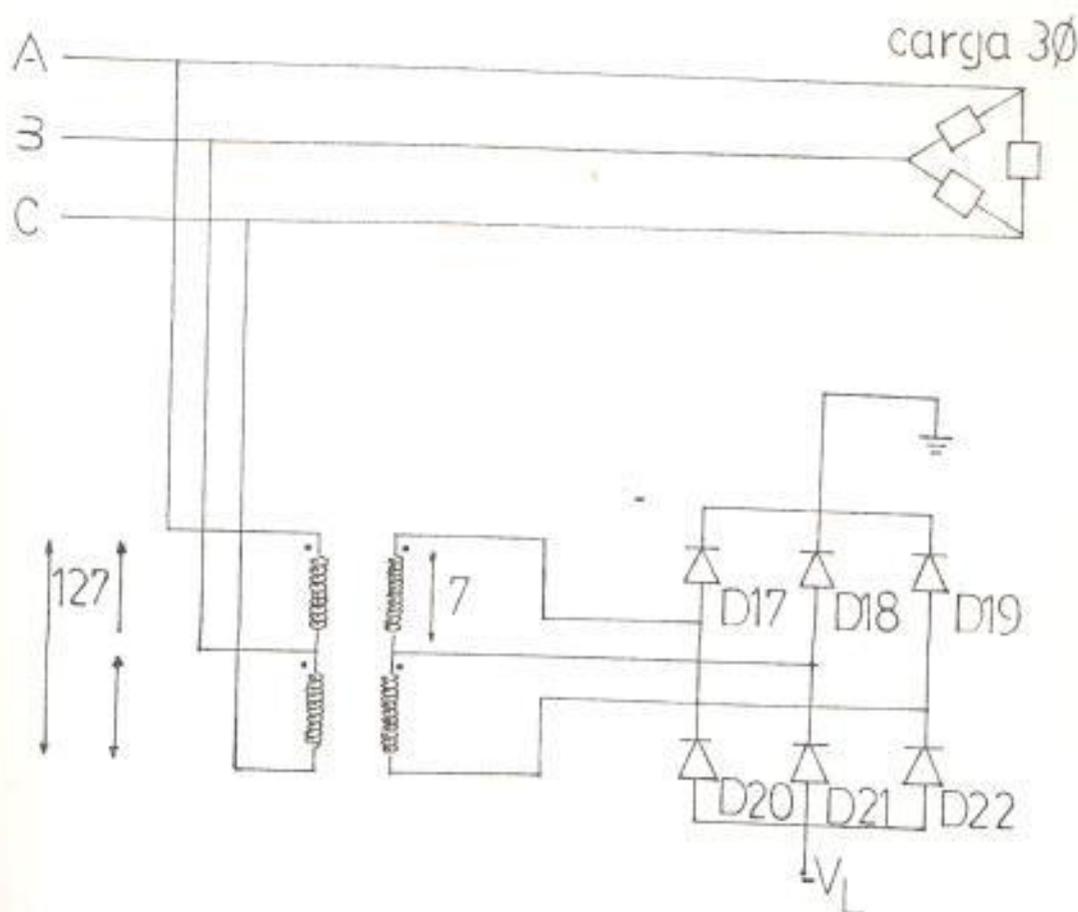


Figura N° 5.1.- Diagrama del circuito que disminuye y rectifica el voltaje trifásico de salida del generador.

Para diseñar los dos transformadores reductores se tienen las siguientes medidas del núcleo. (Ver. Fig. 5.2).

Usando las fórmulas del Capítulo IV, y las dimensiones del transformador se concluye que en el primario se deben dar 2090 vueltas de alambre número 35 que sopor

ta una corriente de 0,0625 A y en el secundario se deben dar 114 vueltas de alambre número 23 que soporta 1A.

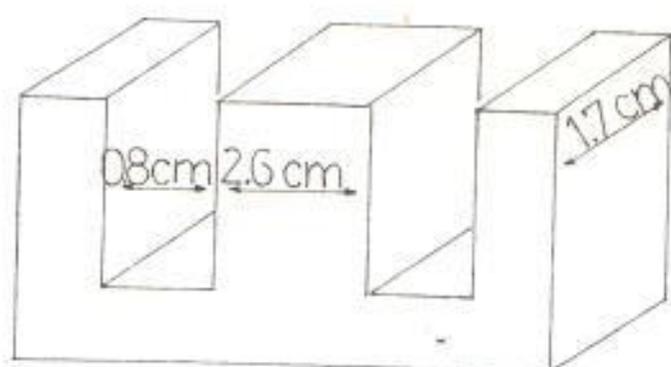


Figura N° 5.4.- Dimensiones del transformador

### 5.3. DISEÑO DEL LAZO DE REALIMENTACION DE VOLTAJE

El lazo de voltaje o lazo externo se lo va a diseñar con un control proporcional integral (PI), ya que el error de este control en estado estacionario es cero. El lazo externo de voltaje con el control proporcional integral se lo indica en la siguiente figura.

Para una mejor comprensión del lazo externo de realimentación de voltaje se va a analizar la función de cada elemento y su respectivo valor.

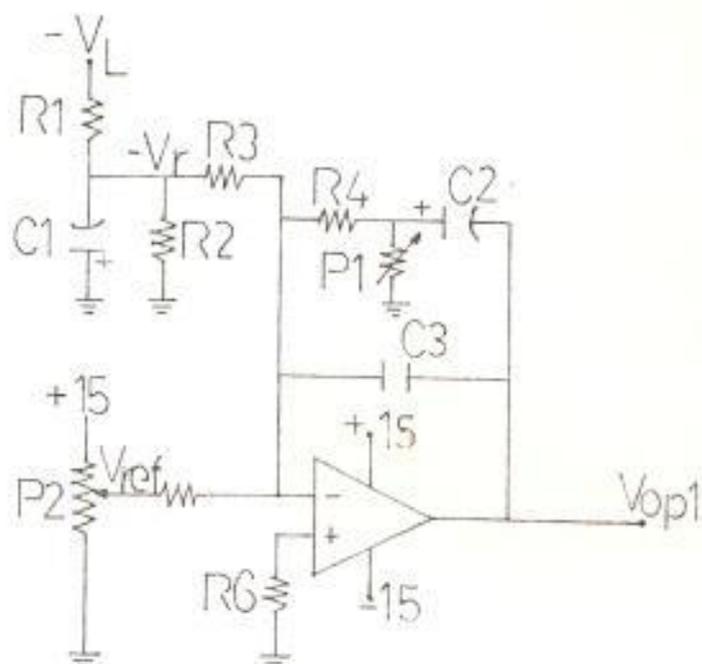


Figura N° 5.3.- Diagrama del circuito que forma el lazo externo de voltaje.

El potenciómetro P1, sirve para regular la estabilidad del control proporcional integral, es decir con el potenciómetro P1 se varia la constante proporcional del control proporcional integral ya que el potenciómetro P1 cuando el amplificador operacional OPI - está trabajando en la parte lineal se encuentra en paralelo con el resistor R4, de tal forma que se varia el potenciómetro P1 hasta que la respuesta del lazo externo de voltaje sea más rápida. P1 tiene un valor de 100 K.

Con el potenciómetro P2 se obtiene el voltaje de re

ferencia del generador, ya que al variarlo, varía el voltaje a la salida del generador. Para que el cambio de voltaje en la salida del generador tenga una mejor precisión al potenciómetro P2 se lo escoge con un valor de resistencia igual a 10 K.

Los resistores R3, R4, y R5, por ser las del control proporcional integral deben tener el mismo valor de resistencia, ya que se requiere que la ganancia del control proporcional integral o la constante proporcional ( $K_p$ ) tenga un valor cercano a la unidad, para por medio del potenciómetro P1 variar el valor de la constante proporcional ( $K_p$ ) hasta un valor óptimo, el valor de resistencia escogido para los resistores R3, R4 y R5 es de 100 K.

Los resistores R1 y R2 forman un circuito divisor de voltaje cuando el capacitor C1 se encuentra cargado y no le llega corriente de carga, este circuito divisor de voltaje va a dividir el voltaje -  $V_1$  que viene del puente rectificador trifásico a la mitad, es decir que el voltaje -  $V_r$  (ver figura N° 5.3), valdrá la mitad del voltaje -  $V_1$ . Para esto se necesita que R1 sea igual a R2, motivo por el cual a R1 y a R2, se les da un valor igual a 10K.

El resistor R4 en paralelo con el potenciómetro P1 - forman la constante proporcional del control proporcional integral.

El capacitor C2 forma la constante integral ( $K_i$ ) del control proporcional integral, como se desea tener una constante integral igual a un hertz, se escoge un valor de capacitancia del capacitor C2 igual a 10 uf.

#### 5.4. JUSTIFICACION DEL USO DE CONTROLADORES PROPORCIONALES INTEGRALES

Un control compara el valor efectivo de salida de un sistema, con el valor deseado (8).

Los controles están clasificados de la siguiente manera:

1. Controles de dos posiciones o de SI - NO.
2. Controles proporcionales.
3. Controles integrales
4. controles proporcionales integrales
5. Controles proporcionales derivativos
6. Controles proporcionales integrales y derivativos.

Para justificar el uso de controles proporcionales -  
 integrales en el lazo de realimentación de voltaje -  
 como en el lazo de realimentación de corriente, se  
 va a estudiar al control proporcional integral.

La acción de control proporcional integral queda de-  
 finida (8), por la siguiente ecuación:

$$m(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt. \quad (5.1)$$

En donde:

$K_p$  : representa la sensibilidad proporcional o ga-  
 nancia.

$T_i$  : es el tiempo integral, y es el tiempo neces-  
 rio para que la respuesta del controlador du  
 plique la parte proporcional.

$m(t)$ : es el parámetro que se controla.

$e(t)$ : es el parámetro de referencia.

La ecuación (5.1), está dada en función del tiempo ,  
 en cambio la ecuación en función de la frecuencia (8)  
 viene dada por:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right). \quad (5.2)$$

Para demostrar que en un control proporcional integral, el error de estado estacionario  $V_{ass}$  es cero se va a usar como ejemplo un simple regulador de voltaje con control proporcional integral que es usado para mantener el voltaje de salida de un generador DC en su nivel de regimen.

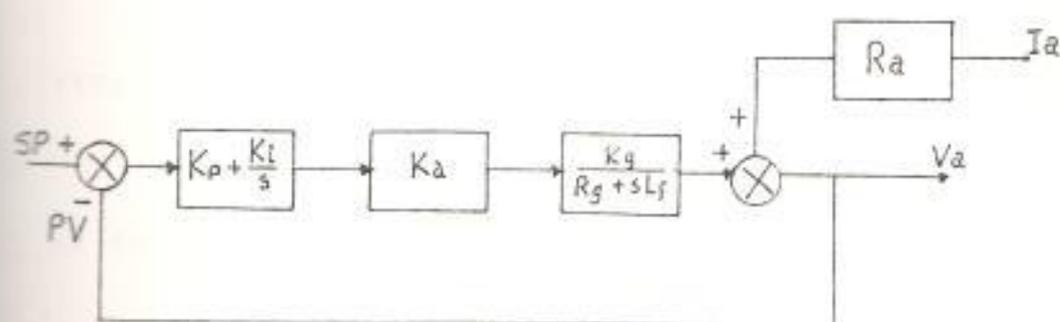


Figura N° 5.4.- Diagrama de bloques de un regulador de voltaje con control proporcional integral.

La función de transferencia del diagrama de bloques de la figura N° 5.4., es la siguiente:

$$\frac{V_a(s)}{I_a(s)} = \frac{-R_a}{\left(1 + \frac{K_p s + K_i}{s} \times \frac{K_a K_g}{R_f s L_f}\right)} \quad (5.3)$$

Asumiendo que se le aplica al circuito un escalón de corriente en donde:

$$I_a(s) = \frac{I_a}{s} \quad (5.4)$$

Para encontrar el error de estado estacionario<sup>(8)</sup> se aplica la siguiente fórmula:

$$V_{ass} = \lim_{s \rightarrow 0} s V_a(s) = 0 \quad (5.5)$$

En donde:

$V_{ass}$  es el error de estado estacionario.

La ecuación (5.5), se la aplica en la ecuación (5.3), para obtener el error de estado estacionario  $V_{ass}$ , luego de multiplicar la ecuación (5.3), por  $s$  y reemplazar  $s$  por cero se tiene que el error de estado estacionario  $V_{ass}$  de la ecuación (5.3), es igual a  $R_a$  dividida para un valor bien grande ( $V_{ass} = \frac{R_a}{\infty}$ ), y una cantidad dividida para un valor bien grande es aproximadamente cero, entonces el error de estado estacionario  $V_{ass}$  es

aproximadamente cero. Por este motivo en el lazo de realimentación de voltaje como en el de corriente se usa controladores proporcionales integrales.

#### 5.5. ESTUDIO Y COMPORTAMIENTO DEL LAZO DE VOLTAJE

El voltaje de línea que sale del generador es sensado mediante dos transformadores conectados en delta abierto y con un puente rectificador trifásico se rectifica dicho voltaje en aproximadamente 10 voltios DC (teniendo 127 voltios que es el voltaje de régimen de salida del generador), pero con 10 voltios DC no existe un mayor rango de trabajo del amplificador operacional - OP1, ya que se encuentra cerca al voltaje de saturación (el voltaje de saturación del amplificador operacional es de 13 voltios) razón por la cual se reduce este voltaje a 5 voltios DC mediante un divisor de voltaje con las resistencias R1 y R2. El capacitor C1 sirve para filtrar la señal del voltaje de salida del generador después de que éste a sido reducido y rectificado; este capacitor por lo general permanece cargado y no va a circular corriente por este elemento, por lo tanto permanece en circuito abierto excepto en cambios bruscos de voltaje de salida del generador.

Como la ganancia del control proporcional integral de

be ser cercano a la unidad ( $K_p = 1$ ) para que no amplifique la señal solo que realice la función de control los resistores  $R_3$ ,  $R_4$  y  $R_5$ , deben ser de igual valor.

El potenciómetro  $P_2$  que nos da la referencia del voltaje trifásico de salida del generador antes de encender la máquina debe estar en el mínimo valor para evitar que el cambio en el voltaje trifásico de salida del generador sea brusco, luego que ya se encuentre en funcionamiento el prototipo de regulador, se debe moverlo hasta obtener el voltaje de régimen en la salida del generador el mismo que es de 127 voltios.

Para el análisis del lazo externo de realimentación de voltaje nos va a servir el siguiente circuito.

En el momento de variar la resistencia del potenciómetro  $P_2$  hasta llegar el voltaje trifásico de salida del generador a su nivel de régimen, el voltaje  $-V_r$  sigue negativamente al voltaje de referencia  $V_{ref}$  (Ver figura N° 5.5.), y cuando el voltaje trifásico de salida del generador se encuentra en su nivel de régimen se debe cumplir que la magnitud de los voltajes  $V_{ref}$  y  $-V_r$  deben ser iguales ( $V_r = V_{ref}$ ).

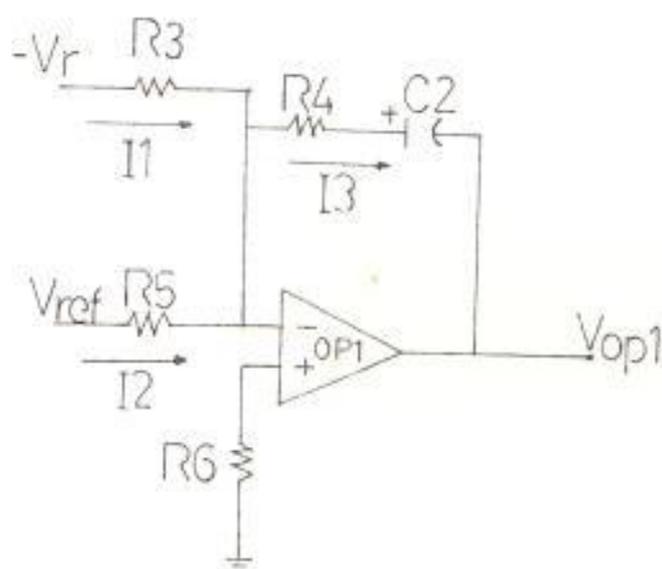


Figura N° 5.5.- Circuito del lazo de realimentación de voltaje.

Cuando se produce un desbalance en la magnitud de los voltajes es decir  $V_r \neq V_{ref}$ ., circula corriente por el resistor  $R_4$  y el capacitor  $C_2$  lo cual hace que aumente la magnitud del voltaje  $V_{op1}$  si es que la corriente  $I_3$  es positiva, o que disminuya el voltaje  $V_{op1}$  si es que la corriente  $I_3$  es negativa.

Para requerimientos de regulación, se requiere que - los amplificadores operacionales trabajen en la parte lineal y por lo tanto el voltaje en la entrada ne

gativa  $V(-)$  va a ser igual al voltaje positivo  $V(+)$  (Ver figura N° 5.5.), como no circula corriente a través de  $R6$  el voltaje en la entrada positiva  $V(+)$ , es igual a cero, por tanto el voltaje en la entrada negativa  $V(-)$  es igual a cero, con este análisis podemos calcular las corrientes  $I1, I2$  y  $I3$ .

$$I1 = \frac{-Vr}{R3} \quad (5.6)$$

$$I2 = \frac{Vref}{R4} \quad (5.7)$$

$$I3 = I1 + I2 \quad (5.8)$$

Reemplazando las ecuaciones (5.6) y (5.7) en (5.8) y recordando que los resistores  $R3$  y  $R4$  son iguales a  $R$ .

$$I3 = \frac{Vref - Vr}{R} \quad (5.9)$$

La corriente  $I3$ , es una medida del error de los voltajes  $Vref$  con  $Vr$ .

Cuando  $I_3$  es positiva entonces el voltaje  $V_{ref}$  es mayor que voltaje  $V_r$ , en este caso el capacitor  $C_2$  se carga, por tanto aumenta (negativamente el voltaje  $-V_{op1}$ ).

Si  $I_3$  es negativo, entonces el voltaje  $V_{ref}$  es menor que el voltaje  $V_r$ , en este caso el capacitor  $C_2$  se descarga por tanto disminuye (negativamente) el voltaje  $V_{op1}$ .

Cuando el voltaje  $V_{ref}$  es igual a  $V_r$ , la corriente  $-I_3$  es cero y el sistema está estable, en este caso el voltaje de salida del amplificador operacional  $-OPI$  es igual al voltaje del capacitor  $C_2$  ( $V_{op1} = VC_2$ ) porque no existe caída de voltaje en la resistencia  $R_4$  ya que no circula corriente ( $I_3 = 0$ ) y el voltaje en la entrada negativa  $V(-)$  es igual a cero.

#### 5.6. DISEÑO DEL LAZO DE REALIMENTACION DE CORRIENTE

El lazo interno de realimentación de corriente como el lazo externo de voltaje va a ser diseñado con un control proporcional integral y además, se va a usar un amplificador operacional LM741 para amplifi

car el voltaje  $-V_c$  que cae en el resistor  $R_{sh}$  (ver figura N° 3.3.), el mismo que es proporcional a la corriente de campo. Al lazo interno de corriente con el control proporcional integral y con el amplificador del voltaje  $-V_c$  se lo indica en la siguiente figura.

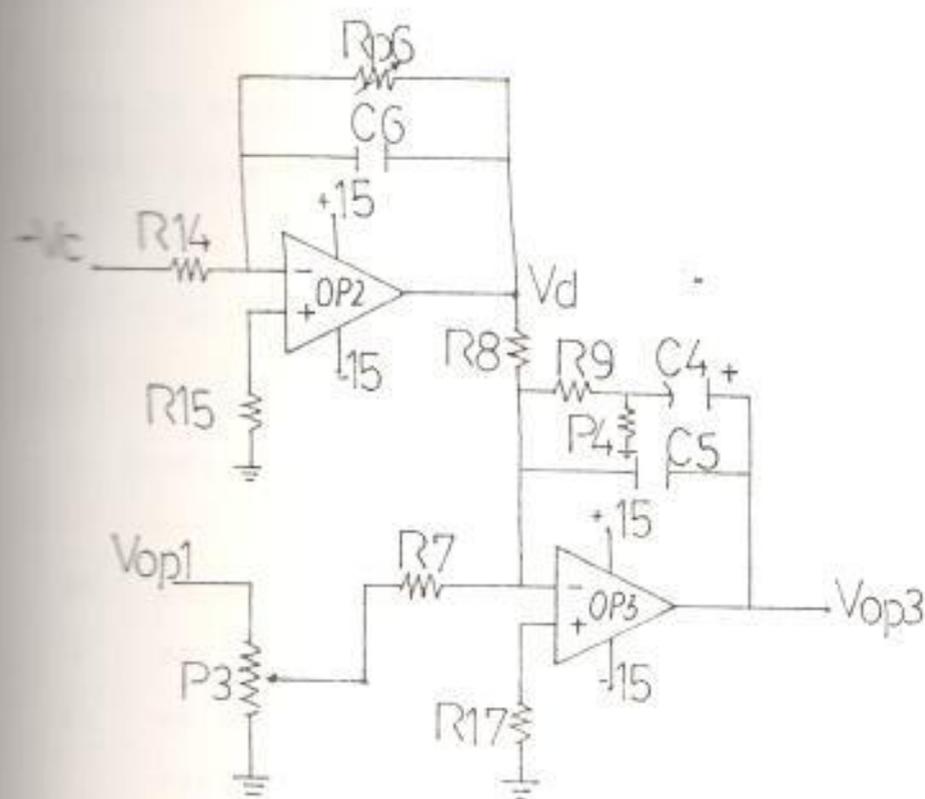


Figura N° 5.6.- Diagrama del circuito que forma el lazo interno de corriente.

El amplificador operacional OP2 amplifica el voltaje  $-V_c$ , la ganancia del amplificador es:

$$A_{v2} = \frac{R_{p6}}{R_{14}}$$

(5.10)

En donde:

$A_{v2}$  es la ganancia del amplificador

$R_{p6}$  es el valor de resistencia del potenciómetro  $P6$ .

$R_{14}$  es el valor de resistencia del resistor  $R_{14}$ .

Pero la ganancia del amplificador operacional OP2 también puede ser escrita en función de los voltajes.

$$A_{v2} = \frac{V_d}{V_c} \quad (5.11)$$

En donde:

$V_d$  es el voltaje amplificado que sale del amplificador operacional OP2.

$V_c$  es el voltaje a la entrada del amplificador operacional.

Como la corriente máxima de salida del generador según los datos de placa es de 5,25 A y es la máxima corriente que va a circular por el campo del generador ya que el sistema es autogenerado, por tanto el voltaje  $V_c$  en los terminales del resistor  $R_{sh}$  como máximo va a tener un valor igual a 0,525 voltios ( $V_c = 0,525$  V), el mismo que es un valor muy pequeño, motivo por el

cuál hay que amplificarlo hasta un valor de voltaje  $V_d$  igual a 5 voltios. Según la fórmula (5.10), para amplificar el voltaje  $-V_c$  de un valor igual a  $-0,525$  voltios a un voltaje  $V_d$  igual a 5 voltios - se necesita que la ganancia  $Av_2$  tenga un valor igual a 9,5.

Para que el amplificador operacional OP2 tenga una ganancia  $Av_2$  con un valor igual a 9,5 es necesario, escoger el valor de resistencia tanto del potenciómetro P6 como del resistor R14. Al resistor R14 se le va a dar un valor de resistencia igual a 2,2 K. y mediante la fórmula (5.10), al despejar el valor de resistencia del potenciómetro P6 para reemplazar los valores de  $Av_2$  y de R14 nos da un valor de resistencia  $R_{p6}$  igual a 21 K., es decir que el potenciómetro P6 debe tener un valor de resistencia igual a 21 K., para amplificar el voltaje que es proporcional a la corriente de campo de 0,525 a 5 voltios.

El capacitor C6 es un filtro y sirve para que el voltaje de salida del amplificador operacional OP2 - tenga solo componente continua (DC) y no tenga componente alterna (AC).

Usando el mismo criterio de diseño del lazo externo de realimentación de voltaje se va a escoger el valor de los resistores R7, R8 y R9, las mismas que van a tener un valor de resistencia igual a 100 K.

El resistor R9 en paralelo con el potenciómetro P4 forman la constante proporcional del control proporcional integral.

El capacitor C4 forma la constante integral del control proporcional integral y como se quiere una constante integral ( $K_i$ ) igual a un hertz, se escoge el capacitor C4 con un valor de capacitancia igual a 10  $\mu$ f.

El capacitor C5 es un capacitor de filtro, sirve para filtrar ruidos de alta frecuencia, el valor de capacitancia escogido es de 0,01  $\mu$ f.; por ser su valor tan pequeño, no se lo toma en consideración en la función de transferencia del control proporcional integral.

El potenciómetro P3 sirve para limitar la máxima corriente de salida del campo del generador, el valor de resistencia escogido para el potenciómetro P3 es de 10 K.

### 5.7. ESTUDIO Y COMPORTAMIENTO DEL LAZO DE CORRIENTE

Para el lazo de corriente, existe un limitador de la máxima corriente de campo, el mismo que es el potenciómetro P3 (Ver figura N° 5.6).

Ya que el voltaje  $V_d$  de salida del amplificador operacional OP2 es proporcional a la corriente de campo, y este voltaje  $V_d$  en condiciones normales de regulación va a ser menor que el voltaje  $-V_e$  de salida del potenciómetro P3, se concluye que el máximo voltaje de  $-V_e$  es el que limita la máxima corriente que debe circular por el campo del generador.

Para que la corriente de salida del generador Hampden no supere el valor de placa (5,25 A), se limita la corriente de campo a 5,25 A. Cuando se tiene circulando la corriente de placa en las bobinas del generador el voltaje  $V_d$  en la salida del amplificador operacional OP2 es de aproximadamente 5 voltios, entonces el valor de  $-V_e$  como máximo debe ser de -5 voltios, es decir que cuando el voltaje  $V_{op1}$  de salida del amplificador operacional OP1 tenga -13 voltios (-13 voltios es el voltaje de saturación de los amplificadores operacionales cuando se los alimenta con -15 voltios), el

voltaje  $-V_e$  debe ser de -5 voltios.

Para determinar en que posición se debe colocar el potenciómetro P3 para limitar la corriente de campo se procede a realizar un divisor de voltaje del potenciómetro P3.

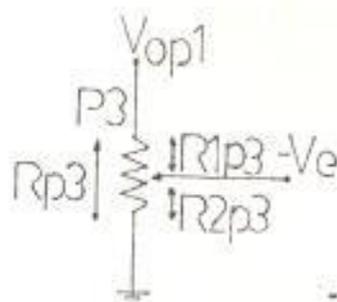


FIGURA N° 5.7.- CIRCUITO DIVISOR DE VOLTAJE DEL POTENCIOMETRO P3.

De la figura N° 5.7., se obtiene la siguiente fórmula:

$$-V_e = V_{op1} \frac{R_{2p3}}{R_{p3}} \quad (5.13)$$

Despejando  $R_{2p3}$  de la ecuación (5.13), se obtiene la siguiente ecuación:

$$R_{2p3} = R_{p3} \frac{V_{op1}}{-V_e} \quad (5.14)$$

Reemplazando los valores de  $-V_e = -5$ ;  $V_{op1} = -13$  V; y  $R_{p3} = 10$  K., en la ecuación (5.14), nos dá un valor de resistencia para  $R_{2p3}$  igual a 3,8 K., por lo tanto el potenciómetro P3 se lo va a dividir en  $R_{1p3}$  igual a 6.2 K., y  $R_{2p3}$  igual a 3.8 K., para poder limitar la corriente de campo del generador a 5.25 A.

Para determinar como funciona el control proporcional integral del lazo interno de corriente se realiza un análisis similar al efectuado para el lazo externo de voltaje.

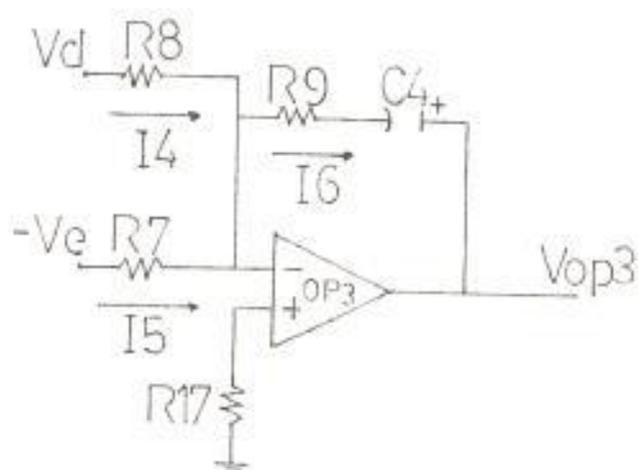


FIGURA N° 5.8.- DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE LAZO DE REALIMENTACION DE CORRIENTE.

Comparando la figura N° 5.8., con la figura N° 5.5., se obtiene la siguiente ecuación:

$$I_6 = \frac{V_d - V_e}{R} \quad (5.15)$$

Cuando se produce un desbalance en la magnitud de los voltajes de entrada al control proporcional integral, es decir que  $V_d$  sea diferente de  $-V_e$ , circula corriente por la resistencia  $R_9$  y el capacitor  $C_4$ , lo cual hace que disminuya la magnitud del voltaje  $V_{op3}$  si es que la corriente  $I_6$  es positiva, o que aumente la magnitud del voltaje  $V_{op3}$  si es que la corriente  $I_6$  es negativa.

Cuando la magnitud de  $V_d$  es igual a la magnitud de  $-V_e$  la corriente  $I_6$  es igual a cero, y el sistema se encuentra en estado estable, en este caso el voltaje de salida del amplificador operacional OP3 es igual al voltaje  $V_{c4}$  que mantiene el capacitor  $C_4$  ( $V_{op3} = V_{c4}$ ), porque no existe caída de voltaje en la resistencia  $R_9$  ya que no circula corriente, ( $I_6 = 0$ ) y el voltaje en la entrada negativa  $V(-)$  es igual a cero.

### 5.3. CIRCUITO DE AJUSTE DEL CIRCUITO DE REALIMENTACION CON EL CIRCUITO DE DISPARO

En el circuito de disparo tenemos como antecedente, que si deseamos mayor voltaje DC a la salida del puen

te rectificador trifásico semicontrolado, tenemos que disminuir el ángulo de disparo de los tiristores, para ello el capacitor  $C_c$  del circuito de disparo (Ver figura N° 4. .), debe cargarse rápidamente y esto se consigue aumentando la corriente de colector  $I_c$ , por tanto aumentando la corriente de base  $I_b$  y para aumentar  $I_b$  se lo logra con la disminución del voltaje que le llega a la base del transistor ya que el mismo es un transistor tipo PNP.

Ahora analizando el circuito de realimentación; si queremos aumentar el voltaje DC a la salida del puente rectificador trifásico semicontrolado en el circuito de fuerza, tenemos que aumentar el voltaje  $V_{ref}$  mediante el potenciómetro P2 (Ver figura N° 5.10), con esto la corriente  $I_3$  va a ser diferente de cero y positiva y hace que se cargue el capacitor  $C_2$  aumentando negativamente el voltaje  $-V_e$ , esto produce que la corriente  $I_6$  sea diferente de cero y negativa aumentando el voltaje en el capacitor  $C_4$ , por tanto aumentando el voltaje en  $V_{op3}$  y si pondríamos a este voltaje en la base de los transistores del circuito de disparo, lograríamos no un aumento del voltaje DC de salida del puente rectificador trifásico semicontrolado sino una disminución.

Para lo expuesto anteriormente se necesita un circuito cuya función sea :

Si se produce un aumento en el voltaje  $V_{op3}$ , la salida del circuito de ajuste produzca una disminución del voltaje  $V_{op3}$ . Si se produce una disminución del voltaje  $V_{op3}$ , la salida del circuito de ajuste produzca un aumento del voltaje  $V_{op3}$ . El circuito que nos proporciona el ajuste del circuito de realimentación con el de disparo es el siguiente:

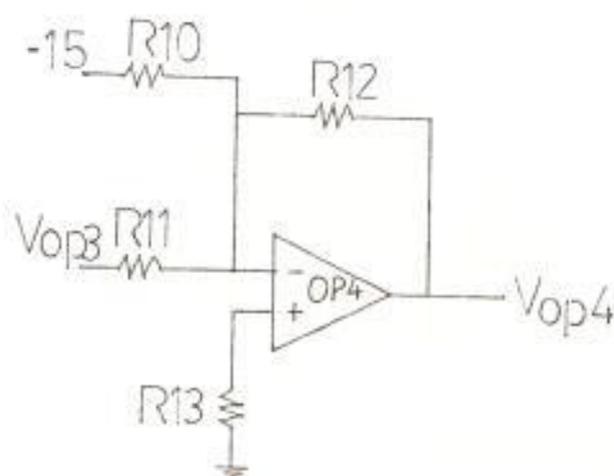


FIGURA N° 5.9.-DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE AJUSTE DEL CIRCUITO DE REALIMENTACIÓN CON EL CIRCUITO DE DISPARO.

El circuito de la figura N° 5.9., es un simple suma-

donde de voltajes, los resistores  $R_{10}$ ,  $R_{11}$  y  $R_{12}$  deben tener igual valor porque no se necesita una amplificación en el voltaje de salida, el valor de resistencia escogido para estos resistores es de 10 K.

La ecuación en la salida del amplificador operacional OP4 es la siguiente:

$$V_{op4} = 15 - V_{op3} \quad (5.16)$$

Con este circuito al aumentar  $V_{op3}$  disminuye  $V_{op4}$ , y al disminuir  $V_{op3}$  aumenta  $V_{op4}$ .

Por tanto el voltaje  $V_{op4}$  de salida del amplificador operacional OP4 va a ser el voltaje  $V_{re}$  de salida del circuito de realimentación ( $V_{op4} = V_{re}$ ) y este voltaje  $V_{re}$  es el voltaje que se conecta en la base de los transistores del circuito de disparo.

Para todos los amplificadores operacionales del circuito de realimentación se va a usar el circuito integrado LM741 por ser este circuito integrado el más común en el mercado y se acopla a los requerimientos de diseño del circuito de realimentación.

El valor de potencia de disipación de cada una de las resistencias usadas en el circuito de realimentación va a ser igual a  $1/4$  vatio debido a que el circuito de realimentación maneja una corriente menor a 5 mA.

#### 5.9. DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE REALIMENTACION

El circuito de realimentación de la figura N° 5.10., que mostraremos en la siguiente página, tiene un lazo interno de corriente y un lazo externo de voltaje y un circuito de ajuste. En el circuito de realimentación se usan dos controles proporcionales integrales, un amplificador de voltaje y un circuito sumador de voltajes.

En la siguiente página encontraremos la figura N° 5.10., la cual nos muestra el diagrama del circuito de realimentación.

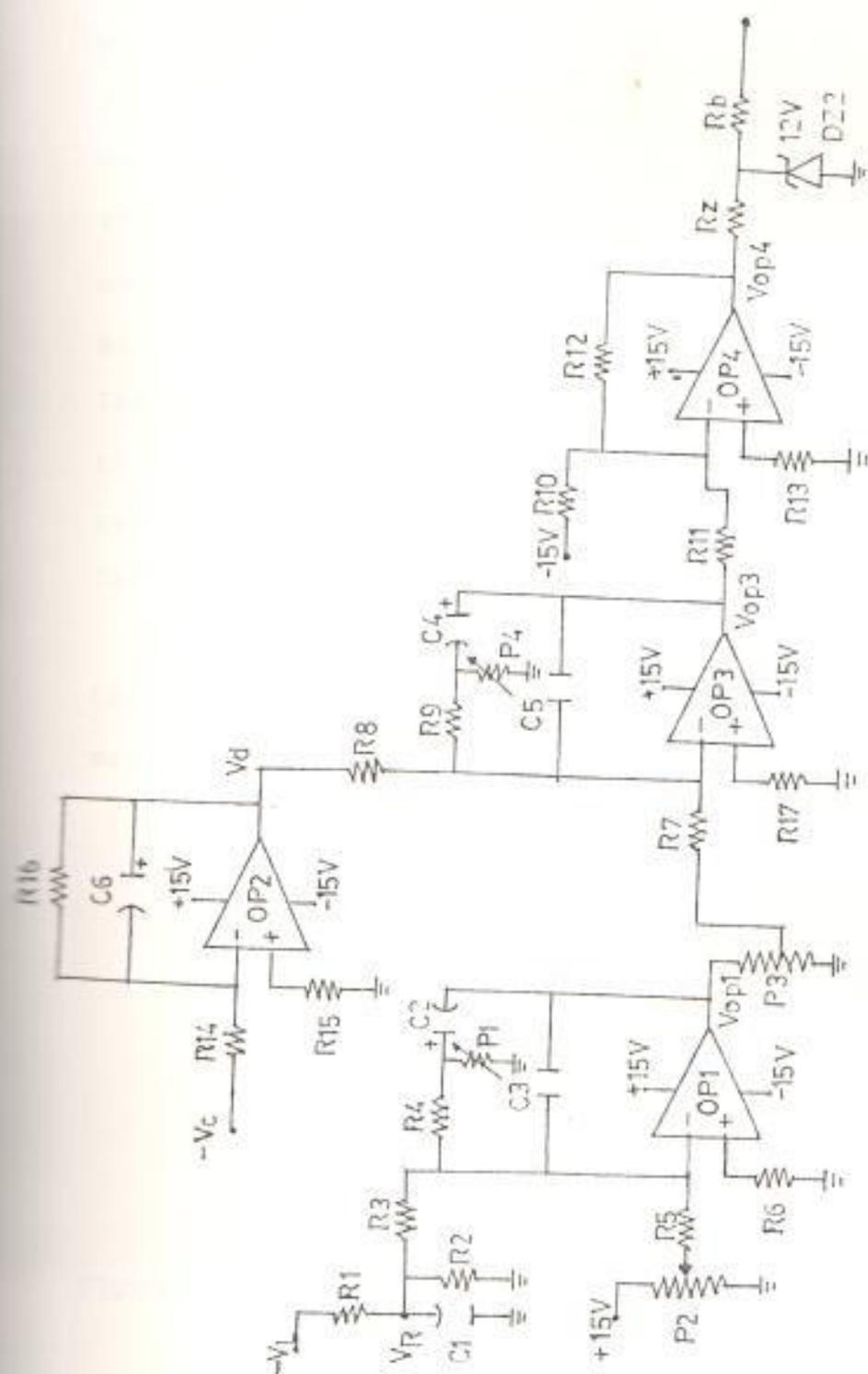


FIGURA N° 5.10.-DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE REALIMENTACION

### 5.10. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL CIRCUITO DE REALIMENTACION

Para determinar las funciones de transferencia en forma más fácil se debe usar la característica de los amplificadores operacionales cuando trabajan en la parte lineal. Esta característica es que el voltaje en la entrada positiva  $V(+)$  es igual al voltaje en la entrada negativa  $V(-)$ , como el voltaje en la entrada positiva es cero ( $V(+)=0$ ), porque no circula corriente por las resistencias de 47 K. (Ver figura N° 5.10), se concluye que el voltaje en la entrada negativa va a ser cero ( $V(-)=0$ ), es decir va a tener un voltaje similar al del neutro del sistema.

Las funciones de transferencia del circuito de realimentación son las siguientes:

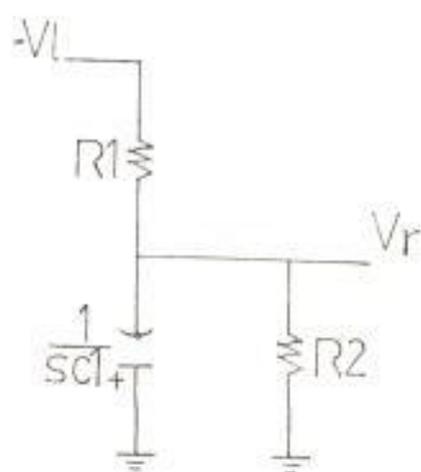


FIGURA N° 5.11.- DIAGRAMA DEL CIRCUITO QUE SIRVE PARA FILTRAR Y REDUCIR LA SEÑAL DEL VOLTAJE  $-V_1$ .

La función de transferencia de la figura N° 5.11., es :

$$V_r = \frac{V_i K_1}{1 + sT_1} \quad (5.17)$$

en donde:

$$K_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.18)$$

$$T_1 = K_1 R_1 C_1 \quad (5.19)$$

Reemplazando valores en las ecuaciones (5.18) y (5.19), se tiene que:

$$K_1 = 0,5 \text{ y } T_1 = 50 \text{ ms.}$$

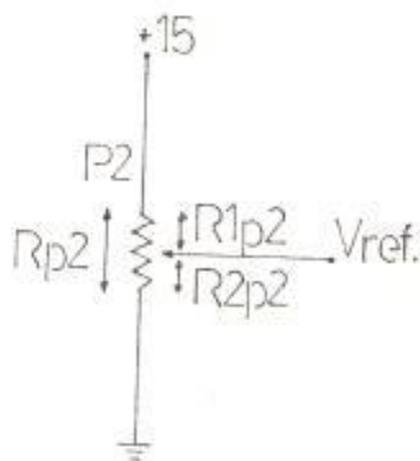


FIGURA N° 5.12.- DIAGRAMA DEL CIRCUITO QUE NOS DA EL VOLTAJE DE REFERENCIA.

La función de transferencia de la figura N° 5.12., es:

$$V_{ref} = 15 K_2 \quad (5.20)$$

en donde:

$$K_2 = \frac{R_{2p2}}{R_{p2}} \quad (5.21)$$

Como la resistencia del potenciómetro P2 ( $R_{p2}$ ) es de 10 K., entonces el valor de  $K_2$  depende de la posición en que se encuentra el potenciómetro P2.

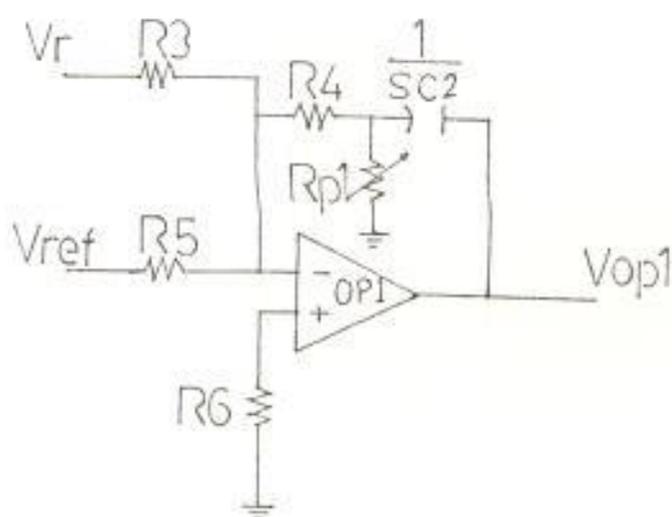


FIGURA N° 5.13.- DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE CONTROL PROPORCIONAL EN EL LAZO DE REALIMENTACION DE VOLTAJE.-

La función de transferencia de la figura N° 5.13., es:

$$V_{op1} = (V_r - V_{ref}) \left( K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s} \right) \quad (5.22)$$

en donde:

$$K_{p1} = \frac{R_{p1}}{(R + R_{p1})} \quad (5.23)$$

$$K_{i1} = \frac{1}{RC2} \quad (5.24)$$

Reemplazando valores en las ecuaciones (5.23) y (5.24) se tiene que  $K_{p1}$  depende del valor de resistencia del potenciómetro  $P1$  y  $K_{i1} = 1$  Hertz.

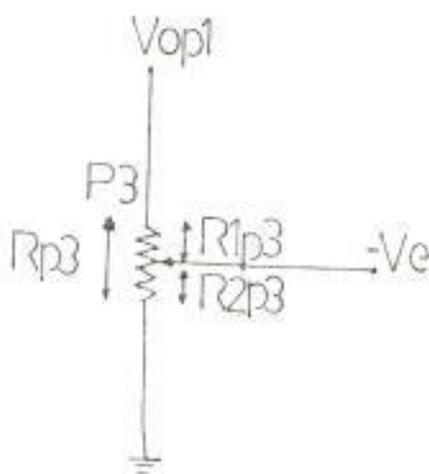


FIGURA N° 5.14.- DIAGRAMA DEL CIRCUITO QUE LIMITA LA CORRIENTE DE CAMPO.

La función de transferencia de la figura N° 5.14., es:

$$-V_e = V_{op1} K_3 \quad (5.25)$$

En donde:

$$K_3 = \frac{R_{2p3}}{R_{p3}} \quad (5.26)$$

Como la corriente de campo que se necesita limitar es de 5,25 A., en la sección 5.9., se aconseja usar un valor de resistencia para  $R_{2p3}$  igual a 3.8 K., y como la resistencia del potenciómetro  $R_{p3}$  es igual a 10 K., se concluye que el valor de  $K_3 = 0,38$ .

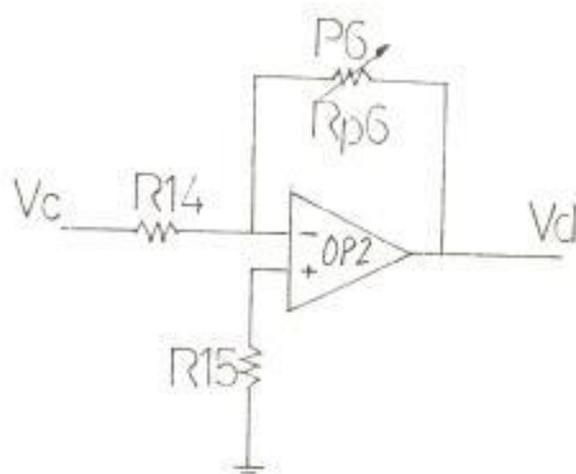


FIGURA N° 5.15.-DIAGRAMA DEL CIRCUITO QUE AMPLIFICA LA CORRIENTE DE CAMPO QUE ES SENSADA POR LA RESISTENCIA  $R_{sh}$ .

La función de transferencia de la figura N° 5.15., es:

$$V_{op2} = V_d = V_c K_4 \quad (5.27)$$

En donde:

$$K_4 = A_{v2} = \frac{R_{p6}}{R_{14}} \quad (5.28)$$

El valor de  $K_4$  es la ganancia  $A_{v2}$  del amplificador operacional OP2, a esta ganancia anteriormente se la determinó que debe ser de 9,5 entonces:

$$K_4 = 9,5$$

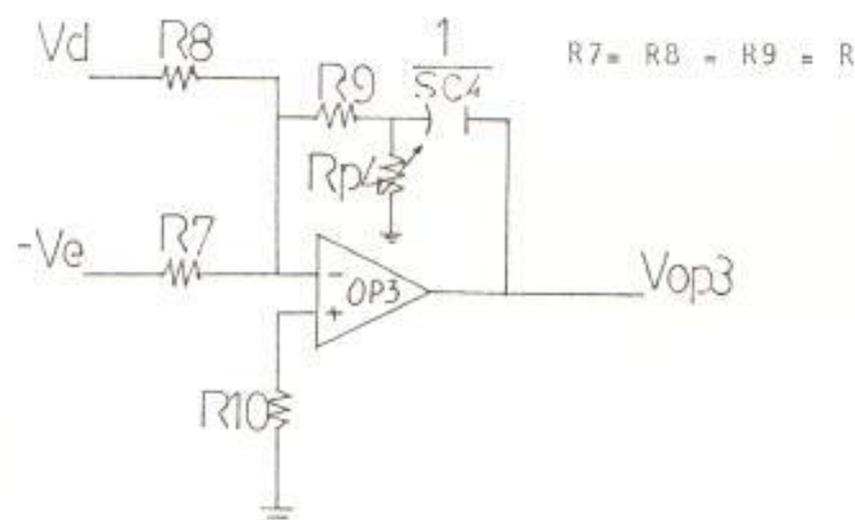


FIGURA N° 5.16 DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL EN EL LAZO DE REALIMENTACION DE CORRIENTE.

La función de transferencia de la figura N° 5.16, es:

$$V_{op3} = (V_e - V_d) \left( K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} \right) \quad (5.29)$$

En donde:

$$K_{p2} = \frac{R_{p4}}{(R + R_{p4})} \quad (5.30)$$

$$K_{i2} = \frac{1}{RC4} \quad (5.31)$$

Reemplazando valores en las ecuaciones (5.30) y (5.31), se tiene que  $K_{p2}$  depende del valor de resistencia del potenciómetro  $P4$  ( $R_{p4}$ ) y  $K_{i2}$  es igual a 1 hertz.

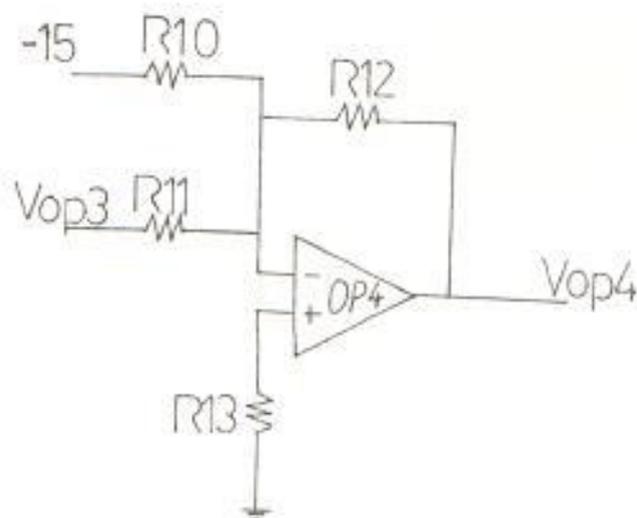


FIGURA N° 5.17.-DIAGRAMA DEL CIRCUITO QUE AJUSTA EL CIRCUITO DE DISPARO CON EL CIRCUITO DE REALIMENTACION.-

La función de transferencia de la figura N° 5.17., es:

$$Vop4 = 15 - Vop3 \quad (5.32)$$

Las funciones de transferencia de este capítulo nos va a servir para que en el Capítulo VIII se encuentre el Diagrama de Bloques del regulador prototipo.

## C A P I T U L O VI

### CONEXIONES DEL REGULADOR DE VOLTAJE CON EL GRUPO MOTOR GENE RADUR

#### 6.1. CONEXION DEL MOTOR

El motor DC de la máquina universal Hampden está compuesto por la armadura, la bobina de campo, la bobina de falla de campo que acciona dos contactores, y el reostato  $R_{din}$  que sirve para variar la velocidad del grupo motor - generador.

Al energizar la bobina de campo que se encuentra en el estator, esta produce un campo magnético  $B$  compuesta de dos polos, un polo norte y un polo sur. Las líneas de campo magnético van a circular desde el polo norte hacia el polo sur atravezando las espiras de la bobina de la armadura.

Al circular corriente por la bobina de la armadura del motor, cada lado de las espiras que conforman la

bobina de la armadura experimentarán una fuerza magnética  $F_m$  que viene dada por (6)

$$\vec{F}_m = \vec{i} \times \vec{B} \quad (6.1)$$

En donde:

$\vec{F}_m$  : fuerza magnética de la espira

$\vec{i}$  : corriente que circula por la espira

$\vec{B}$  : es el campo magnético creado por la circulación de corriente en las bobinas del estator.

La fuerza magnética  $\vec{F}_m$  produce un torque  $\vec{T}_m$  en torno al centro de la espira, y lleva a la espira a una dirección en donde el campo magnético sea paralelo a la normal ( $\vec{n}$ ) del plano que forma la espira. El torque  $\vec{T}_m$  producido por una fuerza magnética  $\vec{F}_m$  es(6).

$$\vec{T}_m = \vec{r} \times \vec{F}_m \quad (6.2)$$

En donde  $\vec{r}$  es un vector que se dirige desde cada lado de las espiras hasta el centro de la espira. Es debido a este torque  $\vec{T}_m$  que la armadura del motor gira.

La velocidad de un motor está determinada por la siguiente ecuación(1).

$$w = \frac{Var - I_a R_a}{K I_f} \quad (6.3)$$

En donde:

w : la velocidad angular del motor.

Var: es el voltaje de armadura.

I<sub>a</sub> : es la corriente de armadura

R<sub>a</sub> : es la resistencia de los devanados de la armadura

K : constante que depende de la construcción del motor.

I<sub>f</sub> : es la corriente de campo

De la ecuación (6.3), podemos decir que mientras mayor corriente de campo exista, habrá una menor velocidad y para mayor voltaje aplicado a la armadura, mayor será su velocidad.

Cuando por cualquier causa se elimina la corriente de campo (I<sub>f</sub>) de un motor que se encuentra en funcionamiento

to, el motor tiende a embalsarse, es decir que la velocidad del motor tiende a valores excesivamente grandes, que producen daños en los devanados del rotor y del estator. Por este motivo el motor DC de la máquina universal Hampden consta de una bobina de falla de campo que se la conecta en serie con la bobina de campo del motor.

La bobina de falla de campo sensa la corriente de campo para actuar sobre dos contactores que se encuentran en serie con la armadura del motor. Cuando la corriente de campo  $I_f$  tiene un valor diferente de cero, la bobina de falla de campo hace que los contactores permanezcan cerrados manteniendo energizada la armadura, cuando la corriente de campo tiene un valor cercano a cero, la bobina de falla de campo abre los contactores para que no exista voltaje de armadura y el motor no se embale.

El reostato  $R_{din}$  se lo conecta en serie con la bobina de campo y la bobina de falla de campo y sirve para variar la corriente de campo del motor y por consiguiente variar la velocidad del motor. Si la resistencia del reostato  $R_{din}$  es mínimo, el motor tiene velocidad baja y si la resistencia del reostato  $R_{din}$  es máximo el motor tiene velocidad alta.

## 6.2. DIAGRAMA DE LA CONEXION DEL MOTOR

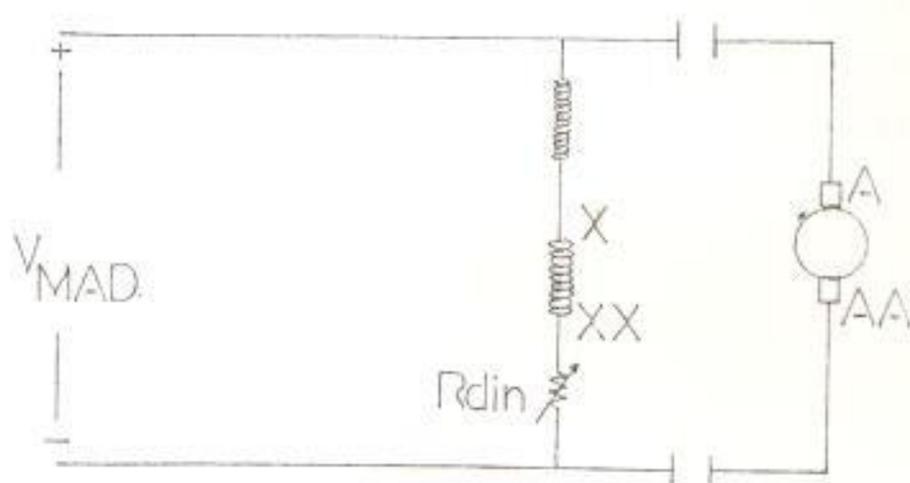


FIGURA N° 6.1.- DIAGRAMA DE LA CONEXION DEL MOTOR

Como se necesita que la velocidad del motor DC sea fija y no presente variaciones, cuando se introduzca carga al sistema, de tal forma que la frecuencia del voltaje trifásico de salida del generador permanezca constante en 60 Hz., para esto se va a usar el equipo MADSWLEY'S para controlar la velocidad del motor DC, por tanto el voltaje que va a alimentar tanto la armadura como el campo del motor va a ser tomado del equipo MADSWLEY'S.

## 6.3. CONEXION CON EL GENERADOR

El generador trifásico de la máquina universal Hampden está formado de dos circuitos, el circuito del -

rotor compuesto por las bobinas de campo y por el reos-  
tato  $R_{mu}$  y el circuito del estator formado por las bo-  
binas de la armadura, estas bobinas de la armadura tie-  
nen tres salidas y es en donde se tiene el voltaje tri-  
fásico del generador, y aquí se conecta en delta o en  
estrella la carga del generador.

Al circular corriente por las bobinas de campo del ge-  
nerador, estas producen un flujo magnético giratorio -  
que a su vez induce fuerza electromotriz, originándose  
un voltaje trifásico en los terminales de cada bobina  
de la armadura.

Para realizar la conexión de las bobinas de la armadu-  
ra del generador trifásico, se puede usar el conector  
3 o la siguiente conexión.



FIGURA N<sup>o</sup> 6.2.- DIAGRAMA DE LA CONEXION DE LAS BOBINAS  
DE ARMADURA DEL GENERADOR.-

El reostato  $R_{mu}$  se conecta en serie con la bobina de campo del generador y sirve para variar la corriente de campo del motor y por consiguiente variar el voltaje trifásico a la salida del generador. Si la resistencia del reostato  $R_{mu}$  es mínima, circula mayor corriente por el campo del generador y el generador trifásico tiene mayor voltaje de salida. Si la resistencia del reostato  $R_{mu}$  es máxima circula menor corriente por el campo del generador y el generador trifásico tiene menor voltaje de salida.

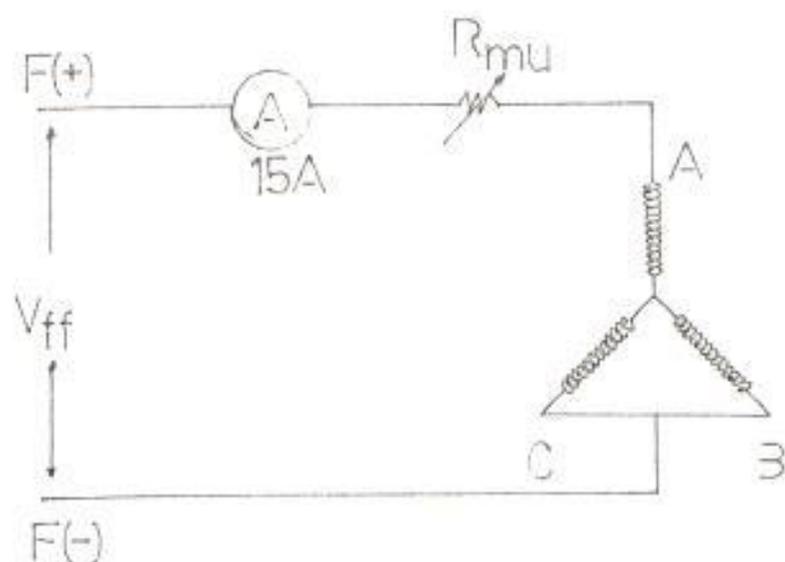


FIGURA N° 6.3.- DIAGRAMA DEL CIRCUITO DEL ROTOR

En la figura N° 6.3., en serie con el reostato  $R_{mu}$  y el campo del generador se conecta un amperímetro DC

para controlar la corriente de campo del generador. El voltaje  $V_{ff}$  que alimenta al campo del generador va a ser tomado del voltaje de salida del circuito de fuerza del regulador prototipo.

El circuito del estator con el circuito de carga es el siguiente:

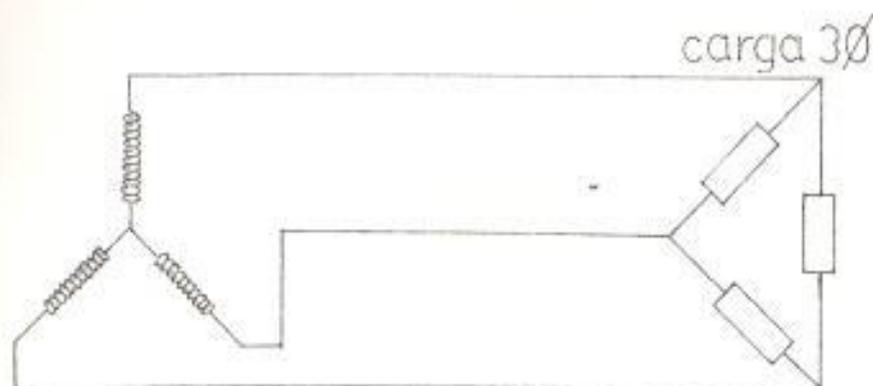


FIGURA Nº 6.4.- DIAGRAMA DEL ESTATOR CON EL CIRCUITO DE CARGA.

#### 6.4. DIAGRAMA DE LA CONEXION DEL GENERADOR

En la siguiente página podremos apreciar la figura Nº 6.5., la cual nos muestra el diagrama de la conexión del generador.

En el campo del generador  $3\phi$  se conecta la salida -

del circuito de fuerza, mientras que la armadura del generador 3 $\phi$  se conecta la carga.

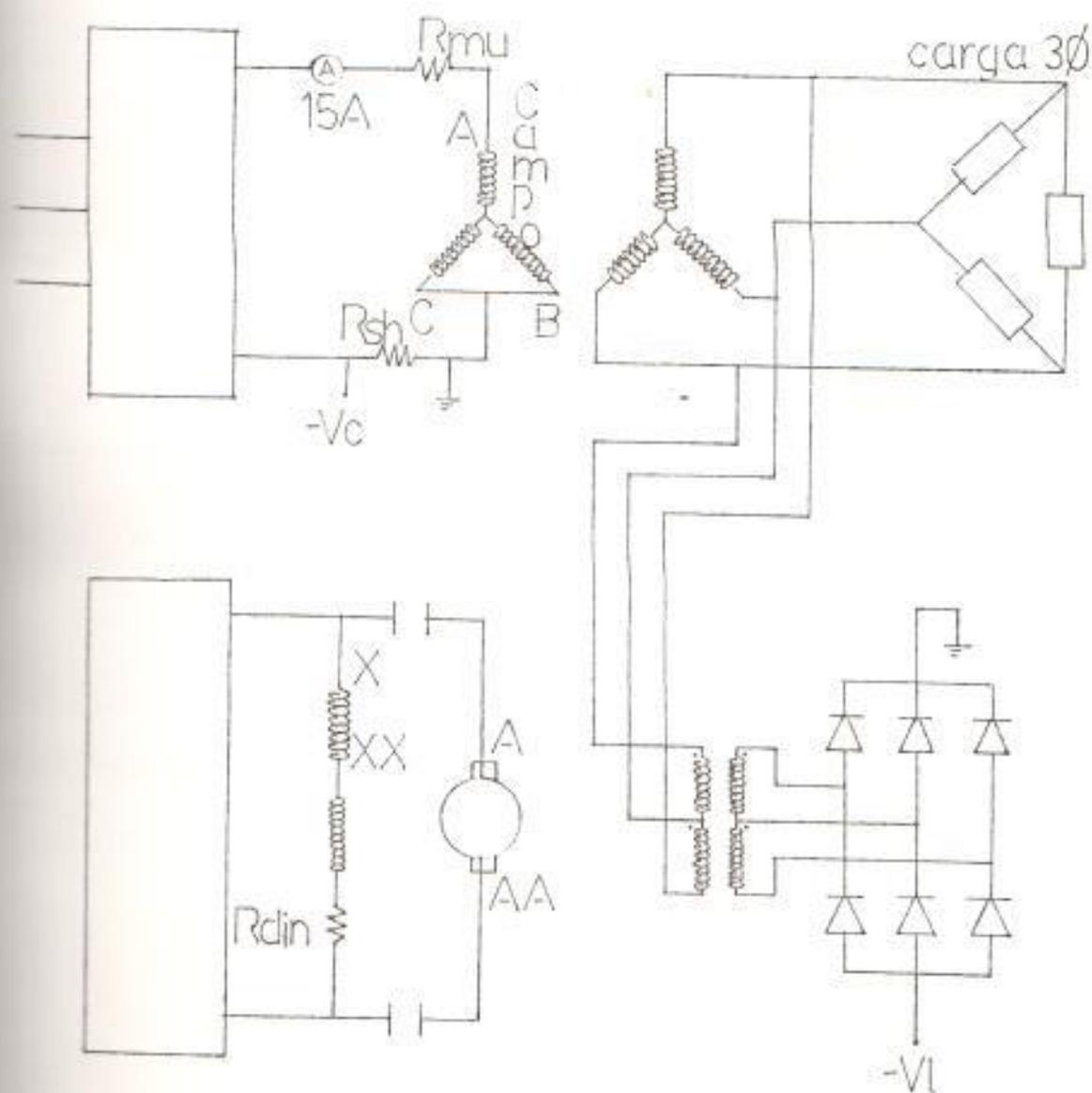


FIGURA N $^{\circ}$  6.5.- DIAGRAMA DE LAS CONEXIONES DEL GENERADOR.-

El campo del generador tiene una conexión mecánica -  
con el eje del motor, razón por la cual los devanados  
del campo del generador giran a la velocidad del mo-  
tor DC y la velocidad del motor DC es controlada -  
por medio del regulador de velocidad del equipo -  
MADSWILEY'S.

## C A P Í T U L O      V I I

### DIAGRAMA DE BLOQUES DEL REGULADOR

#### 7.1. DIAGRAMA DE BLOQUES COMPLETO DEL REGULADOR

Un diagrama de bloques de un sistema es una representación gráfica de las funciones realizadas por cada componente y del flujo de las señales, además un diagrama de bloques indica las interrelaciones que existen entre los diversos componentes. A diferencia de una representación matemática, puramente abstracta, un diagrama de bloques tiene la ventaja de indicar - en forma más realista el flujo de señales del sistema.

Recopilando toda la información del anterior Capítulo llegamos al siguiente diagrama de bloques del regulador prototipo.

Ver figura N° 7.1., en la siguiente página.-

Según el diagrama de bloques de la figura N° 7.1., la función de transferencia que se usa para representar el generador de la máquina universal Hampden es la siguiente(7).

$$T(s) = \frac{K_g}{(1 + T_g s)} \quad (7.1)$$

Obteniendo la función de transferencia en función - del tiempo del generador se tiene (7):

$$V(t) = K_g(1 - e^{-t/T_g}) \quad (7.2)$$

En donde:

$K_g$  : es el valor pico de voltaje en estado estable del generador.

$T_g$  : es el tiempo que necesita el generador para - alcanzar el 63 % del valor pico de voltaje en estado estable.

La determinación de las constantes  $K_g$  y  $T_g$  se las ha ce en forma experimental, usando el generador que sir ve para el objetivo de este trabajo, además de un os

osciloscopio con memoria para que se grafique en él, el comportamiento transiente de la máquina al producir un escalón de corriente en el campo del generador.

Primeramente se calibra el generador para que funcione con su voltaje y velocidad de régimen por medio de la señal de campo y del primo motor. Una vez funcionando el generador en su nivel de régimen, se desconecta el campo del generador, se calibra al osciloscopio de tal forma que al volver a conectar el campo, es decir al introducir un escalón en el campo del generador, se grafique en él, el voltaje transiente de las líneas del generador.

Para determinar las constantes  $K_g$  y  $T_g$  se realizan dos mediciones la primera medición determina la constante  $T_g$ , para ello se calibra el osciloscopio a una escala de 20 mseg./div., y 50 V/div., luego de producir el escalón de corriente en el campo del generador se mide el valor de  $T_g$  el mismo que es de 0,025 seg., la segunda medición determina la constante  $K_g$ , se calibra el osciloscopio a 50 mseg./div., y 50 V / div., luego de producir otro escalón de corriente en el campo del generador se mide el valor de  $K_g$ , el mismo que es de aproximadamente 170 voltios. La fi

gura dada por el osciloscopio, la misma que nos a servido para medir las constantes  $K_g$  y  $T_g$  se la presenta en el Anexo 4, como la figura N° 3.

## 7.2. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA

La función de transferencia es una expresión que relaciona la salida y la entrada de un sistema lineal invariante en el tiempo, en términos de los parámetros del sistema, y es una propiedad del sistema en sí, independiente de la función de entrada o excitadora. La función de transferencia incluye las unidades necesarias para relacionar la entrada con la salida; sin embargo, no provee ninguna información respecto a la estructura física del sistema.

Para encontrar la función de transferencia completa del regulador prototipo, se la divide en dos lazos, lazo interno y lazo externo.

En donde:

$$G1 = -(Kp2 + Ki2/s) \quad (7.3)$$

$$G2 = Kte^{-sT} \quad (7.4)$$

$$H1 = \frac{K4Rsh}{Rf + sLf} \quad (7.5)$$

En donde:

$$Y1 = LfKp2Kt \quad (7.8)$$

$$Y2 = LfKi2Kt + Kp2KtRf \quad (7.9)$$

$$Y3 = RfKi2Kt \quad (7.10)$$

$$Y4 = Lf \quad (7.11)$$

$$Y5 = Rf \quad (7.12)$$

$$Y6 = Kp2KtK4Rsh \quad (7.13)$$

$$Y7 = Ki2KtK4Rsh \quad (7.14)$$

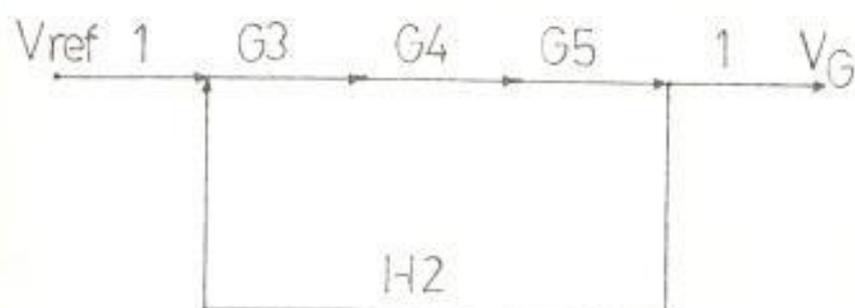


FIGURA N° 7.3.- LAZO EXTERNO DEL DIAGRAMA DE BLOQUES DEL REGULADOR.

En donde:

$$G3 = -(Kp1 + Ki1/s)K3 \quad (7.15)$$

$$G_4 = \frac{V_{ff}}{-V_e} \quad (7.16)$$

$$G_5 = \frac{K_g}{1 + sT_g} \quad (7.17)$$

$$H_2 = -K_1K \quad (7.18)$$

La función de transferencia del lazo externo del regulador es:

$$\frac{V_g}{V_{ref}} = \frac{G_3G_4G_5}{1 - G_3G_4G_5H_2} \quad (7.19)$$

Reemplazando los valores de  $G_3$ ,  $G_4$ ,  $G_5$  y  $H_2$  en la ecuación (7.19), se tiene la función de transferencia del regulador prototipo.

$$\frac{V_g}{V_{ref}} = \frac{s^3 Y_8 e^{-sT} + s^2 Y_9 e^{-sT} + s Y_{10} e^{-sT} + Y_{11} e^{-sT}}{s^4 Y_{12} + s^3 Y_{13} + s^3 Y_{14} e^{-sT} + s^2 Y_{15} + s^2 Y_{16} e^{-sT} + s Y_{16} e^{-sT} + Y_{17} e^{-sT}} \quad (7.20)$$

En donde:

$$Y8 = Kp1Y1KgK3 \quad (7.21)$$

$$Y9 = Kp1K3Y2Kg + Ki1K3KgY1 \quad (7.22)$$

$$Y10 = Kp1K3Y3Kg + Ki1K3KgY2 \quad (7.23)$$

$$Y11 = Ki1K3Y3Kg \quad (7.24)$$

$$Y12 = Y4Tg \quad (7.25)$$

$$Y13 = Y4 + Y5Tg \quad (7.26)$$

$$Y14 = Kp1K3KgK1KY1 \quad (7.27)$$

$$Y15 = Kp1K3Y2KgK1K + Ki1K3KgK1K + Y7Tg + Y6 \quad (7.28)$$

$$Y16 = Kp1K3Y3KgK1K + Ki1K3Y2KgK1K + Y7 \quad (7.29)$$

$$Y17 = Ki1K3Y3KgK1K.$$

Con la función de transferencia podemos llegar a una simulación analógica o digital para que mediante un análisis prolijo se pueda determinar la estabilidad del regulador prototipo. Es decir nuestro objetivo es dejar sembrado los primeros pasos de la idea para que un estudiante a partir de esta función de transferencia llegue a una simulación del sistema.

## C A P I T U L O VIII

### PRUEBAS DEL REGULADOR PROTUTIPO

#### 8.1. CARACTERISTICAS DE LAZO CERRADO

Una vez construido el regulador prototipo es necesario realizar pruebas que determinen el funcionamiento práctico del equipo, para luego comparar con los requerimientos iniciales de este trabajo, con la finalidad de demostrar que se ha cumplido con el objetivo de esta tesis. El resultado de las pruebas se las va a tabular en el Anexo 3, en tablas, para luego en el Anexo 4 graficarlas.

Las primeras pruebas que se realizan son para observar como se mantiene el voltaje de salida del generador en diferentes niveles (110 V; 150 V., 190 V), al aumentar gradualmente la carga y luego disminuir la para de esta forma determinar si el voltaje de salida del generador con el regulador prototipo ins

talado se mantiene dentro del porcentaje (1%), que se establece al comienzo de este trabajo, y en caso contrario determinar su diferencia, así como también realizar una comparación con la figura N° 1, del Anexo 4, que muestra como varía el voltaje nominal del generador (220 V), sin el regulador al aumentar gradualmente la carga. Los datos se tabulan en el Anexo 3, en las tablas III, IV, y V, y se los grafica en el Anexo 4, en las figuras 4, 5 y 6.

En las figuras N° 4, 5 y 6 del Anexo 4, se observa que el voltaje de salida del generador para los tres niveles de voltaje (110 V., 150 V., 190 V), se mantiene hasta que el regulador prototipo proporcione la máxima corriente al campo del generador, también se puede observar que cuando se tiene un mayor nivel de voltaje de salida del generador, este se mantiene en un menor rango de carga, debido a que el regulador prototipo proporciona una mayor corriente de campo al generador, cuando el generador no tiene carga.

Una segunda prueba es la que permite observar el comportamiento del generador con el regulador (teniendo el voltaje de salida del generador en su nivel de

régimen 120 V), cuando se mantiene la frecuencia - constante en 57 y 63 Hz. Se tabulan los datos en las tablas VI y VII y se los grafica en la figura - N° 7.

En la figura N° 7, se puede observar que a mayor - frecuencia en el voltaje de salida del generador, es te se mantiene en su nivel de regimen en un mayor - rango de carga.

La última prueba que se realiza es con carga capaci - tiva e inductiva, para determinar el comportamiento del voltaje de salida del generador en su nivel de regimen (120 V), cuando se varía la carga capaci - va e inductiva, manteniendo la carga resistiva cons - tante. Los datos se los tabula desde la tabla VIII hasta la tabla XIII, y se los grafica desde la figu - ra N° 8, hasta la figura N° 13.

La figura N° 8, nos presenta un voltaje RMS constan - te en 120 V., para diferentes valores de carga capa - citiva, manteniendo la carga resistiva en 50 W.

Las figuras N° 9 y N° 10, nos presentan un incremen - to de voltaje cuando se les instala carga capaci - va, debido a que el regulador prototipo no puede -

dar una corriente menor a la corriente mínima que proporciona para el campo del generador, luego que se aumenta la carga capacitiva, manteniendo la carga resistiva constante, se mantiene el voltaje de salida del generador en su nivel de régimen.

La figura N<sup>o</sup> 11, nos presenta un voltaje RMS constante en 120 V., para diferentes valores de carga inductiva manteniendo la carga resistiva constante en 50 W.

Las figuras N<sup>o</sup> 12 y N<sup>o</sup> 13, presentan pequeños incrementos de voltaje RMS cuando se incrementa carga inductiva, debido a que a mayor carga inductiva, menor es el valor de inductancia aplicada, pero el voltaje de salida del generador se mantiene dentro del porcentaje (1%), que se establece al comienzo de este trabajo.

## C A P I T U L O      I X

### DETALLES DEL DISEÑO

#### 9.1. DIAGRAMA GENERAL DEL REGULADOR DE VOLTAJE

En la página siguiente podremos apreciar la figura N° 9.1., la cual nos muestra el diagrama general del regulador de voltaje.

Así mismo podremos apreciar a continuación, dentro del punto 9.2., el arte positivo del circuito y en el punto 9.3., el diagrama de posición.

vienen.....

1 transformador 1Ø 127V/20V 15W.	1500,00	1.500,00
3 transformadores de pulsos	300,00	900,00
1 placa impresa	8000,00	<u>8.000,00</u>
		66.570,00

El costo total del regulador prototipo según el cuadro anterior es de S/.66.570,00, este precio es relativamente menor al costo que se paga en el mercado por un regulador de voltaje 3Ø de características similares al regulador prototipo - que se diseñó en esta tesis.

Dentro del regulador prototipo el circuito de fuerza es el dque mayor costo tiene en relación con el circuito de realimentación y el circuito de disparo.

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Las conclusiones y recomendaciones sobre el trabajo realizado se las presenta en base a los resultados obtenidos en las pruebas del regulador prototipo de voltaje y al desarrollo mismo del trabajo.

En la figura 1, del Anexo 4, se observa el comportamiento del voltaje  $V_a$  de salida del generador  $3\phi$  sin el regulador prototipo de voltaje al introducir carga en las líneas del generador  $3\phi$ . El voltaje  $V_a$  varía desde 220 V., hasta 61.1 V., en un rango de carga de 0 W a 1000 W, teniendo el generador  $3\phi$  de la máquina Universal Hampden un alto porcentaje de regulación de voltaje, es decir que el voltaje de salida del generador  $3\phi$  tiene una mayor disminución en la magnitud del voltaje de salida del generador  $3\phi$  al aumentar carga, y esto implica que el regulador prototipo va a regular el voltaje de salida del generador  $3\phi$  en menores rangos de carga del de un generador que tenga un menor porcentaje de regulación de voltaje.

En la figura N° 2, del Anexo 2, se observa el comporta

miento de la frecuencia  $f_a$  del voltaje  $V_a$  de salida del generador  $3\phi$  sin el regulador prototipo al introducirse carga en las líneas del generador  $3\phi$ , la frecuencia  $f_a$  varía de 60 Hz., hasta 58,73 Hz., en un rango de carga de 0 W a 250 W, se puede notar en cambio que el generador  $3\phi$  de la máquina - Universal Hampden tiene un bajo porcentaje de regulación de frecuencia, es decir que la frecuencia del voltaje de salida del generador  $3\phi$ , tiene poca disminución al aumentar carga, la frecuencia del voltaje de salida del generador  $3\phi$  está regulada por medio del regulador de velocidad del equipo MAWDSLEY'S.

En las figuras N° 4, 5 y 6, se observa el comportamiento del voltaje de salida del generador  $3\phi$  con el regulador prototipo instalado al introducir carga en las líneas del generador  $3\phi$ , a mayor voltaje de salida del generador  $3\phi$ , este se mantiene en un menor rango de carga debido a que a mayor nivel de referencia del voltaje de salida del generador  $3\phi$ , se requiere una mayor corriente de campo, y por lo tanto se tiene un menor rango de variación de corriente de campo para llegar a la máxima corriente de campo que proporciona el regulador prototipo.

En la figura N° 7, se observa el comportamiento del voltaje  $V_a$  de salida del generador  $3\phi$  con dos niveles de frecuencia (57 Hz., y 63 Hz.) con el regulador prototipo instalado y variaciones de carga. A mayor frecuencia en el volta

je de salida del generador 3 $\phi$ , este es regulado en un mayor - rango de carga.

En las figuras N $^{\circ}$ 8, 9 y 10, se observa el comportamiento del voltaje  $V_a$  de salida del generador 3 $\phi$  con el regulador prototipo - instalado al introducir carga capacitiva en las líneas del generador 3 $\phi$ , al tener un mayor factor de potencia (fp) adelantado, el voltaje de salida del generador 3 $\phi$  aumenta debido a que la corriente de campo que el regulador prototipo no puede disminuir a un valor menor de la corriente mínima - que proporciona.

En las figuras N $^{\circ}$ 11, 12 y 13, se observa el comportamiento del voltaje  $V_a$  de salida del generador 3 $\phi$  con el regulador prototipo instalado al introducir carga inductiva en las líneas del generador 3 $\phi$ . Para cargas inductivas, el voltaje nominal de referencia del generador 3 $\phi$  se mantiene dentro de un rango de carga de 0 VA., hasta 1000 VA.

El tiempo de respuesta del regulador prototipo es aceptablemente bueno, y esto se lo puede observar en las fotografías - que se adjuntan en el Anexo.7 de esta tesis.

Al regulador prototipo de voltaje se le puede agregar un regulador automático de velocidad para que controle la velocidad del grupo Motor - Generador, por consiguiente regular la frecuencia del voltaje de salida del generador 3 $\phi$ .

Una vez determinada la función de transferencia del regulador prototipo de voltaje en esta tesis, se recomienda realizar la simulación del sistema con la ayuda de un computador para poder optimizar el diseño del regulador prototipo de voltaje.

## BIBLIOGRAFIA

1. HAROLD W. GINGRINCH, Máquinas eléctricas transformadores y controladores, Editorial DOSSAT S.A. Madrid, España, 1.980.-
2. MOTOROLA, Silicon Rectifier handbook, Technical Editor, Second Edition, July, 1973, pp. 77 - 107.
3. K. HEUMANN, Fundamentos de la electrónica de potencia, Impreso en España por Grefol, S.A. pp.214-223.
4. JOHN B. RICE, Power Semiconductor Applications, Revista de IEEE, Editorial Board, 1.972.
5. SCR MANUAL, Folleto ESPOL, Ecuador, 1.984.-
6. SOLOMON GARTENHAUS, Física II, Electricidad y magnetismo, Editorial Interamericana, México D.F., pp. 696 - 697.
7. QUINTERO, Rafael: "Diseño y construcción de un regulador estático de voltaje para el simulador de sistemas de potencia del Departamento de Ingeniería Eléctrica, ESPOL". (Tesis, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Escuela Superior Politécnica del Litoral).-

8. KATSUHIKO, OGATA, Ingeniería de Control Moderna, Editorial Prentice Hall International, 1974.- pp. 169 - 170.
9. CHARLES S. SISKIND, Electrical Machines Direct y Alternating<sup>o</sup> Current, 2da. edition.