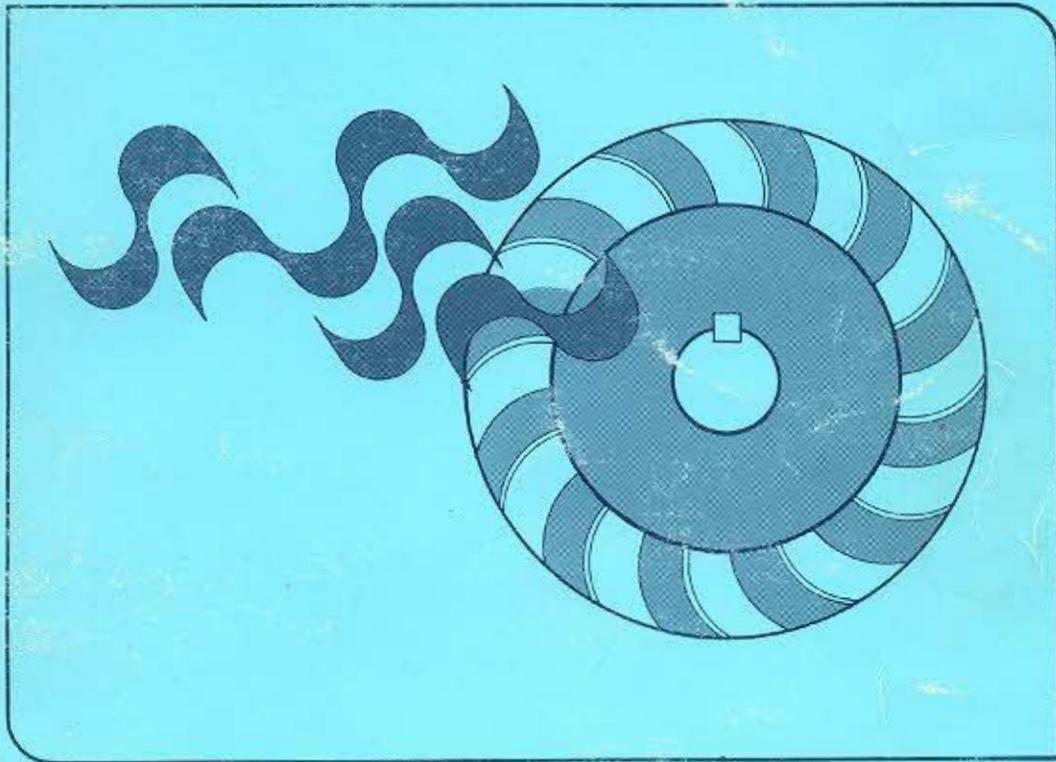




ORGANIZACION LATINOAMERICANA DE ENERGIA



apuntes para un  
manual de diseño,  
estandarización y  
fabricación de equipos  
para pequeñas  
centrales hidroeléctricas

**APUNTES PARA UN  
MANUAL TECNICO  
DE  
DISEÑO, ESTANDARIZACION Y FABRICACION DE  
EQUIPOS PARA PEQUEÑAS CENTRALES HIDROELECTRICAS**

**VOLUMEN VI**

**REGULADOR DE VELOCIDAD  
ELECTRICO - ELECTRONICO  
CON DISIPACION DE CARGA**

ELABORADO POR:

**ING. LUIS E. BARAJAS S.**

**1988**



## I N D I C E

Prefacio.

### CAPITULO I

#### INTRODUCCION A LAS PEQUEÑAS CENTRALES HIDROELECTRICAS

1.1	Introducción	1
1.2	Clasificación de las Centrales	2
1.3	Características Generales de los Generadores Trifásicos Sincrónicos	3
1.4	Fundamento de la Acción Electromecánica	5
1.5	Análisis de las Variables del Sistema de Generación	11
1.6	Sistema de Regulación de Velocidad	15
1.6.1	Por Control positivo de flujo	15
1.6.2	Por Control de disipación de carga	19

### CAPITULO II

#### DESCRIPCION GENERAL Y TIPOS DE REGULADORES CON DISIPACION DE CARGA AUXILIAR (R.D.C.)

2.1	Introducción	23
2.2	Diagrama general de un regulador	23
2.3	Circuitos de Potencia controlados para la carga	26
2.4	Materiales resistivos como cargas auxiliares	31
2.5	Análisis comparativo de los Sistemas de R.D.C.	36
2.6	Regulador de Disipación de Carga a diseñarse	37

### CAPITULO III

#### DISEÑO FUNCIONAL DEL REGULADOR.

3.1	Introducción	43
3.2	Descripción Funcional del Regulador	43
3.3	Diagrama de bloques del Regulador	44
3.4	Análisis de la Estabilidad	48
3.5	Esquema del Circuito General	49
3.6	Diseño en detalle por etapas	52
3.6.1	Sincronización a la red	53
3.6.2	Detector de frecuencia y error	56
3.6.3	Detector y medidor de corriente de línea	60
3.6.4	Circuito compensador de corriente	67
3.6.5	Circuitos de compensación P.D. ó P.D.I.	68
3.6.6	Circuitos de gobierno de Tiristores o Triacs	73
3.6.7	Circuito Modulador y optoacoplador de los tiristores.	78
3.6.8	Circuito de Potencia	82
3.6.9	Circuito de Seguridad: sobre - frecuencia	91
3.6.10	Circuito de Seguridad: sobre - corriente	93
3.6.11	Fuente continua de alimentación	97

### CAPITULO IV

#### ESTANDARIZACION Y CONSTRUCCION.

4.1	Introducción	103
4.2	Estandarización	103
4.3	Construcción	106

## CAPITULO V

### FABRICACION, MONTAJE Y OPERACION DE P.C.H.

5.1	Introducción	111
5.2	Fabricación	111
5.3	Montaje de placas electrónicas	113
5.4	Método de Operación	116

APENDICE A. Tablas de Características de P.C.H. y elementos necesarios para reguladores con disipación de carga.

APENDICE B. Características de Instrumentos y elementos electrónicos.

APENDICE C. Planos del Regulador de Velocidad Eléctrico - Electrónico con disipación de carga.

BIBLIOGRAFIA Y REFERENCIAS.

## PRESENTACION

La mayor fuente energética disponible en América Latina es la Hidroenergía, con un potencial superior a los 800.000 Mw, de los cuales apenas el 13% se aprovecha actualmente.

La región en su conjunto está en capacidad de plantearse un desarrollo intensivo de la hidroenergía, si se considera que la tecnología requerida es ampliamente conocida y que, en los diferentes países latinoamericanos, existen experiencias, capacidad de ingeniería de proyectos, empresas de construcción y, en muchos de ellos, la infraestructura necesaria para la fabricación de equipamiento para centrales hidroeléctricas de cualquier tamaño.

En materia de pequeñas centrales hidroeléctricas (P.C.H), que desempeñarán un papel muy importante en América Latina, OLADE cuenta con un programa integral que incluye desde la evaluación de las cuencas hidrológicas, para aprovechamiento en pequeña escala, hasta el desarrollo, adaptación y transferencia de tecnología de diseño para equipos y plantas. Todo ello, orientado a promover en este campo la creación y consolidación del mercado latinoamericano de tecnología y suministros de esta materia.

La disponibilidad de conocimientos amplios, así como la experiencia acumulada sobre el particular, han permitido desarrollar en América Latina una tecnología adecuada para la fabricación de equipos para las P.C.H.

OLADE y la Organización de las Naciones Unidas para el Desarrollo Industrial (ONUDI) celebraron, en marzo de 1985, un Contrato para el desarrollo de un Manual conformado por siete volúmenes, denominado MANUAL TECNICO PARA DISEÑO, FABRICACION Y ESTANDARIZACION DE EQUIPOS PARA PEQUEÑAS CENTRALES HIDROELECTRICAS.

La preparación del presente Volumen por parte de OLADE responde a la necesidad de proporcionar y difundir las bases tecnológicas requeridas para iniciar la producción de Reguladores Eléctrico-electrónicos con disipación de carga, y contiene criterios técnicos necesarios para diseñar, establecer series estandarizadas y fabricar este tipo de reguladores. Es importante dejar claramente establecido que las hipótesis asumidas y métodos de cálculo expuestos en el presente Volumen, si bien han sido cuidadosamente analizadas, por razones financieras no han sido comprobadas en prototipos ni en condiciones reales de trabajo, por lo que los reguladores que se construyen según las mismas, deberán ser sometidos a un proceso inicial de ajuste y calibración.

# CAPITULO I

## INTRODUCCION A LAS P.C.H.

### 1.1 INTRODUCCION:

Las pequeñas centrales hidroeléctricas, actualmente tienen como característica el servir a poblaciones rurales aisladas de la distribución de energía eléctrica de las grandes centrales, al no encontrarse dentro del perímetro de distribución de las ciudades y su interconexión requeriría de elevados costos de transmisión.

La integración de la población rural a los planes de electrificación de gran cobertura, se ve dificultada por su propia diseminación topográfica y escasos recursos económicos que requieren otros tipos de soluciones, surge entonces como alternativa la electrificación sectorizada, mediante la utilización de recursos naturales propios de la zona y el trabajo conjunto de los miembros de la comunidad.

En este sentido las pequeñas centrales hidroeléctricas que no requieren mucha infraestructura y no necesariamente deberán estar interconectadas con otras centrales vecinas o a los sistemas interconectados de distribución, permiten un mayor campo de estandarización de sus características de operación, como el control de la potencia entregada y frecuencia.

Seguidamente se presenta en este primer capítulo una clasificación de las Pequeñas Centrales Hidroeléctricas (P.C.H.), tanto por la potencia de generación como de obras civiles o mecánicas. Posteriormente se desarrolla el modelo matemático de la planta de generación, que permitirá analizar las variables de mayor importancia involucradas en la planta.

La tensión, corriente y velocidad de rotación o frecuencia de generación son importantes, lo que determina el presentar diversos métodos de Sistemas de Control de Generación Eléctrica.

## 1.2 CLASIFICACION DE LAS CENTRALES

Con fines de diferenciar a las Centrales Hidroeléctricas desde el punto de vista tecnológico y constructivo se ha adoptado una clasificación en función de la potencia instalada.

* CENTRAL	POTENCIA INSTALADA (P.I.)
Grandes Centrales	$P.I. \geq 50 \text{ Mw}$
Medianas Centrales	$5 \text{ Mw} < P.I. < 50 \text{ Mw}$
Pequeñas Centrales	$500 \text{ Kw} < P.I. < 5 \text{ Mw}$
Mini Centrales	$50 \text{ Kw} < P.I. < 500 \text{ Kw}$
Micro Centrales	$P.I. < 50 \text{ Kw}$

En el Apéndice A, Tabla 1, se incluye la clasificación de las **\*\*Pequeñas Centrales Hidroeléctricas** en función de diferentes alturas de caída de agua y volúmenes de caudales, dentro de los cuales se determinaría la potencia que se podría obtener dependiendo de los recursos existentes para la construcción de una Pequeña Central Hidroeléctrica (P.C.H.).

Constituyendo la turbina el equipo de transformación de energía cinética a energía rotatoria en las centrales, se presenta en el Apéndice A, Tabla 2 una clasificación general de las Turbinas para P.C.H. en función de la velocidad específica y altura de salto, y en la Tabla 3 la eficiencia a alcanzar en los Grupos Turbina - Generador.

-----

\* Clasificación recomendada por la OLADE y adoptada por INECEL.

\*\* El término Pequeña Central es general, y abarca también a las mini y micros centrales.

### 1.3 CARACTERISTICAS GENERALES DE LOS GENERADORES TRIFASICOS SINCRONICOS.

La contribución dada por el descubrimiento de Faraday en 1831 sobre la generación de una tensión inducida debido al movimiento relativo entre un campo magnético y un conductor de electricidad, permitió el desarrollo de la generación eléctrica por la conversión de la energía rotatoria mecánica.

La constitución de los generadores trifásicos que se emplean en las Centrales Hidroeléctricas se rigen por el número de vueltas de sus máquinas rotatorias motrices. Los alternadores acoplados a turbinas hidráulicas se construyen para velocidades muy distintas; según la potencia, altura del salto y tipo de la turbina.

Hasta la velocidad de 750 r.p.m. el rotor es de tipo de polos salientes y por lo general de eje vertical. Para velocidades de 750 r.p.m. y superiores, el rotor es de tipo cilíndrico y eje horizontal.

Por ser la tensión generada y la velocidad de rotación o frecuencia las variables de mayor importancia y control en la operación, al incidir directamente en los equipos o accesorios eléctricos del consumidor, se enunciará algunos detalles a tomarse en cuenta en su construcción.

#### 1.3.1 TENSIONES NOMINALES.

Considerando el servicio a prestar las P.C.H. donde en la mayoría de los casos las transmisiones de energía desde el punto de generación al centro de consumo no estarán muy lejos, se puede prescindir de los transformadores en la central. A cambio para compensar las pérdidas de transmisión, el valor de tensión nominal a los bornes del generador se elige un 5% más elevado que la tensión de régimen de la red en el punto de consumo, con el objeto de poder compensar en parte la caída de tensión por transmisión.

En la Tabla 4 se expresan las tensiones nominales de régimen y las correspondientes tensiones nominales de los generadores.

TABLA 4.- Tensión Nominal de los Generadores Trifásicos Sincrónicos en P.C.H. (4)

TENSION DE REGIMEN (Voltios)	TENSION NOMINAL DE LOS GENERADORES (Voltios)
125	130
220	230
380	400
500	525
1000	1050

### 1.3.2 VELOCIDADES NORMALES

La velocidad normal  $w$  de los generadores síncronos viene determinada por la velocidad de la máquina motriz, o por la frecuencia en función al número de polos, siendo:

$$w = \frac{d\theta}{dt} = 2 \times \frac{60 f}{p} \text{ (r.p.m.)} \quad (1.1)$$

donde:  $\frac{d\theta}{dt}$  = velocidad de rotación angular.

$f$  = frecuencia de la red en Herzios.

$p$  = número de polos.

La Tabla 5 presenta la velocidad de rotación en función del número de polos para una frecuencia de 60 Hz, y nos indica que cuando la turbina de accionamiento es de tipo baja velocidad (turbinas hidráulicas) se requerirá un gran número de polos. Los alternadores de polos salientes de baja velocidad requieren inducidos en el estator con un gran perímetro en el cual puedan ser insertados los bobinados.

Normalmente se evitan velocidades como 3600, 1200, 720, 514, <sup>2</sup>/<sub>7</sub> r.p.m. correspondientes a número impar de pares de polos en P.C.H. y en caso de utilizarse se deben usar bujes o rodamientos aislados.

TABLA 5.- Velocidades normales de los Generadores Trifásicos Síncronos para Frecuencias de 60 Hz (3).

NUMERO DE POLOS	VELOCIDAD EN r.p.m.
2	3600
4	1800
6	1200
8	900
10	720
12	600

El manual de P.C.H., volumen VIII sobre Generadores, se ha tomado para diseño la máquina de cuatro polos, 1800 r.p.m. Por tanto se pueden cambiar las velocidades de la turbina con reductores mecánicos para alcanzar la velocidad nominal del generador.

#### 1.4 FUNDAMENTO DE LA ACCION ELECTROMECHANICA (3), (4)

Desde el punto de vista de análisis es importante determinar las principales variables que intervienen en el generador, sabiendo que éste es el equipo que va a transformar la energía mecánica rotacional generada por la turbina a energía eléctrica. El diagrama elemental de un generador sincrónico se muestra en la Figura 1-1, en la cual se muestra en forma simplificada sus dos partes constitutivas; el circuito del campo de excitación montado en el rotor y el circuito del campo de inducción en el estator.

Un circuito equivalente para una fase del generador sincrónico se muestra en la Figura 1-2, donde nos permitirá describir separadamente los efectos físicos presentes en el funcionamiento del generador, así tenemos:

- La intensidad de campo o flujo magnético  $\phi_f$  creado por la bobina de excitatriz, será la suma de los amperios vueltas que este camino concatena, siendo:

$$\phi = \frac{0.4 \times I_f N}{R} \quad (1.2)$$

$$\phi = K_f I_f \quad (1.3)$$

donde:  $R$  es la reluctancia total del camino cerrado  $R_1, R_2 \dots$

$I_f \cdot N$  son los amperios vueltas totales o la fuerza magneto motriz (f.m.m.) que se debe producir mediante el devanado de excitación.

$K_f$  constante que relaciona flujo a corriente:

- Para conseguir un flujo constante y de polaridad definida, dependerá de la corriente  $I_f$  que sea continua. Cuando existe tensión en un circuito de excitación, Fig. 1-2, la corriente  $I_f$  en el circuito aumenta de acuerdo a la relación.

$$E_f = i_f R_a + L_a \frac{d i_f}{dt} \quad (1.4)$$

despejando  $I_f$  y expresándole en transformadas de Laplace, se tiene:

$$I_f = \frac{1}{R_a + sL_a} E_f \quad (1.5)$$

donde:  $E_f$  = fuente de tensión continua.

$R_a$  = carga resistiva del devanado.

$L_a$  = carga inductiva.

- El flujo magnético  $\phi$  creado por el devanado excitatriz se desplaza en sentido rotatorio en los devanados del inducido para el caso de los generadores sincrónicos. Los devanados del inducido constan de un número total de bobinas  $B$ , poseyendo cada bobina de un número de espiras  $N_b$ , por lo que el número total de espiras en una fase determinada del inducido será igual a:

$$N_p = \frac{B \cdot N_b}{N_F} \quad (\text{espiras totales/fase}) \quad (1.6)$$

$$N_p = \frac{\text{bobinas totales en el inducido} \times \text{espiras/bobinas}}{\text{número de fases}}$$

- Por el enunciado general de la Ley de Faraday (3), que dice:  
"El valor de tensión inducida en una sola espira de un conductor es proporcional a la velocidad de variación de las líneas de fuerza que la atraviesan (o concatenan con ella)"
- Newmann en 1845, expresó cuantitativamente lo anterior en una ecuación en la que la magnitud de la (f.e.m.) inducida media  $E_{med}$ , es:

$$E_{med} = \frac{\phi}{t} \times 10^{-8} \text{ voltios} \quad (1.7)$$

donde:  $\phi$  es la línea de fuerza magnética concatenada con la espira.  
 $t$  el tiempo en segundos en que son concatenadas  $\phi$  líneas.  
 $10^8$  es el número de líneas que una sola espira debe concatenar cada segundo a fin de inducir una tensión de "un" voltio.

De esta definición, es evidente, que la tensión inducida generada puede incrementarse aumentando la intensidad del campo magnético o reduciendo el tiempo durante el cual se produce la variación en la concatenación de flujo (ó sea aumentando la velocidad o el movimiento relativo entre el conductor y el  $\phi$ ).

Para el caso de una bobina que consta de  $N_b$  espiras y el tiempo  $t$  requerido para completar un cuarto de revolución, es  $1/4 r$  (o sea  $90^\circ$  eléctricos), en la que el bobinado se mueve desde el centro de la zona interpolar hasta una posición situada directamente bajo el centro de un polo dado, la tensión inducida media por bobina, será:

$$E_{med}/\text{bobina} = 4 \phi N_b r \times 10^{-8} \text{ volt.} \quad (1.8)$$

en la que:  $\phi$  es el flujo magnético por polo.

$N_b$  es el número de espiras por bobina.

$W$  es la velocidad relativa en (r.p.s.) entre la bobina y el campo magnético.

La ecuación (1-8) se establece para una máquina bipolar, que genera una onda senoidal en una vuelta completa de  $360^\circ$  eléctricos. Reemplazando esta ecuación para todas las espiras en serie de cualquier fase, es igual a:

$$E_{\text{med/fase}} = 4 \phi B_p W \times 10^{-8} \text{ volt.} \quad (1.9)$$

Pero para un proceso de generación, donde se busca que la tensión por fase sea completamente senoidal mediante la distribución intencional del devanado del inducido, el valor eficaz de una tensión senoidal de C.A. es 1,11 veces el valor medio y tomando en cuenta que el inducido en el que se emplean bobinas de paso fraccionado  $K_p$  y el devanado está distribuido en el estator  $K_d$ , se puede deducir la ecuación del valor eficaz de la tensión generada en cada fase  $E_{gp}$  de una máquina sincrónica de C.A. en la forma:

$$E_{gp} = 4,44 \cdot \phi \cdot N_p \cdot f \cdot K_p K_d \times 10^{-8} \text{ volt.} \quad (1.10)$$

en la que:  $N_p$  es el número total de espiras por fase.

$f$  es la frecuencia en Herz. ( $f$  directamente proporcional y equivalente a  $W$  (r.p.s.).

$K_p$  es el factor de paso del inducido.

$K_d$  es el factor de distribución del inducido.

- La relación entre la tensión en los bornes y la tensión generada en una máquina síncrona, según la Fig. 1-2, será igual a la relación vectorial:

$$\hat{E}_{gp} = \hat{V}_p + \hat{I}_a R_a + \hat{I}_a (jX_a) \quad (1.11)$$

o en transformada de Laplace,  $I_a$  será:

$$I_a(s) = \frac{E_{gp} - V_p}{R_a + L_a S} \quad (1.12)$$

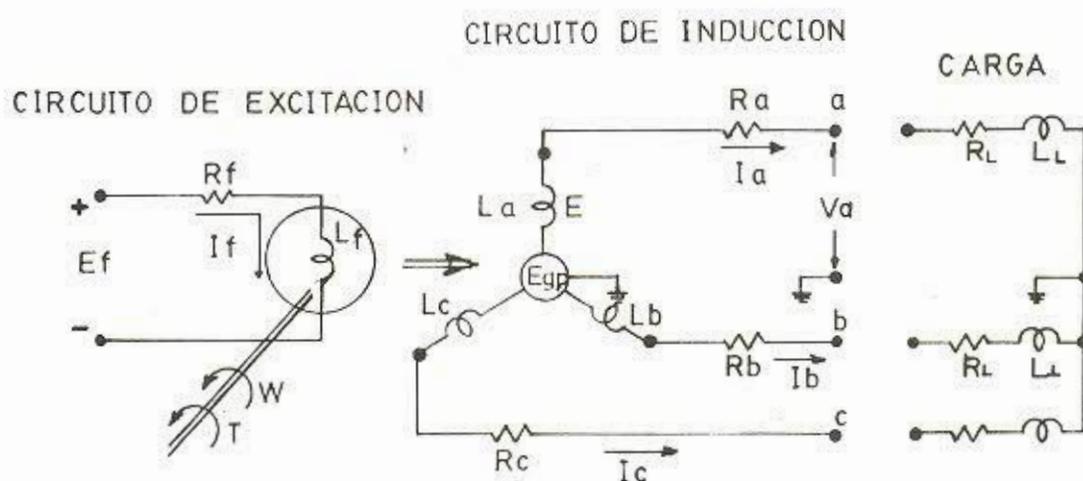


Fig. 1-1. Circuito trifásico equivalente a un alternador síncrono conectado en estrella.

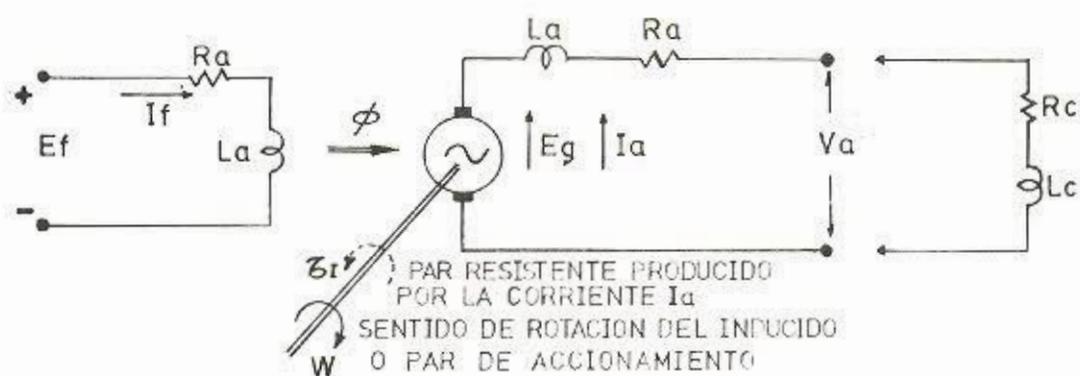


Fig. 1-2. Circuito equivalente de una máquina síncrona.

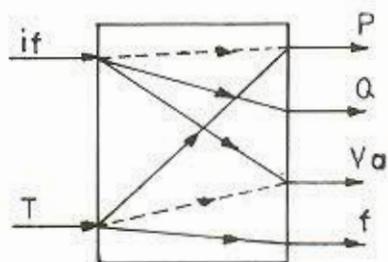


Fig. 1-4. Grados de relación de las variables en un Generador Síncrono.

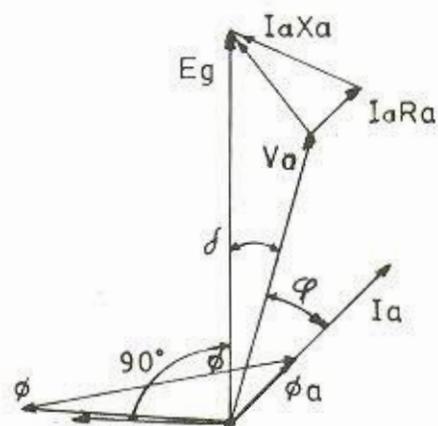


Fig. 1-5. Diagrama vectorial de un generador síncrono, con  $\phi \approx 85^\circ$ .

donde:  $V_p$  = tensión en bornes/fase.

$E_{gp}$  = tensión generada por fase.

$I_a R_a$  = caída de tensión en el devanado por tener una resistencia efectiva (C.A.) de  $R_a$ .

$I_a(j\chi_a)$  = caída de tensión debido a la reactancia del devanado del inducido.

- La determinación del par resistente producida por la corriente a través del inducido, que se opone al giro del rotor está expresado por la Ley de Lenz (3), que dice:

"En todos los casos de inducción electromagnética, la tensión inducida tenderá a hacer circular en un circuito cerrado una corriente en un sentido tal, que lo ha engendrado".

Esta fuerza electromagnética  $\tau$  que se opone al torque generado  $T$  por la turbina hidráulica, es a saber: un campo magnético ( $\phi$ ) dado por el devanado de la excitatriz, la longitud activa del conductor o espiras del devanado del inducido ( $L$ ) y la intensidad de la corriente que circula por el conductor ( $I_a$ ). Por tanto la fuerza electromagnética  $\tau$  o par resistente será igual a:

$$\tau = K \phi I_a \quad (1.13)$$

donde:  $K$  es una constante de relación del número de espiras y unidades rotacionales.

- El Torque generado  $T$  por la turbina hidráulica por tanto deberá ser igual al par resistente producido por la corriente y al par motor de la máquina motriz, que será la suma de los momentos de inercia de la masa en movimiento, como son: turbina, rotor del generador, rotor de la excitatriz (si está acoplado al eje), etc. Resumiendo el Torque Generado, será igual a:

$$T = \tau + J \frac{dW}{dt} + \beta W \quad (1.14)$$

despejando  $W$  y en transformada de Laplace:

$$W_{(r.p.s.)(s)} = \frac{1}{JS + B} (T - \tau) \quad (1.15)$$

donde:  $J$  = sumatoria de los momentos de inercia en  $\text{Kg m}^2$ .

$B$  = rozamiento viscoso de las partes en movimiento.

$W$  = velocidad de giro en revoluciones por segundo.

Sintetizando este desarrollo matemático en un diagrama en bloques que relaciona las partes constitutivas y las variables que intervienen en un generador, tomándose en cuenta una sola fase, será lo indicado en la Fig. 1-3.

Analizando el diagrama de la Fig. 1-3, se observa que existen dos variables de entradas directas, el voltaje o corriente de campo  $V_f$  ó  $I_f$ , el Torque mecánico  $T$ , indirectamente el voltaje a los bornes del generador  $V_p$  que dependerá de la carga conectada y la corriente generada  $I_a$ .

Las variables de salida son la frecuencia  $f$  y la corriente generada  $I_a$ , pero por criterios de dimensionamiento eléctrico y operación interesa el voltaje a los bornes  $V_p$ , la potencia activa  $P$  y la potencia reactiva  $Q$  entregada por el generador, siendo estas variables funciones de la corriente  $I_a$  y la carga acoplada que no necesariamente es constante y que generalmente es resistiva - inductiva.

Por lo tanto, para un Sistema Eléctrico de Generación se tienen dos señales de entrada y cuatro de salida, existiendo una interrelación entre estas variables; pero el grado de relación entre éstas, es mayor en ciertos casos, dependiendo del tamaño y estructura del sistema. (Fig. 1-4).

### 1.5 ANALISIS DE LAS VARIABLES DEL SISTEMA DE GENERACION.

En sistemas de generación grandes, hay una relación directa entre el torque mecánico de una máquina individual y la velocidad del sistema, o lo

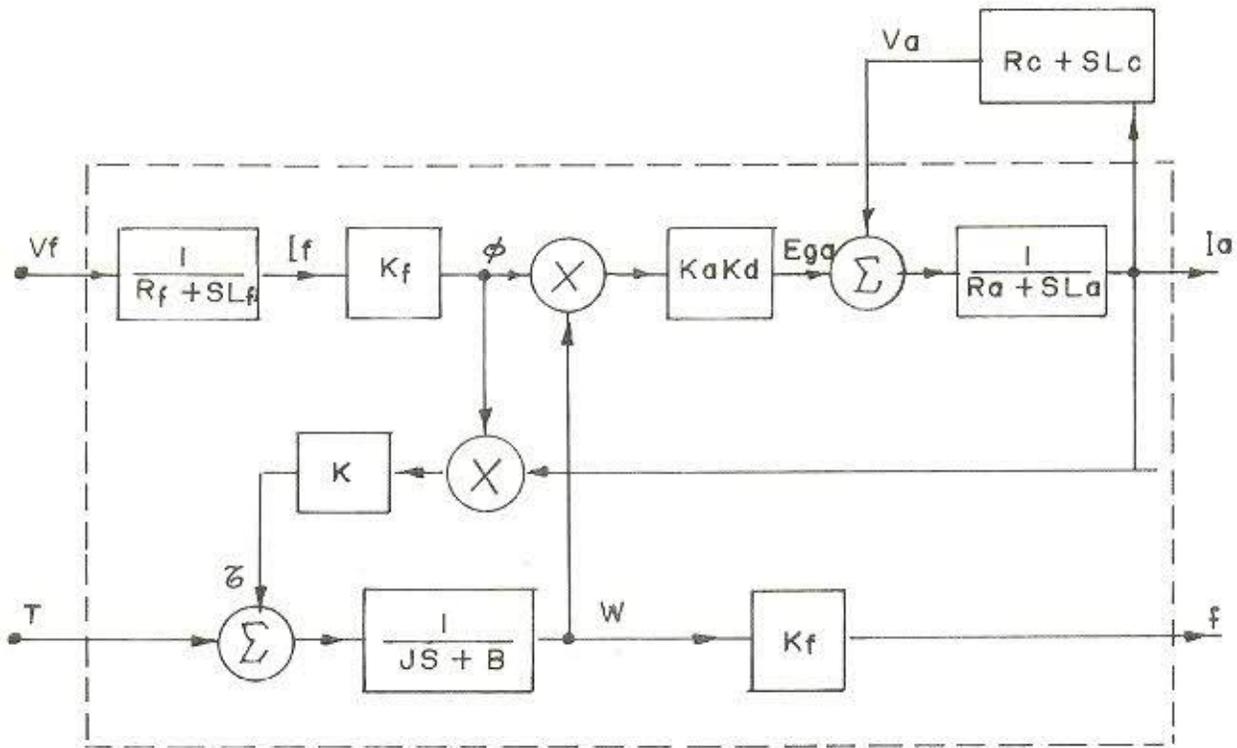


Fig. 1-3. Diagrama esquemático y en bloques de un Generador Sincrónico A.C.

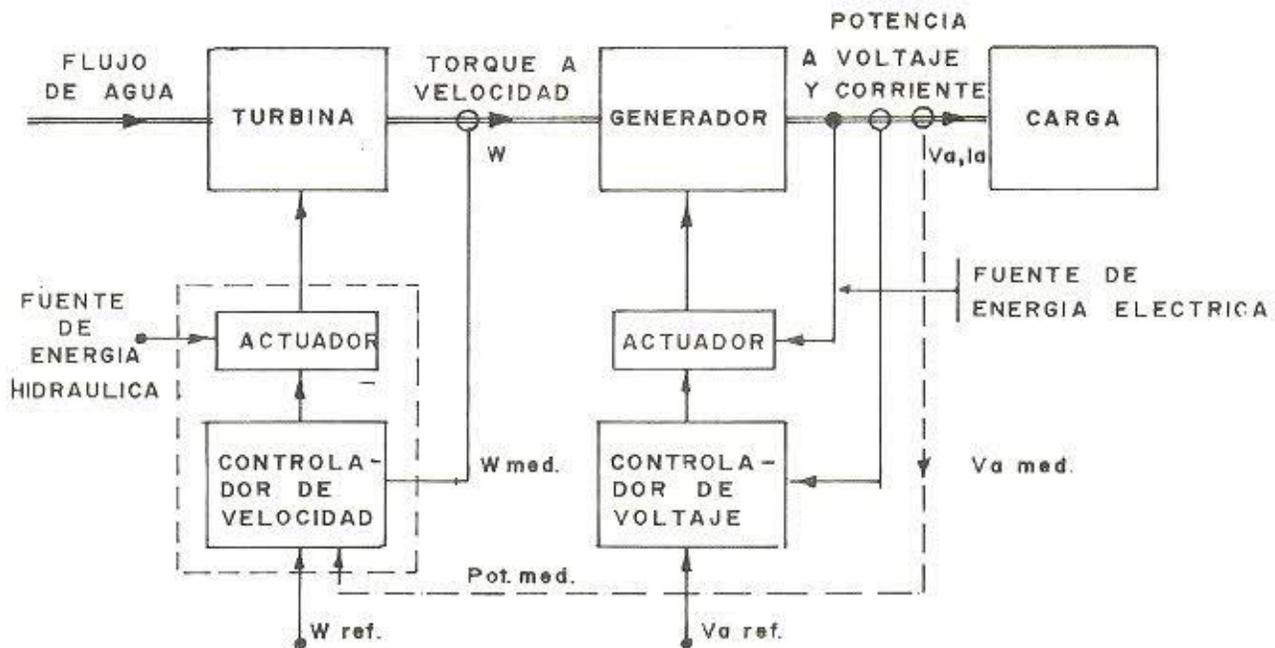


Fig. 1-6. Sistema de Control de una Central Hidráulica de Generación Eléctrica.

que es lo mismo su frecuencia ( $f$ ); así mismo, se puede decir que la magnitud de una barra individual de voltaje ( $V_D$ ) puede ser controlada y fijada por manipulación de la corriente de campo ( $i_f$ ).

En el caso de la potencia generada, de igual forma se tiene que la variación de la corriente de campo afectará la salida de la potencia reactiva únicamente. En cambio, una variación en la velocidad de la turbina afectará principalmente la salida de la potencia activa. Cabe mencionar además, que también existe una interrelación entre torque y potencia reactiva, pero en todo caso, es mínima en comparación con las anteriores.

Lo anteriormente indicado se puede analizar mejor en base a las ecuaciones de potencia de la máquina sincrónica que se obtienen a partir del diagrama fasorial de la Fig. 1-5.

Así por ejemplo, la ecuación para la potencia activa generada siendo  $|R_a| \ll |X_a|$ , (17), (18),

$$P \approx \frac{|V_a| |E_{gp}|}{X_a} \sin \delta \quad (1.16)$$

$$P_{\max G} = \frac{|V_a| |E_{gp}|}{X_a} \quad (1.17)$$

para un voltaje de excitación constante la potencia real es función del ángulo  $\delta$  y, por lo tanto, del torque mecánico de entrada al generador.

De la misma forma se obtiene para la potencia reactiva, la siguiente expresión:

$$Q_G = \frac{|V_a| |E_{gp}|}{X_a} \cos \delta - \frac{|V_a|^2}{X_a} \quad (1.18)$$

Pudiendo observarse dos casos:

$$1^{\circ} \text{ CASO. } |E_{gp}| \cos \delta' > V_a \quad \text{o sea} \quad Q > 0 \quad (1.19)$$

Los generadores que tienen esta característica, se denominan condensadores sincrónicos.

$$2^{\circ} \text{ CASO. } |E_{gp}| \cos \delta < V_a \quad \text{o sea} \quad Q < 0 \quad (1.20)$$

Los generadores que tienen esta característica se encuentran subexcitados.

De este análisis la potencia reactiva puede ser controlada de una manera directa y continua, tanto en magnitud como dirección en función de  $|E_{gp}|$ , o sea variando la corriente continua de excitación  $I_f$ .

Como la potencia activa generada es función del Voltaje generado  $E_{gp}$  y el voltaje entregado  $V_p$ , el ángulo  $\delta$  que forman entre ellos y de las reactancias propias de la máquina sincrónica (1.16), se puede deducir que para un voltaje de excitación constante, dicha potencia es función del ángulo  $\delta$  y por lo tanto del torque mecánico de entrada al generador, ya que dicho ángulo coincide con el ángulo entre el rotor y el campo rotativo del estator dado por el Torque.

Visto lo anterior, se puede deducir que el mecanismo de control de velocidad de giro de la turbina, tiene la función de mantener en lo posible la frecuencia constante, manteniendo su estabilidad y respondiendo a variaciones de Carga Eléctrica o en otros términos, equilibrando el Torque mecánico a variaciones de Par resistivo.

"Otro de los métodos indirectos para controlar la velocidad de giro de la turbina, es manteniendo la carga a los bornes del generador constante, con lo que se mantendrá constante (ó con pequeños cambios) el Par resistivo  $\tau$ , y a un Torque constante  $T$  mecánico prefijado se conseguiría mantener constante la frecuencia, reemplazando por tanto todo el sistema de servo-motor de control de velocidad de giro de la turbina".

Así mismo se comprueba que la magnitud del voltaje a los bornes del generador  $V_p$  de una barra individual, puede ser controlada y fijada por mani

pulación de la corriente de campo excitatriz  $i_f$ .

Para el caso de la Potencia Reactiva  $Q$ , puede ser controlada de una manera directa y continua tanto en magnitud como dirección vectorial en función de  $|E_g|$  ó sea variando la corriente continua de excitación  $i_f$ . Dado que  $Q$  depende de  $\cos \delta'$  Fig. 1-5, una variación en el torque mecánico  $T$ , no influirá mayormente en una variación apreciable de la potencia reactiva.

El Factor de Potencia  $\phi$  es otro de los parámetros de la máquina que depende de su potencia reactiva; por lo tanto, al efectuar un control de  $Q$  mediante la variación del campo de excitación, implica que también se está realizando un control del factor de potencia de la máquina.

El grado de relación de las variables se puede apreciar en el esquema, Fig. 1-4, en la cual, las líneas continuas significan que existe una gran relación entre estas variables, en cambio, con las líneas punteadas, su relación es muy débil.

Para el estudio de las relaciones eléctricas entre potencia, tensiones de bornes, fuerzas electromotrices inducidas y corrientes de excitación, lo mejor es resumir a una representación vectorial, como lo muestra la Fig. 1-5.

## 1.6 SISTEMAS DE REGULACION DE VELOCIDAD.

El sistema de regulación de velocidad está constituido por elementos de detección, control y actuadores para el control de velocidad al eje de la turbina en el caso de "Control positivo de flujo"; o a flujo constante y torque mecánico constante, el "Control de disipación de carga auxiliar", según las conclusiones abordadas en el ítem 1.4.

### 1.6.1. POR CONTROL POSITIVO DE FLUJO.

La ubicación general del sistema de regulación de velocidad por control

positivo de flujo, dentro del Sistema Eléctrico de Generación, es el mostrado en la Fig. 1-6.

Los tipos de Sistemas de Regulación de velocidad para P.C.H., desarrollados, a saber son:

- a) Oleo-mecánicos.
- b) Electro-hidráulicos.

a) El Regulador Oleo Mecánico.- o Regulador Mecánico-Hidráulico se define como un sistema de gobernación de velocidad en la cual la señal de control en posición es proporcional al error de velocidad. Las señales de estabilización y compensaciones auxiliares son desarrolladas mecánicamente, para luego ser amplificadas hidráulicamente.

Los elementos o bloques que conforman este sistema de regulación, se componen de:

- El detector de Velocidad o Tacómetro acoplado al eje: directamente, por bandas, o por un motor asincrónico con pequeños deslizamientos (0,1 a 0,2%), utilizan el principio de masas giratorias y resortes como lo muestra la Fig. 1-7, teniendo pequeñas variaciones de diseño cuando son colocadas en eje vertical o eje horizontal.
- El mecanismo de Control consta de: mecanismos de varillaje, servomotores hidráulicos, etc., que relacionan el desplazamiento del tacómetro con la posición referencial de velocidad (comparador) para identificar un error en posición, que a su vez controla el sentido del aceite a presión al servomotor hidráulico de control de la turbina.

El sistema de comparación por medio de varillaje tiene realimentaciones de lazos menores para obtener compensaciones ajustables que permiten un funcionamiento estable y dentro de especificaciones de desempeño, de acuerdo a requerimientos de funcionamiento lineales y límites de carreras. En la Fig. 1-7, se ilustra un esquema de un regulador óleo-mecánico (4) que combina la compensación rígida y elástica. La primera determinando la estabilidad de la regulación transitoria y la segunda, el grado de i-

rregularidad permanente del sistema, incluye también un variador de velocidad referencial.

- El elemento actuante que mueve los mecanismos para el control del flujo de agua a la turbina debido a la acción del control del gobernador, consiste del Servomotor de fuerza hidráulico para accionar dependiendo de las turbinas a servomotores de:

- a) Servomotor de compuerta
- b) Servomotor de reflector
- c) Servomotor de aguja o inyector
- d) Servomotor de posición angular de hélice

b) El Regulador Electro-Hidráulico.- Se define como un sistema de goberna- ción de velocidad en el cual la señal de control eléctrico es proporci- onal al error de velocidad o frecuencia, y la compensación es procesada e léctricamente (señales continuas para controlador analógico o señales por pulsos para controlador digital), para luego ser amplificada hidráu- en un proceso similar al regulador Oleo - mecánico.

Los elementos o bloques que conforman este sistema tienen las mismas funcio- nes que el regulador Oleo-mecánico, pero su instrumentación en gran parte e léctricas desarrollados en las últimas décadas, con mayor resolución y preci- sión que los elementos mecánicos tradicionales, así tenemos:

- El detector de velocidad o tacómetro; inicialmente se utilizaba el genera- dor tacométrico acoplado al eje, para luego ser sustituido por el frecuen- ciómetro de precisión midiéndose o detectándose directamente la frecuen- cia de la red eléctrica. Los transductores más modernos, son los detecto- res magnéticos colocados cerca del eje, obteniéndose pulsos por revolucio- nes, o los convertidores de frecuencia a voltaje (circuitos integrados).
- Los controladores o controles programables; principalmente debido al desa- rrollo de la electrónica, se los construye a saber en:

- Circuitos analógicos

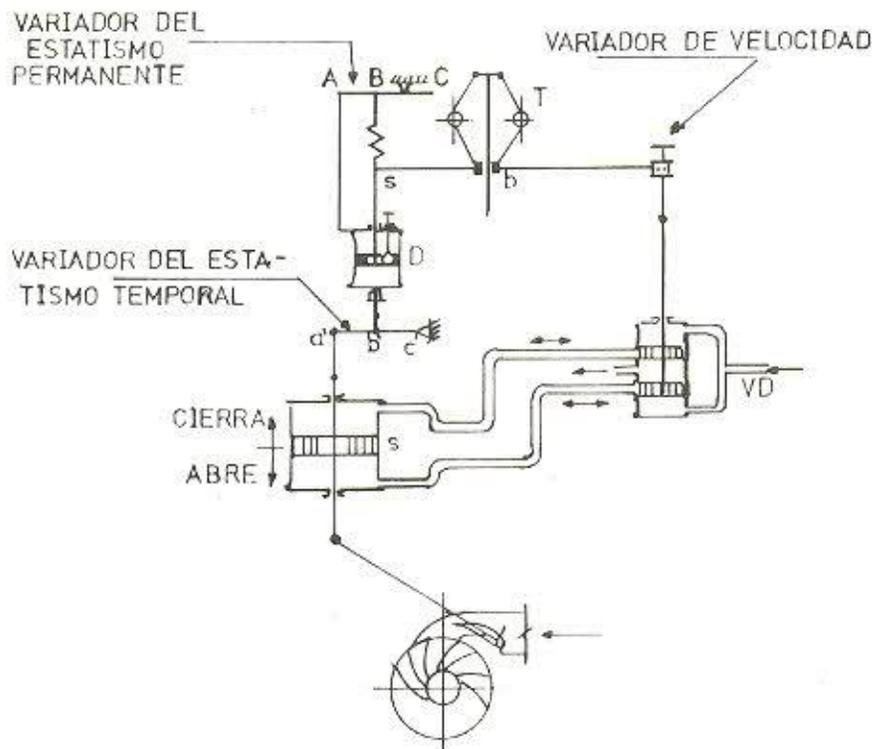


Fig. 1-7. Esquema de un Regulador Oleo-Mecánico.

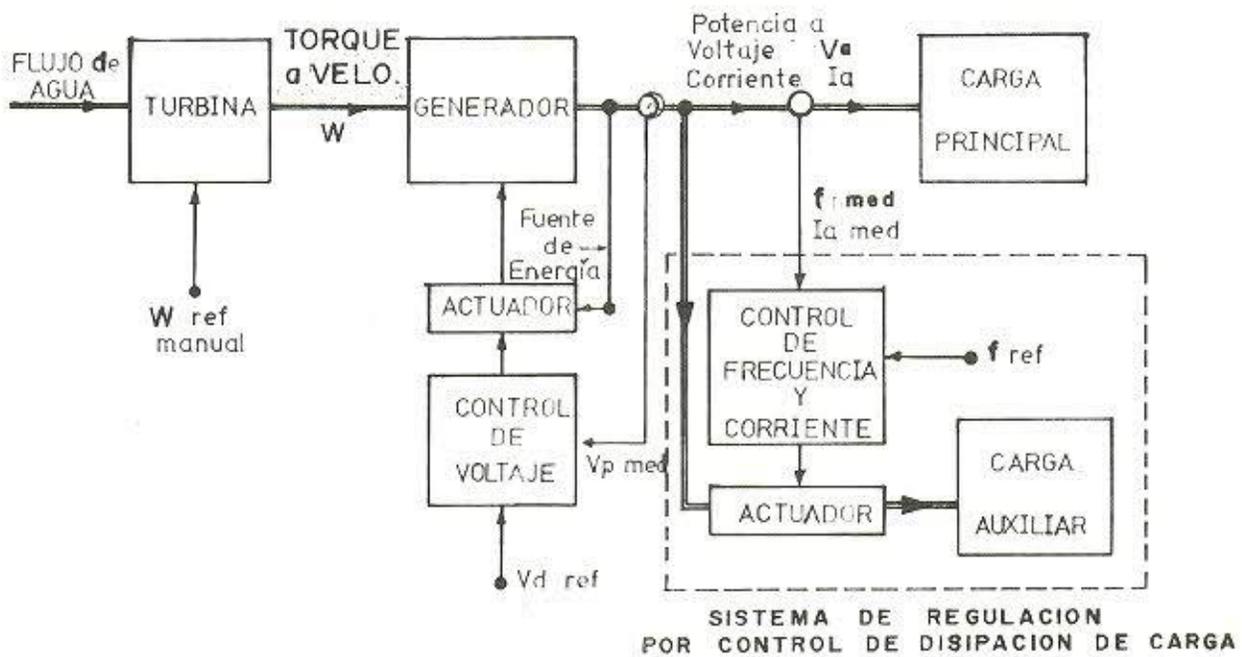


Fig. 1-9. Sistema de Control de una Central Hidráulica de Generación Eléctrica

- Circuitos Digitales
- Circuitos híbridos (analógico-digitales)

que han permitido mejorar y ampliar las funciones del control, al tener información adicional de la Potencia de Carga Eléctrica entregada, información de las posiciones reales del servo de compuerta, servos pilotos de pre-amplificación hidráulica, etc., que permiten desarrollar diversos niveles de control y compensación principalmente si son programables.

- Los elementos actuantes para el control del flujo de agua de la turbina debido a la información eléctrica del Sistema de Control, pasa por medio de Transductores electromecánicos (Servo-válvulas o electro-magnetos) que controlan el camino del fluido hidráulico, al amplificador hidráulico análogo del Sistema Oleo-Mecánico.

Un diagrama en bloques de un regulador Electro-Hidráulico para un P.C.H. construido en la Escuela Politécnica Nacional (19), para los laboratorios, se muestra en la Figura 1-8.

#### 1.6.2 REGULACION DE VELOCIDAD POR CONTROL DE DISIPACION DE CARGA

La ubicación general del Sistema de Regulación de velocidad por control disipación de carga, dentro del Sistema Eléctrico de Generación es el mostrado en la Fig. 1-9.

La regulación electrónica de carga consiste en mantener prácticamente constante la carga vista por el generador, de esta manera la potencia demandada es constante y por las conclusiones escritas en el ítem 1.4, reemplazan al regulador de flujo positivo antes mencionado, es evidente que este principio requiere de dos condiciones básicas:

- Se garantice un Torque constante al generador entregado por la turbina, lo que involucra un flujo constante de agua.

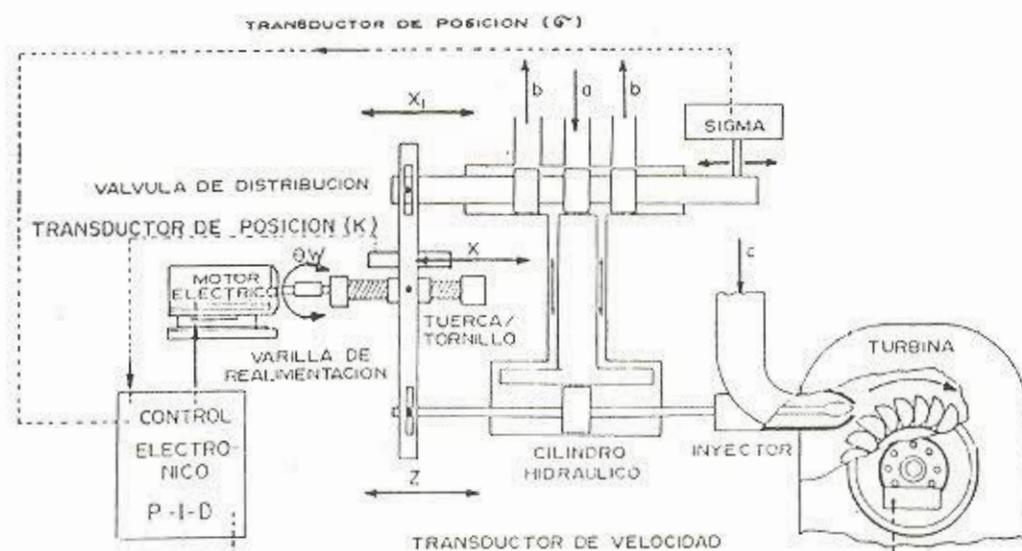
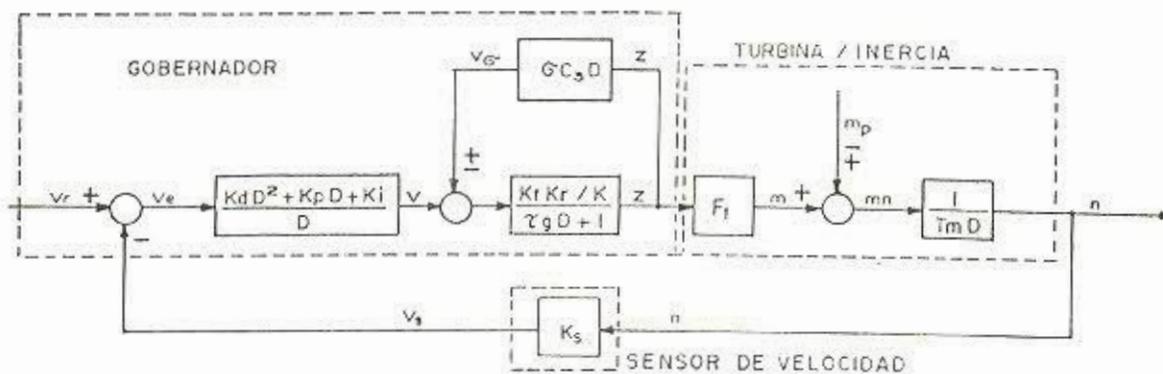
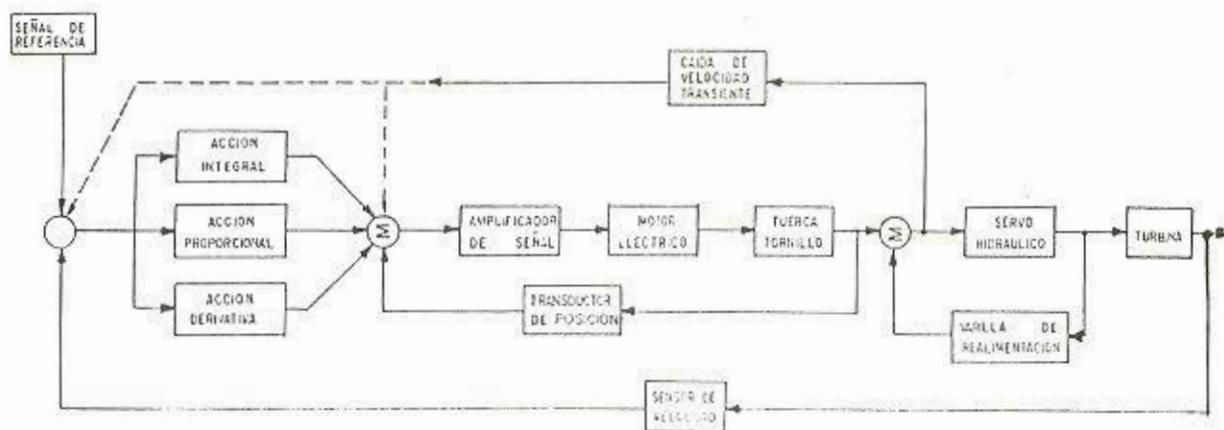


Fig. 1-8. Diagrama en bloques y estructural de un Regulador de velocidad Electro-Hidráulico.

- Requiere de cargas auxiliares destinadas a consumir la potencia no utilizada por la carga principal que se entrega al consumidor.
- La carga auxiliar total debe tener la capacidad de consumir toda la potencia generada, o dentro de ciertos rangos se puede utilizar para Servicios Auxiliares, así: bombeo de agua, molinos de granos, calentadores de agua, etc.

Una ilustración topográfica de un P.C.H., con regulación de velocidad por control de disipación de carga, se encuentra en el Apéndice A. Fig. A-1.

Siendo un Sistema de Regulación muy nuevo en su desarrollo debido en su mayor parte a la evolución de los circuitos y elementos electrónicos, permite obtener un Sistema de Control tanto de la frecuencia como voltaje en el Sistema de Generación puramente sólido; entendiéndose como sólido, el no requerir en gran parte dispositivos; mecánicos, mecánico-hidráulico, o electro-hidráulico, que requieren servicios adicionales, como son: bombas hidráulicas; generadores eléctricos auxiliares, ... etc., además de un continuo mantenimiento y una operación cuidadosa.

Los tipos de Sistema de Regulación Electrónicos con disipación de carga auxiliar que se están desarrollando, utilizan técnicas: Analógicas, Digitales, Híbridos o Computarizados, en las siguientes modalidades:

- Control de una sola carga lineal, acoplada a las tres fases.
- Control de una carga lineal por fase (tres cargas independientes) con relación al neutro.
- Control estalonado de varias cargas fijas.
- Control en las dos versiones iniciales y sistemas auxiliares de servicios.

Un análisis pormenorizado de los tipos de reguladores de velocidad con disipación de carga, se abordará en el Capítulo Segundo, que presenta un diagrama general de bloques del sistema, especificando las funciones que cumple cada bloque, efectuando un estudio comparativo de los diferentes

tipos de sistemas, así como de la carga auxiliar, para presentar el sistema adoptado bajo consideraciones de Exactitud, Posibilidad de desarrollo, Costos,...etc. El Tercer Capítulo presenta el diseño del regulador en base al modelo matemático desarrollado para el estudio de estabilidad y rangos de desempeño fijados, determinando valores de los parámetros de ajuste. El Cuarto Capítulo presenta un estudio de la Estandarización de los reguladores para fines de fabricación, montaje y secuencia de operación.

## CAPITULO II

### DESCRIPCION GENERAL Y TIPOS DE REGULADORES CON DISIPACION DE CARGA AUXILIAR (R.D.C.)

#### 2.1 INTRODUCCION.

Analizando los Sistemas de Regulación con Disipación de Carga, (R.D.C.) que se pueden desarrollar es posible determinar en un diagrama de bloques, las partes constitutivas que lo conforman, para luego efectuar una evaluación de ellos y presentar un diseño que pueda ser adaptado a diferentes condiciones de funcionamiento.

#### 2.2 DIAGRAMA GENERAL DE UN REGULADOR.

Un diagrama de bloques que resume las alternativas de conexión de la carga auxiliar se muestra en la Fig. 2-1. Consta de los siguientes bloques:

- Un detector de frecuencia o tacómetro, que se podría definir como un aparato en el cual la magnitud de frecuencia aplicada, es convertida en una señal eléctrica continua o de pulsos con referencia al tiempo, y es proporcional a la magnitud de la variable frecuencia.
- Controlador, cuya función es comparar la variable a controlar con un valor deseado y ejerce automáticamente una acción de corrección de acuerdo con la desviación.
- Actuador o Circuito Amplificador de Potencia, que recibe la señal del

control en forma de pulsos desplazados que activan tiristores o triac y modifica la corriente y voltaje que se envía a las cargas auxiliares.

- Carga Auxiliar, es el conjunto de arreglos, resistencias preferentemente, que consumen el exceso de energía generada para mantener la potencia constante de consumo al generador.

Con el diagrama de bloques mencionado, se tendrá un regulador básico, que permite el control de una sola carga auxiliar acoplada a las tres fases, y por lo tanto la potencia total a disiparse caerá en una sola carga auxiliar en casos extremos.

Efectuando una evaluación del funcionamiento de este tipo de regulador para los fines propuestos, que son; distribuir energía eléctrica a zonas rurales, donde se encuentran diseminados topográficamente sus consumidores, con el atenuante de no utilizar transformador de generación. Es difícil por lo tanto, garantizar que la distribución o demanda de corriente por fase sea simétrica, determinando un;

- Retardo en la corrección de frecuencia, debido a las constantes de inercia del generador. (Fig. 1-3).
- Menor potencia activa generada.
- Mayor desbalance en los voltajes a los bornes del generador ó consumidor.
- Excesivo calentamiento en el generador.

El añadir un compensador de lazo menor por medio de la detección de corriente a la carga principal, determina una corrección tanto en la parte transitoria como estacionaria de la frecuencia. Este tipo de compensación si se implementa para fase - neutro, permite también un equilibrio de carga vista al generador por cuanto el desbalance de carga que podría existir por fases se corregiría independientemente.

Su implementación involucra tres reguladores de carga, donde el controlador de frecuencia sigue siendo el mismo, pero el compensador o ajuste de

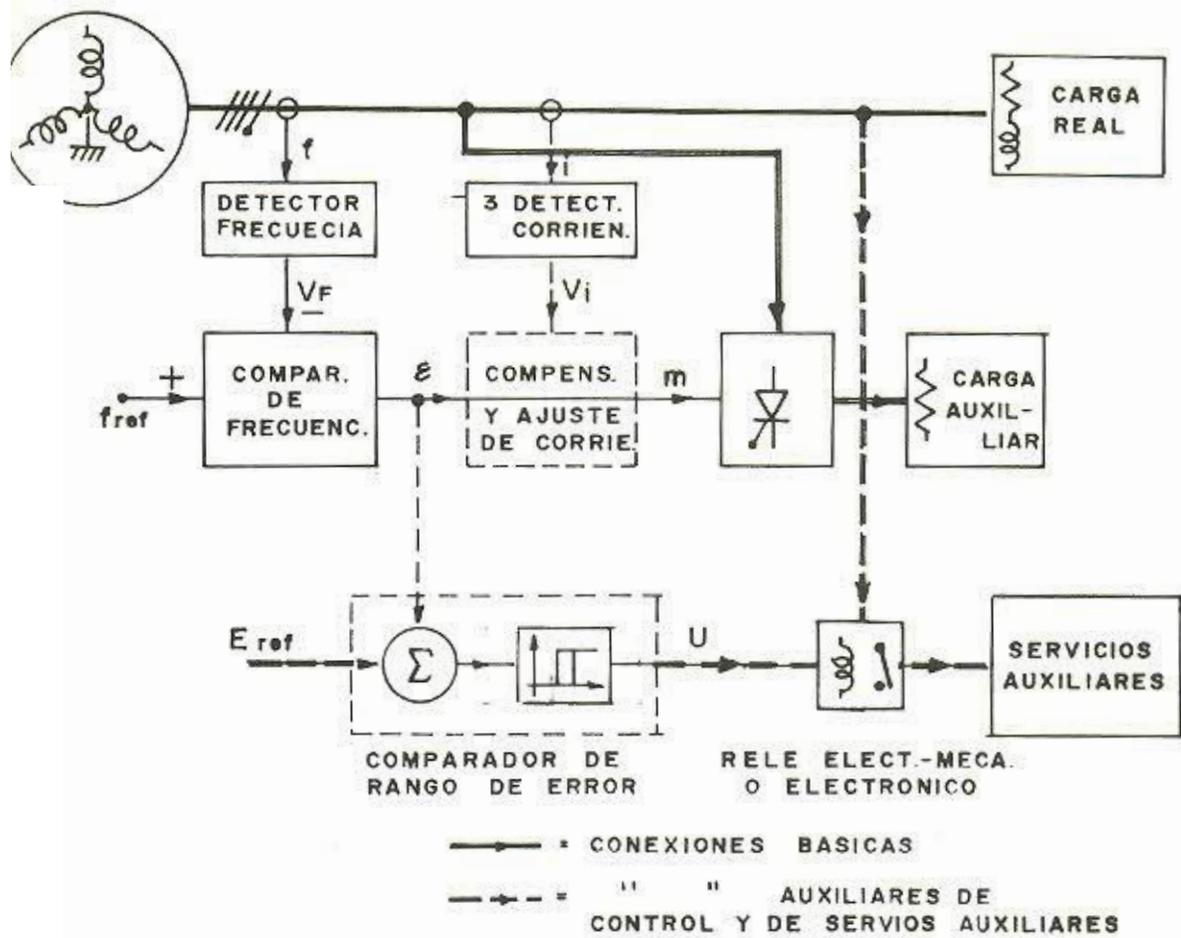


Fig. 2-1. Diagrama de Bloques (R.D.C.)

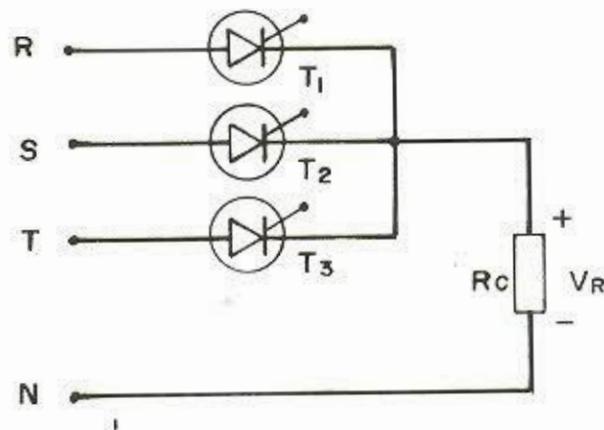


Fig. 2-2. Rectificador Trifásico de Media Onda.

corriente deberá ser independiente para las tres fases, así como, el Actuador y Cargas Auxiliares.

Otro de los aditamentos opcionales que aprovecharía la potencia generada y no consumida en intervalos de tiempo por el consumidor, es la de acoplar servicios auxiliares, como son: bombeo de agua, molinos de granos, calentadores de agua... etc. Servicios importantes pero que pueden operar en las horas de menor consumo. La Fig. (A-1) del Apéndice A, muestra una ilustración topográfica, de lo que podría ser un Sistema de Generación Eléctrica para Pequeñas Centrales Hidráulicas, como la distribución al consumidor y servicios auxiliares que se podría implementar.

El equipamiento del Sistema de Servicios Auxiliares consiste, según el diagrama de bloques de un:

- Comparador de nivel de error de la salida del controlador, dentro de un rango de histéresis que active un contactor.
- Un contactor que puede ser de una vía o de tres vías, que conecte a la red de línea, los motores o equipos requeridos para dotar del Servicio Auxiliar.

### 2.3 CIRCUITOS DE POTENCIA CONTROLADOS PARA LA CARGA.

Al existir diferentes tipos de reguladores de disipación de cargas auxiliares, la alimentación a ésta puede ser obtenida de diferentes modos por los elementos electrónicos de potencia existentes, así se tienen; relés electrónicos de controles fijos; ó los relés electrónicos controlados que permiten la regulación del paso de corriente, estos elementos cada vez mejoran sus características por el impulso de la tecnología en semi-conductores obteniéndose en el mercado, diodos, tiristores, ó triacs de mayor potencia.

La elección de los circuitos de potencia o actuadores que alimentarán a la carga, dependerá de múltiples factores como son:

- Naturaleza y necesidad de la carga.
- Potencia a suministrar.
- Especificaciones de los dispositivos rectificadores disponibles.
- Grado de protección requerida y control.
- Rendimiento.
- Costo.

A continuación se muestran algunos circuitos de potencia controlados, que pueden ser implementados para los reguladores de carga.

### 2.3.1 CIRCUITOS DE CONTROL DE UNA SOLA CARGA LINEAL, ACOPLADA A LAS TRES FASES. (12), (13).

La Figura 2-2, representa un rectificador trifásico controlado de media onda conectado a la carga.

La Figura 2-3, muestra un rectificador trifásico controlado de onda completa.

De los circuitos indicados, la alimentación a la carga es por medio de circuitos de rectificación trifásica controlado por medio de interruptores electrónicos (tiristores), que permiten la circulación de corriente regulada unidireccional por medio de un disparo sincronizado a la línea o fase correspondiente proveniente de un controlador.

Siendo el objetivo primordial el consumir carga, se pueden utilizar interruptores electrónicos que permitan la circulación de corriente controlada bidireccional (triac o la asociación en antiparalelo de dos tiristores) como lo indica la Fig. 2-4.

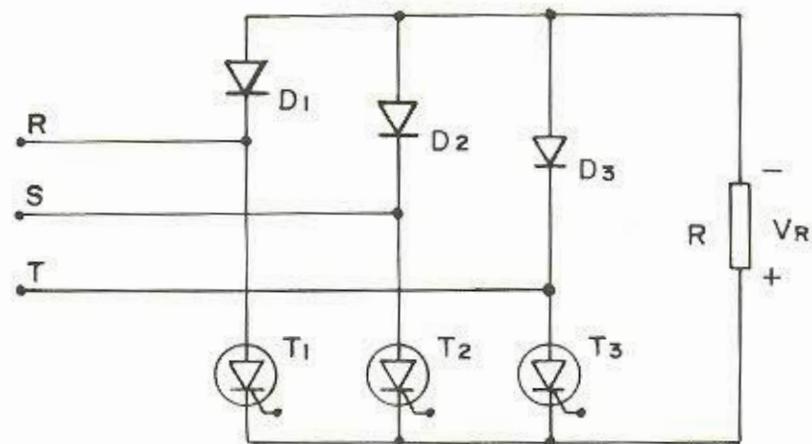


Fig. 2-3. Rectificador Trifásico Controlado Onda Completa.

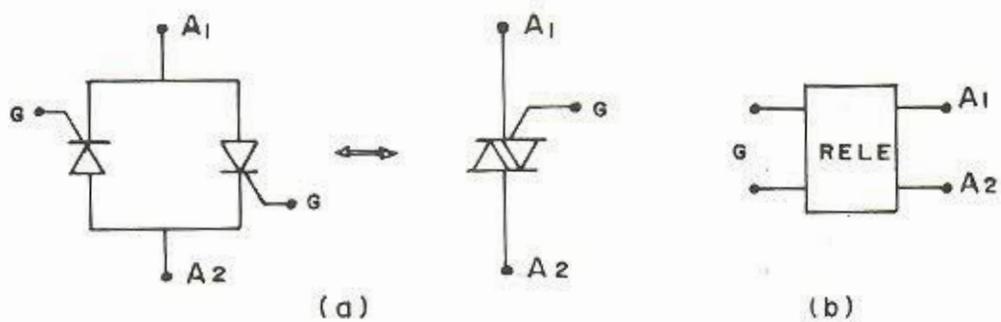


Fig. 2-4. (a) Analogía de un triac a la asociación en antiparalelo de dos tiristores.  
(b) Diagrama bloque del relé de estado sólido.

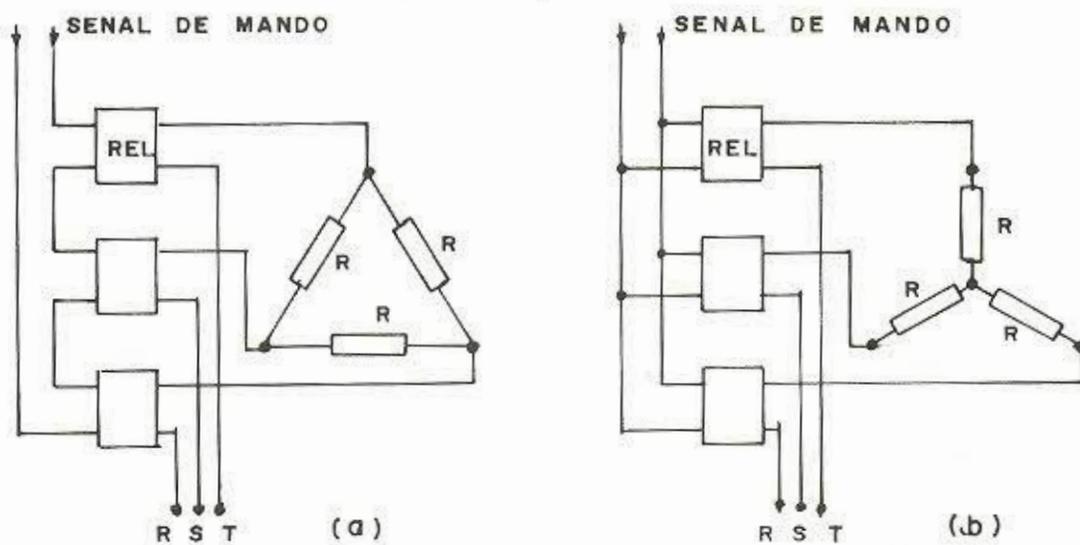


Fig. 2-5. Circuito multicontacto para una señal de mando a control.

Como circuito de potencia utilizando varios relés estáticos, permite realizar funciones multicontacto sincronizando con la línea alterna la señal de mando o pulso de control. Pueden realizarse circuitos en serie, Figura 2-5-a, o en paralelo, Figura 2-5-b.

### 2.3.2 CIRCUITOS DE CONTROL DE UNA CARGA LINEAL, ACOPLADA A UNA FASE.

La diferencia de los circuitos de potencia enunciados anteriormente con los circuitos de control de una carga acoplada a fase - neutro, radica en que ahora serán tres circuitos separados por fase y donde la señal de control de disparo dependerá del controlador de frecuencia común o master que es compensado o ajustado por la corriente de su línea que va a la carga principal.

La Figura 2-6, resume los circuitos de potencia controlada a la carga de una fase.

### 2.3.3 CIRCUITOS DE CONTROL ESCALONADO DE VARIAS CARGAS FIJAS.

Los circuitos de potencia o actuadores necesarios para la conexión de la carga auxiliar a la línea, depende del número de resistores que se pueden conectar en paralelo entre ellas en base a las combinaciones posibles.

Este tipo de cargas pueden ser conectadas bajo la modalidad de una sola carga a las tres fases o una carga por fase, dependiendo del control a implementarse. La relación del valor resistivo más conveniente será 1; 2; 4; 8;.... etc. con lo que se dispone de 1; 3; 7; 15.... etc. pasos de regulación, que se conectan a la(s) línea(s) mediante relés mecánicos o relés electrónicos a disparo fijo.

La secuencia de conexión de las resistencias para conseguir que la carga auxiliar consuma el potencial requerido, dependerá de un convertidor análogo digital que relacione la señal de error detectado, a una combinación binaria para activar los resistores correspondientes.

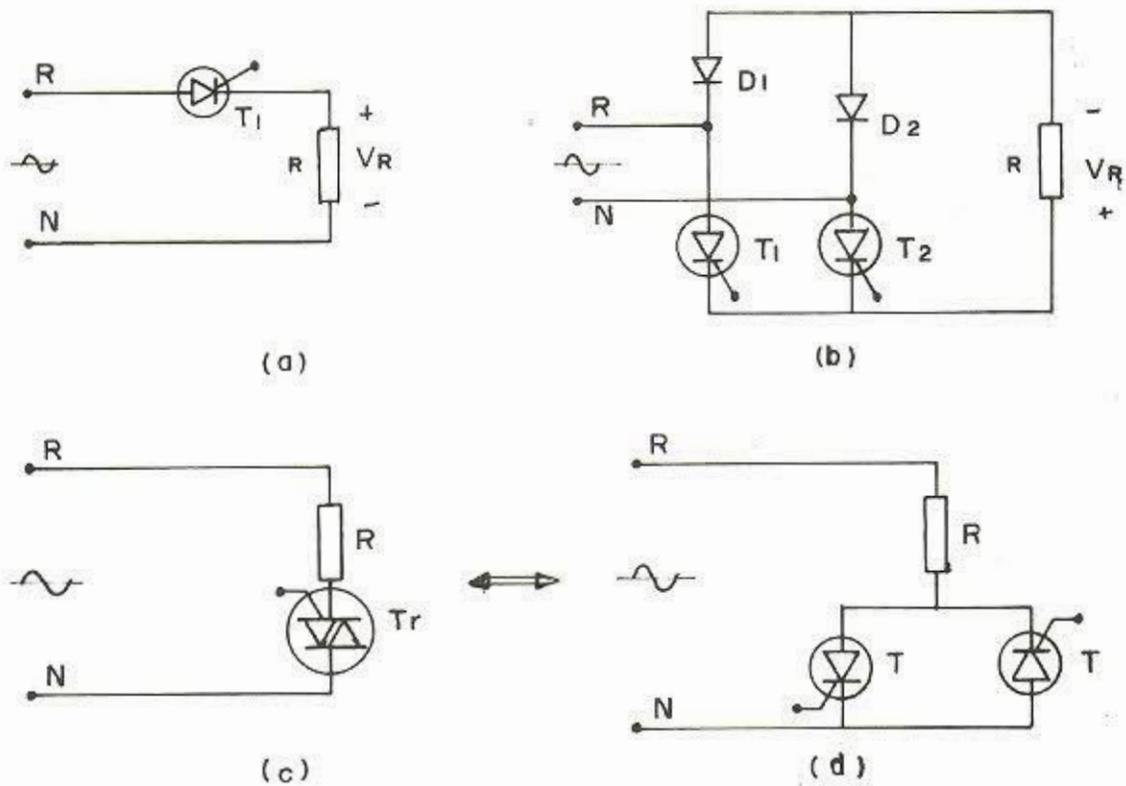


Fig. 2-6. Circuitos de Potencia:

- (a) Rectificador de media onda
- (b) Rectificador de onda completa
- (c) Circuito bidireccional con triac.
- (d) Circuito bidireccional con tiristores

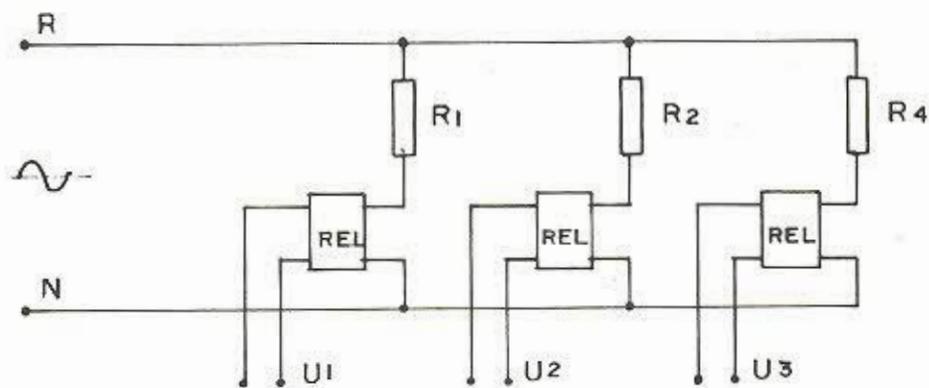


Fig. 2-7. Circuito de conmutación de resistores fijos.

Un ejemplo de cálculo del valor de tres resistencias, para la obtención de siete pasos escalonados de potencia a consumir, se muestra en el Apéndice A, Tabla 6 . Un circuito en bloques de la forma de conexión se muestra en la Fig. 2-7 para una fase. Para la conexión de los resistores en las tres fases serán tres circuitos similares al indicado en la Fig. 2-7.

## 2.4 MATERIALES RESISTIVOS COMO CARGAS AUXILIARES.

Como carga auxiliar convendría que sean utilizados materiales resistivos, que son empleados comunmente para hornos industriales, elementos de calefacción, reostatos,...etc. Hay muchas categorías de materiales para resistencias, casi tantas como de aleaciones, pudiendo clasificarse en tres grandes grupos:

- Resistencias Metálicas
- CERMET
- Resistencias no Metálicas

La Fig. 2-8 , muestra los rangos máximos de temperatura de trabajo que soportan algunos elementos resistivos sin que sufran variaciones de sus características o deterioro rápido.

### 2.4.1 LAS RESISTENCIAS METALICAS.

Generalmente más utilizadas son: las aleaciones níquel - cromo, que tienen una elevada resistividad eléctrica, con coeficiente de temperatura baja y una gran resistencia a la oxidación y a las variaciones producidas por altas temperaturas.

Las aleaciones de acero - cromo - níquel como por ejemplo, los que contienen 17 a 20% de cromo, 7 a 10% de níquel, y pequeñas proporciones de carbono y manganeso se utilizan cuando se desea mucha precisión a elevadas temperaturas y resistente a la corrosión.

Las aleaciones de níquel y hierro son de baja resistividad y poca resis-

tencia a la oxidación y conviene que trabajen a bajas temperaturas, pero son mucho más baratos que las de cromo - níquel; podría emplearse como cargas resistivas calculadas para que produzcan temperaturas moderadamente elevadas.

Las aleaciones de cobre y níquel por sus características son mayormente utilizadas en instrumentación.

El alambre de hierro y de fundición se emplean también como resistencia, pero es menos resistente a la oxidación aún siendo galvanizado y su coeficiente de resistividad es bajo.

En la Tabla 7 y 8 del Apéndice A, se muestra las propiedades eléctricas de los metales y aleaciones empleadas más comúnmente para resistencias.

#### 2.4.2 LAS CERMETS.

El término "CERMET" es una contracción de la expresión "cerámica-metal". Los materiales que constituyen la resistencia son compuestos de metales y de metaloides que se presentan en forma de cerámica hecha a altas temperaturas.

Las resistencias de cermet cuya resistividad varía grandemente con la temperatura, así por ejemplo a medio-ambiente de  $35 \mu\Omega \cdot \text{cm}$ , alcanza valor de  $350 \mu\Omega \cdot \text{cm}$ . para temperaturas de  $1500^\circ\text{C}$ . Puede alcanzar elevadas temperaturas, Fig. 2-8 y son muy resistentes a las agresiones químicas y poseen alta durabilidad.

Podrían ser convenientes como carga auxiliar, pero no se encuentra en el mercado fácilmente.

#### 2.4.3 LAS RESISTENCIAS NO-METALICAS.

Podrían clasificarse en base a la concentración de carbono, así se obtiene: grafito-amorfo, grafito-sintético y carburo de silicio. Se los puede en

**RESISTENCIAS  
METALECAS**

- Ni - Cr - Fe
  - Ni - Cr 80/20
  - Fe - Cr - Al
- METALES PRECIOSOS**

**RESISTENCIAS  
NO METALICAS**

- CARBURO DE SILICIO
- GRAFITO
- GRAFITO PURO
- CERMET  
(Ceramica Metal)

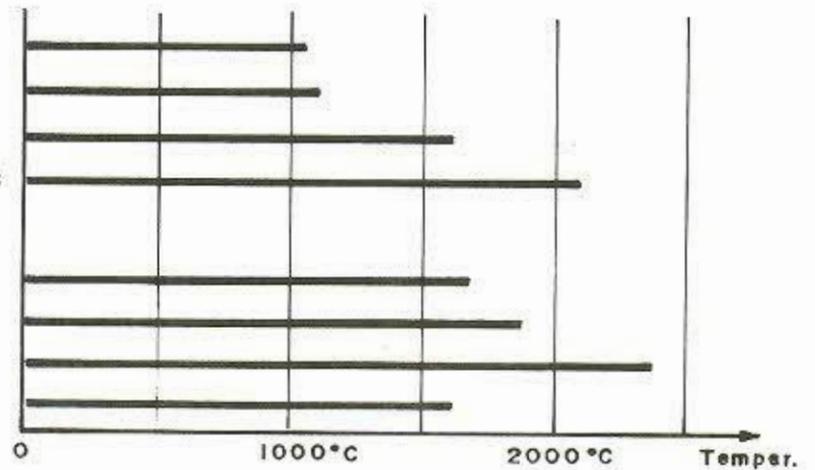


Fig. 2-8. Temperatura de trabajo de materiales utilizados como resistencias (10).

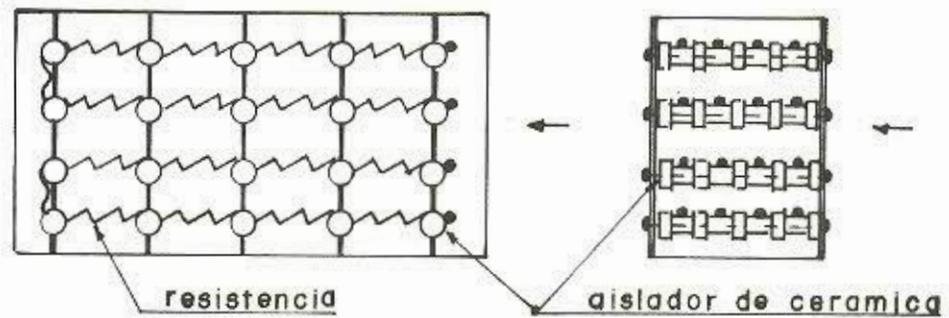


Fig. 2-9. Batería de paneles resistivos.

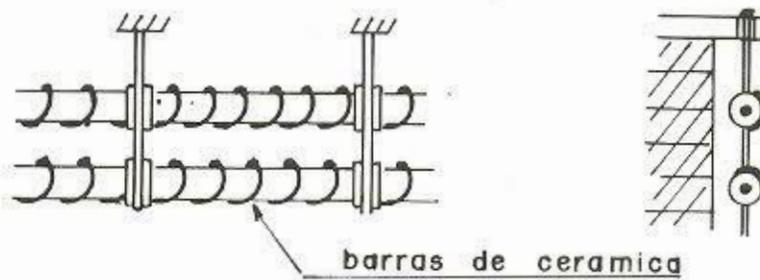


Fig. 2-10. Método de soporte de las resistencias en barras de cerámica.

contrar en el mercado en forma de barras, tubos, espigas,... etc.

Pueden soportar elevados rangos de temperatura, son resistentes a las agresiones químicas y son de alta durabilidad.

#### 2.4.4 FORMAS DE DISPOSICION DE LAS RESISTENCIAS

Las resistencias a utilizarse, según lo anteriormente enunciado, pueden ser de diferentes formas físicamente: de alambres, bandas, barras, tubos, .... etc.

Su instalación requiere de un estudio detallado, tanto por la colocación o soportes mecánicos, conexiones eléctricas y suficiente aireación.

La colocación mecánica, principalmente para resistencias de alambre cuya maleabilidad es alta a elevadas temperaturas, convendría que sean en forma de paneles, donde las resistencias en espiral se encuentren en forma de filas, para la separación de los paneles deberá tomarse en cuenta la transmisión de radiación con el fin de no alterar demasiado el coeficiente de resistividad de las resistencias y de enrollarse en formas de espiras debe exigirse arreglos anti-inductivos. La Fig. 2-9, ilustra una idea de su colocación.

Otro de los métodos en enrollar el alambre resistivo es en barras de cerámica, lo que permite un mejor soporte y menor deformación del alambre, determinando que sus características eléctricas varíen en un mayor tiempo de uso. La Fig. 2-10 ilustra su forma de colocación.

Todas estas formas de colocación son para el medio ambiente, por lo que es importante que tengan suficiente aireación, protección de los elementos contra choques de gases, vapores o atmósferas especiales y arreglos anti-inductivos.

Los elementos resistivos blindados en tubos de cobre o bronce y aislados eléctricamente con las paredes del tubo por cemento o magnesio en polvo, pueden soportar hasta 800°C ó 600°C respectivamente. Una ilustración gráfica está en la Fig. 2-11.

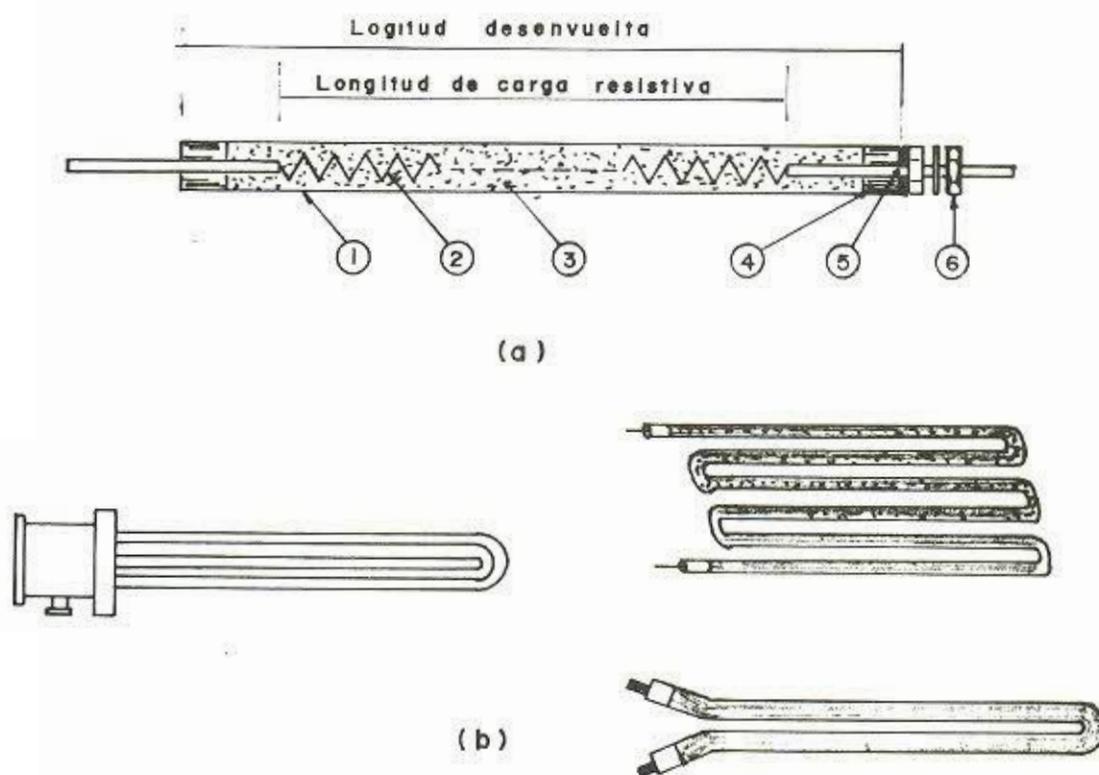


Fig. 2-11. (a) Esquema de un elemento resistivo blindado en forma tubular.

- (1) Tubo metálico
- (2) Resistencia en forma de espiras o unifilar
- (3) Aislamiento de cemento o cerámica o magnesio en polvo.
- (4) Agarraderas o soportes de cerámica.
- (5) Conector sólido
- (6) Herrajes.

(b) Ejemplos de elementos resistivos tubulares blindados.

Las ventajas más importantes para la aplicación de estos elementos, sería:

- Alta resistividad por longitud, al ser muy fino el alambre.
- Al estar aislado eléctricamente puede colocarse en líquidos (como calentadores de agua), permitiendo una rápida transmisión de calor o disipación de calor.
- Una elevada protección mecánica y química.

## 2.5 ANALISIS COMPARATIVO DE LOS SISTEMAS DE R.D.C.

Considerando como alternativas mayores para la Regulación de Disipación de Carga, los cuatro sistemas enumerados en el ítem 2-2, que son:

- Control de la disipación continua de una carga lineal, acoplada a las tres fases.
- Control de la disipación continua de una carga lineal por cada fase independientemente.
- Control de la disipación en pasos del arreglo de cargas fijas, acopladas a las tres fases.
- Control de la disipación en pasos del arreglo de cargas fijas, por cada fase independientemente.

Y donde el circuito de potencia o actuador a acoplarse en el Sistema, puede escogerse cualquiera de los circuitos básicos enunciados en el ítem 2-3 para las cuatro posibilidades de regulador y sabiendo además que el tratamiento de las señales de control o los circuitos de regulación, pueden ser en circuitería análoga o circuitería digital principalmente por el desarrollo de las microprocesadoras se efectuará una comparación de los sistemas.

Un análisis comparativo de estos sistemas de regulación en base a la evaluación de diferentes factores, lo resume la Tabla 9, y permite definirse con un criterio más acertado el sistema de regulación a diseñarse.



TABLA 9.- Cuadro comparativo de los Sistemas de Regulacion de Frecuencia con disipación de carga.

REGULADOR CON RESPECTO	CONTINUA DE UNA CARGA		POR PASOS DE CARGAS FIJAS		OBSERVACIONES
	A LAS TRES FASES	POR FASES	A LAS TRES FASES	POR FASES	
A LOS BLOQUES DEL REGULADOR					
- DETECTOR DE FRECUENCIA	1	1	1	1	- Conviene tomar la señal de dos fases
- COMPARADOR	1	1	1	1	
- DETECTOR DE CORRIENTE	-	3	-	3	- Por cada fase
- COMPENSADOR DE CORRIENTE	-	3	-	3	- Por cada fase
- CIRCUITO DE POTENCIA	1	3	1 x N	3 x N	- Dependerá del circuito adoptado
- CARGA AUXILIAR	1	3	1 x N	3 x N	- N = número de resistencias

REGULADOR CON RESPECTO	CONTINUA DE UNA CARGA		POR PASOS DE CARGAS FIJAS		OBSERVACIONES
	A LAS TRES FASES	POR FASES	A LAS TRES FASES	POR FASES	
A LAS VARIABLES INVOLUCRADAS					
- CORRECCION DE FRECUENCIA POR VARIACION DE CARGA REAL	LENTA por constante mecánica del generador	INMEDIATA por compen- sación de corriente	LENTA constante mecánica	INMEDIATA por compen- sación de corriente	- Ver Fig. 1-3, rela ción frecuencia por corriente
- CORRECCION DE FRECUENCIA POR VARIACION DE TORQUE MECANICO	INMEDIATO	INMEDIATO	INMEDIATA *	INMEDIATO *	- * con error esta- cionario por car- gas fijas conecta das.
- DESBALANCE DE FASES	NO CORRIGE *	CORRIGE	NO CORRIGE *	CORRIGE aproximada mente	- * y afecta a la frecuencia y vol taje
- TRANSITORIOS GENERADOS	MEDIO	BAJO	ALTO	ALTO	

REGULADOR CON RESPECTO	CONTINUA DE UNA CARGA		POR PASOS DE CARGAS FIJAS		OBSERVACIONES
	A LAS TRES FASES	POR FASES	A LAS TRES FASES	POR FASES	
A COSTOS					
- DETECTOR DE FRECUENCIA	IGUAL	IGUAL	IGUAL más un convertidor A/D	IGUAL más un convertidor A/D	
- COMPARADOR	IGUAL	IGUAL	IGUAL	IGUAL	
- DETECTOR DE CORRIENTE	0	3 Detectores	0	3 Detectores 3 Convertidores A/D	
- CIRCUITO DE POTENCIA	ALTO 3 diodos y 3 tiristores o 3 triac de Potencia total	MEDIO 6 diodos y 6 tiristores o 3 triac de de 1/3 Potencia T.	ALTO 6 tiristores x N ó 3 triac x N de Potencia, Ver Tabla 5.	MUY ALTO 6 tiristores x 3 x N ó 3 triac x 3 x N de Potencia, Ver Tabla 5.	- El costo de los relés electrónicos predomina a todo
- CARGA AUXILIAR	IGUAL	IGUAL	IGUAL	IGUAL	- Resistencias en paralelo para la misma potencia - Se diferencian por la forma de conexión.

costo no es elevado y puede ser menor, principalmente por los relés electrónicos (tiristores o triacs utilizados) a emplearse al requerir elementos de  $1/3$  de la potencia total entregada por el generador, factor que abarata los costos considerablemente en elementos de menor potencia y son factibles de conseguir en el mercado local (Ver Tabla 10) Apéndice A, así como la disipación del calor generado por los radiadores que soportan estos semiconductores se lo haría al ambiente natural y por último facilita la adquisición y construcción de las resistencias de carga.

Por todo lo expuesto, se desarrollará el regulador de disipación de carga por fases con la compensación de corriente. En el diagrama de bloques del Plano No. 01, pág. 42 ó Apéndice C, se muestra en detalle los bloques a diseñarse, siendo éstos, un detector de frecuencia tomada de dos fases, el comparador de frecuencia un sistema de seguridad con alarma de sobre y bajas frecuencias, tres detectores por fase de corriente consumida por la carga real o distribuída al poblado, tres compensadores de corriente para la frecuencia por fase con compensaciones de operación P.I.D. (Proporcional, Integral, Derivado), conectados a sus respectivos actuadores o relés electrónicos que descargan el exceso de generación en los resistores de carga auxiliar. El sistema de protección y alarma de la frecuencia o corrientes permitirá una adecuada operación y supervisión del sistema.

## CAPITULO III

### DISEÑO FUNCIONAL DEL REGULADOR

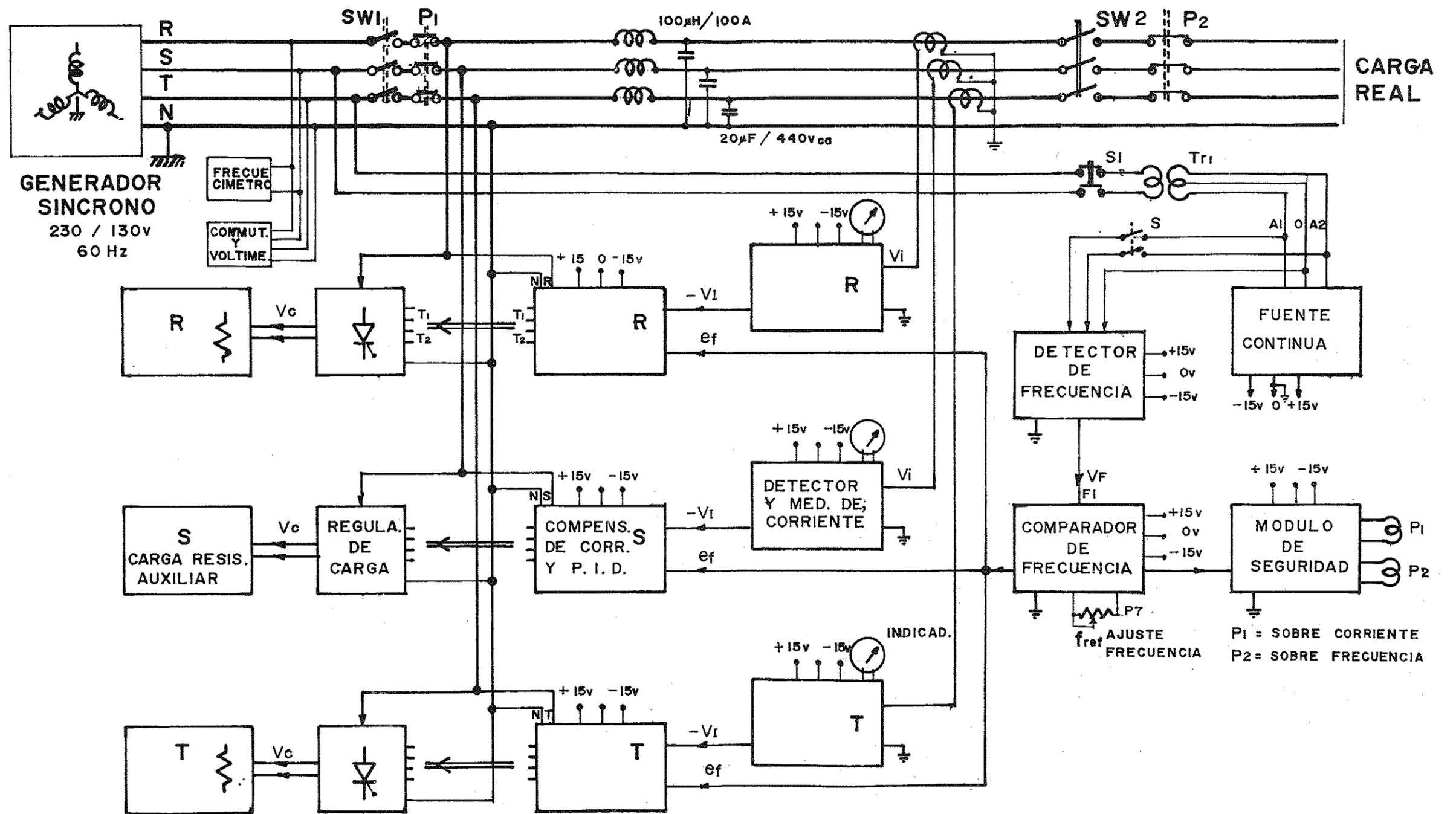
#### 3.1 INTRODUCCION.

En base al diagrama de bloque del regulador (Plano 01) definido en el capítulo anterior se analizará en detalle cada una de las etapas; determinando la función de transferencia correspondiente, resumiendo en la función de transferencia total que permite el análisis de estabilidad del regulador de carga diseñado y la definición de los circuitos a implementarse.

#### 3.2 DESCRIPCION FUNCIONAL DEL REGULADOR.

Tomando en consideración las características normales de una pequeña central hidroeléctrica el diseño tiende a reducir el costo del regulador de velocidad de carga para las micro-centrales, por lo que se desarrollará un tablero de control con las siguientes características:

- a) Módulos estandar para centrales monofásicas o trifásicas hasta 400 KVA de 230/130 Voltios y 60 Hz.
- b) Control automático de carga en vez de control de flujo de agua. De esta manera no se requiere el regulador de velocidad que actúa sobre la válvula aguja, que modula el chorro de agua si la turbina es Pelton, o los deflectores variables en las turbinas Francis.
- c) Conseguir un menor mantenimiento preventivo y evitar el operador per-



				ORGANIZACION LATINOAMERICANA DE ENERGIA QUITO _____ ECUADOR	
FECHA	MODIFICACION Y/O CORRECCION	REVISION	APROBACION	PLANO DE: DIAGRAMA DE BLOQUES DEL REGULADOR DE DISIPACION DE CARGA	
SECRETARIA PERMANENTE DEPARTAMENTO TECNICO				DISEÑO: Ing. BARAJAS L.	DIBUJO: VELASCO J.
PROYECTO EJECUTIVO DETALLADO				FECHA: DICIEMBRE / 88	FECHA: PLANO N°
				ESCALA: APROBADO:	01

manente.

- d) De fácil construcción en el país y en su mayor parte con elementos disponibles localmente.
- e) El diseño procura ser inmune a la tolerancia de los componentes, a variaciones de temperatura, a variaciones de tensiones o frecuencias y con elementos ampliamente sobredimensionados.

Con estas características el módulo de control envía pulsos de disparo a los tiristores o triacs en el módulo de potencia. El ángulo de disparo para los tiristores o triacs determina la potencia disipada en la carga auxiliar. Esta potencia se regula de tal forma de mantener la frecuencia esencialmente constante, y además de la realimentación del error de frecuencia hay una realimentación de la corriente entregada a la carga principal lo que permite mejorar la respuesta transiente de cada fase y del sistema en general.

Como no hay control sobre el flujo de agua o la turbina, el diseño involucrará un módulo de protección de la carga y del regulador, lo que determina que la turbina y generador puedan soportar embalamientos hasta un 200% de la velocidad nominal.

### 3.3 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL REGULADOR.

Las etapas que involucra un regulador de disipación de carga, se muestra en la Fig. 3-1; donde:

$V_F$  = Señal de voltaje, función de la frecuencia de la red.

$V_{ref}$  = Señal de voltaje, referencia de la frecuencia nominal.

$e_f$  = Voltaje de error de frecuencia.

$V_i$  = Señal de voltaje alterno inducida por el campo magnético generado por el paso de la corriente  $i_L$  a la carga principal tomada del cable principal.

$V_i$  = Señal de voltaje en D.C. que representa la corriente  $i_L$ .

$V_{ecS}$  = Señal de voltaje de error compensado por corriente de carga para cada fase.

$V_x$  = Voltaje de error compensado, tanto en la parte transitoria como estacionaria.

$F_{i(s)}$  = Función que relaciona el ángulo  $\alpha$  de disparo de los tiristores o triacs con el estado  $V_x$ .

$F_{2(s)}$  = Función que relaciona el ángulo  $\alpha$  con Voltaje alterno, sobre la carga auxiliar, que se obtiene implícitamente de la corriente  $I_{rms}$  tomado de la línea.

Considerando que el flujo magnético  $\phi$  dado por el campo excitatriz es constante, y la función  $F_{2(s)}$  que relaciona el ángulo  $\alpha$  de disparo con el voltaje de alimentación a la carga auxiliar  $V_{Crms}$  (que será una señal sinusoidal - troncada) como una constante  $K_{F2}$ , en un intervalo de variación se tendrá:

$$K_{F2} \Big|_{\alpha=\alpha_0} = \frac{\Delta V_{Crms}}{\Delta \alpha} \quad (3.1)$$

Permite simplificar el análisis de las funciones principales que intervienen en el proceso. Principalmente la "variable frecuencia".

Para este análisis será necesario acoplar las funciones de transferencia del generador y turbina (Fig. 1-3) que relacionan la potencia demandada por la carga a los bornes del generador como causa, incidiendo en el torque de la turbina que repercutirá en la rotación del eje o rotor y por ende en la frecuencia como efecto.

Resumiendo los diagramas de la Fig. 1-3 y el diagrama del Sistema de Control y carga de la Fig. 3-1 en un diagrama de bloques indicado en la Fig. 3-2; donde permite determinarse la función de transferencia de la frecuencia real vs. la frecuencia de referencia.

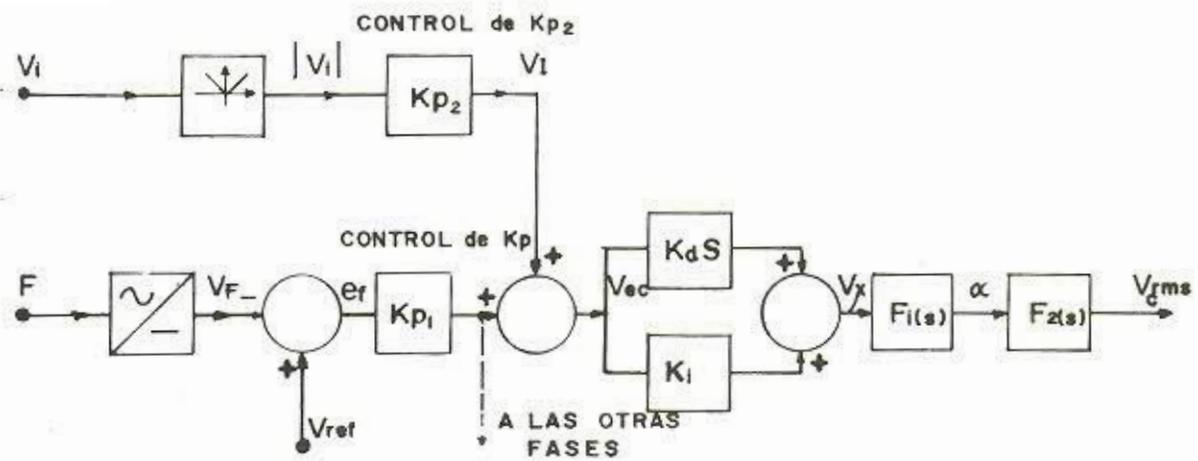


Fig. 3-1. Diagrama de bloques del Regulador para una fase.

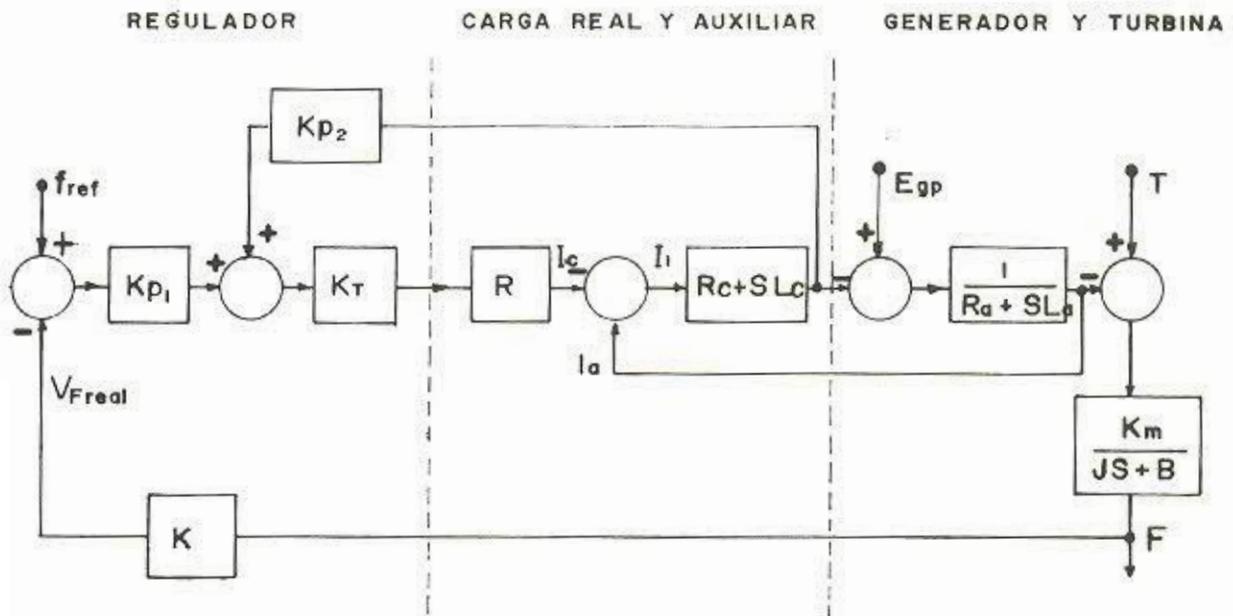


Fig. 3-2. Diagrama de bloques que relaciona la frecuencia.

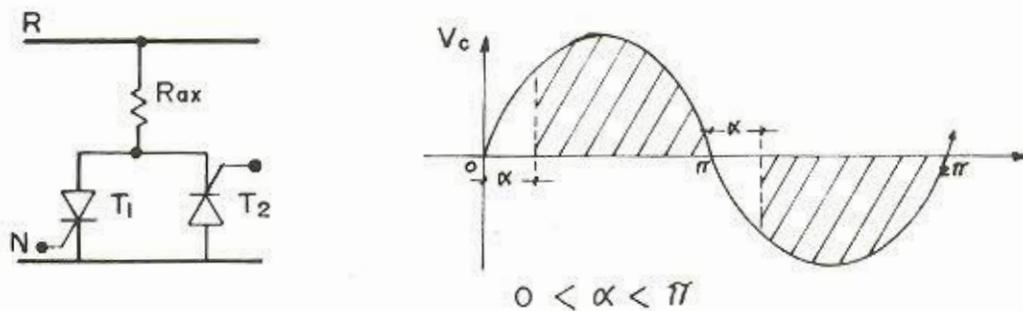


Fig. 3-4. Voltaje de alimentación \$V\_c\$ a la carga auxiliar.



### 3.4 ANALISIS DE LA ESTABILIDAD.

Para un análisis detallado de la estabilidad de la frecuencia, se considerarán dos casos:

1º Sin realimentación de corriente.

De la ecuación (3.5), para cuando la constante  $K_{p2} = 0$  se tendrá  $K_2 = 0$  y por lo tanto la función de transferencia, será:

$$\frac{f}{f_{ref}} = \frac{K_1 (\tau_C + S)}{(\tau_a + S)(\tau_m + S) + \frac{L_a}{L_c} (\tau_C + S)(\tau_m + S) + K_1 (\tau_C + S)}$$

$$\frac{f}{f_{ref}} = \frac{K_1 (\tau_C + S)}{2S^2 + (\tau_a + 2\tau_m + \tau_C + K_1) S + (\tau_a \tau_m + K_1 \tau_C + \tau_C \tau_m)} \quad (3.7)$$

2º Con realimentación de corriente.

Simplificando la ecuación (3.5), resultará:

$$\frac{f}{f_{ref}} = \frac{K_1 (\tau_C + S)}{K_2 S^3 + [2 + K_2 (\tau_C + \tau_m + \tau_a)] S^2 + [\tau_a + 2\tau_m + \tau_C + K_1 + K_2 \tau_C (\tau_a + \tau_m)] S + (\tau_a \tau_m + K_1 \tau_C + \tau_C \tau_m + K_2 \tau_C \tau_a \tau_m)}$$

$$\frac{1}{K_2 \tau_a \tau_m} S + (\tau_a \tau_m + K_1 \tau_C + \tau_C \tau_m + K_2 \tau_C \tau_a \tau_m) \quad (3.8)$$

Efectuando un análisis (referencias 5 - 6 - 7) de los valores que tienen las diferentes constantes que intervienen en este análisis, se obtiene de la ecuación (3.3), que:

$$\tau_m = B/J \quad \therefore \quad J > B \quad \tau_m < 1$$

$$\tau_a = R_a/L_a \quad \therefore \quad R_a < L_a \quad \tau_a < 1$$

$$\tau_c = R_c/L_c \quad \therefore \quad R_c > L_c \quad \tau_c > 1 \quad (3.9)$$

por construcción:

$$\tau_m < \tau_a \quad (3.10)$$

lo que demuestra, que tanto, para el sistema sin realimentación o con realimentación en líneas generales son "ESTABLES" para cualquier valor que puede tener la carga principal, según el análisis detallado efectuado, en donde tomando en cuenta un ejemplo específico para el análisis en los dos casos, de sin y con realimentación de corriente se utilizaron los métodos de: Lugar Geométrico de las Raíces donde se varía la carga principal desde  $0 < R_c < \infty$  y las Respuestas en el Tiempo para los valores específicos de  $R_c$ ,

### 3.5 ESQUEMA DEL CIRCUITO GENERAL.

Por todo lo anterior (Fig. 3-1), se deduce que los circuitos de control en su funcionamiento son lineales hasta  $V_x$ , por lo que se requerirá obtener adecuadamente las funciones matemáticas de  $F_{1(s)}$  y  $F_{2(s)}$  que relacionan el voltaje  $V_x$ , con el ángulo de disparo  $\alpha$  para los tiristores o triacs y el voltaje suministrado a la carga auxiliar.

Para este previo cálculo, se partirá del circuito general propuesto en la Fig. 3-3, y será más fácil si se relaciona con el tiempo; es conocido que en un circuito básico resistencia, condensador (RC) alimentado por una fuente constante, el voltaje de carga  $V_c$  del capacitor C es igual a:

$$V_c = V_{CC} (1 - e^{-t/RC}) \quad (3.11)$$

donde:  $V_{CC}$  = voltaje de alimentación  
 R = resistencia en serie con C  
 t = tiempo

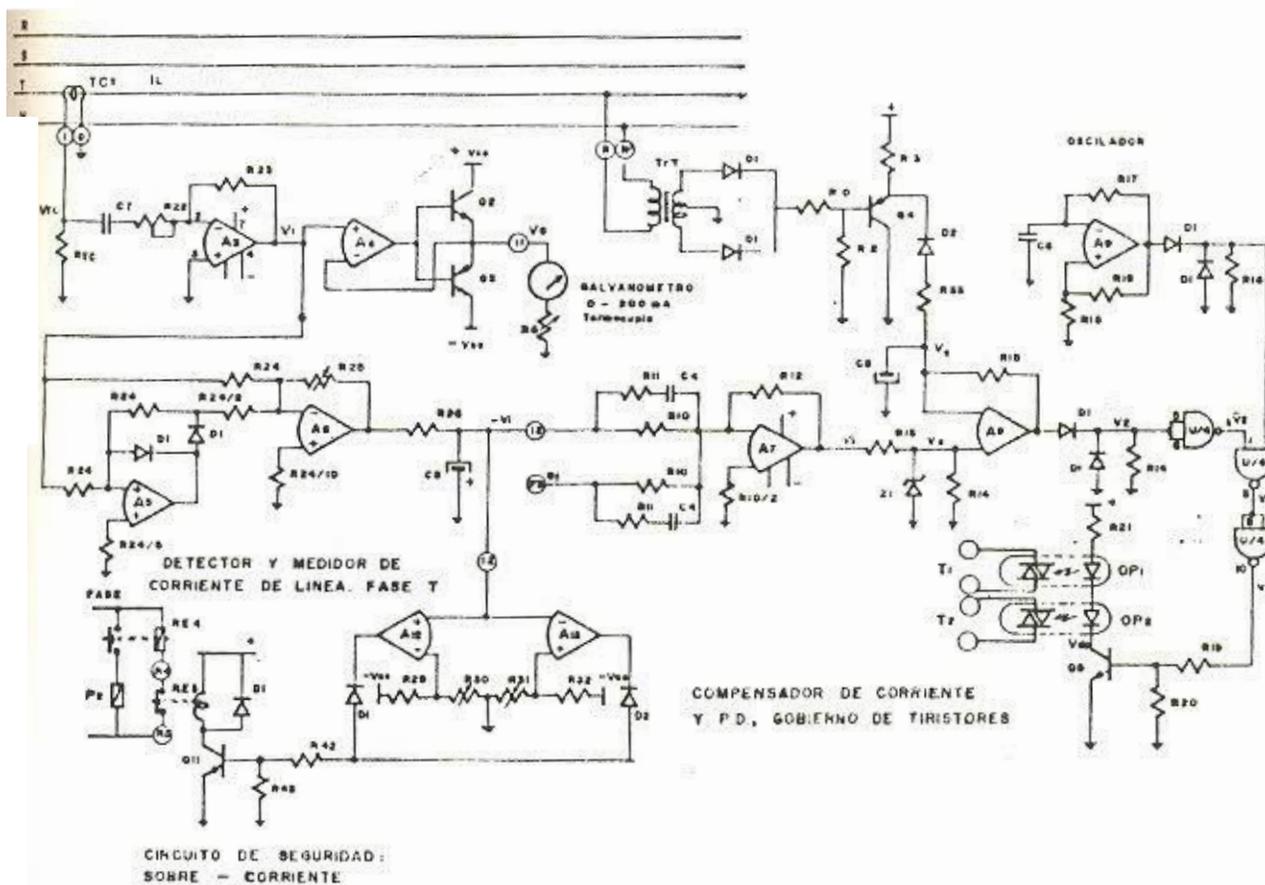
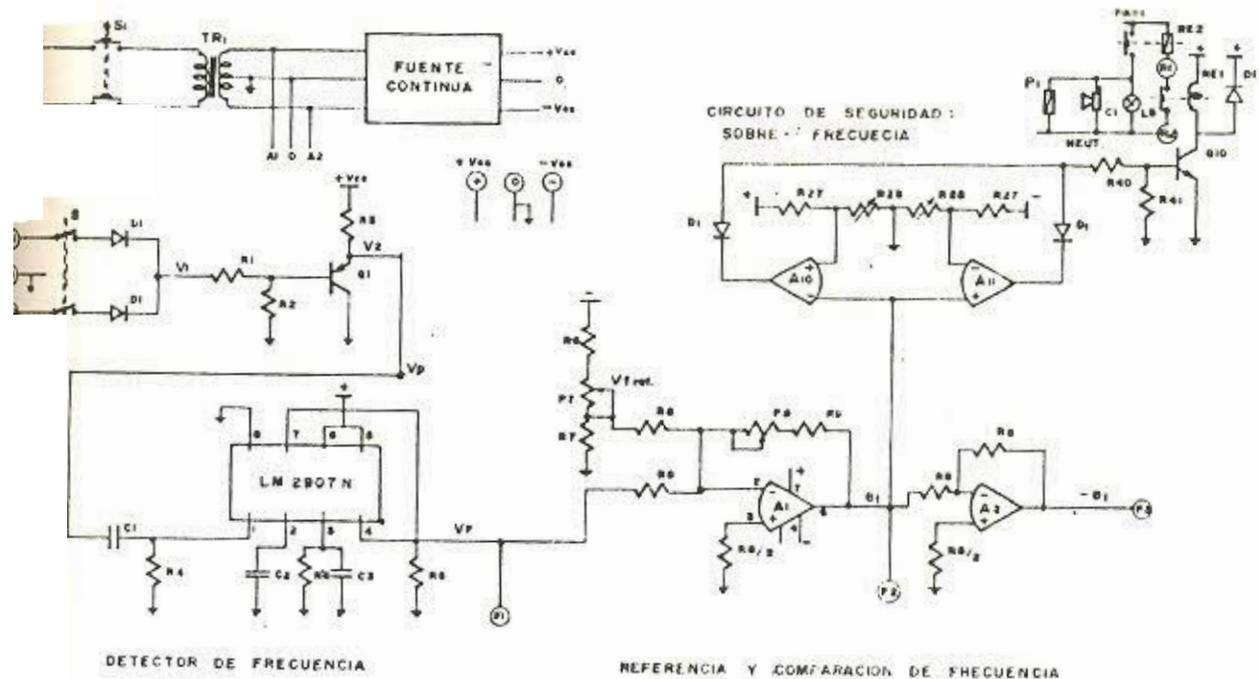


Fig. 3-3. Circuito General del Control de Carga por Fase, mayores detalles en planos 02, 03, 04.

En el circuito (Fig. 3-3), el voltaje  $V_X$  para las distintas fases, será:

$$V_X = V_{CC} (1 - e^{-t/R_{33}C_5}) \quad (3.12)$$

para;  $t = \tau_1$  fase R;  $t = \tau_2$  fase S;  $t = \tau_2$  fase T, de donde:

$$\tau_1 = R_{33}C_5 \operatorname{Ln} \left( \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_X} \right) \text{ (seg)} \quad (3.13)$$

Relacionando el tiempo, con el ángulo de disparo  $\alpha$  de los relés electrónicos (Fig. 3-4), se tiene:

$$t = \frac{\alpha}{360 f} \tau_1 \quad (3.14)$$

para:  $\alpha$  = ángulo de disparo en grados.

$f$  = frecuencia de la red, 60 Hz.

$t$  = tiempo de disparo en segundos.

despejando  $\alpha$  de las ecuaciones (3.14) y (3.13), se tiene:

$$\alpha = 360 f \cdot RC \operatorname{Ln} \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_X} \text{ (grados)} \quad (3.15)$$

$$\text{ó} \quad \alpha = \omega RC \operatorname{Ln} \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_X} \text{ (en radianes)} \quad (3.16)$$

que relaciona el ángulo de disparo con el voltaje de error  $V_X$ ,  $\alpha = F_1(V_X)$ , y se puede determinar para una alimentación de voltaje a la carga auxiliar ( $V_C$ ) de la señal sinusoidal - truncada por el ángulo de disparo de los tiristores ( $\alpha$ ) igual a:

$$V_{C_{rms}} = \frac{\hat{V}}{2} \frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{\pi} \quad (3.17)$$

para:  $\alpha$  = ángulo de disparo.

$V_{C_{rms}}$  = voltaje de control para carga auxiliar.

$\hat{V}$  = voltaje pico de la red de alimentación.

que relaciona  $V_{C_{rms}}/\alpha = F_2(\alpha)$

Concluyendo, que teniendo el voltaje de error compensado  $V_x$  se obtiene la alimentación controlada a la carga  $V_{C_{rms}}$  o lo que es lo mismo la corriente de alimentación  $I_{ax}$ .

$$\frac{V_{C_{rms}}}{R_{CX}} = I_{ax_{rms}} \quad (3.18)$$

con lo que, se obtiene  $I_{a_{rms}}$  en función de  $V_x$ .

Como se indicó anteriormente la forma de controlar la carga será por fase, y se escogerá el control AC por ser más barato, como lo muestra la Fig. 2-6 c ó d), donde la señal sinusoidal truncada de alimentación será como lo indica la Fig. 3-4. (Pág. 46).

Nótese que dependiendo de la Potencia de Generación (para baja), podría usarse, en vez de los tiristores  $T_1$  y  $T_2$  un triacs de suficiente corriente. La Tabla 10 del Apéndice A, muestra tipos de relés electrónicos para diferentes potencias de disipación de carga.

### 3.6 DISEÑO EN DETALLE POR ETAPAS.

Refiriéndose al circuito general de la Fig. 3-3, éste responde al diagrama de bloques presentado en la Fig. 3-1, por lo que detallando en bloques los circuitos a diseñar (Fig. 3-5), permite desarrollar los circuitos

en partes del todo.

### 3.6.1 Sincronización a la Red.

Puesto que se requiere disparar tiristores o triacs, es conveniente que el ángulo  $\alpha$  de disparo, esté sincronizada a la frecuencia de la red (60 Hz) y de la fase a conectar.

La manera de conseguir el sincronismo, es el método propuesto en el diagrama general. También se puede usar el dispositivo UJT ó el PUT (10) que además de sincronizar a la red, permite obtener una rampa variable que genera el  $\alpha$  de disparo.

El circuito propuesto en la Fig. 3-6, se observa que en cada cruce por cero de  $V_1$  existe un cero en  $V_2$  que tiene una duración de  $T_1$  y da el  $\alpha$  mínimo y máximo, esto es cuando  $t = 0$  el  $\alpha$  comienza el pulso  $V_1$  en  $T_1/2$  y en  $t = \frac{1}{120} - \frac{\pi}{2}$  se tiene el  $\alpha$  máximo.

∴  $Q_1$  conduce cuando:

$$V_b + V_{cb} = V_{ec \text{ saturación}} = V_b - V_{be} \quad (3.19)$$

para  $V_b = 0,2 + 0,7 = 0,9 \text{ V}$

Si  $\alpha_{\text{mín}} = 5^\circ$ , se tendrá:

$$t = \frac{\alpha}{360 f} = 2,3 \times 10^{-4} \quad (3.20)$$

$$T_1 = 2t = 4,6 \times 10^{-4} \text{ seg}$$

$$V_1 = \hat{V} \text{ sen } \omega t = 15 \sqrt{2} \text{ sen } (377 \times 2,3 \times 10^{-4}) \quad (3.21)$$

$$V_1 = 1,84 \text{ v}$$

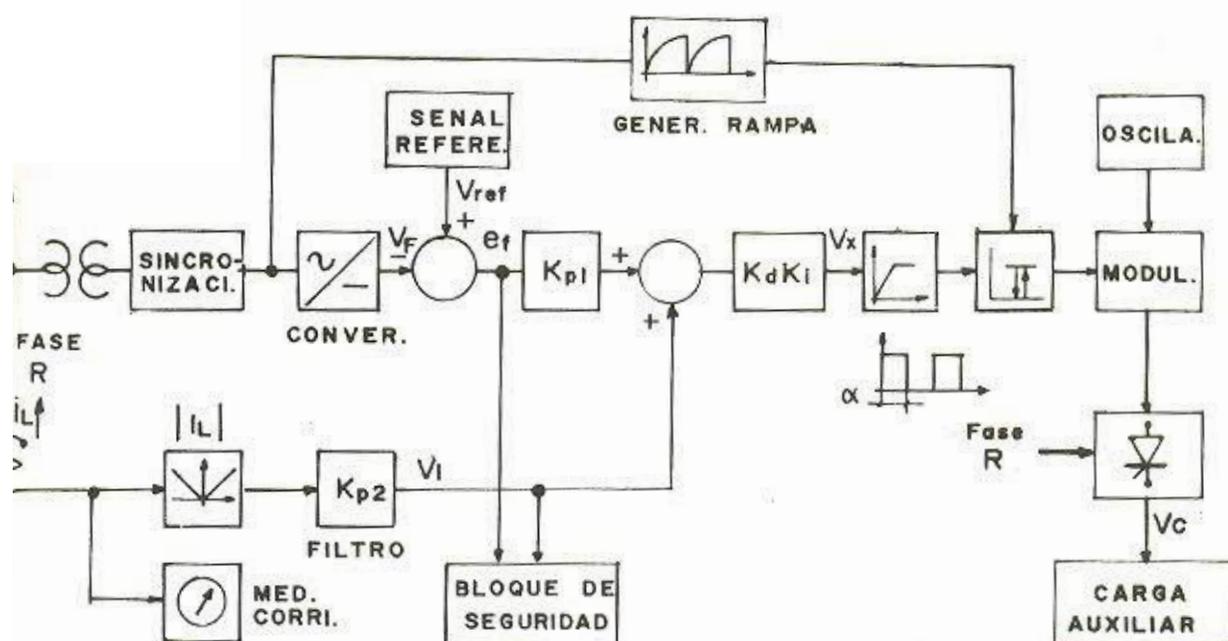


Fig. 3-5. Diagrama de bloques de circuitos a diseñar.

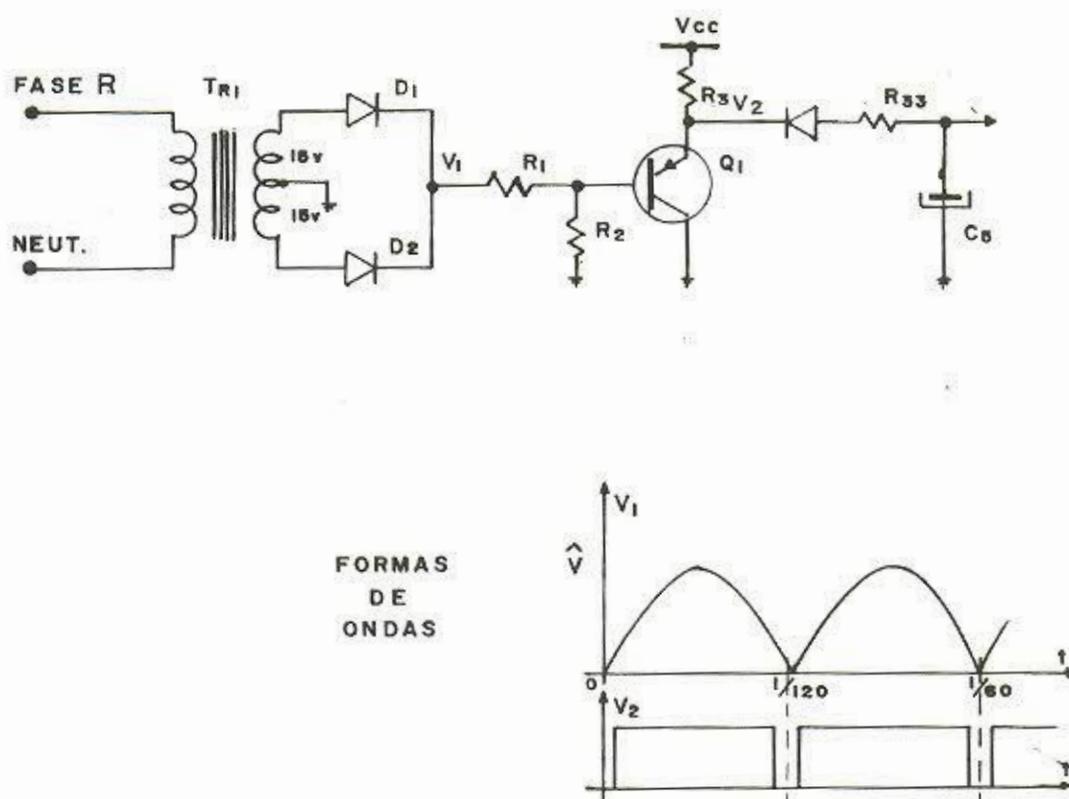


Fig. 3-6. Circuito y señales de sincronización a la red.

La relación del divisor de tensión:

$$V_b = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow \boxed{R_2 \times 1,22 = R_1} \quad (3.22)$$

Para un transistor  $Q_1 = \text{ECG 159}$ , cuyas características, son:

$$I_C = 0,6 \text{ Amp.}$$

$$B = 180$$

mayores detalles en Apéndice B - 20 ,  
que  $Q_1$  se sature satisfactoriamente:

donde un  $R_3$  alto para

$$\boxed{R_3 = 47 \text{ K}\Omega} \quad I_C = \frac{V_{CC}}{R_3} \quad (3.23)$$

$$I_C = \frac{15 \text{ V}}{47 \text{ K}\Omega} = 3,19 \times 10^{-4} \text{ Amp.}$$

Los valores adecuados de  $R_1$  y  $R_2$ , hay que relacionarle con la etapa de  
descarga del condensador  $C_5$  en el tiempo  $\frac{T_1}{2}$  ;

Para  $V_C = 15 \text{ v}$  la descarga  $T_{\text{descarga}} = R_{33} C_5 = \frac{T_1}{2}$ , tomando  $C_5 = 0,1 \mu\text{F}$ :

$$R_{33} = \frac{t}{C_5} = \frac{2,3 \times 10^{-4}}{0,1 \times 10^{-6}} = 2,3 \text{ K}\Omega$$

$$\boxed{R_{33} = 2,2 \text{ K}\Omega} \quad (3.24)$$

Esto genera una corriente de descarga, igual a:

$$I_C = \frac{V_C}{R_{33}} = \frac{15}{2,2 \text{ K}\Omega} = 6,82 \text{ mA.}$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta_{\text{sat}}} = \frac{6,182 \times 10^{-3}}{30} = 2,27 \times 10^{-4} \text{ Amp.}$$

$$\Rightarrow R_2 = \frac{V_b}{I_B} = \frac{,9 \text{ v}}{2,27 \times 10^{-4}} = 3,96 \text{ K}\Omega$$

$$\boxed{R_2 \approx 4,7 \text{ K}\Omega} \quad (3.25)$$

de la ecuación (3.22), se tendrá:

$$\boxed{R_1 \approx 6,2 \text{ K}\Omega} \quad (3.26)$$

### 3.6.2 Detector de Frecuencia y Error.

Existen varias formas de detectar la frecuencia, básicamente conviene tener una señal de voltaje que represente la frecuencia, esto es un convertidor frecuencia - voltaje DC. Este convertidor puede realizarse de varias formas, sin embargo, hay que tomar en cuenta que en determinadas circunstancias, puede existir la necesidad de sensar la frecuencia no de la red sino del giro del generador o turbina (para el caso de conexión en paralelo de generadores), luego este bloque debe ser flexible a cambio de sensor o convertidor y trabajar con señales de fácil acoplamiento a nuevos sistemas.

Para suplir estos requerimientos es conveniente usar un solo circuito integrado (C.I.), expresamente fabricado para la conversión frecuencia - voltaje, o pulsos de giro a voltaje continuo y se escoge el LM 2907 N cuyas características se encuentra en el Apéndice B- 8. Este

C.I. es fabricado para aplicaciones industriales y tiene muchas aplicaciones entre ellas la tacométrica, de manera sencilla y con pocos elementos extras.

El circuito tacométrico o detector de frecuencia y comparador será único para todas las fases, por lo que se requerirá la construcción de un solo módulo.

La circuitería periférica del C.I. LM2907N para convertidor de frecuencia a voltaje se indica en la Fig. 3-7; nótese los pocos elementos utilizados.

De acuerdo al fabricante:

$$V_{OUT} = V_F = V_{CC} \cdot f_{in} \cdot R_4 \cdot C_2 \cdot K \quad (3.27)$$

donde  $K = 1$  para trabajo normal.

También hay que tener en cuenta que la corriente en el pin 3 (conector 3) es,  $I_{pin\ 3} \cdot R_4 = V_{OUT}$  máximo requerido;

$$I_{pin\ 3} = 180 \mu A \text{ y si } V_F = 9 \text{ v a frecuencia máxima de } 120 \text{ Hz.}$$

$$R_4 = \frac{V_{OUT}}{I_{p\ 3}} = \frac{9 \text{ v}}{180 \mu A} = 50 \text{ K}\Omega$$

según fabricante  $R_4 < 10 \text{ M}\Omega$

$$50 \text{ K}\Omega < R_4 < 10 \text{ M}\Omega \quad (3.28)$$

Si  $C_2 = 0,01 \mu F / 25 \text{ V}$ , según ecuación (3.27),  $R_4$  será:

$$R_4 = \frac{V_F}{V_{CC} \cdot f_{in} \cdot C_2} = \frac{9 \text{ v}}{15 \times 120 \times 0,1 \times 10^{-6}}$$

$$\boxed{\begin{array}{l} R_4 \approx 500 \text{ K}\Omega \\ C_2 = 6,01 \text{ }\mu\text{F} \end{array}} \quad (3.29)$$

$C_3$  permite minimizar el rizado, y aplicando la ecuación dada también por el fabricante, se tiene:

$$V_{\text{riz}} = \frac{V_{\text{CC}}}{2} \frac{C_1}{C_3} \left(1 - \frac{V_{\text{CC}} f_{\text{in}} \times C_1}{I_{\text{pin 2}}}\right) V_{\text{pico-pico}} \quad (3.30)$$

para:  $C_1 = C_2$  ;  $V_{\text{riz}} = 1\% V_{\text{pp}}$  ;  $I_{\text{pin 2}} = 180 \text{ }\mu\text{A.}$ ,

despejando de la ecuación (3.30), resulta:

$$\begin{aligned} C_3 &= \frac{15}{2} \cdot \frac{0,01 \times 10^{-6}}{,01} \left(1 - \frac{15 \times 120 \times 01 \times 10^{-6}}{180 \times 10^{-6}}\right) \\ &= 6,75 \text{ }\mu\text{F} \end{aligned}$$

Un valor adecuado;  $C_3 = \underline{10} \text{ }\mu\text{F} \text{ } 25\text{v}$  (electrolítico) (3.31)

Los rangos de variación de voltajes, por la gran linealidad del C.I., se rán:

$$f_{\text{in}} = 120 \text{ Hz} \rightarrow V_{\text{F}} = 9 \text{ v}$$

para:  $f_{\text{in máx}} = 120 + 5\% = 126 \text{ Hz} \rightarrow V_{\text{Fm}} = 9,45 \text{ v}$

$f_{\text{in mín}} = 120 - 5\% = 114 \text{ Hz} \rightarrow V_{\text{Fm}} = 8,55 \text{ v}$

$$\Delta f_{\text{in}} = \pm 6 \text{ Hz}/2 = \pm 3 \text{ Hz}$$

$$\Delta V_{\text{F}} = \pm 0,45 \text{ v.} \quad (3.32)$$

Para una buena linealidad del transistor de salida del C.I., se tiene que:

$$R_5 > \frac{V_F}{I_C} = \frac{9 \text{ v}}{5 \text{ mA}} = 1,8 \text{ K}\Omega$$

Se adopta un valor, dado por el fabricante:

$$\boxed{R_5 = 10 \text{ K}\Omega} \quad (3.33)$$

Para obtener la señal de error de frecuencia  $e_f$ , la variable  $V_F$  se restará de una señal referencial, como sigue;

$$e_f = -K_1 (-V_{\text{ref}} + V_F) \quad (3.34)$$

donde:  $K_1 = R_9/R_8$  ganancia del error.

Para un  $V_{\text{ref}} = V_F = 9 \text{ V} \Rightarrow$  a  $f = 120 \text{ Hz}$ , se tendrá un divisor de voltaje

$$V_{\text{ref}} = 9 \text{ v} = -15 \text{ v} \frac{R_7}{R_7 + R_6}$$

$$\therefore 0,667 R_7 = R_6 \quad (3.35)$$

adoptando :  $R_6 = 5 \text{ K}\Omega$

$$R_7 = 5 \text{ K}\Omega \quad P_7 = 0 - 5 \text{ K}\Omega$$

donde  $P_7$  puede ser un potenciómetro, que ajustando a  $2,58 \text{ K}\Omega$  o hasta que  $V_{\text{ref}} = V_F$  nominal.

Para determinar  $K_1$  conviene averiguar el máximo valor de  $e_f$ , el cual depende de  $V_X$ ; si la ganancia intermedia entre  $e_f$  y  $V_X$  es 1, luego  $V_X$  determina a  $e_f$ .

Con un  $V_x = 10 \text{ v} = |e_f|$  o un error máximo; reemplazando en (3.34), se obtiene  $K_1$ .

$$K_1 = \frac{e_f}{V_{\text{ref}} - V_F} = \frac{10 \text{ v}}{9 - 9,45} \quad (3.36)$$

$$K_1 = 22,22$$

Como  $K_1 = 22,22$ , para obtener  $V_x = 10 \text{ v}$  para un corrimiento máximo de frecuencia  $\pm 3 \text{ Hz}$ , se bajará esta ganancia con una posibilidad de ajuste a  $K_1 = \frac{1}{2} 22,22 = 11,11$ , adoptado  $K_1 = 10$  del análisis efectuando con la simulación del sistema, dejando la variable corriente  $V_I$  que tenga mayor influencia en el control.

Para un  $K_1$  entre 10 y 15, se tiene:

$$K_1 = \frac{R_9 + P_9}{R_8} = 10 \text{ a } 15$$

$$\text{Si: } R_8 = 50 \text{ K}\Omega \quad R_9 = 500 \text{ K}\Omega \quad P_9 = 0 \rightarrow 250 \text{ K} (\frac{1}{4} \text{ w}) \quad (3.37)$$

### 3.6.3 Detector y Medidor de Corriente de Línea.

Por razones de desacoplamiento de la red, se usa un transformador de corriente T.C. para sensar la corriente de línea de la carga principal  $i_L$ .

Se puede conectar un medidor de corriente (Amperímetro) y obtener una indicación de la corriente  $i_{L_{\text{rms}}}$ .

Para conseguir estos dos objetivos, sin que la detección sea alterada por desconexión del medidor, se diseña un circuito transmisor que se conectará al transformador de corriente T.C. Esto se logra con el circuito propuesto en el diagrama general (Fig. 3-3) o extrayendo el circuito del detector y medidor se ve en la Fig. 3-8.

Se puede también usar dos T.C., uno para control y otro para la medición aumentando el costo.

Para determinar T.C., es necesario conocer  $I_L$  máximo por fase;

$$I_L = \frac{P \text{ total}}{3 \cdot V_{LN} \cdot \cos \phi} \quad (3.38)$$

Tomando como ejemplo de cálculo, dos casos de Potencia de generación de P.C.H., así: El valor máximo de generación de una micro-central 50 Kw, y el valor medio de una mini-central 100 Kw, para un voltaje entregado por el generador de 130 voltios; y un factor de potencia extremo  $\cos \phi = 0,75$ , se tendrá:

1º CASO:  $P_T = 50 \text{ Kw}$ .

Corriente de línea  $I_L$  máxima de ecuación (3.38)

$$I_L = \frac{50 \times 10^3}{3 \times 180 \times 0,75} = 170,9 \text{ Amp.}$$

El T.C. deberá tener una relación 200/5, según referencia de Tabla B. en Apéndice B- 2 ; se elige entonces un T.C. de la SIEMENS; 4 NC1122 - 2DC20 de 200/5 que tiene una potencia entregada de 5 VA para carga.

Por lo tanto el voltaje de corriente  $V_{1(rms)}$  para medidor y control será:

$$V_1 = \frac{R_{23}}{R_{22}} V_i (rms) \quad (3.39)$$

$$y \quad V_i = I_{TC} \cdot R_{TC} (rms) \quad (3.40)$$

donde:  $V_i$  = voltaje  $f(i)$  inducido por T.C.

$I_{TC}$  = corriente inducida

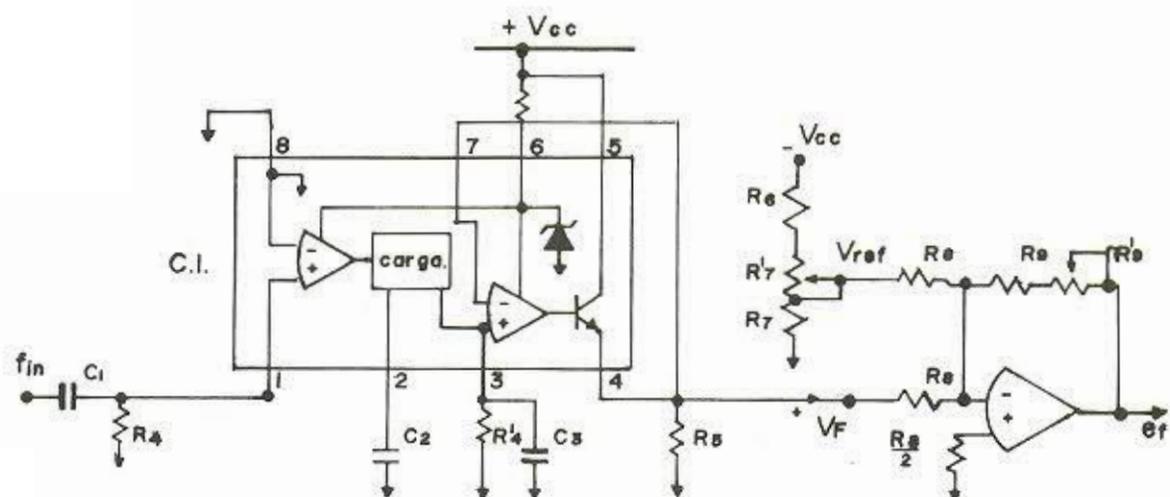


Fig. 3-7. Convertidor de frecuencia - voltaje y detector de error.

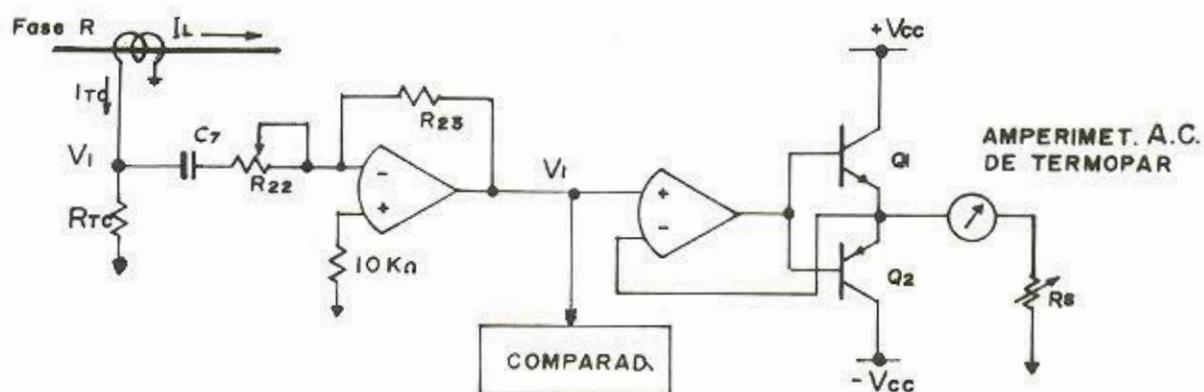


Fig. 3-8. Circuito detector y medidor de corriente de línea.

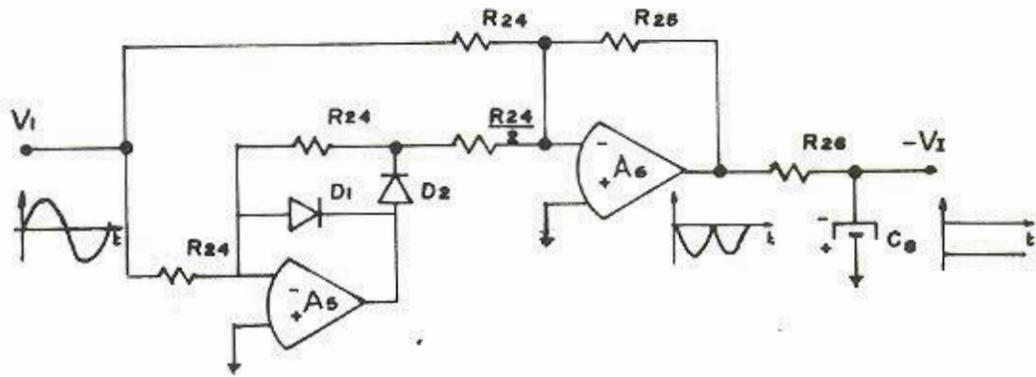


Fig. 3-9. Circuito de compensación de corriente  $V_I$ .

$$R_{TC} = \text{Resistencia pura } (\pm 1\%)$$

$$R_{23}/R_{22} = \text{Constante de ganancia}$$

Siendo la relación del transformador:

$$\frac{200}{5} = 40 \quad ; \quad I_{TC} = \frac{I_L}{40} \quad (3.41)$$

por lo tanto:

$$I_{TCM} = \frac{170,9}{40} = 4,27 \text{ Amp. (máx)}$$

Potencia inducida ( $S_{TC}$ ) del transformador 5 VA =  $P \cos \phi$ , donde  $\cos \phi = 1$  por ser una carga  $R_{TC}$  resistiva. Si se toma en cuenta la caída de 1 VA en bobinado, se tiene:

$$4 \text{ VA} = I_{TC}^2 R_{TC} \times 1 \quad (3.42)$$

despejando:

$$R_{TC} = \frac{4 \text{ W}}{(4,27 \text{ A})^2}$$

$$R_{TC} = 0,22 \Omega \quad (5 \text{ a } 10 \text{ W}) \quad (3.43)$$

El voltaje  $V_i$ , será por tanto

$$V_{i_{rms}} = I_{TC} R_{TC} = 4,27 \text{ A} \times 0,22 \Omega$$

$$V_{i_{rms}} = 0,94 \text{ v a corriente } I_L \text{ máxima}$$

$$\therefore \quad \boxed{0 \text{ v} \leq V_i \leq 0,9 \text{ v}} \quad (3.44)$$

$$\text{Si } I_L = 200 \text{ Amp.} \quad \Rightarrow \quad V_i = 1,1 \text{ v.}$$

Se desea que  $V_1 = 10$  v pico, por tanto  $V_1 = 10/\sqrt{2}$   $V_{rms} = 7,071$  v, la relación de ganancia para Amplificador Operacional A.O.,  $A_3$ , será:

$$\left| \frac{V_1}{V_i} \right| = \left| -\frac{R_{23}}{R_{22}} \right| = \frac{7,071}{0,94} = 7,52 \quad (3.45)$$

$$\boxed{K_5 = 7,52} \quad (3.46)$$

Para  $R_{23} = 300 \text{ K}\Omega$ , será  $R_{22} = \frac{300 \text{ K}\Omega}{7,52} = 39,9 \text{ K}\Omega$ .

$R_{22}$  será potenciómetro de  $50 \text{ K}\Omega$ , ajustado a  $39,9 \text{ K}\Omega$  o hasta que  $V_1$  sea  $7,071$  v cuando  $V_i = 0,94$  v.

El segundo A.O. permite desacoplar la medición del control. Se usa un circuito de seguidor - emisor para alimentar el galvanómetro. Si  $I_L$  varía de  $0 - 200$  Amp., para tener una relación directa del dial, se escoge un amperímetro de  $0 - 200$  mA, luego cada mA corresponde 1 Amp. en  $I_L$ .

El máximo voltaje sobre el amperímetro será cuando  $I_L = 200$  Amp, de la ecuación (3.45) se obtiene  $V_{1,rms} = 8,272$  v y la resistencia  $R_S$ , será:

$$R_S = \frac{V_1}{200 \text{ mA}} = 41,36 \Omega \quad (3.47)$$

$R_S$  será un potenciómetro de  $50 \Omega$  de  $3 - 5 \text{ W}$  ajustado a  $41,36 \Omega$ . y el amperímetro escogido (termocupla) es de la YEW 2114 de AC de plena escala  $200$  mA, más características en Apéndice B- 1.

Los transistores  $Q_2$  y  $Q_3$  deben soportar una corriente  $I_C = 200$  mA como máximo, a una potencia  $P$  igual a:

$$P = (V_{CC} - V_1) I_C = (15 - 10)v. 200 \text{ mA} \approx 1 \text{ W.}$$



los transistores:

$Q_2 \rightarrow$  ECG 210 con  $I_C = 1$  Amp (npn)

$$P \approx 1,33 \text{ W}$$

y  $Q_3 \rightarrow$  ECG 211 con  $I_C = 1$  Amp (pnp)

$$P \approx 1,33 \text{ W}$$

Ambos son complementarios y más detalles de sus características en Apéndice B- 20.

2º CASO:  $P_T = 100 \text{ Kw}$ .

De la ecuación (3.38):

$$I_L = \frac{100 \text{ Kw}}{3 \times 130 \times 0,75} = 341,9 \text{ Amp.}$$

Sin alterar todo el circuito anterior, esto es que  $V_1 = 7,071 v_{rms}$ , con el mismo amperímetro y demás elementos (se puede ajustar el detector para que  $V_1 = 10 \text{ VDC}$  sea máx. para  $\alpha_{máx}$ , ya que solo cambia el circuito de potencia). Entonces basta cambiar el Transformador de Corriente T.C. ahora deberá colocarse uno de 400/5 y se escoge de la SIEMENS: 4NC1325 - 2DE20 con 5 VA de potencia inducida, igual al T.C. del 1º caso. Más detalles en Apéndice B- 2.

Nótese que cambia únicamente la relación de corriente, siendo ahora el doble, con lo cual por cada mA que marca el amperímetro, representa 2Amp. de  $I_L$ . Lo demás queda exactamente igual.

El circuito detector de corriente a la línea, medidor y obtención de la señal  $V_I$  para el circuito de compensación, requerirá que sea normalizado sus características para acoplarse a las potencias de generación requerida, por lo que el potenciómetro  $R_{22}$  permitirá el ajuste de los rangos de señal de operación y los indicadores de corriente de carga serán los mis-

mos, cambiando solamente el factor de multiplicación y su calibración se logra ajustando el potenciómetro  $R_5$ .

#### 3.6.4. Circuito Compensador de Corriente VI.

Al trabajar en los circuitos de control con señales continuas, deberá convertirse la señal alterna  $V_i$  del circuito detector de corriente a señal de voltaje continuo  $V_I$  proporcional al estado de corriente de la línea. Se realiza el circuito indicado en la Fig. 3-9, donde se obtiene el módulo de la información y un rectificador de seguimiento de picos.

De la ecuación (3.45) se tiene que,  $V_1 = 7,071 v_{rms}$  o el valor pico  $V_1 = 10 v$  pico. Si se busca que  $V_{Imáx} = 10 V_{DC}$  la ganancia de  $A_5$  y  $A_6$  deberán ser por lo tanto unitarios.

Considerando  $R_{24} = 100 K\Omega$  ;  $\frac{R_{24}}{2} = 50 K\Omega$

y  $R_{25} = R_{25} + P_{25} = 100 K\Omega$

donde:  $R_{25} = 75 K\Omega$

$P_{25} =$  un potenciómetro de  $50 K\Omega$

ajustado a  $25 K\Omega$ , con el fin de tener un elemento de calibración de la corriente.

$R_{26}$  permite limitar la corriente de salida de  $A_6$ , en el momento de inicio del sistema y su valor debe ser bajo:

$$R_{26} = 470 \Omega$$

El capacitor  $C_8$  es el filtro de seguimiento para obtener  $V_{I_{DC}}$ , de una fórmula empírica, se tiene:

$$C_8 = \frac{\Delta q}{10 AV} = \frac{i \Delta t}{10 AV} = \frac{1 mA \cdot \frac{1}{240}}{10 \times 0,1 (v)} = 4,16 \mu F \quad (3.48)$$

$$C_8 = 4,7 \mu\text{F} \quad (3.49)$$

### 3.6.5 Circuitos de Compensación P.D. ó P.D.I.

Del análisis efectuado en el ítem 3.6.4, y del estudio de estabilidad comprobado se observa la factibilidad de implementar compensadores con el fin de mejorar especificaciones de funcionamiento como son: exactitud, estabilidad relativa o velocidad de respuesta.

Para el caso específico de regulador de carga, donde los circuitos de control son enteramente electrónicos y por lo tanto su rapidez de respuesta es una de las grandes ventajas, convendría tener elementos de ajuste en los siguientes casos:

#### 1º CASO. Compensador Proporcional - Derivador P.D.

Que permite ajustar la estabilidad relativa y velocidad de respuesta. Implica ajuste de la ganancia  $K_p$  y derivada  $K_d$  en el error de la frecuencia y corriente.

El circuito propuesto en el diagrama general (Fig. 3-3), consiste primero de un inversor del error, un compensador P.D - sumador y un limitador de  $V_x$ , se muestra esta parte en la Fig. 3-10.

Se calcula  $R_8 = 100 \text{ K}\Omega$ , por mantener en lo posible resistencias del mismo valor, para facilitar el mantenimiento.

A la salida de  $A_7$ , se tiene:

$$V'_x = - \left[ - e_f \frac{R_{12}(S(R_{11}+R_{10})C_u + 1)}{R_{10}(S C_u R_{11} + 1)} \right] + V_I \left( \frac{R_{12}(S(R_{11}+R_{10})C_u + 1)}{R_{10}(S C_u R_{11} + 1)} \right) \quad (3.50)$$

Simplificando:

$$\boxed{V_x' = -K_p \left( \frac{K_d S + 1}{K_i S + 1} \right) (V_I - e_f)} \quad (3.51)$$

donde:

$$\begin{aligned} K_p &= R_{12}/R_{10} \\ K_d &= (R_{11} + R_{10}) C_4 = \frac{1}{\omega_d} \\ K_i &= R_{11} C_4 = \frac{1}{\omega_i} \\ \omega_d &= \frac{1}{C_4 (R_{11} + R_{10})} \quad \text{y} \quad \omega_i = \frac{1}{C_4 R_{11}} \end{aligned} \quad (3.52)$$

por lo que:  $\omega_d < \omega_i$ , demostrando el predominio del derivador y esto se conoce en la teoría de control (5;7), como un "Compensador de Adelanto de Fase"; la ubicación de los polos y ceros, así como su ganancia dependerá de los elementos que se instalen según ecuaciones (3.52). La representación gráfica de la función de transferencia de la red de adelanto de fase tiene un cero real en:  $S = -1/K_d$  y un polo real en  $S = -1/K_i$ . (Fig. 3-11.a) o en términos de frecuencia, por medio del diagrama de Bode esta red tiene dos frecuencias de ruptura que se observa en la Fig. 3-11.b.

La contribución que permite este compensador está determinado por medio del máximo avance de fase  $\phi_m$  que se puede obtener en la red a la frecuencia  $\omega_m$ . Analíticamente  $\phi_m$  y  $\omega_m$  puede relacionarse con los parámetros  $K_d$  y  $K_i$  del circuito, siendo igual a:

$$\text{Log } \omega_m = \frac{1}{2} \left( \text{Log } \frac{1}{K_d} + \text{Log } \frac{1}{K_i} \right) \quad (3.53)$$

$$\text{y} \quad \phi_m = \text{arctag.} \left( \frac{K_d - K_i}{1 + K_d K_i \omega_m^2} \right) \omega_m \quad (3.54)$$

## 2º CASO. Compensador Proporcional Integral Derivado P.I.D.

Permite un mejor ajuste de funcionamiento, al incidir en la estabilidad

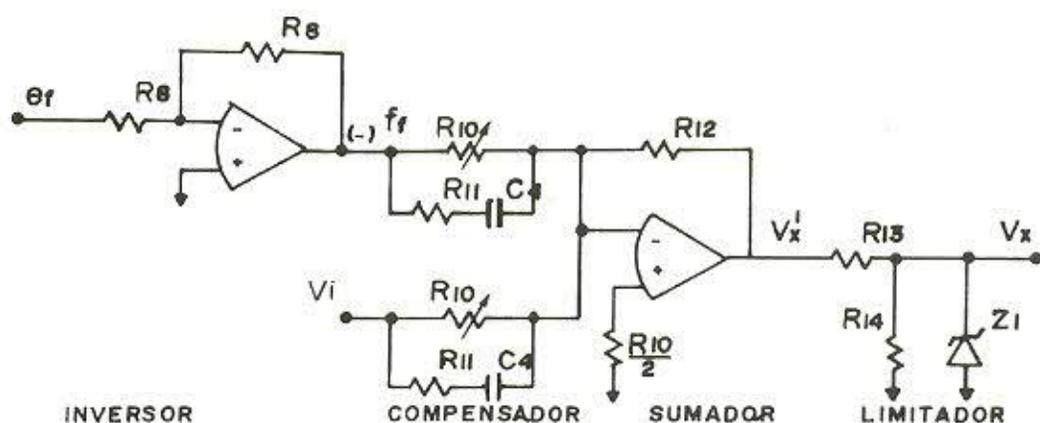


Fig. 3-10. Circuito Compensador P.D. Sumador.

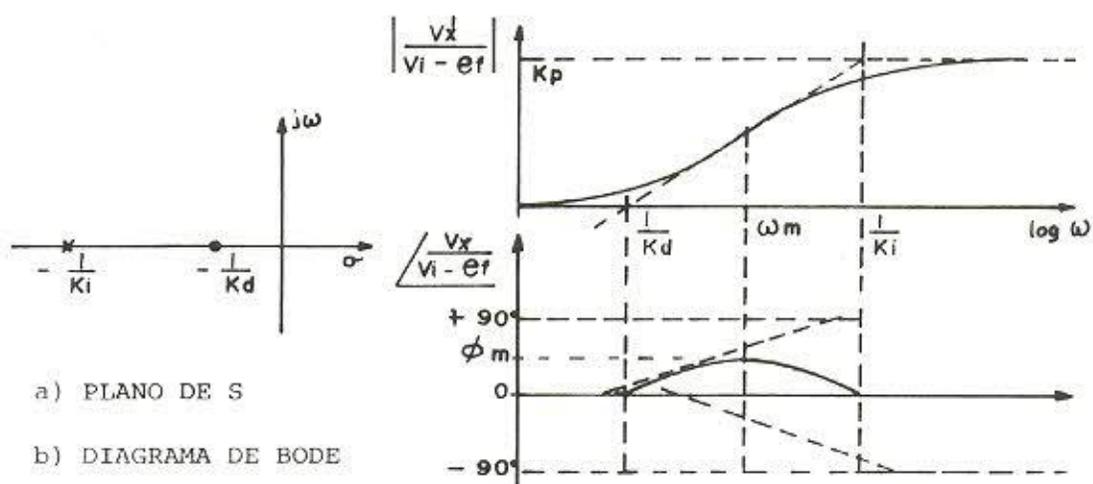
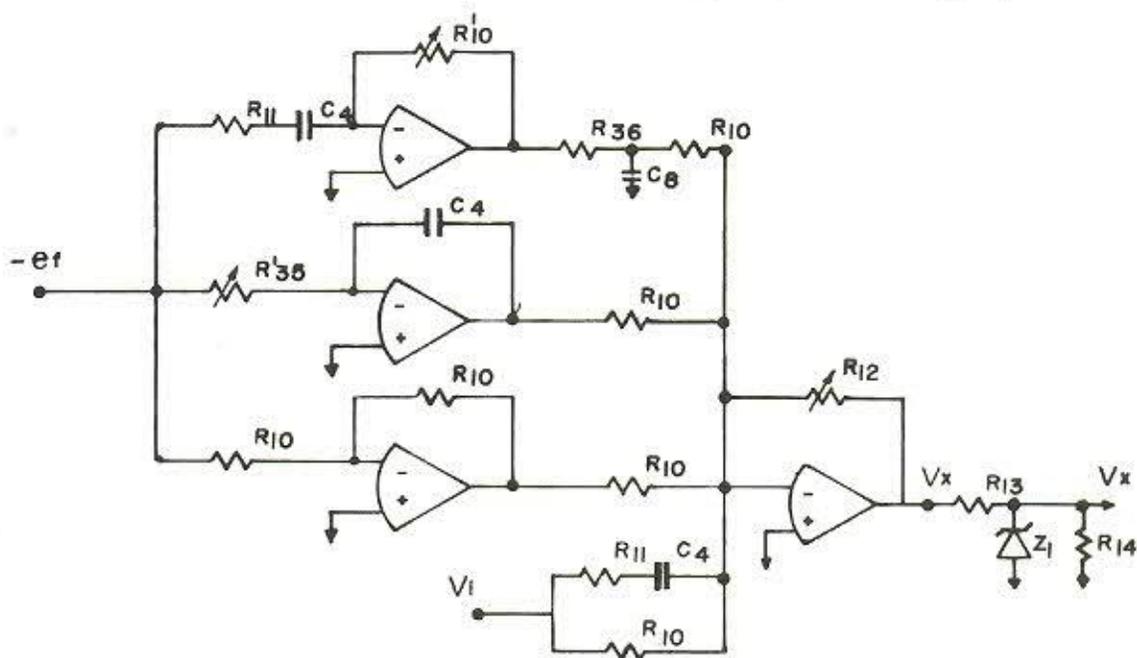
Fig. 3-11. Representación gráfica de  $\frac{V_x'}{V_i - e_f} = K_p \left( \frac{K_d s + 1}{K_i s + 1} \right)$ 

Fig. 3-12. Esquema simplificado del controlador P.I.D.

relativa, velocidad de respuesta y corregir el error estacionario de la frecuencia, que se logra con el ajuste de la ganancia  $K_p$ , derivada  $K_d$  e integral  $K_i$  del error de la frecuencia, así como está incorporada a la señal de corriente con la compensación proporcional, derivada del 1º caso.

La Fig. 3-12, muestra el circuito simplificado de un controlador P.I.D. en paralelo, donde la señal  $V_x$  será igual a:

$$V_x = - \frac{R_{12}}{R_{10}} \left[ \left( S R_{10} C_4 + \frac{1}{S C_4 R_{35}} + 1 \right) V_f + \frac{(S C_4 (R_{11} + R_{10}) + 1)}{R_{11} C_4 S + 1} V_I \right] \quad (3.55)$$

Simplificando la ecuación (3.55), con respecto a las constantes de ajuste, se tiene:

$$V_x = - K_p \left( K_d S + \frac{1}{S K_i} + 1 \right) V_f - \frac{S C_4 (R_{11} + R_{10}) + 1}{R_{11} C_4 S + 1} V_I \quad (3.56)$$

donde:

$$K_p = \frac{R_{12}}{R_{10}}$$

$$K_d = R_{10} C_4 \quad (3.57)$$

$$K_i = R_{35} C_4$$

y para corriente, igual a las ecuaciones (3.50).

La función de transferencia de error de frecuencia  $\frac{V_x}{e_f}$  del controlador P.I.D., será igual a:

$$\frac{V_x}{e_f} = K_p \left( 1 + S K_d + \frac{1}{S K_i} \right) \quad (3.58)$$

expresada gráficamente (Fig. 3-13), en el plano de  $S$  y el diagrama de Bode de el controlador P.I.D., se observa que los controles de ajuste  $K_d$  y  $K_i$

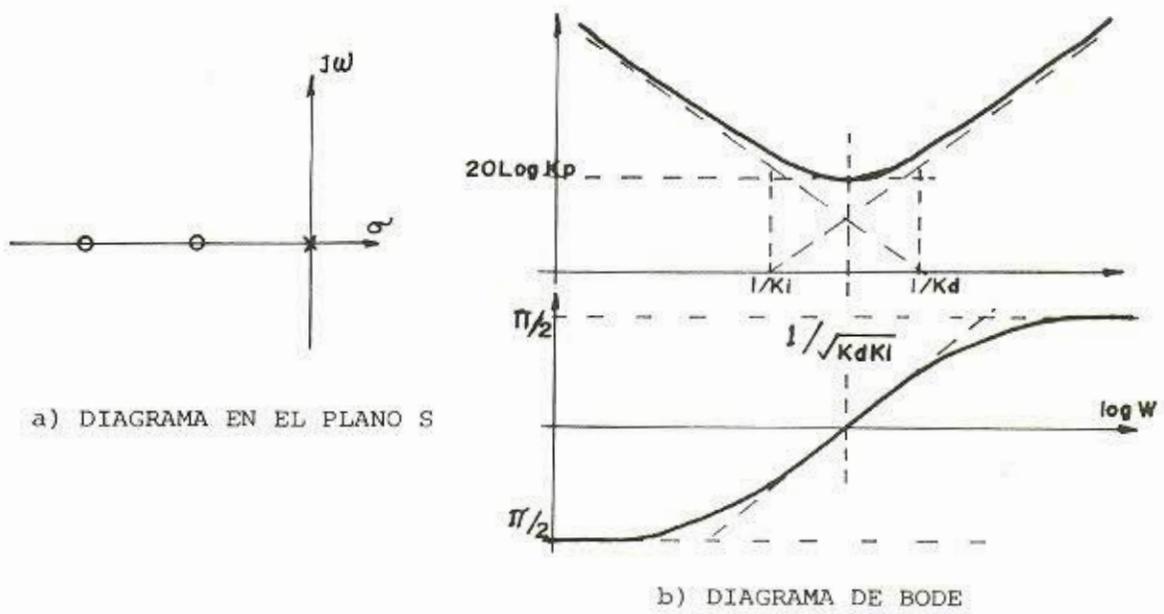
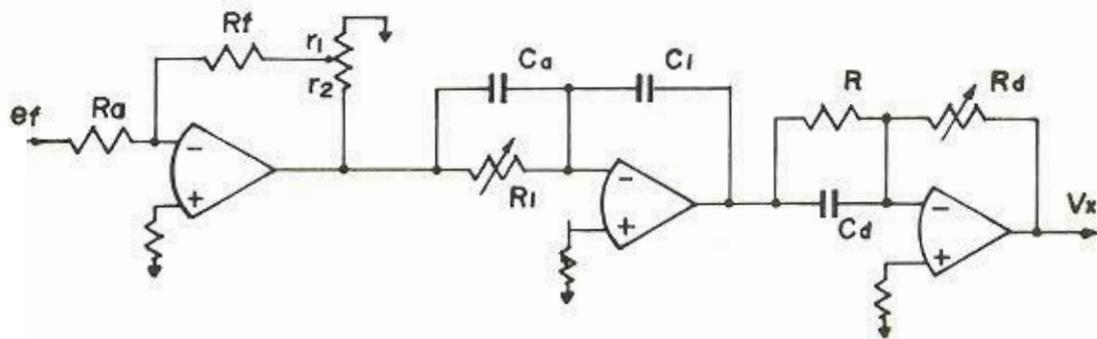
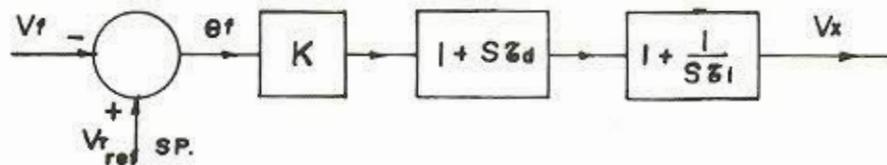


Fig. 3-13. Representación gráfica de la F.T. =  $K_p \left( 1 + S K_d + \frac{1}{S K_i} \right)$



a) CIRCUITO ELECTRONICO



b) DIAGRAMA DE BLOQUES

Fig. 3-14. Controlador Electrónico P.I.D. en Cascada.

deberán tener un rango de variación, donde  $K_i \gg K_d$  para tener una acción de corrección de mayor número de interacciones o que tengan mayor efecto de ajuste. Cuando  $K_i > K_d$  se le conoce como Controlador Asimétrico.

También es posible diseñar o encontrar controladores electrónicos P.I.D. en cascada, como lo muestra la Fig. 3-14.a, y cuyo diagrama de bloques correspondiente está en la Fig. 3-14.b. Su función de transferencia será:

$$\frac{V_x}{e_f} = K (1 + \tau_d) \left(1 + \frac{1}{S \tau_i}\right) \quad (3.59)$$

Considerando las características que cumplen cada controlador, la selección del sistema de control es usualmente un compromiso entre la calidad del control que se desea y el costo del sistema de control. Económicamente hay muy poca diferencia entre un controlador P.D. y uno P.I.D., de modo que en el caso de estudiar procesos y sus perturbaciones que no sean bien conocidos, puede ser más conveniente construir el controlador P.I.D. para tener así un compensador de mayor flexibilidad en el control del proceso.

### 3.6.6 Circuitos de Gobierno: de Tiristores o Triacs.

Siendo el sistema utilizado para disparar los relés electrónicos, la aplicación de una señal en la puerta ( $Gate$ ), se distinguen cuatro modalidades de disparo (12), según la forma de la señal:

- a) Corriente continua
- b) Corriente alterna
- c) Por impulso único
- d) Por trenes de ondas o impulsos

a) Disparo en Corriente Continua.

## a) Disparo en Corriente Continua.

El montaje de la figura 3-15.a, representa un circuito clásico de disparo. Si se traza la recta de carga del circuito de disparo, debe cortar la característica de puerta en la región marcada "zona preferente de cebada", lo más cerca posible de la curva de la potencia de pico máximo admisible (Fig. 3-15.b). La derivada de la corriente  $d_{i_G}/dt$  a de ser del orden de varios amperes por segundo a fin de reducir al mínimo el tiempo de respuesta.

El valor mínimo que debe tener la tensión del generador  $V_s$ , será:

$$V_{s(\text{mín})} = R_{s(\text{máx})} \cdot I_o + V_o \quad (3.60)$$

donde:  $R_s$  = resistencia de carga a la puerta.

$I_o$  y  $V_o$  = Punto de trabajo de corriente y voltaje en la puerta.

La Potencia máxima disipada en la puerta ( $P_{GFS}$ ), si  $R_{G(\text{máx})} \leq R_{s(\text{mín})}$  es:

$$P_{GFS(\text{máx})} = \left( \frac{V_{s(\text{máx})}}{R_{s(\text{mín})} + R_{G(\text{máx})}} \right)^2 \cdot R_{G(\text{máx})} \quad (3.61)$$

## b) Disparo en Corriente Alterna.

Para el cebado en C.A., el circuito básico pasa a ser el de la Fig. 3-16. En este caso:

- La excursión inversa de la tensión de puerta debe permanecer inferior al valor máximo admisible, lo que explica la utilización del diodo de protección D.
- La potencia de ataque máximo de pico  $P_{GFS(\text{máx})}$ , puede aumentarse a condición de no sobrepasar la "potencia media" de puerta.

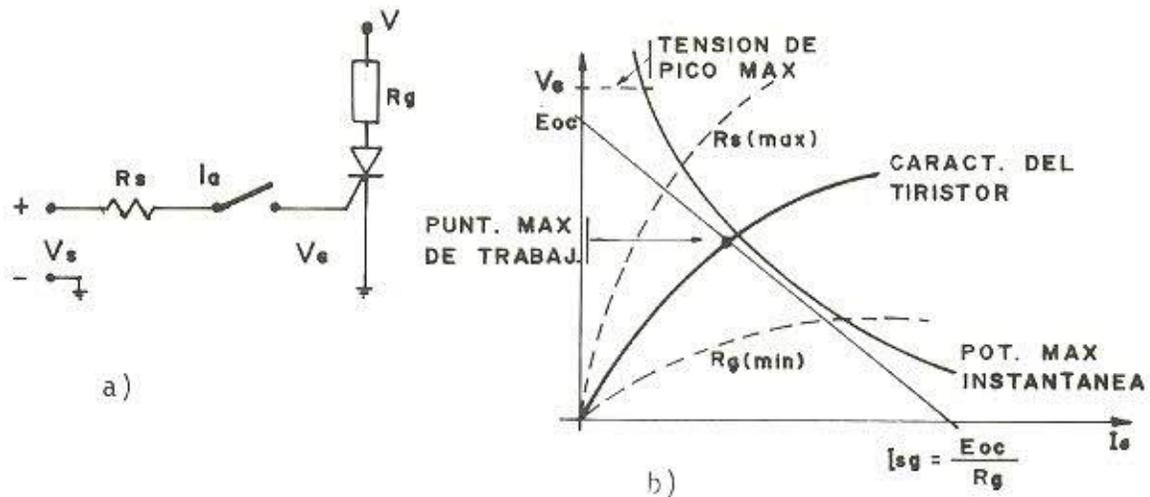


Fig. 3-15. Circuito de cebado en C.C. (a)  
Determinación del punto de funcionamiento  
del tiristor en el cebado en C.C. (b).

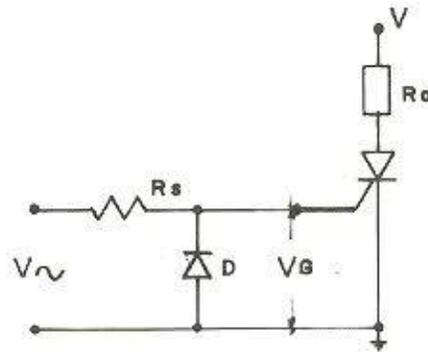


Fig. 3-16. Circuito de cebado en C.A.

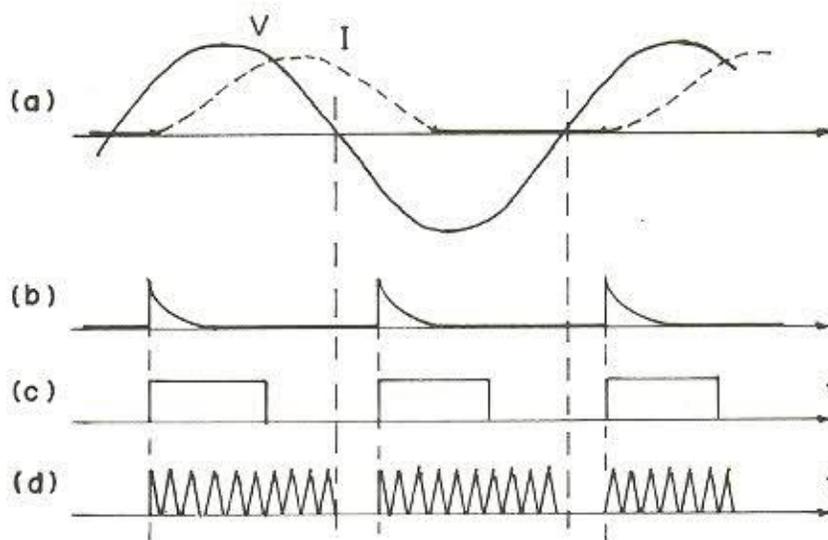


Fig. 3-17. Tipos de señales de disparo al  
tener desfasamiento de V y I.

El valor de  $V_{S(mín)}$ , es entonces el mismo que la ecuación (3.60) para disparo en C.C. El valor de  $V_{S(máx)}$  viene dado por:

$$P_{GAV(máx)} = \left[ \frac{1}{2} \frac{V_{S(máx)} / \sqrt{2}}{R_{S(mín)} + R_G} \right] R_G \quad (3.62)$$

que representa la potencia media máxima disipada en la puerta durante un período completo.

c) Disparo por Impulso único.

Los impulsos deben ser de una o varias decenas de microsegundos de duración - según el tiristor y se puede considerar como un circuito en C.C. El cebado por impulsos permite una potencia de pico superior a la potencia media de puerta admisible y pueden aplicarse criterios de tolerancia más amplios al circuito de disparo. Además, es posible reducir a un valor mínimo el retardo entre la señal de puerta y la subida de la corriente de ánodo, lo que permite tener una sincronización muy precisa.

Finalmente, se reduce la disipación debida al incremento de la corriente residual en las proximidades del nivel de cebado.

En el caso del tiristor el impulso debe ser positivo con relación al cátodo. Cuando se usa alimentación en C.A. el impulso deberá intervenir al menos una vez en cada período puesto que el tiristor se descaba al término de cada semi-onda positiva de la corriente de carga.

Para el triac, el impulso de disparo debe presentarse a cada semiperíodo, pudiendo ser indistintamente de polaridad positiva o negativa. Hay que considerar tres casos:

- Disparo por impulsos siempre positivos (1º y 4º cuadrante)
- Disparo por impulsos siempre negativos (2º y 3º cuadrante)
- Disparo por impulsos alternativos y negativos.

d) Disparo por trenes de ondas o impulsos.

En el funcionamiento en C.A. con cargas principalmente inductivas y un triac (o dos tiristores montados en antiparalelo), la corriente en el elemento inductivo persiste algún tiempo después de la vuelta a cero de la primera semi-onda de tensión en la que se produce el cebado, por lo que resulta un rectificador de corriente que puede deteriorar los circuitos conectados en la rama. Esto es lo que muestran las curvas correspondientes de la Fig. 3-17, en a) y b), para los impulsos de disparo respectivos.

Para evitar este fenómeno es necesario:

- O bien ampliar la duración de cada impulso (Curva C);
- O bien enviar trenes de impulsos repetitivos hasta el término de cada semi-onda (Curva d).

La solución de este último caso, presenta la ventaja de consumir poca energía, en valor medio, del circuito de mando. Este caso es el que se implementa para el disparo de los tiristores o triac.

La señal  $V_x$  limitada se compara con una rampa, esto genera pulsos que varían de acuerdo al estado o señal de  $V_x$ . La señal rampa puede obtenerse de distintas formas, una de ellas es la propuesta en el circuito general, que está sincronizado con la red, extrayendo dicho circuito (Fig. 3-18) para su análisis.

Las formas de onda involucradas en el circuito, están indicadas en la Fig. 3-19.

Las oscilaciones que aparecen entre  $\alpha$  y  $\pi$ , podrían ser perjudiciales, por lo cual se prevee la resistencia  $R_{1u}$  en paralelo con el A.O., que permite generar una histéresis adecuada, para prolongar la duración de los impulsos y efectuar posteriormente una modulación de pulsos.

En el ítem (3.6.1) ecuación (3.24) se calculó  $R_{33}$  que descarga el capacitor  $C_5$ , para lo cual se escogió  $C_5 = 0,1 \mu F$ , entonces usando la siguien-

te ecuación que representa la carga del capacitor, se tiene:

$$\tau_1 = RC \operatorname{Lm} \left( \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_X} \right) \quad (3.63)$$

para  $V_{X\text{máx}} = 10 \text{ v}$ , se obtiene, que  $\tau_1 = \frac{1}{2 \times 60} = 8,33 \text{ mseg}$ .

Tomando en cuenta los  $5^\circ$  al inicio y  $5^\circ$  al final, por sincronización, se tiene

$$\tau_1' = 8,33 \text{ mseg} - \frac{10^\circ}{360^\circ \times 60} = 7,867 \text{ mseg} \quad (3.64)$$

tiempo a cumplirse en la carga del capacitor hasta alcanzar los 10 v, por tanto de la ecuación 3.63, se determina  $R_{15}$ , que será:

$$\begin{aligned} R_{15} &= \frac{\tau_1'}{C_5 \operatorname{Lm} \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{X\text{máx}}}} = \frac{7,867 \cdot 10^{-3}}{0,1 \times 10^{-6} \operatorname{Lm} \frac{15}{15 - 10}} \\ &= 7,161 \times 10^4 \Omega \end{aligned} \quad (3.65)$$

Conviene colocar un potenciómetro para  $R_{15}$  de  $100 \text{ K}\Omega$  ajustado a  $71,6 \text{ K}\Omega$  o hasta que  $C_5$  se cargue los 10 V cuando  $V_X$  está en max, en un tiempo de 7,86 seg.

Los diodos  $D_1$  a salida de  $A_3$ , permiten obtener la parte positiva solamente,  $R_{16}$  sirve para polarizar rápidamente estos diodos.  $R_{16} \approx ,47 \text{ K}\Omega$  es conveniente.

### 3.6.7 Circuito Modulador y Optoacoplador.

En la Fig. 3-20, se muestra la forma de onda  $V_2$ , si a esta señal se le invierte, se tiene la señal  $\bar{V}_2$  indicada en la Fig. 3-21, y si dentro del

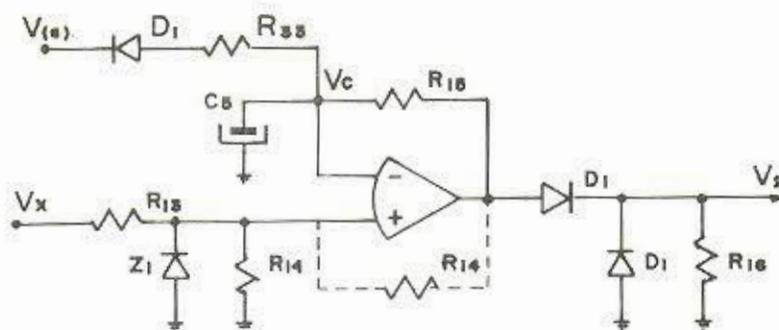


Fig. 3-18. Circuito de disparo en función de  $V_x$  y la sincronización de la red.

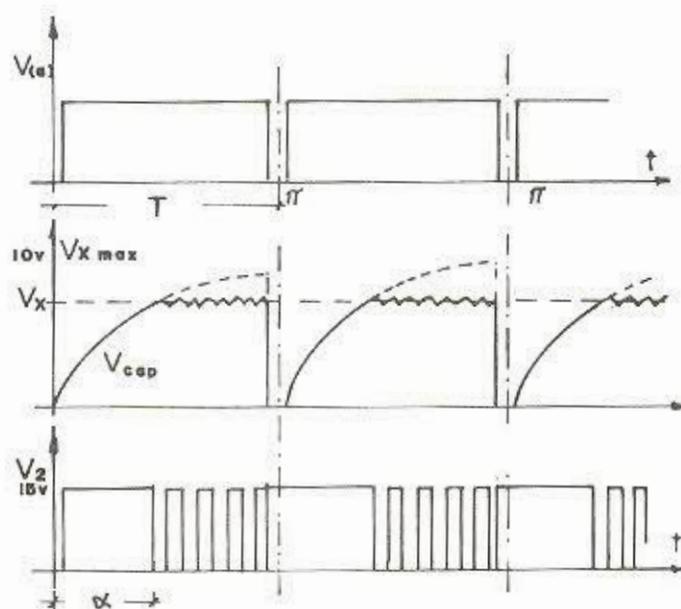


Fig. 3-19. Formas de Onda del circuito de la Fig. 3-18.

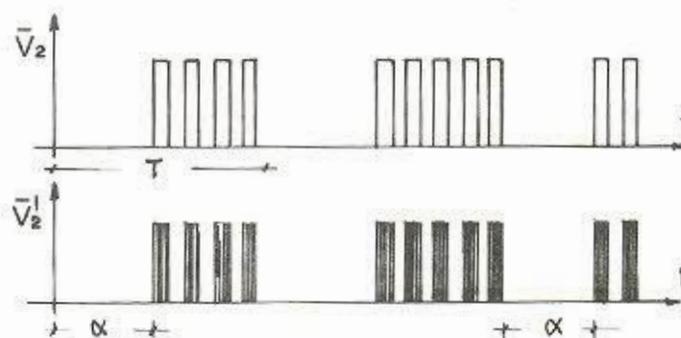


Fig. 3-20. Señal invertida de  $V_2$  y modulada.

intervalo  $\alpha \rightarrow \pi$ , se introduce una señal de alta frecuencia (1 KHz) se tiene  $\bar{V}_2'$ . Es el objetivo del modulador y oscilador que se consigue con el circuito propuesto (Fig. 3-21).

El oscilador podría ser implementado de otra manera, pero conviene este circuito por generar onda cuadrada y se sigue usando amplificadores operacionales.

La compuerta "NAND" a utilizarse es un C.I. tipo U = MCM 4011B o ECG 1011B, mayores detalles de sus características se encuentran en Apéndice B-15.

La frecuencia del oscilador está dada por la relación:

$$f = \frac{1}{2 R_{17} C_6 \text{ Ln } (1 + 2 R_1/R_2)} \quad (3.65)$$

para una malla como la indicada en la Fig. 3-21, para los datos:

$$C_6 = 0,1 \mu\text{F} \quad f = 1 \text{ KHz.}$$

$$R_{18} = R_1 = R_2$$

por tanto  $R_{17}$  sería:

$$R_{17} = \frac{1}{2,10^3 \times 0,1 \times 10^{-6} (\text{Ln } 1 + 2)} = 4,55 \text{ K}\Omega$$

$$R_{17} = 4,7 \text{ K}\Omega$$

$$y \quad R_{18} = 47 \text{ K}\Omega \quad (3.66)$$

La señal  $V_3$  ingresa a un amplificador de corriente que activa dos "led's" de fototriac's, éstos colocan los pulsos de disparo a la etapa de potencia. Los fototriac's tienen la función de aislar la tierra de los circuitos de control con la etapa de potencia.

Existe la alternativa de usar transformadores de impulsos para efectuar este aislamiento.

Se escoge, para el fototriac el tipo ECG 3047 cuyas características son:

$$\begin{array}{lll} \text{LED} & I_F = 50 \text{ mA} & V_{\text{LED}} = 3 \text{ V} \\ \text{TRIAC} & I_{\text{RMS}} = 100 \text{ mA} & V_{\text{ON}} = 3 \text{ V} \\ & & V_{\text{DI}} = 250 \text{ V} \end{array}$$

más detalles de sus características en el Apéndice B- 25.

Como los pulsos son cuadrados, se puede demostrar que:

$$i_{\text{LEDrms}} = \sqrt{\frac{i^2}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_{\text{CC}} - 2 V_{\text{LED}} - V}{R_{21}} \quad (3.67)$$

para  $i_{\text{LED}} = 50 \text{ mA}$  y  $V_{\text{CC}} - 2 V_{\text{LED}} - V_{\text{SAT}} = 15 - 6 - 0,2 = 8,8 \text{ V}$  se tendrá:

$$\begin{aligned} R_{21} &= \frac{8,8 \text{ v}}{\sqrt{2} \cdot 50 \times 10^{-3} \text{ A}} = 130 \Omega \\ R_{21} &= 130 \Omega \end{aligned} \quad (3.68)$$

La potencia a soportar:

$$\begin{aligned} P_0 &= (50 \text{ mA})^2 \cdot R_{21} = 0,44 \text{ W} \\ &\approx 1 \text{ W} \end{aligned}$$

El transistor Q es un 2N 2222 A o ECG 123 A con las siguientes características;  $I_C = 0,8 \text{ Amp}$ ,  $\beta = 200$ ,  $P = 0,5 \text{ W}$ . Mayores características en Apéndice B- 20.

La corriente de base será:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{SAT}} = \frac{50 \text{ mA}}{30} \approx 1,67 \text{ mA.} \quad (3.69)$$

$$R_{20} = \frac{V_{be}}{I_B/10} = \frac{0,7 \text{ v}}{0,167 \text{ mA}} \approx 4,19 \text{ K}\Omega$$

$$R_{20} = 4,7 \text{ K}\Omega \quad (3.70)$$

$$R_{19} = \frac{V_{CC} - V_{be}}{I_B} = \frac{15 - 0,7}{1,67 \text{ mA}} = 8,56 \text{ K}\Omega$$

$$R_{19} = 10 \text{ K}\Omega \quad (3.71)$$

### 3.6.8 Circuito de Potencia.

Está compuesto por la etapa de disparo, tiristores (ó triac's) y la carga auxiliar, como lo indica el diagrama general (Fig. 3-3) ó para su diseño que se repetirá en las tres fases según el circuito de la Fig. 3-22.

El circuito de potencia puede tener dos alternativas, con tiristores con trapuestos, o con triacs (en paralelo si la capacidad de corriente no es suficiente). Ver Tabla 10 Apéndice A-7.

El diseño responderá para potencias totales de 50 KW , 100 KW. y 20 KW.

Puesto que cada tiristor trabaja en 1/2 ciclo, basta calcular los elementos involucrados en uno de ellos y se repetirá para el otro medio ciclo cambiando la polaridad.

Al ser el circuito de potencia, el actuador que controla la corriente de carga al sistema auxiliar, deberá ser normalizado para las potencias de generación requeridas por lo cual se tomará tres ejemplos de cálculo para los casos de potencias indicados en el ítem 3.6.3 (Detector de frecuencia y error).

CASO 1.  $P_{3\phi} = 50 \text{ KW}$ ,

De la ecuación (3.38) podemos determinar la corriente de la carga:

$$I_{ax} = \frac{P_{3\phi}}{\sqrt{3} V_{LL} \sqrt{3} \cos \phi} = \frac{50 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 130 \sqrt{3} \times 1} \quad (3.72)$$

$$\approx 128,2 \text{ Amp.}$$

Para escoger los tiristores  $T_1$  (ó  $T_2$ ), requerimos la corriente en la media onda, siendo:

$$I_{RMS T_1}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} i^2 dt \quad \text{donde: } \hat{i} \quad (3.73)$$

$$= \frac{1}{60} \int_0^{1/120} \hat{i}^2 \text{ sen}^2 \omega t dt$$

$$= \frac{60 \hat{i}^2}{2} \left[ t \Big|_0^{1/120} - \frac{1}{2\omega} \text{ sen}^2 \omega t \Big|_0^{1/120} \right]$$

$$I_{RMS T_1} = \frac{\hat{i}}{2} \quad (3.74)$$

El tiristor  $T_1$  (ó  $T_2$ ) debe soportar una corriente mínima

$$I_{RMS} = \frac{128,2 \sqrt{2}}{2}$$

$$= 90,65 \text{ Amp.} \quad (3.75)$$

Por recomendaciones de fabricantes, a este valor  $I_{RMS}$  hay que multiplicarlo por un factor de seguridad de por lo menos 2,5, antes de escoger

el tiristor conveniente.

$$\therefore I_{\text{RMS}} = 90,65 \times 2,5 \approx 226,6 \text{ Amp.} \quad (3.76)$$

Se escoge para  $T_1$  el ECG 5582 cuyas características son:

$$\begin{aligned} I_{\text{RMS}} &= 275 \text{ Amp.} & V_p &= 600 \text{ v} \\ I_{\text{GTmín}} &= 150 \text{ mA} & V_{\text{GTmáx}} &= 3 \text{ V} \\ di/dt &= 800 \text{ Amp/seg.} & V_{\text{FON}} &= 1,5 \text{ V} \\ & & dv/dt &= 300 \text{ v/seg.} \end{aligned}$$

Mayores características del tiristor se encuentran en el Apéndice B-26.

Teniendo en cuenta  $I_{\text{GTmín}}$ , se procede al diseño de la etapa de amplificación de corriente para el disparo: El peor de los casos se da en los extremos de  $\alpha$ , esto es cuando  $\alpha = 5^\circ$  ó  $\alpha = 175^\circ$ .

De la ecuación (3.20), el tiempo será:

$$t = \frac{\alpha}{360 \times f} = \frac{5^\circ}{360 \times 60} = 2,315 \times 10^{-4} \text{ seg.}$$

El voltaje  $V_L$  de la ecuación (3.21), será:

$$\begin{aligned} V_L &= \hat{V} \sin \omega t = 130 \sqrt{2} \sin (377 \times 2,315 \times 10^{-4} \text{ rad}) \\ V_L &= 16,02 \text{ v} \end{aligned} \quad (3.77)$$

El valor de  $R_2$  y  $R_4$  para alcanzar el disparo del tiristor será:

$$R_2 + R_4 = \frac{V_L - V_{D2} - V_{\text{CESAT}} - V_{\text{GTmáx}}}{I_{\text{GTmín}}} \quad (3.78)$$

$$\therefore R_2 + R_4 = \frac{16,02 - 0,7 - 0,2 - 3}{150 \times 10^{-3}} \Omega$$

$$R_2 + R_4 = 80,8 \Omega \quad (3.79)$$

para

$$R_2 = 47 \Omega ; 3 \text{ a } 5 \text{ W}$$

$$R_4 = 35 \Omega ; 3 \text{ a } 5 \text{ W} \quad (3.80)$$

Por recomendaciones de la casa ECG del tiristor a instalar

$$R_3 \geq 1 \text{ K}\Omega$$

$$\therefore R_3 = 1,2 \text{ K}\Omega \quad (3.81)$$

El zener  $Z_1$  permite limitar el  $V_{GT}$  a 3 v.

Se escoge el ECG 511'A de  $P = 5 \text{ W}$  y  $V_Z = 3 \text{ V}$ , que permite una  $I_{m\acute{a}x} = 1,5 \text{ Amp.}$  permanentemente. Mayores características en el Apéndice B - 22.

Como la etapa de disparo tiene que disipar potencial únicamente durante el tiempo de encendido de  $T_1$  el diodo zener  $Z_1$  escogido es suficiente.

El transistor Q es el 2N 2222 A ó ECG 123 A con:  $I_C = 0,8 \text{ Amp.}$ ;  $P = 0,5 \text{ W}$ ;  $\beta = 200$ . Mayores características en Apéndice B - 20.

Como la corriente del  $I_{TR/bc}$  optoacoplador ECG 3047 es 100 mA y  $V_{ON} = 3 \text{ v}$ , por la misma ecuación (3.78), se tendrá:

$$R_1 = \frac{V_L - V_{DI} - V_{TRIAC} - V_{be} - V_{Z1}}{I_B}$$

para:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{150 \text{ mA}}{30} = 5 \text{ mA.}$$

$$R_1 = \frac{16,02 - 0,7 - 3 - 0,7 - 3,3}{5 \times 10^{-3}} = 1,666 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = 1,5 \text{ K}\Omega \quad ; \quad \text{a } 1/2 \text{ W} \quad (3.82)$$

Los diodos  $D_1$  y  $D_2$  son iguales y deben ser rápidos, se escoge el ECG 552 de  $I = 1 \text{ Amp}$ :  $V_{PI} = 600 \text{ v}$ ;  $t = 200 \text{ mseg}$ . mayor información en Apéndice B - 22.

Es necesario proteger al tiristor de  $dv/dt$ , para lo cual se coloca una red RC. Para este cálculo de la red RC se recurre al método o tablas propuestas por la RCA (ver en Apéndice B - 29 ) y usando su ábaco o curvas para tensión de pico de 200 V (120 v de servicio), se tiene:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_1 - V_2}{t_1 - t_2} \quad (3.83)$$

para:  $V_1, t_1$  al 63% de tensión de pico  
 $V_2, t_2$  al 10% de tensión de pico

$$\Rightarrow \hat{V} = 130 \sqrt{2} = 183,2 \text{ V}, \text{ luego } \begin{cases} 10\% = 18,38 \text{ V} \\ 63\% = 115,8 \text{ V} \end{cases}$$

$$\text{a } t_{ON} = 50 \text{ }\mu\text{seg y si } t_1 - t_2 \approx 50 \text{ }\mu\text{seg}$$

se tendrá aplicando la ecuación (3.83):

$$\frac{dV}{dt} = \frac{115,8 - 18,38}{50 \text{ }\mu\text{seg}} = 1,95 \text{ V/seg} \approx 2 \text{ V/seg.}$$

usando las tablas (de 200 v pico), se tiene:

$$I = 90,65 \text{ Amp.} \quad ; \quad C = 3 \text{ }\mu\text{F} \geq 200 \text{ V}$$

$$R = 70 \text{ }\Omega \quad 10 \text{ W} \quad (3.84)$$

$$P = \frac{(\hat{V})^2}{R} \times \frac{t}{T} \quad (3.85)$$

donde  $t \approx RC = 70 \times 3 \times 10^{-6} = 2,04 \times 10^{-4}$ .

$$\therefore P = \frac{(183,8)^2}{70} \times \frac{2,04 \times 10^{-4}}{1/} \approx 6 \text{ W}$$

Resistencia de carga  $R_{ax}$ ;

$$R_{ax} = \frac{(V)^2}{P_{1\phi}} = \frac{(130)^2}{(50/3) \times 10^3} \approx 1,014 \Omega$$

$$R_{ax} \text{ por fase} = 1,014 \Omega \quad (3.86)$$

Las especificaciones de  $R_{ax}$  para otras potencias, están dadas en la Tabla B - 29.

2º CASO.  $P_{3\phi} = 100 \text{ KW}$

Siguiendo los mismos cálculos del caso 1º, se tiene: de (3.72);

$$I_{ax} = \frac{100 \text{ KW}}{\sqrt{3} \times 130 \times \sqrt{3} \cdot 1} \approx 256,4 \text{ Amp.}$$

para la selección de tiristores, de (3.74):

$$I_{rms_{T1}} = \frac{256,4 \sqrt{2}}{2} = 181,3 \text{ Amp.}$$

por ecuación (3.76), se tiene

$$I_{rms} = 2,5 = 453,3 \text{ Amp.}$$

Se escoge el ECG 5591 con características

$$\begin{aligned} I_{\text{rms}} &= 470 \text{ Amp.} & V_{\text{pi}} &= 600 \text{ v.} \\ I_{\text{Gmin}} &= 150 \text{ Amp.} & V_{\text{GTmáx}} &= 3 \text{ v} \\ di/dt &= 800 \text{ A/seg.} & dV/dt &= 300 \text{ v/seg.} \end{aligned}$$

mayores características del tiristor se encuentra en el Apéndice B - 26.

Nótese que  $I_{\text{GT}}$  y  $V_{\text{GT}}$  son iguales a los tiristores, Caso 1º, donde toda la etapa de disparo no varía.

Hay que cambiar la red de protección, teniéndose de la ecuación (3.83):

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_1 - V_2}{t_1 - t_2} \approx 2 \text{ V/ } \mu\text{seg}$$

usando la misma tabla para 200 Vpico, e interpolando a 180 Amp, se tiene:

$$\begin{aligned} C &\approx 4 \mu\text{F} & C &= 4 \mu\text{F} & ; & 200 \text{ V} \\ R &= 0,03 \text{ K}\Omega & R &= 33 \Omega & ; & 10 \text{ a } 15 \text{ W} \end{aligned}$$

donde:

$$t \approx RC \approx 1,32 \times 10^{-4}$$

de (3.85):

$$\begin{aligned} P &= \frac{(\hat{V})^2}{R} \times \frac{t}{T} = \frac{(183,8)^2}{33} \times \frac{1,32 \times 10^{-4}}{1/60} \\ &= 8,1 \text{ W.} \end{aligned}$$

de (3.86):

$$R_{ax} = \frac{V^2}{P_{i\phi}} = \frac{(130)^2}{100/3 \times 10^3} = 0,507$$

$$R_{ax} = 0,507 (\Omega) \text{ por fase.}$$

Las especificaciones de  $R_{ax}$  para otras potencias, están dadas en la Tabla B - 29, del Apéndice B.

3º CASO. Potencia  $P_{3\phi} = 20 \text{ KW.}$

Corriente máxima por fase de la ecuación (3.72);

$$I_{ax} = \frac{20 \times 10^3}{\sqrt{3} \cdot 130 \cdot \sqrt{3} \times 1} \approx 51,28 \text{ Amp.}$$

Para escoger el Triac  $T_1$ , o de requerir poner en paralelo dos triac  $T_1$  y  $T_1'$  de (3.74)

$$I_{rms}^2 = \frac{1}{1/60} \int_0^{1/60} \hat{i}^2 \text{ sen}^2 \omega t \, dt$$

$$I_{rms} = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}}$$

∴ El triac  $T_1$  y ( $T_1'$ ) debe soportar una corriente máxima:

$$I_{rms} = \frac{51,28 \sqrt{2}}{\sqrt{2}} = 51,28 \text{ Amp.}$$

Por recomendaciones de fabricante, a este valor hay que multiplicarlo por un factor de seguridad de por lo menos 1,5 antes de seleccionar el triac.

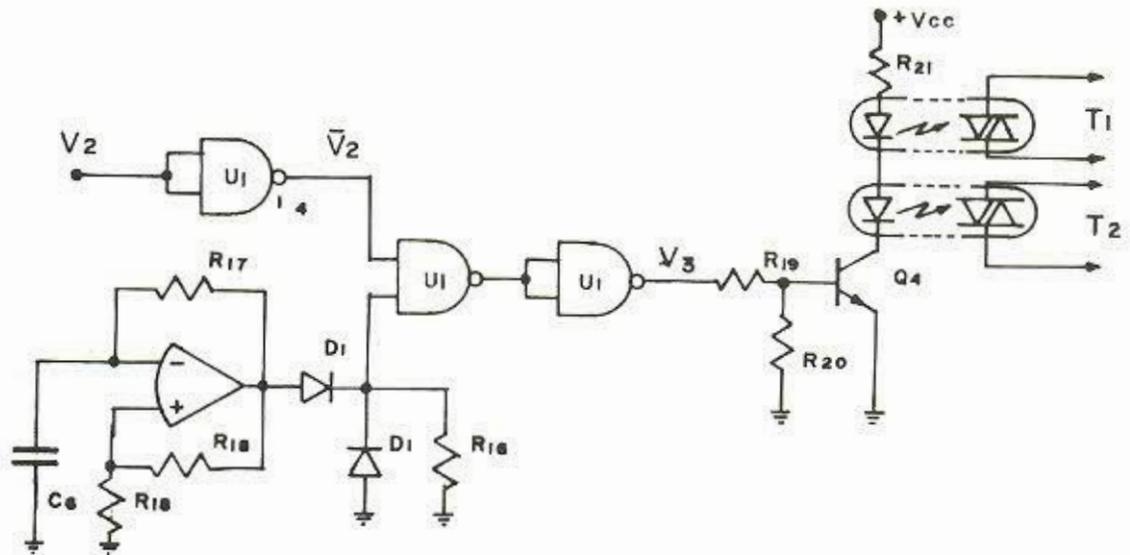


Fig. 3-21. Circuito Oscilador, Modulador y Optoacoplador de los tiristores.

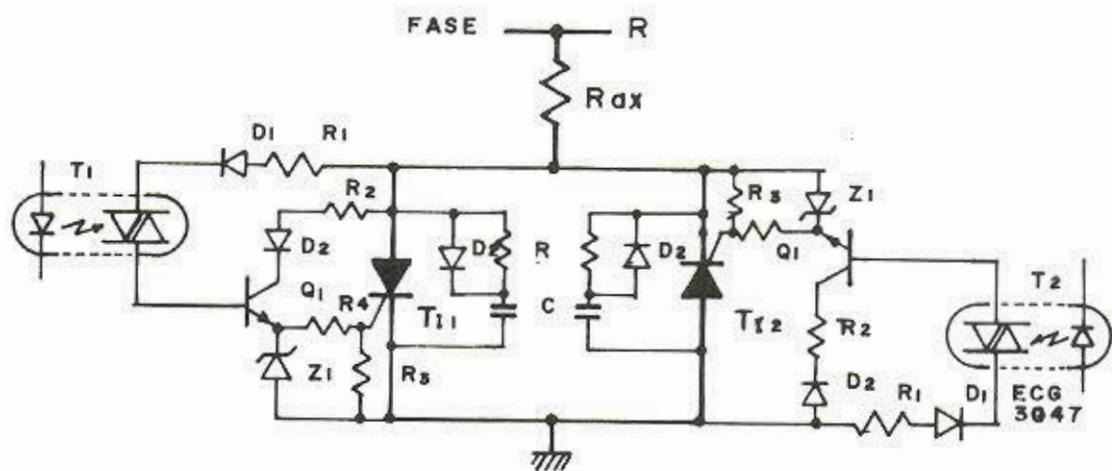


Fig. 3-22. Circuito de Potencia con tiristores.

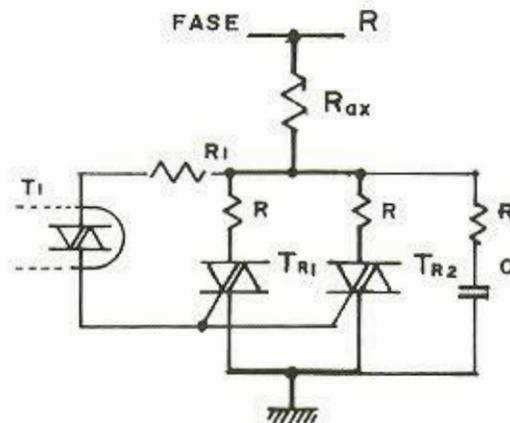


Fig. 3-23. Circuito de Potencia con triacs.

$$\therefore I_{\text{rms}} = 51,28 \times 1,5 = 76,92 \text{ Amp.}$$

Se escoge dos TRIAC, ECG 56024 para conectarle en paralelo como la indica la Fig. 3-23 y sus características son:

$$I_{\text{rms}} = 40 \text{ Amp.}$$

$$I_{\text{Gmin}} = 50 \text{ mA en I y III cuadrante}$$

$$I_{\text{Gmin}} = 80 \text{ mA en II y IV cuadrante}$$

Se escoge entonces  $I = 90 \text{ mA}$ .

El peor de los casos es cuando  $V = 10 \text{ V}$

$$R_1 = \frac{V}{I_G} = \frac{10 \text{ V}}{90 \text{ mA}} \cong 0,11 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = 120 \Omega \therefore 5 \text{ W.}$$

### 3.6.9 Circuito de Seguridad ; Sobre-frecuencia.

En el ítem 3.6.2, se habló ya de los rangos máximos y mínimos de la frecuencia de red en operación normal.

Aparece por tanto, la necesidad de desconectar la carga real (al consumidor) cuando la frecuencia se sale de estos rangos, protegiendo los equipos caseros del consumidor hasta que sea nuevamente ajustada la frecuencia suministrada por la turbina con la intervención del "operador", al ser informado por medio de una alarma visual y sonora. La carga auxiliar será la que consuma toda la energía generada sin que sufran los circuitos electrónicos de control y la carga auxiliar ningún daño.

Por lo tanto será necesario generar una señal que indique que la frecuen

cia ha salido de los rangos pre-establecidos, y enviar al circuito correspondiente de desconexión. Aprovechando la señal  $V_f$  (voltaje de error que representa el estado de la frecuencia) que se genera en el circuito de control, se tiene:

$$V_f = -K_1 (V_F - V_{ref}) = -10 (V_F - 9 \text{ V})$$

$$\text{Para } f_{\text{máx}} = 126 \text{ Hz} \rightarrow V_F = 9,45 \quad V_f = -4,5 \text{ (v)}$$

$$\text{y para } f_{\text{mín}} = 114 \text{ Hz} \quad V_F = 8,55 \quad V_f = +4,5 \text{ (v)}$$

El sistema de control trabaja hasta estas señales  $V_f$ , si para seguridad se opera con un incremento del 20% de  $V_f$ , se tiene:

$$V_{f_{\text{máx}}} = -4,5 + 20\% = -5,4 \text{ (v)} \therefore f_{\text{máx}} = 127,2 \text{ Hz}/2 = 63,6 \text{ Hz.}$$

$$\text{y } V_{f_{\text{mín}}} = 4,5 * 20\% = 5,4 \text{ (v)} \therefore f_{\text{mín}} = 112,8 \text{ Hz}/2 = 56,4 \text{ Hz.}$$

A estos valores desconectará la línea del consumidor, lo que involucra detectar fuera de la zona normal de trabajo (Fig. 3-24-a), por lo que se propone el siguiente circuito (Fig. 3-24-b), con utilización de Amplificadores Operacionales.

$$\text{Donde: } V_s = -V_{CC}$$

$$\text{cuando: } V_{a1} = -V_{CC} \text{ si } V_f > V_1 = 5,4 \text{ V} \quad \text{ó}$$

$$f_{\text{mín}} < 112,8 \text{ Hz.}$$

$$\text{ó } V_{b1} = -V_{CC} \text{ si } V_f < V_2 = -5,4 \text{ V} \quad \text{ó}$$

$$f_{\text{máx}} > 127,2 \text{ Hz.}$$

Obteniendo  $V_1$  de:

$$\frac{V_1}{V_{CC}} = \frac{R_{28}}{R_{27} + R_{28}} = \frac{5,4}{15 \text{ V}} = 0,36$$

donde:

$$R_{27} = \frac{1 - 0,36}{0,36} R_{28}$$

$$R_{27} = 1,78 R_{28} \quad (3.89)$$

Si  $R_{27} = 100 \text{ K}\Omega$

$$R_{28} = 56,25 \text{ K}\Omega$$

ó  $R_{28}$  potenciómetro de  $100 \text{ K}\Omega$ , ajustado a  $56,25 \text{ K}\Omega$  o hasta que  $V_1 = 5,4 \text{ V}$ .

El mismo valor será para  $V_2$ , pues es simétrico.

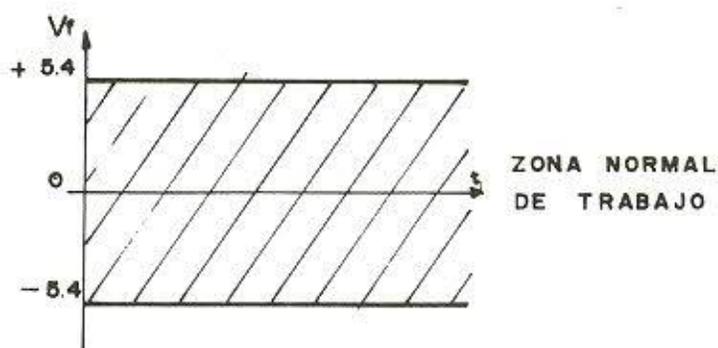
La señal  $V_S$ , se conecta entonces al circuito de desconexión del contador  $P_2$  de la línea a carga real.

### 3.6.10. Circuito de Seguridad; Sobrecorriente.

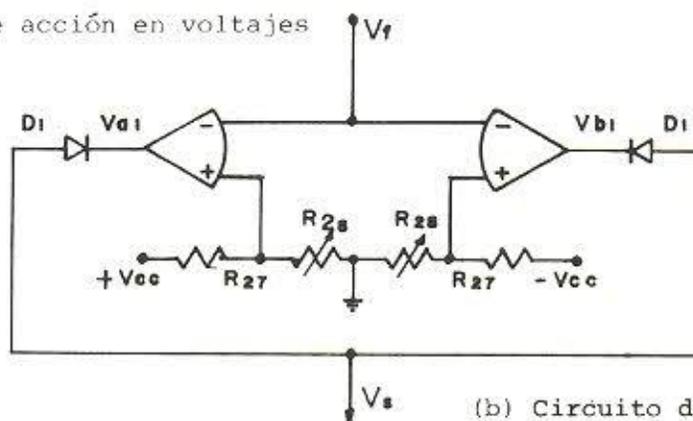
Se presenta también la necesidad de proteger al generador de sobrecargas. Para lo cual se estima que en caso de existir una sub-demanda de energía, se desconecte todo el sistema (para que no trabaje a pérdida), ó para los casos de sobre-demanda al nominal o corto circuitos en la línea.

Para lo cual se desconectará primero el consumidor y de persistir el daño, como segundo paso, la alimentación de la excitación del campo del generador.

Se aprovechará una de las señales del control, se puede detectar entonces, la sobre y baja carga. Esta señal es  $V_I$  (que representa el estado de corriente del consumidor), se tiene entonces:

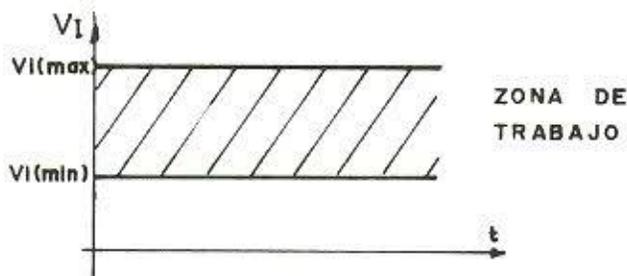


(a) Rangos de acción en voltajes



(b) Circuito detector de sobre nivel.

Fig. 3-24. Circuito detector de baja y sobre frecuencias y relé actuador.



(a) Rango de acción en voltajes.

(b) Circuito detector

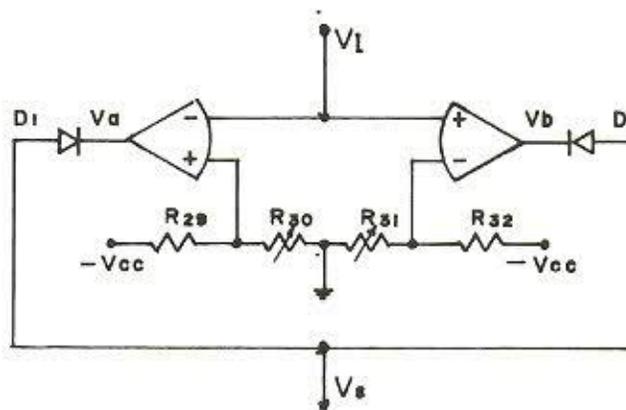


Fig. 3-25. Circuito detector de sub y sobre potencia, y relé actuador.

Para sobre carga :  $P_{1\phi} + 11\%$

Para sub-carga :  $P_{1\phi} - 90\%$

Considerando para los dos casos, de 50 KW y 100 KW, la zona de trabajo en niveles de voltaje  $V_1$ , se muestra en la Fig. 3-25, como el circuito propuesto.

1º CASO:  $P_{3\phi} = 50 \text{ KW}$

Potencia a una fase, simétricamente distribuida:

$$P_{1\phi} = \frac{50 \text{ KW}}{3} = 16,67 \text{ KW}$$

$$\text{Sub-carga } P_{1\phi} - 90\% = \frac{5 \text{ KW}}{3} = 1,667 \text{ KW}$$

La corriente a detectarse, según la Fig. 3-8 ), y de la ecuación (3.38):

$$I_L = \frac{1,67 \text{ KW}}{130 \times 0,75} = 17,13 \text{ Amp.}$$

Por tanto, usando la ecuación (3.41), para determinar  $I_{TC}$

$$I_{TC} = \frac{I_L}{40} = 0,377 \text{ Amp}_{rms}.$$

a voltaje por la resistencia  $R_{TC}$ , se tiene:

$$V_{rms} = 0,377 \text{ A} \times 0,22 \Omega = 0,083 \text{ V}_{rms}.$$

$$V_1 = V_{rms} \cdot K_s \cong 0,083 \times 7,52 = 0,625 \text{ V}_{rms}$$

Detectándose a la entrada del circuito de protección:

$$V_{1DC} = -\sqrt{2} V_1 = -0,884 \text{ v} = V_I$$

$$V_1 = -0,884 \text{ v}$$

para voltaje  $V_I \geq -0,884 \text{ v} \rightarrow V_a = -V_{CC} \quad \delta$

$$V_s = -V_{CC}$$

Para el caso de Sobre-carga:

$$P_{3\phi} + 11\% \Rightarrow I_L = 189,7 \text{ Amp.}$$

$$I_{TC} \cong \frac{190}{40} = 4,75 \text{ Amprms}$$

$$V_{rms} = 4,75 \times 0,22 = 1,045 \text{ V}_{rms}$$

$$V_1 = 1,045 \times 7,52 = 7,86 \text{ V}_{rms}$$

$$V_{1DC} = -\sqrt{2} V_1 = -11,11(\text{v})$$

$$V_2 = -11,11 \text{ v}$$

para voltajes:  $V_V \leq -11,11 \text{ v} \rightarrow V_b = -V_{CC}$

por lo tanto los voltajes  $V_1$  y  $V_2$  se obtendrían del divisor de voltaje:

$$V_1 = V_{CC} \frac{R_{30}}{R_{29} + R_3}$$

Considerando  $R_{29} = 100 \text{ K}\Omega$  se tendrá  $R_{30} = 6,25 \text{ K}\Omega$  o un potenciómetro de  $10 \text{ K}\Omega$  ajustado a  $6,27 \text{ K}\Omega$ ,  $\delta$  hasta que  $V_1 = -0,884 \text{ V}$ .

$$y: \quad V_2 = V_{CC} \frac{R_{31}}{R_{31} + R_{32}}$$

Considerando  $R_{32} = 100 \text{ K}\Omega$ , se tendrá  $R_{31} = 285 \text{ K}\Omega$  o un potenciómetro de  $500 \text{ K}\Omega$ , ajustado a  $285 \text{ K}\Omega$  o hasta que  $V_2 = -11,11 \text{ v}$ .

### 3.6.11. Fuente de Alimentación a los Circuitos.

Revisando todos los diseños de los circuitos para el regulador de velocidad como de protecciones, se encuentran totalmente desacoplados de la línea de fuerza tanto de las fases o neutro, por la utilización de transformadores desacoplados, así como la interconexión con los actuadores (tiristores, alarmas, etc.) por medio de optoacopladores o relés que activen las alarmas o contactores. Por lo que se diseñará una sola fuente para todos los circuitos mencionados.

Se requiere una alimentación de voltaje continuo de  $+15 \text{ V}_{DC}$  y  $-15 \text{ V}_{DC}$  tanto para señales referenciales como alimentación a los Amplificadores Operacionales o etapas de potencias. El circuito se presenta en la figura 3-26 y los cálculos están en forma literal.

Siendo  $I_L$  la corriente de carga, se tiene en la base del transistor de potencia  $Q_1$ , la misma corriente, pero dividida para la ganancia de éste;

$$I_{b1} = I_L / \beta_1 \quad (3.90)$$

donde:  $I_{b1}$  = corriente de base de  $Q_1$

$\beta_1$  = ganancia de  $Q_1$

La corriente  $I_{b1}$ , es suministrada por el circuito lineal de regulación de voltaje (LMXX), pero requiere una protección por eventualidad de corto-circuito, para lo cual se coloca una resistencia  $R_6$  y su valor será igual a:

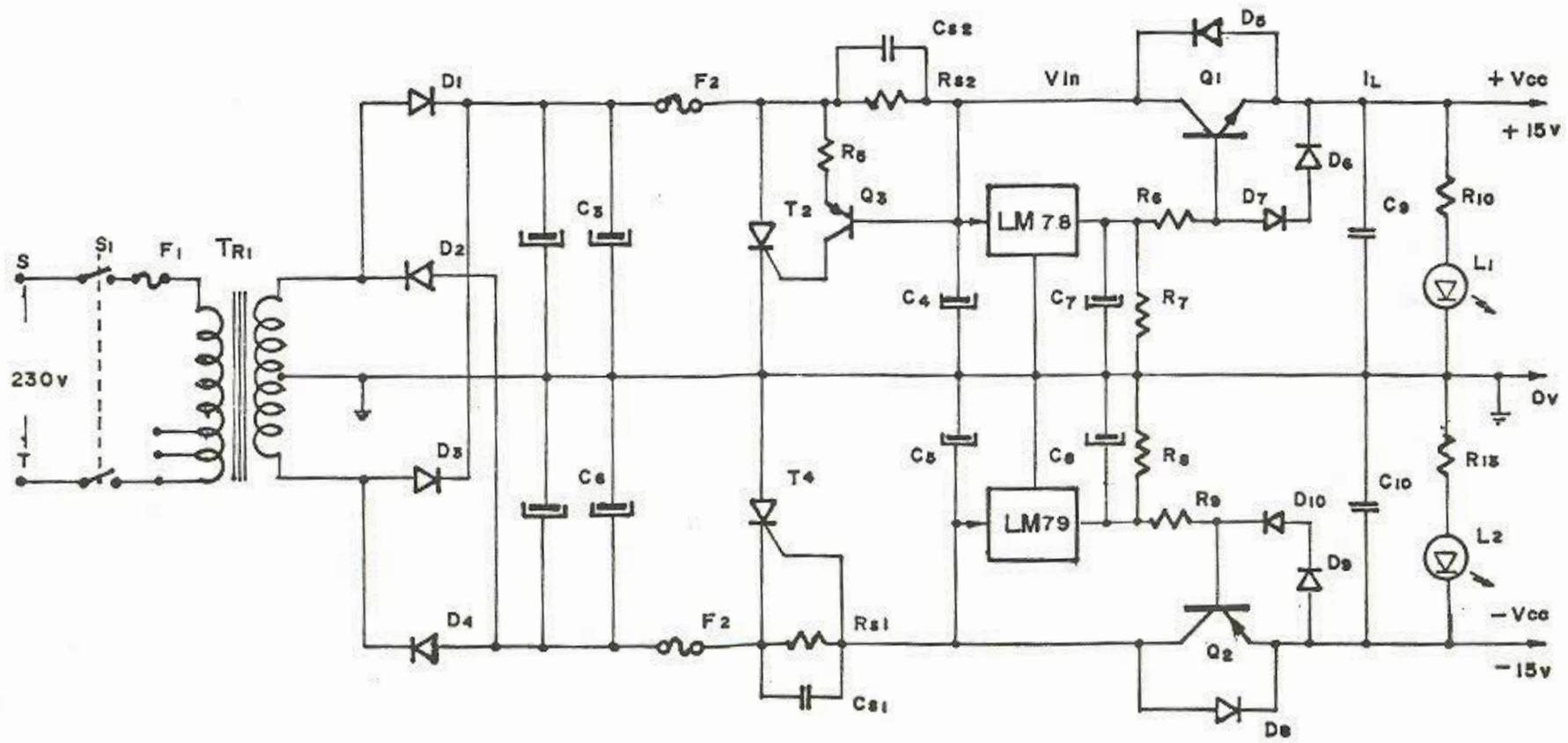


Fig. 3-26. Fuente de Alimentación Continua.

$$R_6 = \frac{(V_{LM} - V_{be1} - V_{CC})}{I_{b1}} \quad (3.91)$$

donde:  $V_{LM}$  = voltaje de salida de LMXX  
 $V_{be}$  = voltaje base - emisor.

Los condensadores  $C_7$  y  $C_4$  son recomendados por el fabricante (ver Apéndice B - 11 ), por lo que normalmente serán:

$$C_7 = 3 \text{ a } 5 \mu\text{F} \quad \text{y} \quad C_4 = 10 \text{ a } 22 \mu\text{F}$$

El condensador  $C_7$ , mantiene el voltaje máximo, pero requerimos un seguimiento de la señal de salida  $V_{LM}$ , por lo que se requiere una descarga controlada, así se tiene:

$$R_7 = \frac{V_i}{I_{R7}} \quad I_{R7} + I_{bi} = I_{LM} \quad (3.92)$$

es preferible que  $I_{R7}$ , sea:

$$I_{LM} \text{ máx} > I_{R7} > I_{bi} \quad (3.93)$$

esto implica  $I_{R7} = 2 I_{bi}$  como mínimo, entonces:

$$\frac{V_{LM} \text{ máx}}{I_{LM}} < R_7 < \frac{V_i}{2 I_{bi}} \quad (3.94)$$

Es posible que el transistor de potencia  $Q_1$ , se deba sustituir por un par Darlington, porque puede ser necesario un  $\beta_1$  más alto, pero en general el cálculo del control no cambiará.

La potencia de  $Q_1$ , es:

$$P_1 = K_1 \cdot V_{CE} \cdot I_L \quad (3.95)$$

$$\text{ó} \quad P_1 = K_1 (V_{in} - V_{CC}) I_L$$

donde:  $K_1 = 1,5$  a  $2$  de factor de seguridad.

El circuito de protección de sobre corriente está formada por  $R_{S2}$ ,  $C_{S2}$ ,  $R_5$ ,  $Q_5$  y  $T_2$ , donde:

$$R_{S2} = \frac{I_V}{I_L} \quad (3.96)$$

y  $C_{S2}$  permite pasar transiciones de corriente que no son corto-circuito, por lo tanto,  $C_{S2} = < 1 \mu F$ .

$$R_5 \cong \frac{V_{in}}{I_{G2}} \quad (3.97)$$

donde:  $I_{G2}$  es corriente de gate de tiristor  $T_2$ .

$Q_3$  es pequeño, basta un transistor para señales de algunos  $I_{G2 \text{ máx}}$ , y  $V_{CE} > V_{in}$ .

$C_9$  corta altas frecuencias, de manera que puede ser del orden de pF (100 a 1000 pF).

El indicador luminoso está formado por:  $R_{10}$  y LED  $L_1$ , donde:

$$R_{10} = \frac{V_{CC}}{I_{L1}} \quad (3.98)$$

El fusible  $F_1$  debe soportar  $I_L$  con  $K = 1,2$  de factor de seguridad.

El capacitor de filtrado de alterna,  $C_3$ , es:

$$C_3 = q/\Delta V = I_L \cdot t/\Delta V_{iLM} \quad (3.99)$$

donde:  $t = 1/2 f = 1/120$  segundos.

$\Delta V_{iLM}$  = voltaje de rizado  $V_r$  más variación de  $V_{in}$

$\Delta V_{iLM} = V_r + \Delta V_{in}$  teniendo en cuenta, para una adecuada elección de  $V_r$  que  $\Delta V_{iLM}$  es la variación de voltaje a la entrada del circuito LMXX. Podría escogerse,  $V_r = \Delta V_{in}$  y calcular el capacitor  $C_3$ .

Los diodos de rectificación  $D_1$  y  $D_2$ , deben soportar la corriente de carga  $I_L$ , y tener un  $V_{pi} = V'$  secundario del transformador  $T_{R1}$ .

Los diodos  $D_5$ ,  $D_6$  y  $D_7$  son iguales entre sí y basta que soporten un máximo de 1 Amp. y  $U_{p1} > 120$  (v), siendo comunes en el mercado.

Para el transformador de alterna ( $T_{R1}$ ), se tiene;

$$V'_{sec} = V'_{in}, \text{ implica que } V_{sec_{rms}} = V'/2 = V_{sec}$$

$$\frac{V_{pri}}{V_{sec}} = n \quad (3.100)$$

relación de transformación, donde  $V_{pri} = 120$  v.

La potencia del transformador será:  $P_{tr1} = (V_{sec} \cdot I_L) \cos \phi$ , como desconoce  $\cos \phi$ , puede tomarse como la unidad y poner factor de seguridad en la potencia obtenida ( $\approx 1,3$ ).

$$S_{Tr1} = 1,3 (V_{sec} \cdot I_L) \text{ en Voltio Amp.} \quad (3.101)$$

siendo esta la mínima potencia requerida.

La potencia de la resistencia  $R_{S_2}$  de protección de sobre corriente (3.96) será:

$$P_{RS_2} = I_L^2 \cdot R_{S_2} \quad (3.102)$$

En forma análoga se procede con la fuente negativa  $-V_{CC}$ , donde si todos los transistores y tiristores son complementarios e iguales, entonces las resistencias y capacitores también serán iguales.

## C A P I T U L O    I V

### ESTANDARIZACION   Y   CONSTRUCCION

#### 4.1   INTRODUCCION.

En este capítulo se hace un análisis de las características del sistema en base a las cuales se puede realizar la estandarización y construcción de los Reguladores Electrónicos con Control de Carga, bajo ciertas normas de instrumentación y control internacionales (14).

#### 4.2   ESTANDARIZACION.

Por estandarización de los reguladores se entiende el hecho de definir un conjunto de diseños de reguladores que cubran el conjunto de tipos de turbinas de las Pequeñas Centrales Hidroeléctricas.

Como posibles características del sistema, en base a las cuales se pueda realizar la Estandarización, podemos mencionar las siguientes:

- 1º Variación promedio de la carga útil.
- 2º Exactitud de la regulación deseada.
- 3º Tipo y Potencia del grupo regulador-turbina - generador.

De los criterios expuestos en el Capítulo II de este Manual, se pudo ver que dada una configuración inicial del regulador básico, el hecho de añadir la compensación de corriente y el P.I.D. no representa mayor incremento de precio. De modo que, en este tipo de reguladores siempre y sin

mayores cambios en la parte electrónica se puede llegar a definir el regulador que mejor se desempeñe para una condición cualquiera de carga útil.

El sistema de regulación de carga, considerando los costos de implementación de la Central más los costos de operación principalmente por la energía hidráulica utilizada a un flujo constante y tomando en cuenta las horas de no utilización útil de la energía eléctrica generada, por lo cual será descarga en las cargas auxiliares, determina que a potencias aproximadamente mayores de 150 KW, el costo de construcción y operación sean altos, y no justificarían su implementación, sino más bien, cualquier tipo de reguladores con control positivo de flujo, o la utilización de energía de los Sistemas Interconectados del País.

A potencias menores, el sistema de regulación de carga involucra menores costos de implementación al requerir muy poca obra civil, el montaje y pruebas requerirá de dos técnicos o aproximadamente 80 horas/hombre de trabajo, al construirse el equipo enteramente modular.

Es importante mencionar que los estudios de diseño del sistema, permite la variación de carga útil de extremo a extremo, es decir, de 0 KW a  $P_o$  potencia máxima implementada al ser un sistema de regulación enteramente sólido y electrónico, lo que determina que su Estandarización de los módulos del sistema de control sea el mismo para cualquier potencia y el circuito de potencia y cargas resistivas, dependa de la carga útil a servir.

En base a los argumentos dados en el análisis anterior, se puede apreciar que con el esquema de control planteado en el Capítulo Tercero, y considerando el hecho de dar mayor posibilidad de variación de los parámetros de compensación  $K_p$ ,  $K_i$ , y  $K_d$  (en el circuito electrónico), de modo que los reguladores puedan adaptarse a la variación de carga. Se puede llegar a una regulación óptima de funcionamiento o una gran exactitud en mantener la potencia generada constante.

En relación a la tercera característica "Tipo y Potencia del grupo regulador, turbina - generador"; como fue conocido, el regulador de veloci-

dad, está compuesto de tres partes fundamentales. La primera, es la parte de detección de las variables y procesamiento de información, con un consumo de energía mínimo y está concebido para ser común para todos los reguladores de velocidad estandarizados, ya que sería independiente del tamaño o potencia de la Pequeña Central, y con la posibilidad de adaptación de un regulador sin compensación de corriente (planos 01, 02, 03, 04).

La segunda parte, en el circuito de potencia o de disparo de los relés electrónicos (tiristores o triacs), que dependerá su dimensionamiento de la potencia del generador entregado. Su estandarización de las placas impresas, donde se montará los elementos periféricos del tiristor podría servir para la mayoría de las Pequeñas Centrales y los tiristores o triacs, necesariamente están ubicados aparte con sus disipadores, lo que involucra que sea altamente dependiente de la Potencia.

La tercera parte, son los paneles de resistores de carga auxiliar, que también deberá ser estandarizada su construcción de acuerdo a la potencia generada por la Central.

De este análisis se desprende que si se construye reguladores de velocidad con disipación de carga, del tipo presentado en el presente Manual y se lo hace considerando que cada regulador está compuesto de tres unidades físicas separadas; la una, compuesta de una placa de detección y comparación de la frecuencia y tres placas de detección de corriente y compensación. Estas placas podrían ser universales a excepción de los detectores de corriente por fase, cuya determinación se detalló en el Capítulo 3, ítem 3.6.3.; la segunda y tercera parte, se lo podría diseñar y construir en grupos estandarizados dependiendo de la potencia de las Pequeñas Centrales Hidroeléctricas.

El método para estandarizar la parte del circuito de potencia, se lo puede desarrollar tomando como base los criterios dados en los ejemplos de cálculo para 50 KW, 100 KW, con tiristores o 25 KW con triac, desarrollados en el Capítulo 3, ítem 3.6.8.

Si se procede de esta manera, los costos de la construcción de los reguladores permitiría su comercialización y por lo tanto existirán empresas que desearían producirlos.

#### 4.3. CONSTRUCCION.

La construcción del regulador electrónico de carga se divide básicamente de las tres partes mencionadas anteriormente; la etapa de control, la etapa de potencia y los paneles de resistencia auxiliar.

##### Etapa de Control

Se compone de las señales de control y referencias, los algoritmos de procesamiento de las señales por medio de Amplificadores Operacionales, señales para disparo de los relés electrónicos, señalizaciones, circuitos de protección para la carga principal; corte total de energía y fuente de poder.

Como se había planteado por facilidad de construcción y mantenimiento, el equipo debe poseer las características modulares; los circuitos y señales de control anteriormente mencionados se distribuyen en las placas impresas de la siguiente manera:

PLACA # 1: Módulo de frecuencia único: en este circuito se obtiene el voltaje D.C. función de la frecuencia, se la compara con la referencia fijada y de salida el voltaje de error (plano 02).

PLACA # 2: Módulo detector de corriente, compensaciones y disparo de relés electrónicos (Uno por fase); se obtiene el voltaje D.C. función de la corriente, se le suma con el error de frecuencia, se compensa y convierte a pulsos sincronizados por fase, que dispararán a los tiristores o triacs. Detalles de la circuitería, en el plano 03.

PLACA # 3: Circuito de disparo (uno por fase); recibe las señales de control  $V_{op}$  modulado en pulsos y sincronizados de la fase correspondiente, consta de dos circuitos amplificador de disparo de los tiristores para la onda positiva y negativa de la línea. Detalles de la circuitería en el plano 04.

PLACA # 4: Módulo de protección de frecuencia y carga de fase R; recibe las señales de error de frecuencia y la señal de carga en corriente que es consumida en la línea de fase R, y consta de los circuitos de comparación que activan las alarmas y conectores  $P_1$  y  $P_2$  según el tipo de seguridad. Detalles de los circuitos, en el plano 02 y 03.

PLACA # 5: Módulo de protección de sobre corriente de fase S y T: recibe las señales de carga en corriente que es consumida en la línea de fase S y T y consta de los circuitos de comparación que activará el contactor  $P_2$ . Detalles de los circuitos, en el plano 03.

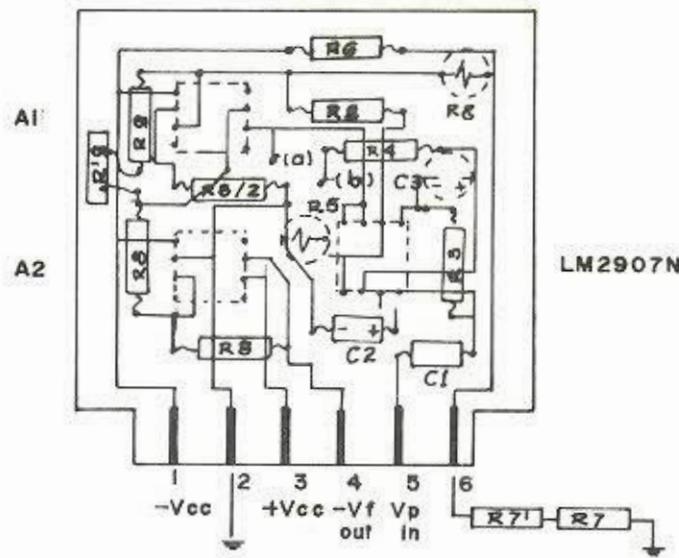
La circuitería de los módulos descritos, así como la interconexión global de todos los elementos, puede observarse en los Planos 01, 02, 03 y 04, que muestran el circuito global del regulador electrónico de carga.

Las dimensiones físicas o distribución de los elementos electrónicos que conforman las placas queda a criterio de los constructores su conformación pero requerirá un apego a las normas internacionales principalmente de conectores (I.E.C.\*, 30, 171; ANSI/E.I.A. 406), líneas de interconexión como material básico para las placas de circuitos impresos (I.E.C. 249, 326), protecciones eléctricas (I.E.C. 269), y señales de interconexiones analógicas (I.E.C. 381, 382).

-----

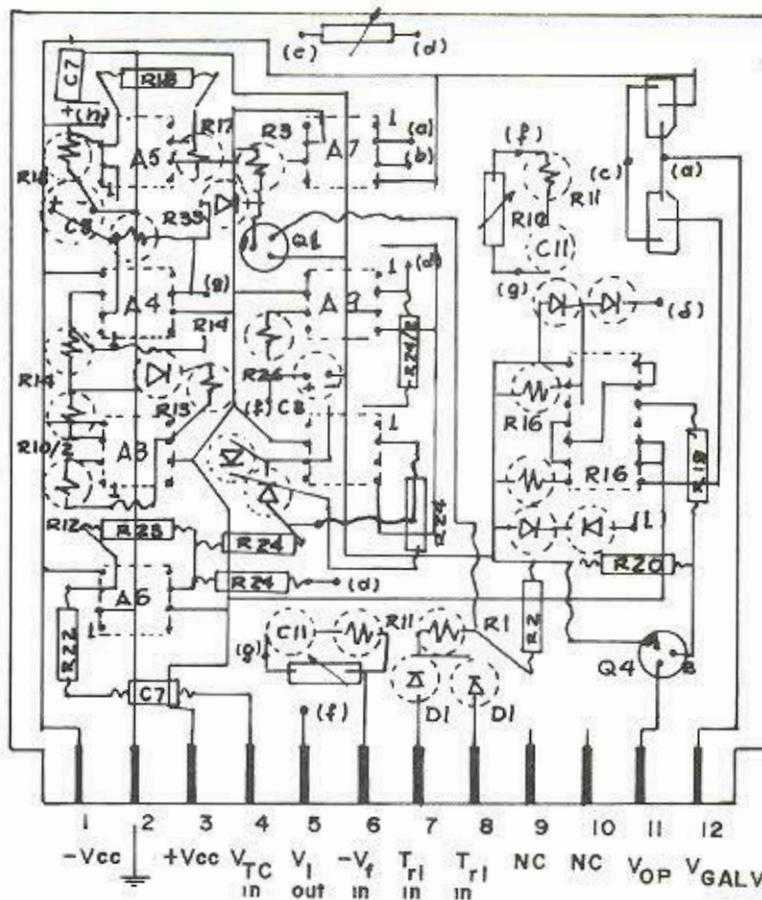
\* I.E.C. Internacional Electrotechnical Commission.

ANSI American National Standards Institute.



$V_f$  va a todas las placas de control de "GATE" y al sistema de seguridad

Fig. 4-1. PLACA # 1: Detector de frecuencia.



Q3 pnp

Q2 pnp

$V_{GALV}$  al galvanometro.

Q2 y Q3 van con disipadores de 4-6 cm<sup>2</sup>

Fig. 4-2. PLACA # 2: Control de disparo por fases (3 placas)

El regulador se compone por tanto de 9 placas de circuitos impresos: Placa # 1, 3 Placas # 2, 3 Placas # 3, 1 Placa # 4 y 1 Placa # 5. A continuación se presenta un bosquejo de la disposición de los elementos en las placas. Figs. 4-1, 4-2, 4-3, 4-4 y 4-5.

#### Distribución y construcción del bastidor

El montaje de los módulos descritos, así como de disposición de los transformadores, contactores, indicadores, etc., se presentan en el plano 05, que se compone de un armario; donde a la izquierda se instala los elementos de potencia, como son: switches, contactores, filtros, los tiristores de potencia, medidores de voltaje, watímetros, frecuencímetro y medidores de corriente total de cada fase; y a la derecha, los circuitos electrónicos como son: las placas impresas e indicadores de frecuencia y corriente a la carga real, indicadores luminosos y sistema de protección. Las dimensiones físicas del bastidor y disposiciones de los indicadores, switch, placas electrónicas y elementos de potencia eléctrica requerirá también que se cumpla las normas de construcción e instalación, dadas por I.E.C. norma 297, 516 y ANSI/UL 50, 65.

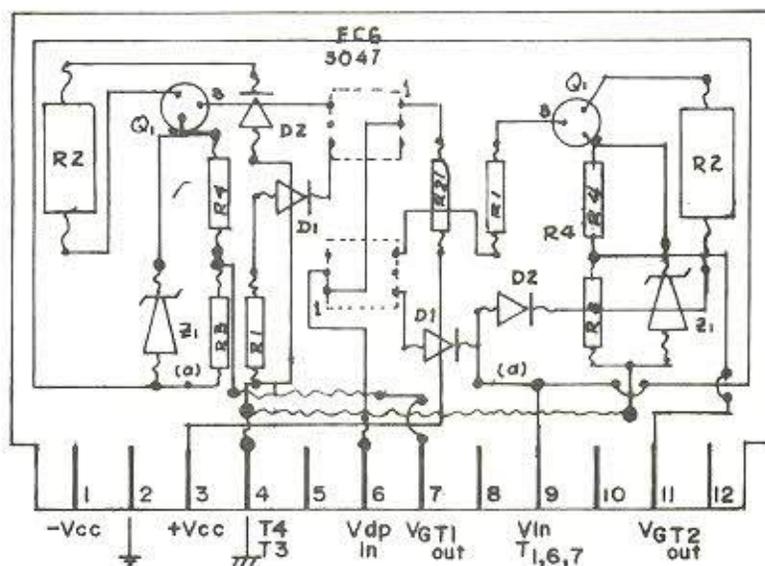


Fig. 4-3. PLACA # 3: Circuito de Disparo (3 placas)



## CAPITULO V

### FABRICACION, MONTAJE Y OPERACION DE P.C.H.

#### 5.1 INTRODUCCION.

En forma secuencial se presenta en este Capítulo la Fabricación de una P.C.H., principalmente con respecto del regulador a la potencia de generación a implementarse, la construcción en forma industrial de las placas electrónicas impresas y la secuencia de operación de la central como del regulador.

#### 5.2 FABRICACION.

Tomando como dato inicial la potencia en energía eléctrica necesaria para implementarse en la zona rural donde requiera del servicio y considerando un factor de crecimiento, se puede definir la Potencia requerida y por lo tanto la turbina y generador necesario dependiendo de recurso hidráulico existente.

Con respecto al Regulador de Velocidad con Disipación de Carga, los pasos requeridos para su implementación no requerirá muchos cálculos, al haberse diseñado los circuitos electrónicos de manera modular y casi universales; así se tiene:

- La etapa de detección de frecuencia y comparador de error, no existe ninguna modificación a cualquier valor de potencia requerida.

- Con respecto a la etapa de detección y medidor de corriente de línea, con los tres casos de cálculos desarrollados en el Capítulo 3.6.3, se puede sobredimensionar el regulador a implementarse a una de las potencias calculadas. Bajo la estandarización de diseño, se requerirá luego cambiar el transformador de corriente TC conveniente para la potencia requerida, para lo cual, aplicando la ecuación (3.38) se determinará la corriente de línea máxima  $I_L$  y mirando en el Apéndice B-2. determinamos el transformador conveniente. Ajustándose luego el voltaje  $V_{1\text{rms}}$  a las órdenes establecidas variando el potenciómetro  $R_{22}$ . El medidor de corriente se ajustará a las escalas correspondientes con el potenciómetro  $R_5$ .
- Los circuitos de compensación y gobierno de los relés electrónicos no requiere cambios al ser estandarizado.
- Para el Circuito de Potencia, los cambios requeridos para el regulador a implementarse no existe en los circuitos de disparo tomando en cuenta con el correspondiente sobredimensionamiento desarrollado en el Capítulo 3.6.8, para los tres casos de potencias enunciadas. El único cambio necesario de esta estandarización será los relés electrónicos (tiristores o triacs) que puede determinarse en la Tabla 10 del Apéndice A-7 y de requerir mayores cambios en su diseño se seguirá los mismos cálculos enunciados en el Capítulo 3.6.8.
- Los circuitos de seguridad; tanto de sobre frecuencia y sobre corriente, no sufren ningún cambio al ser estandarizados.
- El circuito de fuente de alimentación continua tampoco sufrirá cambios, debido a que su diseño está sobredimensionado.
- La carga resistiva a constituirse, fijado la potencia a consumir en la Tabla 10 Apéndice A-7, nos indica el valor de la resistencia auxiliar y su construcción como montaje en los paneles convendría se rija las normas enunciadas en Capítulo 2.4 y especialmente item 2.4.4.
- La construcción del bastidor del regulador y montaje de los instrumentos, Tarjetas electrónicas y controles ya fue enunciado en el Capítu-

lo 4.

### 5.3 MONTAJE DE PLACAS ELECTRONICAS

La fabricación de las placas de los circuitos impresos se sugiere el dejar a las fábricas especializadas en la construcción de placas electrónicas para que distribuyan los elementos de acuerdo a las normas internacionales, principalmente cuidando su verificación de construcción, montaje o reemplazo, por lo que se tomará en cuenta los siguientes puntos:

- Los elementos electrónicos utilizados deberán ser de fácil adquisición en el mercado, elementos especiales de fácil identificación o reemplazo.
- El material ha utilizarse para la construcción de los circuitos impresos, deberá sujetarse a las normas I.E.C. 249, tanto en la confección del impreso y acabado.
- Los conectores o terminales de la placa deben ajustarse a lo dado para el montaje del bastidor, siguiendo la norma I.E.C. 130-6 y 130-11, así como las asignaciones dadas de las señales eléctricas según las placas # 1, # 2, # 3, # 4 y # 5.

#### b) Instalación de las placas

Una vez terminada la placa se debe rodearla con barniz o estarse, para evitar daños de humedad y protección mecánica.

Las patas de cobre de conexión a la tarjeta, deben tener una separación acorde a la regleta de conexiones a usarse. Siguiendo los procesos de fabricación e instalación de las placas descritas, es fácil retirar la placa para realizar reemplazos o mantenimiento. Las regletas facilitan también la interconexión.

Es conveniente también tener un código para el alambrado interno tanto de la regleta y tarjeta, como el cableado en el bastidor del regulador.

#### 5.4 METODO DE OPERACION.

La operación del regulador generalmente involucra tres funciones a saber:

a) Comprobación y preparación del regulador.

- 1º Conectar o comprobar la toma de fuerza de las líneas provenientes del generador hacia el bastidor, así como del bastidor a la línea real.
- 2º Conectar o comprobar la conexión de las cargas auxiliares en los puntos indicados del módulo de potencia,
- 3º Verificar que los contactores P1 y P2, se encuentren conectados y en perfecto estado. Los switches SW1 y SW2 están abiertos.

Verificando los tres puntos anteriores, el equipo se encuentra listo para operar.

b) Funcionamiento y Operación del sistema.

- 1º Poner en marcha la central; abriendo la válvula de admisión de agua hasta alcanzar un voltaje y frecuencia normal de funcionamiento del generador que se encuentra en vacío.
- 2º Fijar la frecuencia referencial del regulador (60 Hz) y conectar la fuente de alimentación continua a los circuitos electrónicos del regulador.
- 3º Conectar las cargas auxiliares (SW1), verificar la carga máxima del generador mirando el vatímetro, y abriendo más la válvula de admisión hasta alcanzar el torque mecánico necesario para obtener la potencia máxima de generación o la frecuencia fijada y ajustando la excitación, hasta alcanzar el voltaje normal de trabajo.

Luego de verificar que las condiciones de operación son normales,

se procede a:

- 4º La conexión de la carga real o principal por medio del switch (SW2), quedando la operación del regulador automatizado. Verificar los indicadores de corriente por fase a la línea que confirmarán el uso de la energía en el poblado y de observarse las indicaciones diferentes, comprobar el funcionamiento del regulador y la compensación de corriente, observándose en los indicadores de corriente del generador se encuentren en la máxima carga e iguales.

El regulador vigilará permanentemente que las condiciones de operación sean las adecuadas, procediendo a la desconexión de la carga principal ante cualquier condición de falla de la frecuencia, o desconexión total del sistema, si existe exceso de carga. La reconexión de la carga principal o del sistema requiere volver a seguir a la secuencia indicada anteriormente.

c) Desconexión del Sistema.

- 1º Desconexión del switch de carga principal (SW2).
- 2º Desconexión de la carga auxiliar (SW1), desconexión de la fuente continua de alimentación al equipo, y
- 3º Inmediatamente el cierre de la válvula de admisión del agua, antes de que la turbina y generador se envalen.

## A P E N D I C E    A

### TABLAS DE CARACTERISTICAS DE P.C.H. Y ELEMENTOS NECESARIOS PARA REGULADORES CON DISIPACION DE CARGA

- Tabla 1 : Clasificación de Pequeñas Centrales  
Hidroeléctricas A-1
- Tabla 2 : Tipos de Turbinas para P.C.H. A-2
- Tabla 3 : Eficiencias de los Grupos Turbina -  
Generador A-2
- Fig. A-1: Ilustración topográfica de una P.C.H. A-3
- Tabla 6 : Combinaciones posibles a realizar  
con tres resistencias fijas de di-  
sipación de carga A-4
- Tabla 7 : Características de Metales Puros y  
Aleaciones para Resistencias A-5
- Tabla 8 : Ohmios por pie bajo estandarización A-6
- Tabla 10: Tiristores o Triacs a emplearse  
según la Potencia de Carga a  
controlar. A-7

TABLA 1.- Clasificación de Pequeñas Centrales Hidroeléctricas. (1).

DENOMINACION	* RANGO DE POTENCIA KW	SALTO (m) H		CAUDAL (m <sup>3</sup> /s) Q			
		Bajo	Medio	Bajo	Medio	Alto	
MICRO CENTRAL	hasta 50	< 15	15 a 50	> 50	0,05	0,10 a 0,50	3,00
MINI CENTRAL	50 a 500	< 20	20 a 100	> 100	0,10	0,30 a 2,00	30,00
PEQUEÑA CENTRAL	500 a 5000	< 25	25 a 130	> 130	0,50	2,50 a 5,00	65,00

NOTA: \* P.I. =  $9,81 \times \eta_T \times \eta_a \times H \times Q$

$\eta_T \times \eta_a = \eta_{T.G} = 0,75$

TABLA 2.- Tipo de Turbina más adecuada en función de la altura y velocidad específica para P.C.H.

VELOCIDAD ESPECIFICA r.p.m.	TIPO DE TURBINA	ALTURA DE SALTO Metros
Hasta 30	Pelton de un inyector	De 400 a 100
De 14 a 42	Pelton de dos inyectores	De 400 a 100
De 17 a 73	Pelton de cuatro inyectores	De 400 a 100
De 70 a 125	Francis Lenta-Cámara forzada en espiral	De 200 a 100
De 125 a 225	Francis Media-Cámara forzada en espiral	De 100 a 50
De 225 a 450	Francis Rápida-Cámara cerrada	De 50 a 25
De 300 a 450	Francis Ultrarrápida-Cámara abierta	De 25 a 15
De 400 a 500	Hélice Ultrarrápida	Hasta 15
De 270 a 500	Kaplan Lenta	De 50 a 15
De 500 a 800	Kaplan Rápida	De 15 a 5
De 800 a 1.100	Kaplan Ultrarrápida	Menos de 5
De 570 a 1.050	Tubular (Kaplan Horizontal)	De 15 a 2
De 60 a 200	Michell - Banky	De 100 a 2

TABLA 3.- Eficiencias totales del Grupo Turbina - Generador

POTENCIA INSTALADA (Kw)	TURBINAS			
	PELTON	MICHELL BANKY	FRANCIS	AXIALES
≤ 50	0,50 a 0,65	0,54 a 0,62	0,59 a 0,65	0,58 a 0,66
50 a 500	0,65 a 0,69	0,62 a 0,65	0,66 a 0,70	0,66 a 0,70
500 a 5000	0,69	0,65	0,70 a 0,74	0,70 a 0,74

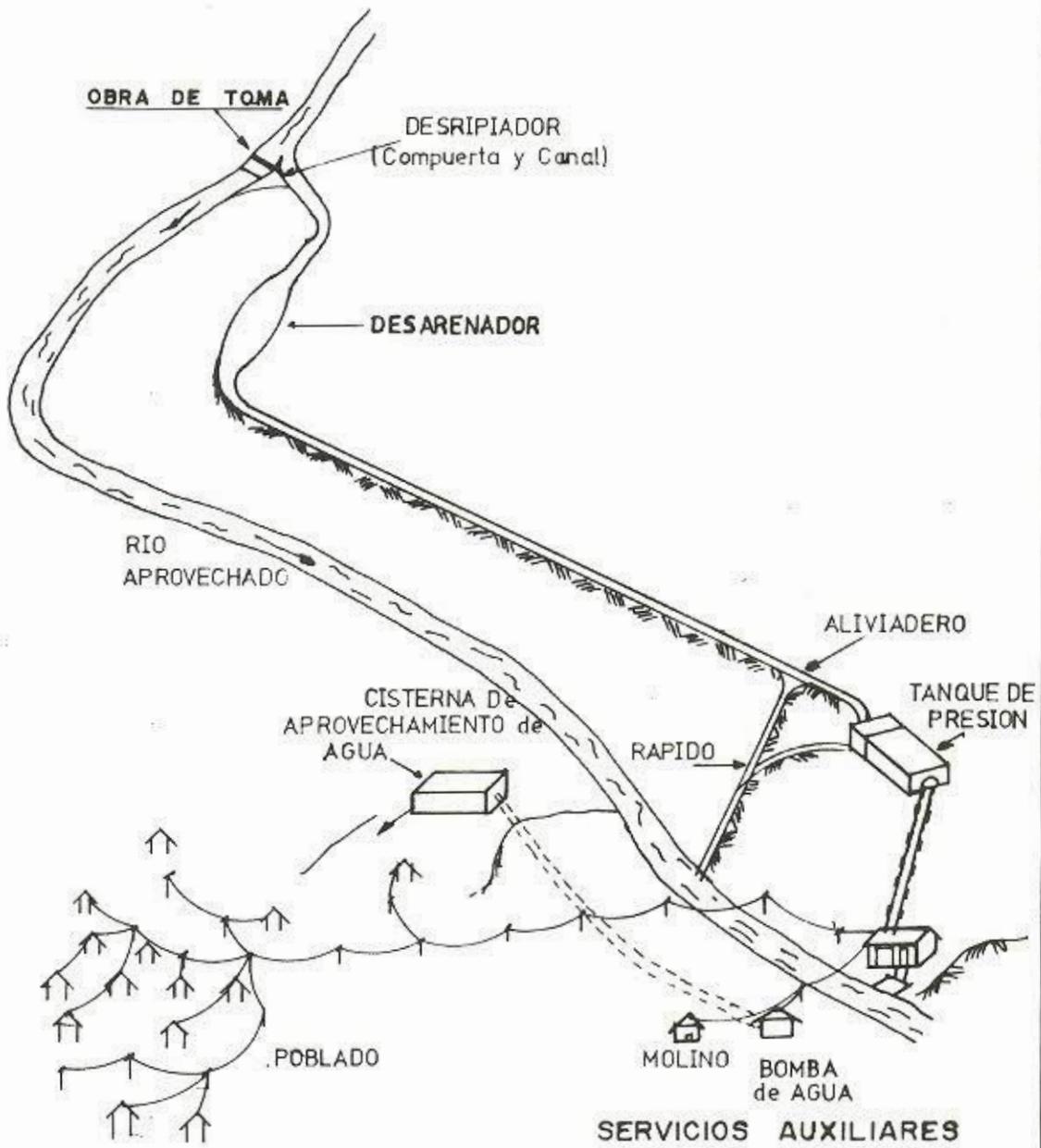


Fig. A-1. Ilustración topográfica de una P.C.H.

TABLA 6.- Combinaciones posibles a realizarse con tres resistencias en paralelo, considerando la potencia máxima a consumir de 10 Kw a una tensión de 130 Vrms con un  $\cos \phi = 1$ .

POSIBILIDADES	POTENCIA (W)	ARREGLOS	VALOR TOTAL	SEÑAL DE CONMUTACION		
				U <sub>1</sub>	U <sub>2</sub>	U <sub>3</sub>
n = 0	0	0	$\infty$	0	0	0
1	1.428	R <sub>1</sub>	11,835 $\Omega$	1	0	0
2	2.857	R <sub>2</sub>	5,915	0	1	0
3	4.286	R <sub>1</sub> ; R <sub>2</sub>	3,943	1	1	0
4	5.714	R <sub>4</sub>	2,957	1	0	1
5	7.142	R <sub>1</sub> ; R <sub>4</sub>	2,366	1	0	1
6	8.571	R <sub>2</sub> ; R <sub>4</sub>	1,971	0	1	1
7	10.000	R <sub>1</sub> ; R <sub>2</sub> ; R <sub>4</sub>	1,690 $\Omega$	1	1	1

Los valores de las resistencias para la potencia de 10 Kw a 130 V, serán:

$$R_1 = 11,835 \Omega \quad (\approx 1,5 \text{ Kw})$$

$$R_2 = 5,915 \Omega \quad (\approx 2,9 \text{ Kw})$$

$$R_4 = 2,957 \Omega \quad (\approx 5,8 \text{ Kw})$$

TABLA 7.- Características de Información general en Metales Puros y aleaciones para Resistencias.

Pure Metals			
Metal	Symbol	Resistivity, ohms/cir mil-ft	Temperature coefficient of resistance, per cent/°C
"A" nickel	99 Ni	60	0.0048
Iron	Fe	61.10	0.0062
Copper	Cu	10.73	0.0039
Silver	Ag	9.79	0.0038
Zinc	Zn	35.58	0.004
Aluminum	Al	16.10	0.0044
Titanium	Ti	330.0	
Molybdenum	Mo	34.30	0.0033
Tungsten	W	33.00	0.0045
Gold	Au	14.00	0.0034
Platinum	Pt	63.80	0.003

Alloys			
Alloy	Nominal analysis	Resistivity, ohms/cir mil-ft	Temperature coefficient of resistance, per cent/°C
<i>Driver-Harris alloys</i>			
Karma *	Ni 73%—Cr 20% + Al + Fe	800	±0.00002
Nichrome *	Ni 60%—Cr 16%—balance Fe	675	0.00015
Nichrome V *	Ni 80%—Cr 20%	650	0.00011
Chromax	Ni 35%—Cr 20%—balance Fe	600	0.00036
Nilvar *	Ni 36%—balance Fe	500	0.00135
Stainless Type 304	Cr 18%—Ni 8%—balance Fe	438	0.00094
142 Alloy	Ni 41%—balance Fe	420	0.0025
Advance *	Ni 43%—balance Cu	294	±0.00002

Alloy	Nominal analysis	Resistivity, ohms/cir mil-ft	Temperature coefficient of resistance, per cent/°C
Therlo *	Ni 29%—Co 17%—balance Fe	294	0.0033
Manganin (Wire only)	Mn 12%—Ni 4%—balance Cu	290	±0.000015
146 Alloy	Ni 46%—balance Fe	275	0.0032
152 Alloy (52)	Ni 51%—balance Fe	260	0.0036
Duranickel	Nickel plus additions	260	0.001
Midohm *	Ni 23%—balance Cu	180	0.00018
133 Alloy	Si 3%—balance Ni	190	0.0022
R-63 Alloy	Mn 4%—Si 1%—balance Ni	130	0.003
Hytemco *	Ni 72%—balance Fe	120	0.0045
Magno (Gr. D Nickel) *	Mn 4½%—balance Ni	105	0.0036
Permanickel	Nickel plus additions	100	0.0036
95 Alloy	Ni 11%—balance Cu	90	0.00049
Gr. E Nickel	Mn 2%—balance Ni	85	0.0045
Gr. A Nickel	Ni 99%	60	0.0050
Lohm *	Ni 6%—balance Cu	60	0.0008
High Brass	Cu-Zn	50	0.0016
99 Alloy	Ni 99.8%	48	0.0060
Low Brass	Cu-Zn	40	0.0017
30 Alloy	Ni 2.25%—balance Cu	30	0.0015
111 Alloy	Cu-Ni	17.5	0.0025
<i>Jellif alloys</i>			
Alloy 180	Ni 22%—Cu 78%	180	0.00018
Alloy 90	Ni 12%—Cu 88%	90	0.00044
Alloy 60	Ni 6%—Cu 94%	60	0.00060
Alloy 30	Ni 2%—Cu 98%	30	0.0015
Alloy 45	Ni 45%—Cu 55%	294	0.00002
Alloy 800	Ni 61%—Cu 20%—Mn 17.5%—Mo 1.5%	800	0.00002
Alloy A	Ni 80%—Cr 20%	650	0.00012
Alloy C	Ni 60%—Cr 16%—Fe 24%	675	0.00013
Alloy K	Cr 22½%—Al 4½%—Fe 73%	815	0.0001

## Aspects of Resistance

Table 8. Ohms per foot for Standard Sizes of Specific Values of Resistance Alloys  
(Courtesy of Jelliff Co.)

Size		Ohms ft. for resistance in ohms per mil-ft equal to:							
AWG	Inches	500	650	675	294	180	90	60	30
8	0.128		0.0397	0.0412	0.0179				
9	0.114		0.0500	0.0519	0.0226				
10	0.102		0.0625	0.0649	0.0285				
11	0.091		0.0785	0.0815	0.0355				
12	0.081		0.0991	0.1029	0.0448				
13	0.072		0.1255	0.1302	0.0567				
14	0.064		0.1588	0.1648	0.0718				
15	0.057		0.200	0.208	0.0905				
16	0.051		0.250	0.260	0.1130	0.0692	0.0346	0.0230	0.0115
17	0.045		0.321	0.333	0.1452	0.0888	0.0444	0.0296	0.0148
18	0.040		0.406	0.422	0.1837	0.1125	0.0562	0.0375	0.0187
19	0.036		0.502	0.521	0.227	0.1388	0.0694	0.0462	0.0231
20	0.032		0.615	0.659	0.287	0.1737	0.0870	0.0585	0.0292
21	0.0285		0.800	0.831	0.362	0.222	0.111	0.0740	0.0370
22	0.0253		1.017	1.055	0.459	0.281	0.141	0.0937	0.0469
23	0.0226		1.272	1.322	0.576	0.352	0.170	0.117	0.0586
24	0.0201		1.609	1.671	0.728	0.446	0.223	0.149	0.0744
25	0.0179		2.03	2.11	0.918	0.562	0.281	0.187	0.0936
26	0.0159		2.57	2.67	1.163	0.712	0.356	0.238	0.119
27	0.0142		3.23	3.35	1.458	0.893	0.446	0.297	0.149
28	0.0126		4.09	4.25	1.852	1.134	0.567	0.378	0.189
29	0.0113		5.09	5.29	2.30	1.410	0.705	0.469	0.235
30	0.010		6.50	6.75	2.91	1.800	0.900	0.600	0.300
31	0.0089		8.21	8.52	3.71	2.27	1.14	0.757	0.379
32	0.008		10.16	10.55	4.59	2.81	1.41	0.938	0.469
33	0.0071		12.90	13.39	5.83	3.57	1.78	1.19	0.595
34	0.0063		16.37	17.00	7.41	4.54	2.27	1.51	0.755
35	0.0056	25.5	20.7	21.5	9.38	5.74	2.87	1.91	0.956
36	0.005	32.0	26.0	27.0	11.76	7.20	3.60	2.40	1.20
37	0.0045	39.5	32.1	33.3	14.52	8.89	4.44	2.96	1.48
38	0.004	50.0	40.6	42.2	18.38	11.25	5.62	3.75	1.87
39	0.0035	63.3	51.1	53.1	23.0	14.69	7.35	4.89	2.45
40	0.0031	81.3	67.6	70.2	30.6	18.73	9.37	6.24	3.12
	0.00275	105.8	86.0	89.3	38.9	23.8	11.99	7.94	3.97
	0.0025	128.0	104.0	108.0	47.0	29.8	14.40	9.60	4.80
	0.00225	158.0	128.5	133.4	58.1	35.6	17.79	11.86	5.93
	0.002	200	162.5	168.8	73.5	45.0	22.5	15.00	7.50
	0.00175	261	212	221	96.0	58.8	29.4	19.60	9.80
	0.0015	336	280	300	130.7	80.0	40.0	26.7	13.33
	0.0014	408	332	344	150.0				
	0.0013	475	385	399	174.0				
	0.0012	555	452	469	204				
	0.0011	661	538	558	243				
	0.001	806	650	675	294				
	0.0009	988	802	834					
	0.0008	1,250	1,016	1,055					
	0.0007	1,633	1,327	1,378					
	0.0006	2,222	1,806	1,875					
	0.0005	3,200	2,600	2,700					

TABLA 10. Tiristores o triacs a emplearse según la Potencia de carga a controlar, con voltaje de 130  $V_{rms}$ .

CARGA 3 $\phi$ (Kilovatios)	CORRIENTE POR FASE (Amp.)	TIRISTORES Conexión Fig. 3-22	TRIACS Conexión Fig.3-23	RESIST. DE CARGA A DISIPAR POR FASE (ohmios)
10	25,6	ECG 5568	* ECG 5685	5,07
20	51,28	ECG 5568	* ECG 56024	2,535
30	76,92	ECG 5577	-	1,69
40	102,5	ECG 5577	-	1,268
50	128,3	ECG 5582	-	1,014
60	153,8	ECG 5591	-	0,845
70	179,49	ECG 5591	-	0,724
80	205,12	ECG 5591	-	0,634
90	230,76	ECG 5591	-	0,5633
100	256,4	ECG 5591	-	0,507
150	384,6	ECG 5587	-	0,338
200	512,8	ECG 5587	-	0,254
250	641,02	ECG 5595	-	0,2028
300	769,25	ECG 5595	-	0,169
350	897,4	ECG 5598	-	0,145
400	1026	ECG 5598	-	0,126

NOTA: - \* Dos triacs en paralelo.

- Enfriamiento al ambiente con radiadores desde 10 KW hasta 80 KW
- Enfriamiento forzado de aire con radiadores desde 80 KW hasta 200 KW.
- Enfriamiento forzado con circulación de agua destilada desde 200 KW hasta 400 KW.
- Características de los tiristores y triacs en Apéndice B

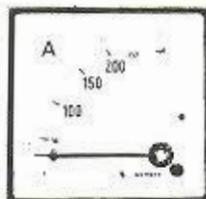
## APENDICE B

### CARACTERISTICAS DE INSTRUMENTOS Y ELEMENTOS ELECTRONICOS

- Amperímetro de hierro móvil	B-1
- Transformadores de intensidad	B-2
- Vatímetros de potencia	B-3
- Frecuencímetro de lengüeta	B-4
- Fasímetro	B-5
- Convertidor frecuencia o voltaje	B-8
- Regulador de voltaje	B-11
- Compuertas NAND	B-15
- Amplificador Operacional	B-17
- Transistores	B-20
- Diodos y Rectificadores	B-22
- Indicadores LED	B-23
- Rectificadores controlados SCR	B-24
- Optoacopladores	B-25
- Tiristores	B-26
- Triacs	B-28
- Dispositivos de Protección	B-29

## Instrumentos de medición para montaje incorporado

### Instrumentos de hierro móvil



Amperímetro de hierro móvil A 96 Ns para conexión a transformador de intensidad 200/5 A

para corriente alterna de 15 a 65 Hz

Si se desea una ejecución para corriente continua, indicarlo al hacer el pedido (sobreprecios a consultar).

Clase de exactitud: 1,5 (clase 1, como ejecución especial)

Consumo propio: amperímetros 0,1 a 1,6 VA  
voltímetros 0,9 a 4 VA

#### Conexión

En caso de corriente alterna, conexión directa o a través de transformador de medida.

En caso de corriente continua, sólo conexión directa y no por medio de resistencias en paralelo.

#### Capacidad de sobrecarga

permanentemente, el 20% de la intensidad o tensión nominal (es decir, 20% del valor final del alcance de medida, no del valor final de la escala).

Amperímetros: 50 veces la carga nominal durante 1 s, 4 veces la carga nominal durante 2 a 3 min, aproximadamente, 2 veces la carga nominal durante unos 10 min.

Voltímetros: 2 veces la carga nominal durante 1 min.

Tipo			
Dimensiones frontales	mm	72 x 72	96 x 96
Perforación de montaje	mm	68 <sup>+0,2</sup> x 68 <sup>+0,2</sup>	92 <sup>+0,4</sup> x 92 <sup>+0,4</sup>
Altura del marco frontal	mm	5	5
Profundidad de montaje	mm	69	69
Peso aprox.	kg	0,3	0,6

### Amperímetros de hierro móvil, para doble carga y conexión directa

para conexión a través de transformador de intensidad 1/5 A

Trans- formador de intensidad A	Valor final del alcance de medida A	Margen de inducción A	N.º de pedido	N.º de pedido
10/5	10	20	M01029 - E4110 - U2	M01055 - E4110 - U2
15/5	15	30	M01029 - E4130 - U2	M01055 - E4130 - U2
25/5	25	50	M01029 - E4170 - U2	M01055 - E4170 - U2
40/5	40	80	M01029 - E4200 - U2	M01055 - E4200 - U2
60/5	60	120	M01029 - E4230 - U2	M01055 - E4230 - U2
75/5	75	150	M01029 - E4250 - U2	M01055 - E4250 - U2
100/5	100	200	M01029 - E4280 - U2	M01055 - E4280 - U2
150/5	150	300	M01029 - E4300 - U2	M01055 - E4300 - U2
200/5	200	400	M01029 - E4320 - U2	M01055 - E4320 - U2
250/5	250	500	M01029 - E4340 - U2	M01055 - E4340 - U2
300/5	300	600	M01029 - E4350 - U2	M01055 - E4350 - U2
400/5	400	800	M01029 - E4370 - U2	M01055 - E4370 - U2
500/5	500	1000	M01029 - E4390 - U2	M01055 - E4390 - U2
600/5	600	1200	M01029 - E4400 - U2	M01055 - E4400 - U2
750/5	750	1500	M01029 - E4420 - U2	M01055 - E4420 - U2

### Voltímetros de hierro móvil

Alcance de medida V	N.º de pedido	N.º de pedido
10	M01029 - E6230	M01055 - E6230
15	M01029 - E6250	M01055 - E6250
25	M01029 - E6270	M01055 - E6270
40	M01029 - E6290	M01055 - E6290
60	M01029 - E6310	M01055 - E6310
100	M01029 - E6340	M01055 - E6340
150	M01029 - E6360	M01055 - E6360
250	M01029 - E6380	M01055 - E6380
400	M01029 - E6400	M01055 - E6400
600	M01029 - E6410	M01055 - E6410
800	M01029 - E6420	M01055 - E6420

## Transformadores de intensidad

### Datos técnicos

Intensidad nom. secundaria	5 A (a elección, 1 A)
Factor de sobrecarga nominal	M 5
Frecuencia	40 a 60 Hz
$I_{adm.}$	$\geq 60 \times I_N$
Tensión de servicio máx. admisible	800 V para 1200 V, se ruega consultar
Clase de aislamiento	E (máx. 120 °C permanentemente)
Aislamiento	caja de material moldeado
Normas	VDE, IEC, SEN, BS
Intensidad permanente máx.	$1,2 \times I_N$

Aprobación 311  
521

Para fines de facturación, los transformadores de clase 0,5 pueden suministrarse con licencia y certificado.

Resistencia a los efectos del clima:

Los datos nominales rigen para temperaturas ambiente de -5 °C hasta, como mínimo, +35 °C, con 95% de humedad relativa del aire.

Tipo	4NA11	4NA13	4NA14	4NC11	4NC12	4NC13	4NC14
temperatura ambiente máx. (con $1,2 \times I_N$ ) en °C	70	55	35	55	60	35 55*	40 45*

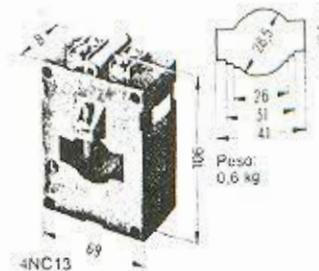
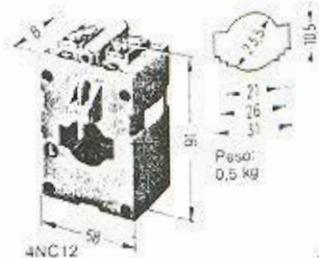
Temperaturas ambiente más elevadas reducen correspondientemente la intensidad permanente.

Para lo referente a transformadores con potencias mayores u otras intensidades primarias, se ruega consultar.

### Transformadores tipo ventana 4NC12, 4NC13 y 4NC14 (50 a 1200 A)

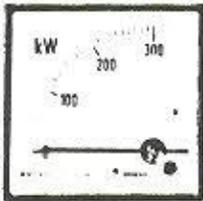
#### Datos para selección y pedidos

Ventanas de paso	Intensidad nominal primaria A	Clase 0,5; intensidad secundaria 5 A		Clase 1; intensidad secundaria 5 A		Clase 3; intensidad secundaria 5 A	
		N° de pedido	Dim. B mm	N° de pedido	Dim. B mm	N° de pedido	Dim. B mm
Potencia nominal 5 VA							
	150	4NC11 21-2DE20	60	4NC11 21-2CE20	60	4NC11 21-2BE20	50
	200	4NC11 22-2DE20	60	4NC11 22-2CE20	40	4NC11 22-2BE20	40
	200	4NC12 22-2DE20	50	4NC12 22-2CE20	50	4NC12 22-2BE20	60 <sup>*)</sup>
	250	4NC12 23-2DE20	40	4NC12 23-2CE20	40	4NC12 23-2BE20	60 <sup>*)</sup>
	300	4NC12 24-2DE20	50	4NC12 24-2CE20	40	4NC12 24-2BE20	40
	400	4NC12 25-2DE20	40	4NC12 25-2CE20	40	4NC12 25-2BE20	40
	400	4NC13 25-2DE20	40	4NC13 25-2CE20	40	4NC13 25-2BE20	40
	500	4NC13 26-2DE20	40	4NC13 26-2CE20	40	4NC13 26-2BE20	40
	600	4NC13 27-2DE20	40	4NC13 27-2CE20	40	4NC13 27-2BE20	40
	750	4NC13 28-2DE20	40	4NC13 28-2CE20	40	4NC13 28-2BE20	40
	1000 <sup>*)</sup>	4NC13 31-2DE20	40	4NC13 31-2CE20	40	4NC13 31-2BE20	40
	1000 <sup>*)</sup>	4NC14 31-2DE21	40	4NC14 31-2CE21	40	4NC14 31-2BE21	60
	1200 <sup>*)</sup>	4NC14 32-2DE21	60	4NC14 32-2CE21	60	4NC14 32-2BE21	60



# Instrumentos de medición para montaje incorporado

## Vatímetros de potencia efectiva



Vatímetro Oe 96 Ns

con sistema de medida electrodinámico, con núcleo cerrado en hierro

Frecuencia nominal: 50 y 60 Hz

Clase: 1,5

Consumo propio: aproximadamente 10 mA, en el circuito de tensión  
aproximadamente, 0,5 a 1,5 VA, en el circuito de intensidad, por fase.

Capacidad de sobrecarga: - permanentemente - 1,2 veces la carga nominal.

Selección del alcance de medida: el valor final del alcance de medida debe estar entre 0,6 y 1,2 veces el valor de la potencia aparente constituida por los valores de las tensiones e intensidades primarias de los transformadores de medida.

$$P_1 = I U$$

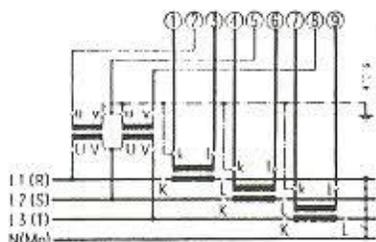
$$P_3 = \sqrt{3} I U$$

Por ejemplo: valores de conexión a transformador de intensidad 100/5 A a transformador de tensión 6000/100 V

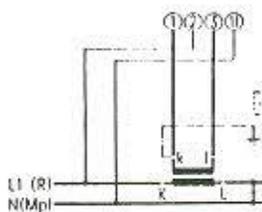
Alcance de medida máximo  $1,2 \sqrt{3} \cdot 100 \text{ A} \cdot 6000 \text{ V} = 1,25 \text{ MW}$   
(valor normalizado: 1,2 MW)

Alcance de medida mínimo  $0,6 \sqrt{3} \cdot 100 \text{ A} \cdot 6000 \text{ V} = 0,62 \text{ MW}$   
(valor normalizado: 600 kW)

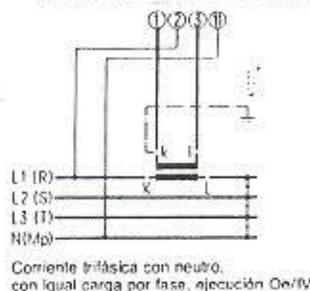
### Esquemas de conexiones según DIN 43807



Corriente trifásica con neutro, carga discrecional, ejecución Oe

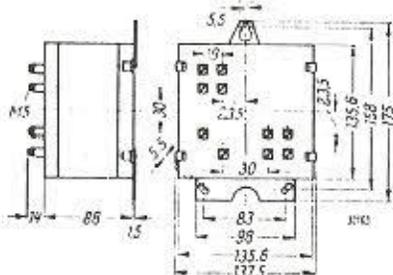


Corriente alterna monofásica, ejecución Oe



Corriente trifásica con neutro, con igual carga por fase, ejecución Oe/IV

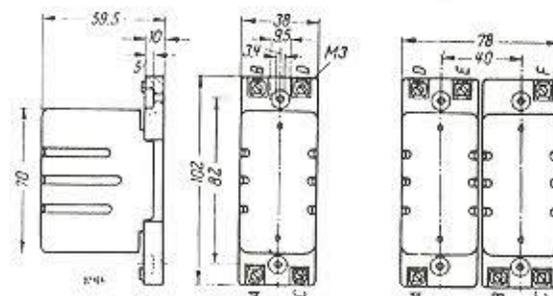
### Dimensiones de las resistencias en serie dispuestas exteriormente, en milímetros



Fasímetro, ejecución Ke

1) La resistencia en serie va incorporada en el vatímetro de potencia efectiva

Tipo	O 96 Ns	O 144 Ns
Dimensiones frontales	96 x 96	144 x 144
Perforación de montaje	92 <sup>±0,1</sup> x 92 <sup>±0,1</sup>	138 <sup>±0,1</sup> x 138 <sup>±0,1</sup>
Altura del motor frontal	5	8
Profundidad de montaje	147	130,5
Peso aprox	1,0	1,5
N.º de pedido		
para corriente alterna monofásica, ejecución Oe		
75 A 220 V	M01055 - D0030 <sup>1)</sup>	M01085 - D0030 <sup>1)</sup>
75 A 380 V	M01055 - D0040	M01085 - D0040 <sup>1)</sup>
para corriente trifásica con neutro, con igual carga por fase, ejecución Oe/IV		
75 A 220/127 V	M01055 - D0330 <sup>1)</sup>	M01085 - D0330 <sup>1)</sup>
75 A 380/220 V	M01055 - D0340	M01085 - D0340 <sup>1)</sup>
para corriente trifásica con neutro, carga discrecional, ejecución Ov		
75 A 220/127 V	M01055 - D0530	M01085 - D0530 <sup>1)</sup>
75 A 380/220 V	M01055 - D0540	M01085 - D0540



### Fasímetro, ejecución Kd

N.º de pedido M01055 - D3580

Disposición de los bornes A, B, C, D

### Vatímetro, ejecuciones Oe, Oe/IV

N.º de pedido M01055 - D0040  
M01055 - D0340

Disposición de los bornes A, B

M01055 - D3590  
M01085 - D3590

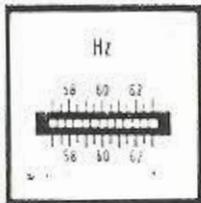
A, C, D, F

### Vatímetro, ejecución O

M01055 - D0530  
M01055 - D0540  
M01085 - D0540

A & F

## Instrumentos de medición para montaje incorporado

Instrumentos bimetalicos			
 <p>Frecuencímetro de lengüetas Z 144 Ns</p>		<p><b>Frecuencímetros de lengüetas</b></p> <p>Frecuencia nominal: 60 Hz</p> <p>Tolerancia: ± 0,5% del valor teórico.</p> <p>Consumo propio: aproximadamente, 1 a 3 VA, según el alcance de medida, la tensión de excitación y la clase de ejecución.</p> <p>Influencia de la tensión aplicada: la amplitud de oscilación es proporcional al cuadrado de la tensión aplicada. Fluctuaciones de hasta el 20% de la tensión nominal no afectan la indicación de oscilación.</p>	
<p>Tipo</p> <p>Dimensiones frontales mm</p> <p>Profundidad máxima de montaje mm</p> <p>Longitud de la escala mm</p> <p>Clase</p> <p>Número de lengüetas</p> <p>Peso aprox kg</p>		<p>Z 72 Ns</p> <p>Z 72 Nb</p> <p>72 x 72</p> <p>68</p> <p>30</p> <p>0,5</p> <p>13</p> <p>0,3</p>	<p>Z 96 Ns</p> <p>Z 96 Nb</p> <p>96 x 96</p> <p>76</p> <p>42</p> <p>0,5</p> <p>13 o 21</p> <p>0,8</p>
<p>Marcos frontales</p> <p>Altura</p> <p>modelo estrecho 5 mm</p> <p>modelo ancho 8 mm</p> <p>Anchura</p> <p>modelo estrecho 5 mm</p> <p>modelo ancho 8 mm</p>		<p>N° de pedido</p> <p>M01029-</p> <p>M01030-</p> <p>M01031-</p> <p>M01032-</p>	<p>N° de pedido</p> <p>M01055-</p> <p>M01056-</p> <p>M01057-</p> <p>M01058-</p>
<p>100/110 V</p> <p>220 V</p> <p>380 V</p> <p>450/500 V</p> <p>600 V</p>		<p>13 lengüetas</p> <p>47 a 53 Hz</p> <p>57 a 63 Hz</p> <p>-F1280</p> <p>-F1300</p> <p>-F1320</p> <p>-F1340</p> <p>-F1350</p> <p>-F2190</p> <p>-F2210</p> <p>-F2230</p> <p>-F2250</p> <p>-F2260</p>	<p>17 lengüetas</p> <p>46 a 54 Hz</p> <p>56 a 64 Hz</p> <p>-F1190</p> <p>-F1210</p> <p>-F1230</p> <p>-F1250</p> <p>-F1260</p> <p>-F2100</p> <p>-F2120</p> <p>-F2140</p> <p>-F2160</p> <p>-F2170</p>
<p>100/110 V</p> <p>220 V</p> <p>380 V</p> <p>450/500 V</p> <p>600 V</p>		<p>21 lengüetas</p> <p>45 a 55 Hz</p> <p>55 a 65 Hz</p> <p>-F1100</p> <p>-F1120</p> <p>-F1140</p> <p>-F1160</p> <p>-F1170</p> <p>-F2010</p> <p>-F2030</p> <p>-F2050</p> <p>-F2070</p> <p>-F2080</p>	<p>21 lengüetas</p> <p>45 a 55 Hz</p> <p>55 a 65 Hz</p> <p>-F1100</p> <p>-F1120</p> <p>-F1140</p> <p>-F1160</p> <p>-F1170</p> <p>-F2010</p> <p>-F2030</p> <p>-F2050</p> <p>-F2070</p> <p>-F2080</p>

### Fasímetros electrodinámicos



Fasímetro Kd 144 Ns

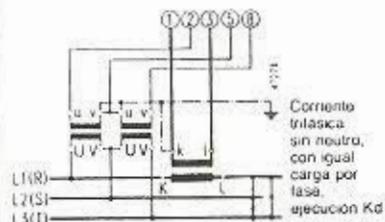
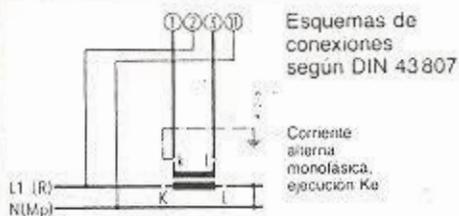
con sistema de medida electrodinámico, con núcleo cerrado en hierro

Frecuencia nominal: 49,5 a 50,5 Hz para corriente alterna monofásica (ejecución con elementos independientes de la frecuencia) 15 a 45 y 45 a 65 Hz, para corriente trifásica sin neutro, con igual carga por fase

Clase: 1,5

Consumo propio: por cada circuito de tensión, a 220 V aproximadamente 12 mA, con corriente alterna monofásica aproximadamente 10 mA, con corriente trifásica sin neutro, con igual carga por fase en el circuito de intensidad, aproximadamente 3 VA, con una intensidad nominal de 5 A

Alcance de medida: CAP. 0,5 - 1 - 0,5 IND.



Tipo	Esquemas de conexiones según DIN 43807	
	Conexión monofásica	Conexión trifásica
Dimensiones frontales	mm	mm
Perforación de montaje	mm	mm
Altura del marco frontal	mm	mm
Profundidad de montaje	mm	mm
Peso aprox.	kg	kg
	N.º de pedido	N.º de pedido
Ejecución Ke, para corriente alterna monofásica, 49,5 a 50,5 Hz		
7,5 A 220 V	M01055 - D3180	M01085 - D3180 <sup>1)</sup>
7,5 A 380 V	M01055 - D3190	M01085 - D3190 <sup>1)</sup>
Ejecución Kd, para corriente alterna trifásica sin neutro, con igual carga por fase, 15 a 45, 45 a 65 Hz		
7,5 A 220 V	M01055 - D3580	M01085 - D3580 <sup>1)</sup>
7,5 A 380 V	M01055 - D3590	M01085 - D3590

1) Con resistencia en serie por separado

2) La resistencia en serie está incorporada en el fasímetro.



Industrial Blocks

LM2907, LM2917

## LM2907, LM2917 Frequency to Voltage Converter

### General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

### Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use;  $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion. (LM2917)

### Features

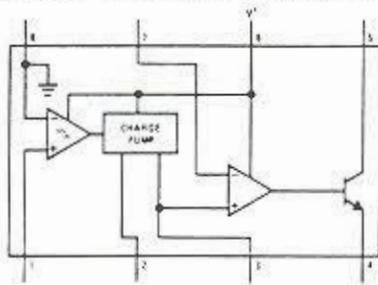
- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- $\pm 0.3\%$  linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above  $V_{CC}$  and below ground

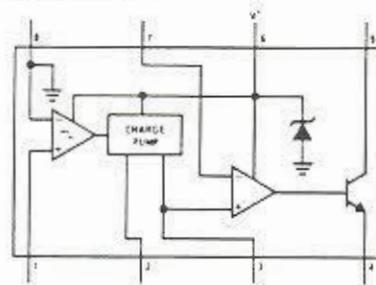
### Applications

- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

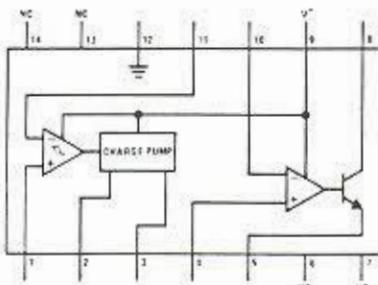
### Block and Connection Diagrams Dual-In-Line Packages, Top Views



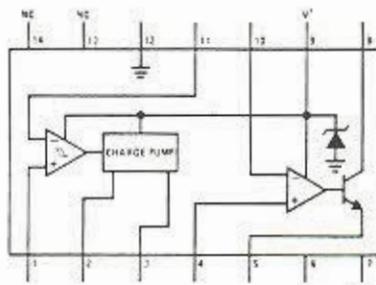
Order Number LM2907N-8  
See NS Package N08B



Order Number LM2917N-8  
See NS Package N08B



Order Number LM2907J  
See NS Package J14A  
Order Number LM2907N  
See NS Package N14A



Order Number LM2917J  
See NS Package J14A  
Order Number LM2917N  
See NS Package N14A

**Absolute Maximum Ratings** (Note 1)

Supply Voltage	28V	Input Voltage Range	
Supply Current (Zener Options)	25 mA	Tachometer LM2907-8, LM2917-8	±28V
Collector Voltage	28V	LM2907, LM2917	0.0V to +28V
Differential Input Voltage		Op Amp/Comparator	0.0V to +28V
Tachometer	28V	Power Dissipation	500 mW
Op Amp/Comparator	28V	Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
		Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
		Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

**Electrical Characteristics**  $V_{CC} = 12 V_{DC}$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , see test circuit

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>TACHOMETER</b>					
Input Thresholds	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{pp} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)	±10	±15	±40	mV
Hysteresis	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{pp} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)		30		mV
Offset Voltage	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{pp} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)				
LM2907/LM2917			3.5	10	mV
LM2907-8/LM2917-8			5	15	mV
Input Bias Current	$V_{IN} = \pm 50 \text{ mV}_{DC}$		0.1	1	μA
$V_{OH}$	$V_{IN} = +125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		8.3		V
Pin 2					
$V_{OL}$	$V_{IN} = -125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		2.3		V
Output Current: $I_2, I_3$	$V_2 = V_3 = 6.0 \text{ V}$ (Note 4)	140	180	240	μA
Leakage Current: $I_3$	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	μA
Gain Constant, K	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	
Linearity	$f_{IN} = 1 \text{ kHz}, 5 \text{ kHz}, 10 \text{ kHz}$ ; (Note 5)	-1.0	0.3	+1.0	%
<b>OP/AMP COMPARATOR</b>					
$V_{OS}$	$V_{IN} = 6.0 \text{ V}$		3	10	mV
$I_{BIAS}$	$V_{IN} = 6.0 \text{ V}$		50	500	nA
Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5 \text{ V}$	V
Voltage Gain			200		V/mV
Output Sink Current	$V_C = 1.0$	40	50		mA
Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
Saturation Voltage	$I_{SINK} = 5 \text{ mA}$		0.1	0.5	V
	$I_{SINK} = 20 \text{ mA}$			1.0	V
	$I_{SINK} = 50 \text{ mA}$		1.0	1.5	V
<b>ZENER REGULATOR</b>					
Regulator Voltage	$R_{DROP} = 470 \Omega$		7.56		V
Series Resistance			10.5	15	Ω
Temperature Stability			+1		mV/°C
TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	6	mA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W junction to ambient for package 22 and 16 or a thermal resistance of 187°C/W junction to ambient for package 20.

Note 2: Hysteresis is the sum  $+V_{TH} - I - V_{TH}$ , offset voltage is their difference. See test circuit.

Note 3:  $V_{OH}$  is equal to  $3/4 \times V_{CC} - 1 V_{BE}$ ,  $V_{OL}$  is equal to  $1/4 \times V_{CC} - 1 V_{BE}$  therefore  $V_{OH} - V_{OL} = V_{CC}/2$ . The difference,  $V_{OH} - V_{OL}$ , and the mirror gain,  $I_2/I_3$ , are the two factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.

Note 4: Be sure when choosing the time constant  $R1 \times C1$  that  $R1$  is such that the maximum anticipated output voltage at pin 3 can be reached with  $I_3 \times R1$ . The maximum value for  $R1$  is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than 10 MΩ typically.

Note 5: Nonlinearity is defined as the deviation of  $V_{OUT}$  (pin 3) for  $f_{IN} = 5 \text{ kHz}$  from a straight line defined by the  $V_{OUT}$  @ 1 kHz and  $V_{OUT}$  @ 10 kHz,  $C1 = 1000 \text{ pF}$ ,  $R1 = 68 \text{ k}$  and  $C2 = 0.22 \text{ mF}$ .

**Applications Information (Continued)**

capacitor, then  $V_o = i_c \times R1$ , and the total conversion equation becomes:

$$V_o = V_{CC} \times f_{IN} \times C1 \times R1 \times K$$

Where K is the gain constant—typically 1.0.

The size of C2 is dependent only on the amount of ripple voltage allowable and the required response time.

**CHOOSING R1 AND C1**

There are some limitations on the choice of R1 and C1 which should be considered for optimum performance. The timing capacitor also provides internal compensation for the charge pump and should be kept larger than 100 pF for very accurate operation. Smaller values can cause an error current on R1, especially at low temperatures. Several considerations must be met when choosing R1. The output current at pin 3 is internally fixed and therefore  $V_o/R1$  must be less than or equal to this value. If R1 is too large, it can become a significant fraction of the output impedance at pin 3 which degrades linearity. Also output ripple voltage must be considered and the size of C2 is affected by R1. An expression that describes the ripple content on pin 3 for a single R1C2 combination is:

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C1}{C2} \times \left( 1 - \frac{V_{CC} \times f_{IN} \times C1}{I_2} \right) \text{ pk-pk}$$

It appears R1 can be chosen independent of ripple,

however response time, or the time it takes to stabilize at a new voltage increases as the  $I_2$  increases so a compromise between ripple, time, and linearity must be chosen carefully.

As a final consideration, the maximum attainable frequency is determined by  $V_{CC}$ , C1 and  $I_2$ :

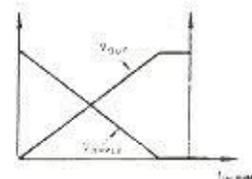
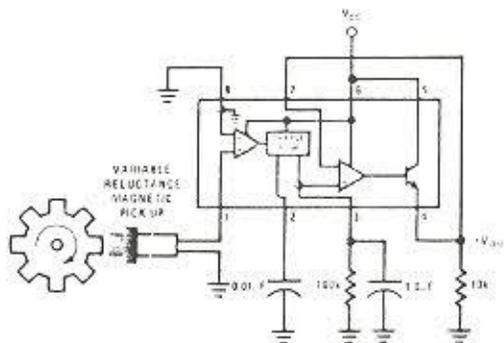
$$f_{MAX} = \frac{I_2}{C1 \times V_{CC}}$$

**USING ZENER REGULATED OPTIONS (LM2917)**

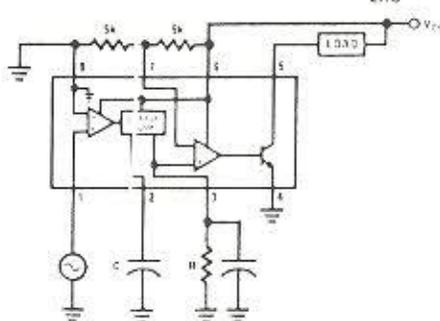
For those applications where an output voltage must be obtained independent of supply variations, the LM2917 is offered. The most consideration in choosing a dropping resistor from an unregulated supply to the device is that the zener and op amp circuitry alone require about 3 mA voltage level provided by the zener. At low voltages there must be some current flowing through the resistor above the 3 mA circuit current to the regulator. As an example, if the raw supply varies from 9 to 16V, a resistance of 470Ω will minimize output voltage variation to 160 mV. If the resistance is 400Ω or over 600Ω the zener variation will be above 200 mV for the same input variation.

**Typical Applications**

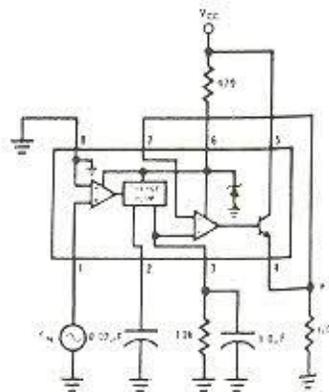
Minimum Component Tachometer



"Speed Switch" Load is Energized When  $f_{IN} \leq \frac{1}{2RC}$



Zener Regulated Frequency to Voltage Converter





## Voltage Regulators

LM78MXX Series

### LM78MXX Series 3-Terminal Positive Regulators

#### General Description

The LM78MXX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78MXX series is available in the plastic TO-202 package. This package allows these regulators to deliver over 0.5A if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

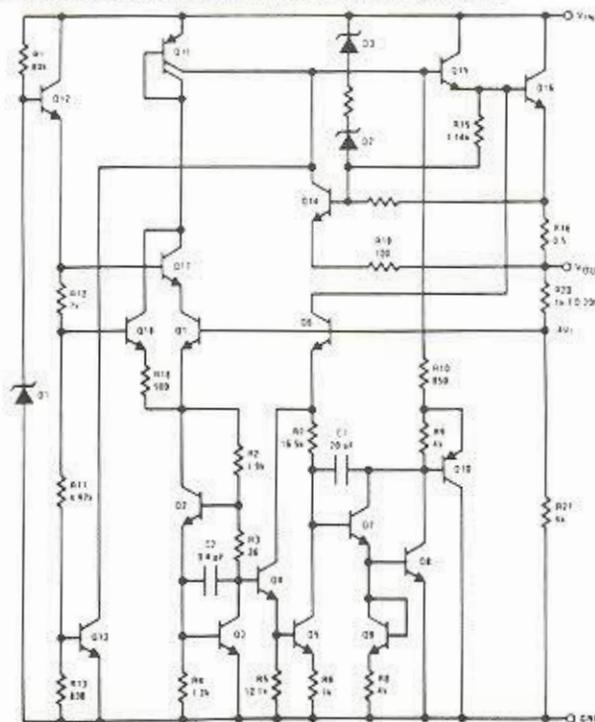
Considerable effort was expended to make the LM78MXX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

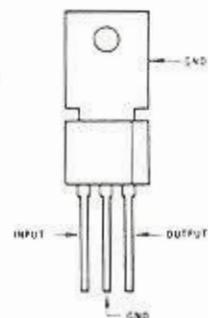
#### Features

- Output current in excess of 0.5A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in plastic TO-202 package
- Special circuitry allows start-up even if output is pulled to negative voltage ( $\pm$  supplies)

#### Schematic and Connection Diagrams



Plastic Package



Order Numbers  
LM78M05CP  
LM78M12CP  
LM78M15CP  
See Package P03A

For Tab Bend TO-202  
Order Numbers  
LM78M05CP TB  
LM78M12CP TB  
LM78M15CP TB  
See Package P03E

### Absolute Maximum Ratings

Input Voltage ( $V_O = 5V, 12V, 15V$ )	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
Maximum Junction Temperature	+125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	+230°C

### Electrical Characteristics $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $70^\circ\text{C}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ , unless otherwise noted.

OUTPUT VOLTAGE		5V			12V			15V			UNITS
INPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)		10V			19V			23V			
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_O$ Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.6	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V
	$P_D \leq 7.5\text{W}$ , $5\text{ mA} \leq I_O \leq 500\text{ mA}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V
	and $V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	$17.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 20$			$114.8 \leq V_{\text{IN}} \leq 27$			$118 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$			V
$\Delta V_O$ Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_O = 100\text{ mA}$			50			120			150	mV
	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_O = 500\text{ mA}$			100			240			300	mV
		$17.2 \leq V_{\text{IN}} \leq 25$			$114.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$			$117.6 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$			V
$\Delta V_O$ Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $5\text{ mA} \leq I_O \leq 500\text{ mA}$			100			240			300	mV
$\Delta V_O$ Long Term Stability				20			46			50	mV/1000 hrs
$I_Q$ Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		4	10		4	10		4	10	mA
$\Delta I_Q$ Quiescent Current Change	$T_J = 25^\circ\text{C}$			0.5			0.5			0.5	mA
	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 500\text{ mA}$										
	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	$17.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 25$		1	$114.8 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$		1	$118 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$		1	mA V
$V_n$ Output Noise Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $f = 10\text{ Hz} - 100\text{ kHz}$		40			75			90		$\mu\text{V}$
$\frac{\Delta V_{\text{IN}}}{\Delta V_{\text{OUT}}}$ Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$		76			71			69		V
Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_O = 500\text{ mA}$	7.2			14.5			17.6			V

**Note 1:** Thermal resistance without a heat sink for junction to case temperature is  $12^\circ\text{C}/\text{W}$  for the TO-202 package. Thermal resistance for case to ambient temperature is  $70^\circ\text{C}/\text{W}$  for the TO-202 package.



## LM79MXX Series 3-Terminal Negative Regulators

### General Description

The LM79MXX series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of -5V, -12V, and -15V. These devices need only one external component—a compensation capacitor at the output. The LM79MXX series is packaged in the TO-202 power package and TO-5 metal can and is capable of supplying 0.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

Low ground pin current of the LM79MXX series allows output voltage to be easily boosted above the preset

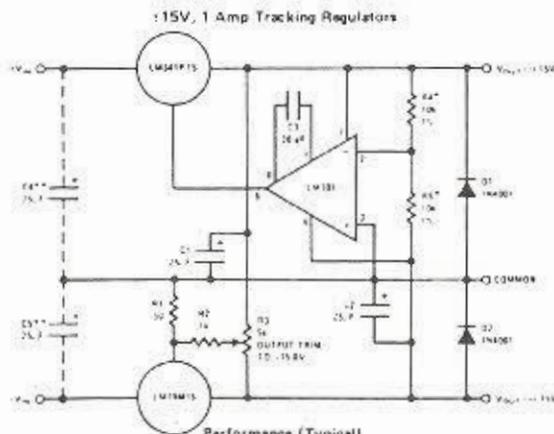
value with a resistor divider. The low quiescent current drain of these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

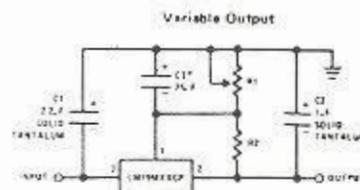
### Features

- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 0.5A output current
- 4% preset output voltage

### Typical Applications



\*Resistor tolerance of R4 and R5 determine matching of (+) and (-) outputs  
 \*\*Necessary only if raw supply filter capacitors are more than 3" from regulators

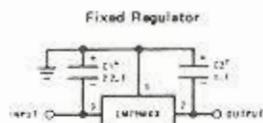


\*Improves transient response and ripple rejection  
 Do not increase beyond 50 $\mu\text{F}$ .

$$V_{OUT} = V_{SET} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

Select R2 as follows:

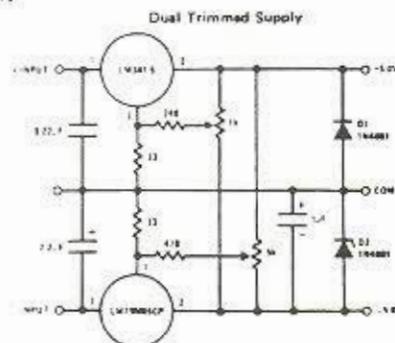
LM79M5CP	300 $\Omega$
LM79M12CP	750 $\Omega$
LM79M15CP	1k



\*Required if regulator is separated from filter capacitor by more than 3"  
 For value given, capacitor must be solid tantalum. 25 $\mu\text{F}$  aluminum electrolytic may be substituted.

† Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum. 25 $\mu\text{F}$  aluminum electrolytic may be substituted. Values given may be increased without limit.

For output capacitance in excess of 100 $\mu\text{F}$ , a high current diode from input to output (1N4001, etc.) will protect the regulator from momentary input shorts.



**Absolute Maximum Ratings**

Input Voltage	25V
( $V_O = 5V$ )	
( $V_O = 12V$ and $15V$ )	-35V
Input/Output Differential	
( $V_O = 5V$ )	25V
( $V_O = 12V$ and $15V$ )	30V
Power Dissipation	Internally Limited
Operating Junction Temperature Range	0°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	230°C

**Electrical Characteristics** Conditions unless otherwise noted:  $I_{OUT} = 350$  mA,  $C_{IN} = 2 \mu F$ ,  $C_{OUT} = 1 \mu F$ ,  $0^\circ C \leq T_j \leq +125^\circ C$

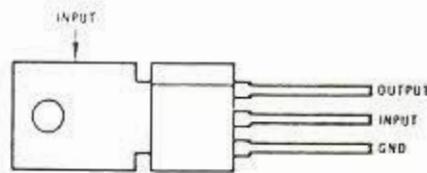
PART NUMBER		LM79M05C			LM79M12C			LM79M15C			UNITS
OUTPUT VOLTAGE		-5V			-12V			-15V			
INPUT VOLTAGE (unless otherwise specified)		-10V			-19V			-23V			
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_O$ Output Voltage	$T_j = 25^\circ C$	-4.8	-5.0	-5.2	-11.5	-12.0	-12.5	-14.4	-15.0	-15.8	V
	$5 \text{ mA} < I_{OUT} < 350 \text{ mA}$	-4.75		-5.25	-11.4		-12.6	-14.25		-15.75	V
		$(-25 < V_{IN} < -7)$				$(-27 < V_{IN} < -14.5)$			$(-30 < V_{IN} < -17.5)$		V
$\Delta V_O$ Line Regulation	$T_j = 25^\circ C$ , (Note 2)		8	50		5	80		5	80	mV
			$(-25 < V_{IN} < -7)$			$(-30 < V_{IN} < -14.5)$			$(-30 < V_{IN} < -17.5)$		V
			2	30		3	30		3	50	mV
	$(-18 < V_{IN} < -8)$			$(-25 < V_{IN} < -15)$			$(-28 < V_{IN} < -18)$			V	
$\Delta V_O$ Load Regulation	$T_j = 25^\circ C$ , (Note 2) $5 \text{ mA} < I_{OUT} < 0.5 \text{ A}$		30	100		30	240		30	240	mV
$I_Q$ Quiescent Current	$T_j = 25^\circ C$		1	2		1.5	3		1.5	3	mA
$\Delta I_Q$ Quiescent Current Change	With Line			0.4			0.4			0.4	mA
	With Load, $5 \text{ mA} < I_{OUT} < 350 \text{ mA}$										V
$V_{IN}$ Output Noise Voltage	$f_A = 25^\circ C$ , $10 \text{ Hz} < f < 100 \text{ Hz}$		750			400			400		$\mu V$
Ripple Rejection	1 - 120 Hz	54	66		54	70		54	70		dB
		$(-18 < V_{IN} < -8)$			$(-25 < V_{IN} < -15)$			$(-30 < V_{IN} < -17.5)$			V
Dropout Voltage	$T_j = 25^\circ C$ , $I_{OUT} = 0.5 \text{ A}$		1.1			1.1			1.1		V
$I_{O,MAX}$ Peak Output Current	$T_j = 25^\circ C$		800			800			800		A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$ , $0^\circ C \leq T_j \leq 100^\circ C$		0.4			-0.8			-1.0		mV/°C

**Note 1:** For calculations of junction temperature rise due to power dissipation, thermal resistance junction to ambient ( $\theta_{JA}$ ) is  $70^\circ C/W$  (no heat sink) and  $12^\circ C/W$  (infinite heat sink).

**Note 2:** Regulation is measured at a constant junction temperature by pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account.



Metal Can Package TO-5 (H)  
Order Number:  
LM79M05CH  
LM79M12CH  
LM79M15CH  
See Package H03B



FRONT VIEW

Power Package TO-202 (P)  
Order Number:  
LM79M05CP  
LM79M12CP  
LM79M15CP  
See Package P03A

CD4001M/CD4001C, CD4011M/CD4011C



**CD4001M/CD4001C Quadruple 2-Input NOR Gate**  
**CD4011M/CD4011C Quadruple 2-Input NAND Gate**

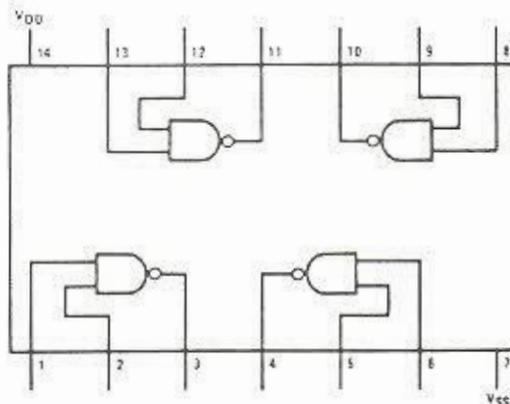
**General Description**

The CD4001M/CD4001C, CD4011M/CD4011C are monolithic complementary MOS (CMOS) quadruple two-input NOR and NAND gate integrated circuits. N- and P-channel enhancement mode transistors provide a symmetrical circuit with output swings essentially equal to the supply voltage. This results in high noise immunity over a wide supply voltage range. No DC power other than that caused by leakage current is consumed during static conditions. All inputs are protected against static discharge and latching conditions.

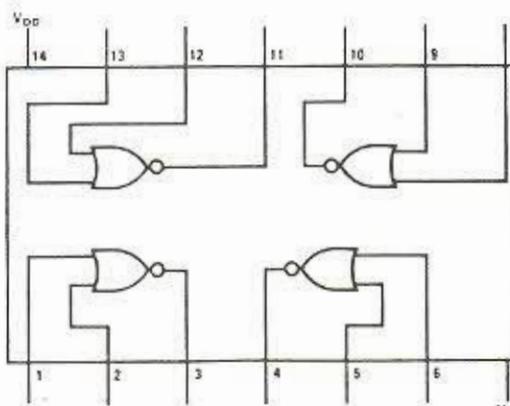
**Features**

- Wide supply voltage range                    3.0 V to 15 V
- Low power    10 nW (typ.)
- High noise immunity                            0.45 V<sub>DD</sub> (typ.)

**Connection Diagrams**



TOP VIEW



TOP VIEW

**Absolute Maximum Ratings** (Note 1)

Voltage on Any Pin	$V_{SS} - 0.3V$ to $V_{DD} + 0.3V$	Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Operating Temperature Range		Package Dissipation	500mW
CD4001M, CD4011M	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	Operating $V_{DD}$ Range	$V_{SS} + 3.0V$ to $V_{SS} + 15V$
CD4001C, CD4011C	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	$300^{\circ}C$

**DC Electrical Characteristics** — CD4001M, CD4011M

Parameter	Conditions	Limits							Units
		$-55^{\circ}C$		$25^{\circ}C$			$125^{\circ}C$		
		Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
$I_L$ Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		0.05 0.1		0.001 0.001	0.05 0.1		3.0 6.0	$\mu A$ $\mu A$
$P_D$ Quiescent Device Dissipation/Package	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		0.25 1.0		0.005 0.01	0.25 1.0		15 60	$\mu W$ $\mu W$
$V_{OL}$ Output Voltage Low Level	$V_{DD} = 5.0V, V_I = V_{DD}, I_O = 0A$ $V_{DD} = 10V, V_I = V_{DD}, I_O = 0A$		0.05 0.05		0 0	0.05 0.05		0.05 0.05	V V
$V_{OH}$ Output Voltage High Level	$V_{DD} = 5.0V, V_I = V_{SS}, I_O = 0A$ $V_{DD} = 10V, V_I = V_{SS}, I_O = 0A$	4.95 9.95		4.95 9.95	5.0 10		4.95 9.95		V V
$V_{NL}$ Noise Immunity (All Inputs)	$V_{DD} = 5.0V, V_O = 3.6V, I_O = 0A$ $V_{DD} = 10V, V_O = 7.2V, I_O = 0A$	1.5 3.0		1.5 3.0	2.25 4.5		1.4 2.9		V V
$V_{NH}$ Noise Immunity (All Inputs)	$V_{DD} = 5.0V, V_O = 0.95V, I_O = 0A$ $V_{DD} = 10V, V_O = 2.9V, I_O = 0A$	1.4 2.9		1.5 3.0	2.25 4.5		1.5 3.0		V V
$I_{DN}$ Output Drive Current N-Channel (4001)	$V_{DD} = 5.0V, V_O = 0.4V, V_I = V_{DD}$ $V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V, V_I = V_{DD}$	0.5 1.1		0.40 0.9	1.0 2.5		0.28 0.65		mA mA
$I_{DP}$ Output Drive Current P-Channel (4001)	$V_{DD} = 5.0V, V_O = 2.5V, V_I = V_{SS}$ $V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V, V_I = V_{SS}$	-0.62 -0.52		-0.5 0.5	-2.0 1.0		-0.35 -0.35		mA mA
$I_{DN}$ Output Drive Current N-Channel (4011)	$V_{DD} = 5.0V, V_O = 0.4V, V_I = V_{DD}$ $V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V, V_I = V_{DD}$	0.31 0.63		0.25 0.5	0.5 0.6		0.175 0.35		mA mA
$I_{DP}$ Output Drive Current P-Channel (4011)	$V_{DD} = 5.0V, V_O = 2.5V, V_I = V_{SS}$ $V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V, V_I = V_{SS}$	-0.31 -0.75		-0.25 -0.6	-0.5 -1.2		-0.175 -0.4		mA mA
$I_i$ Input Current					10				pA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

**AC Electrical Characteristics**  $T_A = 25^{\circ}C$ ,  $C_L = 15pF$ , and input rise and fall times = 20ns.  
Typical temperature coefficient for all values of  $V_{DD} = 0.3\%/^{\circ}C$ 

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
<b>CD4011M</b>					
$t_{PHL}$ Propagation Delay Time High to Low Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		50 25	75 40	ns ns
$t_{PLH}$ Propagation Delay Time Low to High Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		50 25	75 40	ns ns
$t_{THL}$ Transition Time High to Low Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		75 50	125 75	ns ns
$t_{TLH}$ Transition Time Low to High Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		75 40	100 60	ns ns
$C_{IN}$ Input Capacitance	Any Input		5.0		pF
<b>CD4011C</b>					
$t_{PHL}$ Propagation Delay Time High to Low Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		50 25	100 50	ns ns
$t_{PLH}$ Propagation Delay Time Low to High Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		50 25	100 50	ns ns
$t_{THL}$ Transition Time High to Low Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		75 50	150 100	ns ns
$t_{TLH}$ Transition Time Low to High Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		75 40	125 75	ns ns
$C_{IN}$ Input Capacitance	Any Input		5.0		pF



Operational Amplifiers/Buffers

LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier

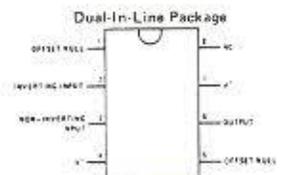
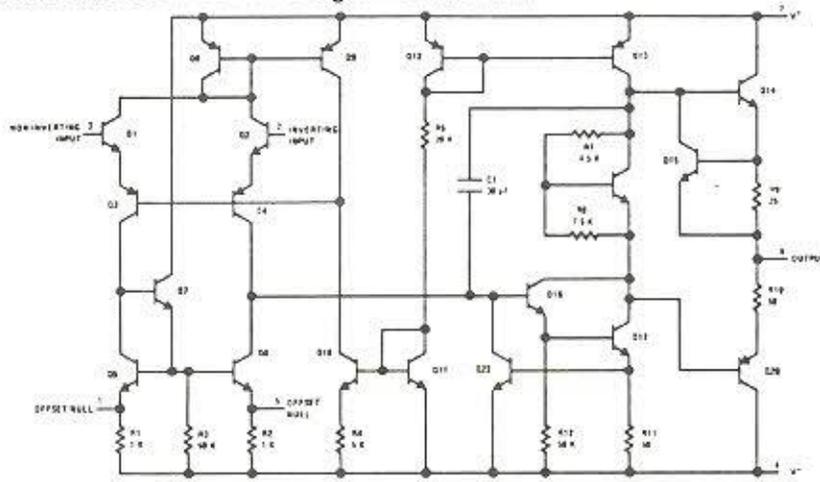
General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

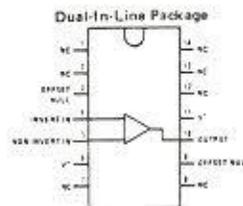
The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams (Top Views)



Order Number LM741CN or LM741EN  
See NS Package N08B  
Order Number LM741CJ  
See NS Package J08A



Order Number LM741CN-14  
See NS Package N14A  
Order Number LM741J-14, LM741AJ-14 or LM741CJ-14  
See NS Package J14A

LM741/LM741A/LM741C/LM741E

## Absolute Maximum Ratings

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

## Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$										mV
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		0.8	3.0	1.0	5.0	2.0	6.0			mV
	$R_S \leq 50\Omega$			4.0							mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$					6.0		7.5			mV
Average Input Offset Voltage Drift	$R_S \leq 50\Omega$										$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	±10			±15			±15			mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30	70	200	20	200			nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70	85	500		300			nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80	80	500	80	500			nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210		1.5		0.8			$\mu\text{A}$
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0	0.3	2.0			M $\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	0.5									M $\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$										V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13		±12	±13		V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$										V/mV
	$V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$	50									V/mV
	$V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$				50	200		20	200		V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										V/mV
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$										V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$										V
	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	±16									V
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	±15									V
	$V_S = \pm 15\text{V}$										V
	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$				±12	±14		±12	±14		V
Output Short Circuit Current	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				±10	±13		±10	±13		V
	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35		25		25			mA
Common Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							dB
Common Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										dB
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95		70	90	70	90			dB
	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$										dB

# Transistor Outlines

Package
Case/Basing

**TO-92M**  
Fig. T18

1	2	3
E	B	C
E	B	C
E	B	C
S	G	D
S	D	G

**TO-3**  
Fig. T28A

Fig. T28

**TO-78**      Fig. T12

1	Collector 1
2	Base 1
3	Emitter 1
5	Emitter 2
6	Base 2
7	Collector 2

**TO-36**  
Fig. T29

Fig. T2  
**TO-18**

1CG	1	2	3
106	E	B	C
123A*	E	B	C
126A	E	B	C
462	S	G	D
466	S	D	G

\*Collector to Case

**TO-72**  
Fig. T4

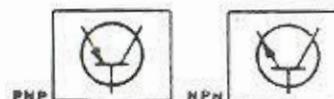
**TO-66**  
Fig. T25

# Transistors

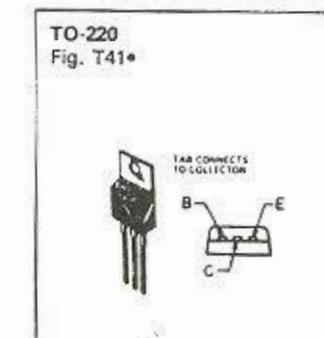
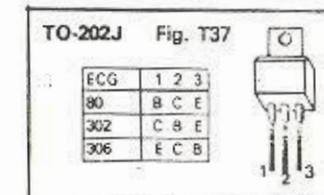
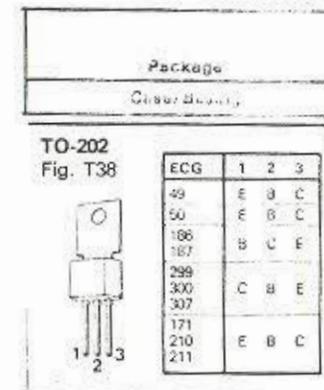
## Silicon Transistor

### Bi-Polar Types

Maximum Ratings at  $T_C = 25^\circ\text{C}$  Unless Otherwise Noted



ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV <sub>CB0</sub>	Collector To Emitter Volts BV <sub>CE0</sub>	Base to Emitter Volts BV <sub>EB0</sub>	Max. Collector Current I <sub>C</sub> Amps	Max. Collector Diss. P <sub>D</sub> Watts	Freq. in MHz f <sub>t</sub>	Current Gain h <sub>FE</sub>	Package	
									Case	Fig. No.
ECG48	NPN-Si, Darlington Hi Current Gen Purp Amp, Switch	60	50 (CES)	12	1	1 (T <sub>A</sub> = 25°C)	100 min	25000	TO-92M	T18
ECG49	NPN-Si, Gen Purp AF Pwr Out, Driver (Compl to ECG50)	125	100	4	2	10	150	100 typ	TO-202	T38
ECG50	PNP-Si, Gen Purp AF Pwr Amp, Driver (Compl to ECG49)	125	100	4	2	10	150	100 typ	TO-202	T38
ECG51	NPN-Si, Hi Voltage, Hi Speed Switch, t <sub>f</sub> = .7 μsec typ	700	400	9	4	75	4 min	25 typ	TO-220	T41
ECG52	NPN-Si, Hi Voltage, Hi Speed Switch, t <sub>f</sub> = 0.2 μsec typ	750	450	6	5	125	---	10 typ	TO-3	T28
ECG79	NPN-Si, RF PO, CB, 27 MHz	36	18	4	2	10	---	5 min	TO-202M	T39
ECG80	NPN-Si, HV Sw, Horiz Driver	700	300	12	1	8 (T <sub>C</sub> = 25°C) 1 (T <sub>A</sub> = 25°C)	13	50 typ	TO-202J	T37
ECG81	Dual NPN-Si, Switch, DC to VHF Amp	75	40	6	.6	2 total (T <sub>C</sub> = 25°C) .6 total (T <sub>A</sub> = 25°C)	250 min	100 min	TO-78	T12
ECG53	NPN-Si, Hi Voltage, Hi Speed Switch, t <sub>f</sub> = 0.7 μsec typ	850	400	9	15	175	6 min	12 typ	TO-3	T28
ECG54 ECG54MP*	NPN-Si, AF Power Amp (Compl to ECG55)	150	150	5	8	50	70	100 typ	TO-220	T41
ECG55 ECG55MCP	PNP-Si, AF Power Amp (Compl to ECG54) Matched Compl Pair - Contains one each of ECG54 (NPN) and ECG55 (PNP)	150	150	5	8	50	85	100 typ	TO-220	T41



## Transistors (cont'd) (Maximum Ratings at $T_C = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Noted)

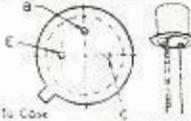
## Silicon Transistor

ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts $BV_{CBO}$	Collector To Emitter Volts $BV_{CEO}$	Base to Emitter Volts $BV_{EBO}$	Max. Collector Current $I_C$ Amps	Max. Collector Diss. $P_D$ Watts	Freq. in MHz $f_t$	Current Gain $h_{FE}$	Package	
									Case	Fig. No.
ECG123	NPN-Si, AF Preamp, Driver Video Amp, Sync Sep	60	30	5	.8	.800 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	250	150 typ	TO-39	T6
ECG123A	NPN-Si, AF/RF Amp, Sw	75	40	6	.8	.500 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	300	200 typ	TO-18	T2
ECG123AP	NPN-Si, AF/RF Amp, Driver (Compl to ECG159)	75	40	6	.6	.500 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	300	200 typ	TO-92	T16
ECG158	PNP-Ge, AF Pwr Amp	32	32	10	1	1.6	1.5	50 typ	TO-18	T1
ECG159	PNP-Si, AF Preamp, Driver, Sw (Compl to ECG123AP)	80	80	5	1	.600 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	200	180 typ	TO-92	T15
ECG159MCP	Matched Compl Pair - Contains one each ECG123AP (NPN) and ECG159 (PNP)									
ECG160	PNP-Ge, RF/IF Amp, Osc, Mix	30	20 (CES)	0.5	10 mA	.200 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	400	20 typ	TO-72	T4
ECG199	NPN-Si, Lo Noise Hi Gain Preamp	70	50	5	.1	.360 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	90 min	400	TO-92	T16*
ECG210	NPN-Si, AF Output, Sw (Compl to ECG211)	90	75	5	1	6.25 ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ ) 1.33 ( $T_A = 50^\circ\text{C}$ )	200	120 min	TO-202	T38
ECG211	PNP-Si, AF Output, Sw (Compl to ECG210)	90	75	5	1	6.25 ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ ) 1.33 ( $T_A = 50^\circ\text{C}$ )	200	120 min	TO-202	T38
ECG213	PNP-Ge, Hi Current/Pwr	75	65	40	30	170	.270	50 typ	TO-18	T29
ECG218	PNP-Si, AF Pwr Output	90	80	7	3	25	3 min	20 min	TO-18	T25
ECG386	NPN-Si, HV Hi Speed Sw	800	500	6	20	175	---	30 typ	TO-3	T28
ECG387 ECG387MP*	NPN-Si, Pwr Amp, Sw	180	150	6	50	250	30 min	70 typ	TO-3	T28
ECG388	NPN-Si, Hi Pwr AF Amp (Compl to ECG68)	400	250	5	16	250	4 min	30 typ	TO-3	T28

Package

Case/basing

TO-18  
Fig. T28



Collector Tied to Case

TO-92\*  
Fig. T15



ECG	1	2	3
194	E	B	C
199	E	C	B
229	B	C	E
232	E	B	C
46	C	B	E
47	E	C	B
61	E	C	B
62	E	C	B
63	E	C	B
64	E	C	B
65	E	C	B
66	E	C	B
67	E	C	B
68	E	C	B
69	E	C	B
70	E	C	B
71	E	C	B
72	E	C	B
73	E	C	B
74	E	C	B
75	E	C	B
76	E	C	B
77	E	C	B
78	E	C	B
79	E	C	B
80	E	C	B
81	E	C	B
82	E	C	B
83	E	C	B
84	E	C	B
85	E	C	B
86	E	C	B
87	E	C	B
88	E	C	B
89	E	C	B
90	E	C	B
91	E	C	B
92	E	C	B
93	E	C	B
94	E	C	B
95	E	C	B
96	E	C	B
97	E	C	B
98	E	C	B
99	E	C	B
100	E	C	B
101	E	C	B
102	E	C	B
103	E	C	B
104	E	C	B
105	E	C	B
106	E	C	B
107	E	C	B
108	E	C	B
109	E	C	B
110	E	C	B
111	E	C	B
112	E	C	B
113	E	C	B
114	E	C	B
115	E	C	B
116	E	C	B
117	E	C	B
118	E	C	B
119	E	C	B
120	E	C	B
121	E	C	B
122	E	C	B
123	E	C	B
124	E	C	B
125	E	C	B
126	E	C	B
127	E	C	B
128	E	C	B
129	E	C	B
130	E	C	B
131	E	C	B
132	E	C	B
133	E	C	B
134	E	C	B
135	E	C	B
136	E	C	B
137	E	C	B
138	E	C	B
139	E	C	B
140	E	C	B
141	E	C	B
142	E	C	B
143	E	C	B
144	E	C	B
145	E	C	B
146	E	C	B
147	E	C	B
148	E	C	B
149	E	C	B
150	E	C	B
151	E	C	B
152	E	C	B
153	E	C	B
154	E	C	B
155	E	C	B
156	E	C	B
157	E	C	B
158	E	C	B
159	E	C	B
160	E	C	B
161	E	C	B
162	E	C	B
163	E	C	B
164	E	C	B
165	E	C	B
166	E	C	B
167	E	C	B
168	E	C	B
169	E	C	B
170	E	C	B
171	E	C	B
172	E	C	B
173	E	C	B
174	E	C	B
175	E	C	B
176	E	C	B
177	E	C	B
178	E	C	B
179	E	C	B
180	E	C	B
181	E	C	B
182	E	C	B
183	E	C	B
184	E	C	B
185	E	C	B
186	E	C	B
187	E	C	B
188	E	C	B
189	E	C	B
190	E	C	B
191	E	C	B
192	E	C	B
193	E	C	B
194	E	C	B
195	E	C	B
196	E	C	B
197	E	C	B
198	E	C	B
199	E	C	B
200	E	C	B

\* TO-98 Alt. Case - Fig. T15

# Diodes and Rectifiers (General Purpose)



ECG Type	Description	Material	Peak Reverse Voltage PRV Max V	Average Rectified Forward Current I <sub>A</sub> Max	Forward Current Repetitive Peak I <sub>FRM</sub> Max	Reverse Recovery Time t <sub>rr</sub>	Forward Voltage Drop Max V <sub>F</sub>	AFC	Fast Sw	Gen Purp	Fast Recovery	Fig. No
ECG109	Gen Purp	Ge	100	200 mA	---	---	---			•		Z2
ECG110MP	Matched Diode Pair	Ge	30	100 $\mu$ A	---	---	---	•		•		Z2
ECG112	UHF Mixer	Si	5	25 mA	---	---	.5 at 60 mA					Z2
ECG113A	Common Cathode Dual Diode, Center Tap, TV Horiz	Si	100	1.5 A	---	---	0.95 V at 1 A	•		•		Z15
ECG114	Series Dual Diodes, TV Horiz	Se	20	min 1.1 mA	---	---	---	•		•		Z12
ECG115	Common Anode, Dual Diode, TV Horiz AFC	Se	20	min 1.1 mA	---	---	---	•		•		Z12
ECG116	Gen Purp Rect	Si	600	1 A	---	---	0.8 V at 1 A			•		Z3
ECG117A	Gen Purp Rect, Metal Case	Si	1000	1.5 A	---	---	0.9 V			•		Z10
ECG120	Color TV Convrg Rect	Se	18	65 mA	---	---	---			•		Z17
ECG125	Gen Purp Rect	Si	1000	2.5 A @ 25°C Lead Temp	---	---	0.8 V at 1 A			•		Z3
ECG156	Gen Purp Rect	Si	1000	3 A	---	---	1.1 V at 1.5 A			•		Z6
ECG173BP	TV Damper	Si	5000	600 mA	8 A	4 $\mu$ s	4.4 V at 500 mA					Z16
ECG177	Fast Sw, Det, etc.	Si	200	160 mA	250 mA	50 ns	1.0 V at 100 mA		•			Z4
ECG178MP	Matched Diode Pair, AFC, AFT, etc.	Si	50	75 mA	100 mA	---	1.0 V at 5 mA	•				Z5
ECG506	Sw, Fast Recovery, Bst Damper, Blanking	Si	1400	2 A	3.5 A	500 ns	1.0 V at 1 A		•		•	Z6
ECG507	Gen Purp Rect, Gating, Centering	Si	50	250 mA	---	3 $\mu$ s	1.0 V at 1 A			•		Z6
ECG515	Sw, Fast Recovery, SCR Duff Clear	Si	800	3 A	9 A	1.3 $\mu$ s	1.3 V at 4 A		•		•	Z8
ECG519	Fast Sw Diode	Si	100 (BRV)	200 mA	450 mA	4 ns	1.0 V at 10 mA		•			Z4
ECG525	Sw, Fast Recovery, Damper	Si	2000	1 A	---	500 ns (Fwd Rec)	2 V at 2 A		•		•	Z6
ECG551	Sw, Fast Recovery, Damper, Metal Case	Si	1500	1 A	---	1 $\mu$ s	1.5 V at 2 A		•		•	Z9
ECG552	Gen Purp Rect, Fast Recovery	Si	600	1 A	---	200 ns	1.5 V at 250 mA		•	•	•	Z3
ECG558	Gen Purp Rect, Fast Recovery, HV	Si	1500	1 A	---	250 ns	1.2		•	•	•	Z6

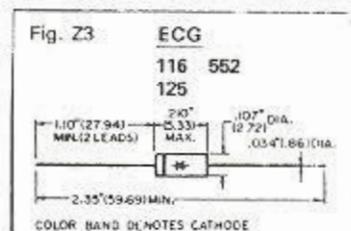
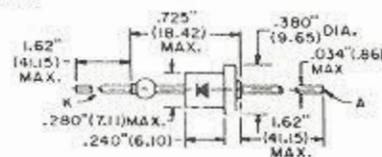


Fig. Z8 ECG515

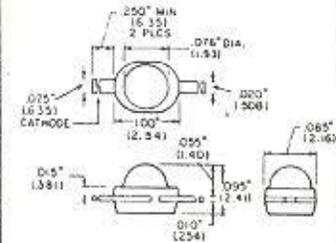


## Discrete LED Indicators

ECG Type	Description/Application	Viewed Color	Forward Voltage V <sub>F</sub> (V)	Reverse Voltage V <sub>R</sub> (V)	Max DC Forward Current I <sub>F</sub> (mA)	Maximum Power Diss. P <sub>D</sub> (mW)	Typical Viewing Angle Degrees	Typical Luminous Intensity MCD	Qty Per Pkg	Fig. No.
ECG3000	Indicator Lights, Diagnostic and Panel Displays, Printed Circuit Board Indicators, Miniature Low Profile Package	Clear Red	1.65	5.0	40	80	80	1.4	4	P1
ECG3001		Flooded Red	1.65	5.0	40	80	80	1.0	4	P1
ECG3002		Clear Yellow	2.10	5.0	35	105	80	1.0	2	P1
ECG3003		Clear Green	2.20	5.0	35	105	80	1.0	2	P1

Fig. P1

ECG3000 - Red  
 ECG3001 - Red  
 ECG3002 - Yel  
 ECG3003 - Grn



# Silicon Controlled Rectifiers (SCR)

## Phase Control - SCR



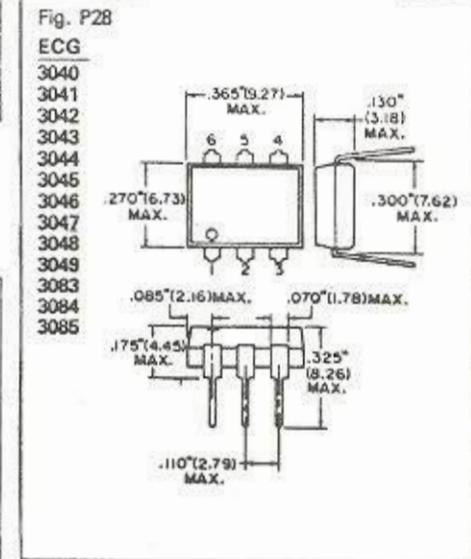
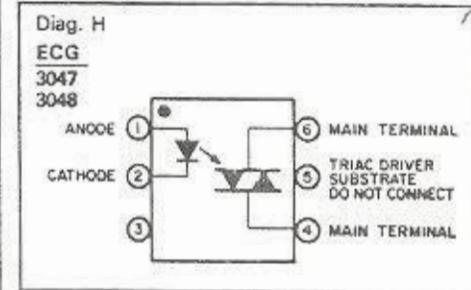
VDRM DC or PK Volts	IT Max Forward Current (Amps)											
	IT RMS - All Conduction Angles						IT Ave - Conduction Angle = 180°					
	.8 A RMS	3 A RMS	4 A RMS			5 A RMS	*7 A RMS	8 A RMS				
.5 A Av.	1.9 A Av.	2.5 A Av.			3.2 A Av.	4.3 A Av.	5.1 A Av.					
30	ECG5400		ECG5411	ECG5421	ECG5431	ECG5452						
50						ECG5453	ECG5470			ECG5442	ECG5481	
60	ECG5401		ECG5412	ECG5422	ECG5432							
100	ECG5402		ECG5413	ECG5423	ECG5433	ECG5454	ECG5471				ECG5482	
200	ECG5404	ECG5408	ECG5414			ECG5455	ECG5472	ECG5511	ECG5427		ECG5444	ECG5483
400	ECG5405	ECG5409	ECG5415			ECG5457	ECG5474	ECG5512	ECG5428	ECG5437	ECG5446	ECG5485
600	ECG5406	ECG5410	ECG5416				ECG5476	ECG5513	ECG5429	ECG5438	ECG5448	ECG5487
IGT Min	200 $\mu$ A #	10 mA	200 $\mu$ A #	200 $\mu$ A #	500 $\mu$ A #	200 $\mu$ A #	10 mA	15 mA	15 mA	200 $\mu$ A #	30 mA	20 mA
VGT Max (V)	0.8	1.5	1.0	1.0	1.0	0.8	1.5	2.0	1.5	1.5	1.5	1.5
ISurge (A)	6.0	30	25	30	20	20	100	60	100	100	80	100
IHold Min (mA)	5.0	20	5.0	3.0	5.0	3.0	25	20	20	6.0	40	25
VGFM (V)	8.0	10	6.0	6.0	6.0	6.0	6.0	10	6.0	5.0	6.0	10
VGRM (V)	8.0	10	6.0	6.0	6.0	6.0	6.0	5.0	6.0	5.0	6.0	10
VF on (V) Max	1.7	1.6	2.0	2.2	2.6	2.2	2.0	2.8	2.6	2.0	1.5	1.3
PG Av (W)	.01	0.3	0.1	0.1	0.1	0.1	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
Operating Temp. Tj °C	-65 to +125	-40 to +125	-40 to +110				-40 to +110		-65 to +100	-40 to +110		-40 to +100
dv/dt (Typ) V/ $\mu$ sec	300	30	10			50	200	100	10	50	50	
Fig. No.	Z36	Z35	Z38	Z39		Z40	Z48	Z42	Z35	Z41	Z39	Z48
Package	TO-92	TO-5M	TO-126	TO-127		TO-202	TO-64	TO-66	TO-5M	TO-220	TO-127	TO-64

# Optoisolators

Phototransistors		Total Device Ratings			LED Max Ratings		Phototransistor Ratings				Ckt. Diag.	Fig. No.
ECG Type	Output Configuration	Isolation Voltage V <sub>iso</sub> Surge (V)	Total Power P <sub>t</sub> (mW)	DC Current Transfer Ratio % *	Forward Current I <sub>F</sub> (mA)	Reverse Voltage V <sub>R</sub> (V)	Collector to Base Voltage BV <sub>CB0</sub> (V)	Collector to Emitter Voltage BV <sub>CEO</sub> (V)	Collector Current I <sub>c</sub> (mA)	Typ Freq KHz		
ECG3040	NPN Transistor	7500	250	20	80	3	70	30	3.5 Typ	300	A	P28
ECG3041	NPN Transistor	7500	250	100	60	6	70	30	100 Max	150	A	
ECG3042	NPN Transistor	7500	250	20	60	3	70	30	50 Max	150	A	
ECG3043	NPN Transistor	3550	260	70	80	3	70	80	50 Max	100	A	
ECG3044	NPN Darlington	7500	300	300	80	3	--	80	150 Max	75	B	
ECG3045	NPN Darlington	7500	300	500	80	3	--	80	150 Max	75	B	
ECG3081	NPN Transistor	6000	250	20	60	3	30	30	100	100	D	P27
ECG3082	NPN Darlington	6000	250	400	60	3	30	30	100	75	C	P28
ECG3083	NPN Darlington	7500	250	200	60	3	30	30	100	75	E	
ECG3084	NPN Darlington	7500	250	100	60	3	55	55	100	75	E	P29
ECG3086	NPN Dual Transistor	7500	400	50	60	3	30	30	30	200	F	

\* DC Current Transfer Ratio is the output transistor collector current divided by the LED forward current -  $hFE = I_c / I_F$

Photothyristors		Total Device Ratings		LED Max Ratings			Photothyristor Ratings					Ckt. Diag.	Fig. No.
ECG Type	Output Configuration	Isolation Voltage V <sub>iso</sub> Surge (V)	Power P <sub>t</sub> (mW)	Forward Current I <sub>F</sub> (mA)	Reverse Voltage V <sub>R</sub> (V)	V <sub>DRM</sub> (V)	I <sub>T</sub> RMS (mA)	I <sub>FT</sub> (mA)	V <sub>F</sub> (on) (V) 100 mA	I <sub>HOLD</sub> (mA)			
ECG3046	SCR	3550	260	60	3	400	100	14	1.3	.5	G	P28	
ECG3047	TRIAC	7500	330	50	3	250	100	10	3.0	.1	H		
ECG3048	TRIAC	7500	330	50	3	400	100	10	3.0	.1	H		
ECG3049	TRIAC with Zero Crossing Circuit	7500	330	50	3	250	100	15	3.0	.1	J		

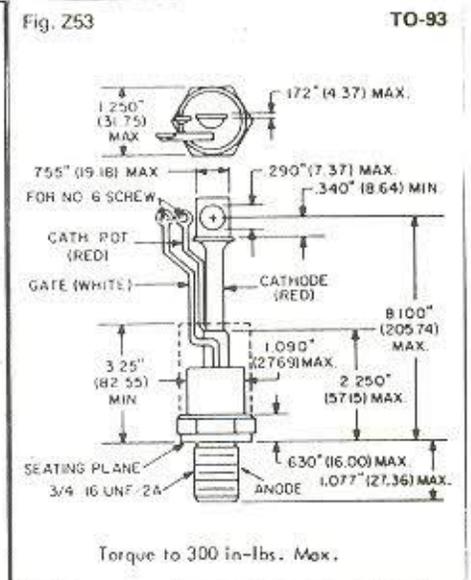
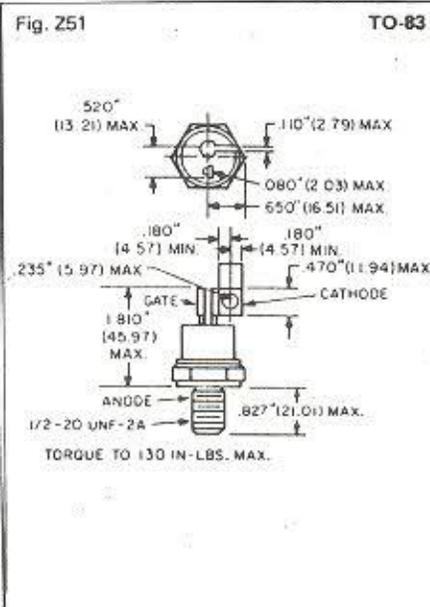
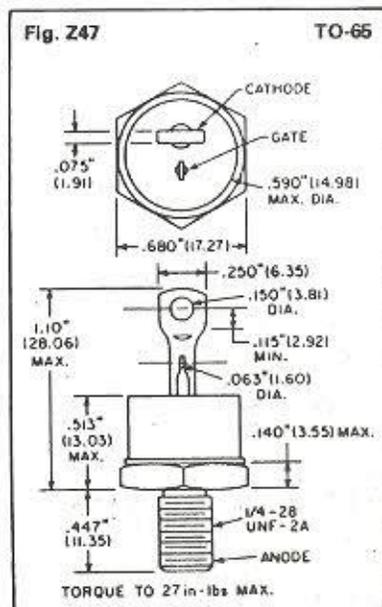




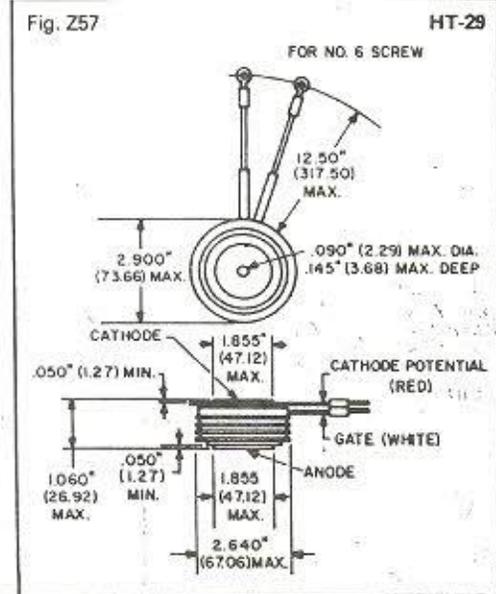
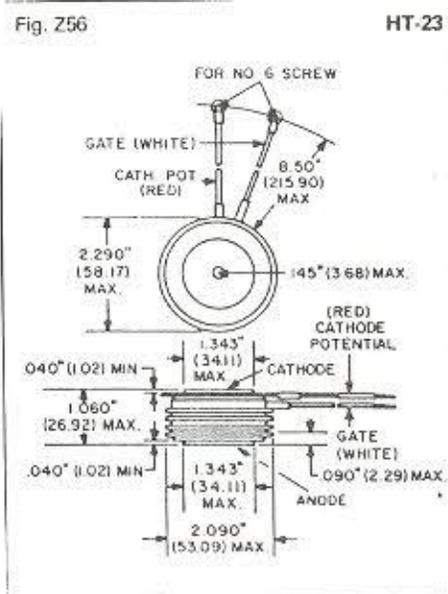
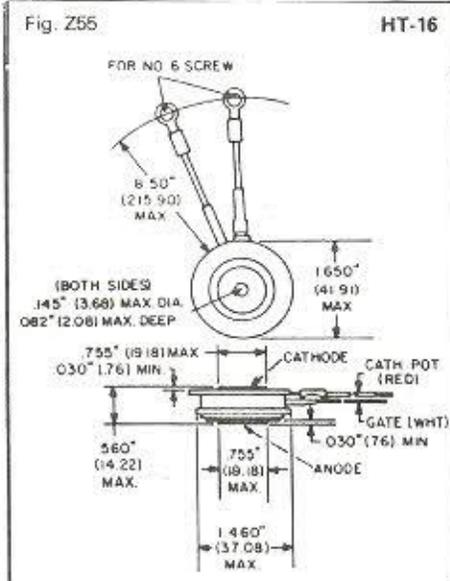
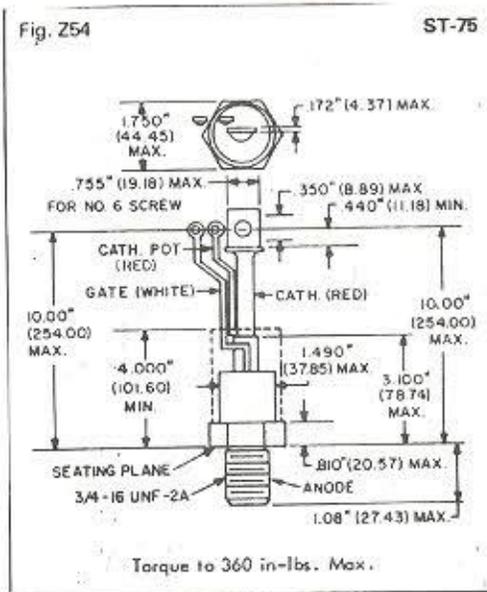
# Phase Control - SCR

V <sub>DRM</sub> DC or Pk Volts	I <sub>T</sub> RMS Max Forward Current (All Conduction Angles) (Amps)							
	80 A	125 A		275 A	470 A	550 A	850 A	1880A
200	ECG5567	ECG5570	ECG5575	ECG5580	ECG5590		ECG5594	
600	ECG5568	ECG5572	ECG5577	ECG5582	ECG5591	ECG5587	ECG5595	ECG5598
1200	ECG5569	ECG5574	ECG5579	ECG5584	ECG5592	ECG5589	ECG5596	ECG5599
I <sub>GT</sub> Min (mA)	100	100	100	150	150	150	150	200
V <sub>GT</sub> Max (V)	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0
I <sub>Surge</sub> (A)	1200	1800	1800	5500	5500	10,000	10,000	27,000
V <sub>F on</sub> Max (V)	2.5	2.2	2.2	1.5	1.5	2.0	2.0	1.7
I <sub>Hold</sub> Min (mA)	200	200	200	300	300	300	300	500
V <sub>GFM</sub> (V)	20.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0
V <sub>GRM</sub> (V)	10.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0
P <sub>G Av</sub> (W)	2.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0	3.0
dy/dt Max Volts/μsec	200	300	300	300	300	300	300	300
Non-Repetitive dj/dt Max Amps/μsec	200	800	800	800	800	800	600	800
Fig. No.	Z47	Z52	Z51	Z53	Z55	Z54	Z56	Z57
Package	TO-65	TO-94	TO-83	TO-93	HT-16	ST-75	HT-23	HT-29

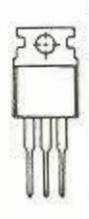
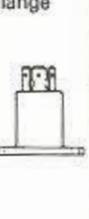
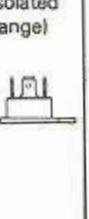
# Return Gate to Cathode through 1000 ohms minimum.

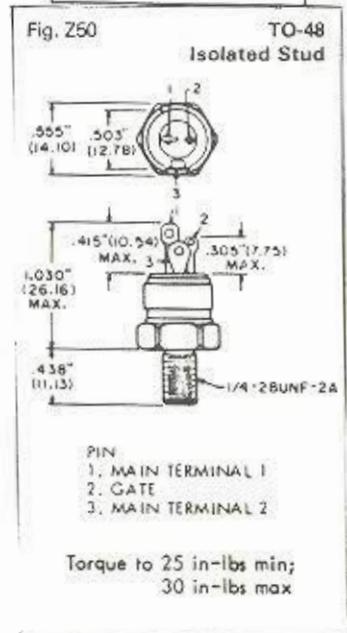
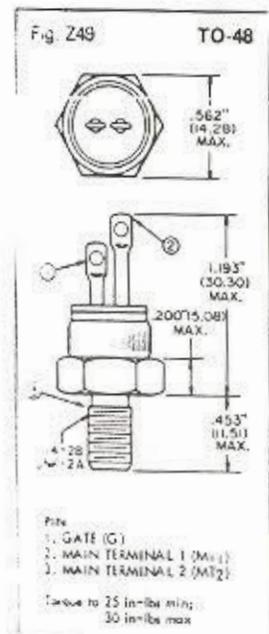


# TRIAC Outlines



# TRIACS (cont'd)

VRRM DC or Peak Volts	IRMS Max Forward Current (Amps)											
	12 A		15 A		25 A			40 A				
50					ECG5681							
100					ECG5682							
200		ECG5673	ECG56004		ECG5683			ECG5693	ECG56022		ECG5688	
400		ECG5675	ECG56006		ECG5685	ECG56014		ECG5695	ECG56024		ECG5689	
600	ECG5667A	ECG5677	ECG56008	ECG5649	ECG5687		ECG5672	ECG5697	ECG56026	ECG5679	ECG5690	
800	ECG5668A		ECG56010									
1000	ECG5669A											
IGT Min (mA) Quadrants I & III	40	50	40	50	75	75	80	50	50	50	50	
IGT Min (mA) Quadrants II & IV	100	80	75	75	100	100*	100*	80	80	50*	80	
VGT Max (V)	2.5	2.5	2.5	2.5	3.0	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	
ISurge Max (A)	120	100	150	150	225	250	250	300	300	300	300	
IHold Min (mA)	100	75	40	70	75	75	80	60	60	75	60	
Von Max (V)	2.2	1.8	1.6	1.6	1.9	1.8	1.8	2.0	2.0	1.8	2.0	
VGM (V)	---	±5.0	±10	±5.0	±5.0	±5.0	±10	±10	±10	±10	±10	
PG Av (W)	---	.5	.5	.5	.75	.5	.8	.75	.75	.8	.75	
Operating Temperature T <sub>J</sub> °C	-40 to +125	-65 to +100	-40 to +125	-40 to +100	-40 to +100	0 to +125	-40 to +110	-65 to +110	-65 to +110	-40 to +110	-40 to +110	
Operating Quadrants	I, II, III, IV	I, II, III	I, II, III	I, II, III	I, II, III, IV	I, II, III, IV	I, II, III	I, II, III, IV				
Fig. No.	Z48	Z49	Z41	Z60	Z49	Z58	Z59	Z49	Z50	Z63	Z62	
Package	TO-64 Metric	TO-48	TO-220	5/8" Swedge TO-3 (Isolated Flange)	TO-48	TO-3 Isolated Flange	3/4" Swedge TO-3 (Isolated Flange)	TO-48	TO-48 Isolated Stud	Square Pak TO-3 (Isolated Flange)	1/2" Press Fit	
												



#### 4. Diagramas de cálculo de la red RC

La compañía *RCA* propone un sistema para el cálculo de la red RC de protección, en su nota de aplicaciones AN 4745, 1971 ("Analysis and design of snubber networks for  $dv/dt$  suppression in triac circuits", por *J. E. Wojlawowicz*).

Los valores de *R* y *C* se obtienen en función de la corriente *I* en la carga (en amperes eficaces) y de la  $dv/dt$  admisible, para distintos valores de la tensión de cresta, a partir del esquema de cálculo de la figura 17-7.

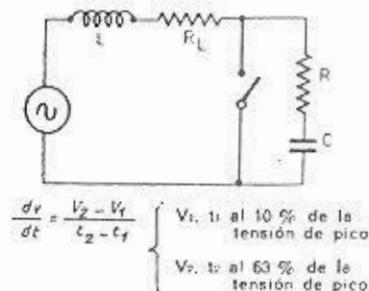


Fig. 17-7. — Esquema con las bases de cálculo de las redes de protección en  $dv/dt$  a partir de los ábacos siguientes.

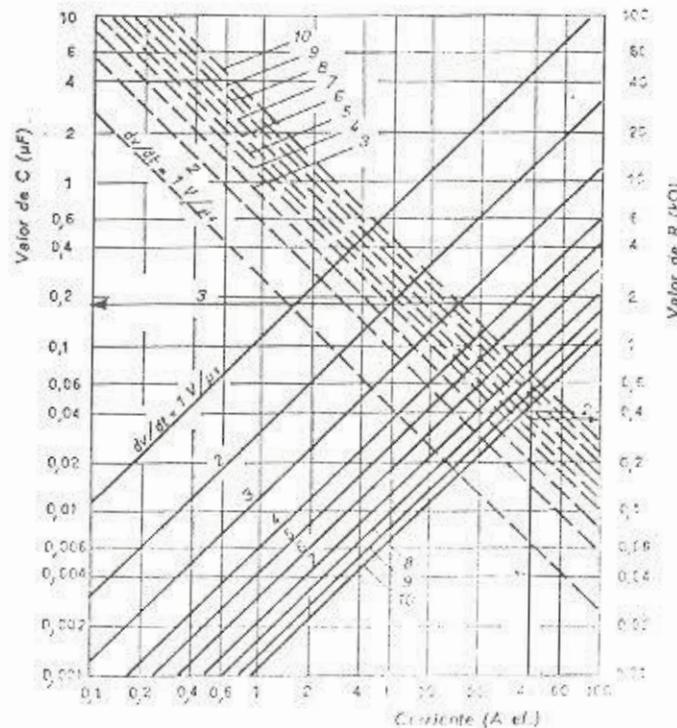


Fig. 17. — Ábaco para el cálculo de la red RC de protección contra la  $dv/dt$  para tensión de pico de 200 V (120 V de servicio).

Estos valores se han establecido para el caso más desfavorable que se pueda dar: con carga puramente inductiva, es decir, con  $\cos \varphi = 0$ . Para valores mejores del  $\cos \varphi$  la tensión de cresta se reduce en la misma proporción; por ejemplo, si a  $\cos \varphi = 0$  le corresponden 200 V de cresta, a  $\cos \varphi = 0,7$  deben corresponderle  $200 \times 0,7 = 140$  V.

Los tres ábacos de las figuras 17-8, 17-9 y 17-10 corresponden a diferentes tensiones:

- 200 V de cresta para el primero (120 V de servicio).
- 400 V de cresta para el segundo (220 V de servicio).
- 800 V de cresta para el tercero (380 V de servicio).

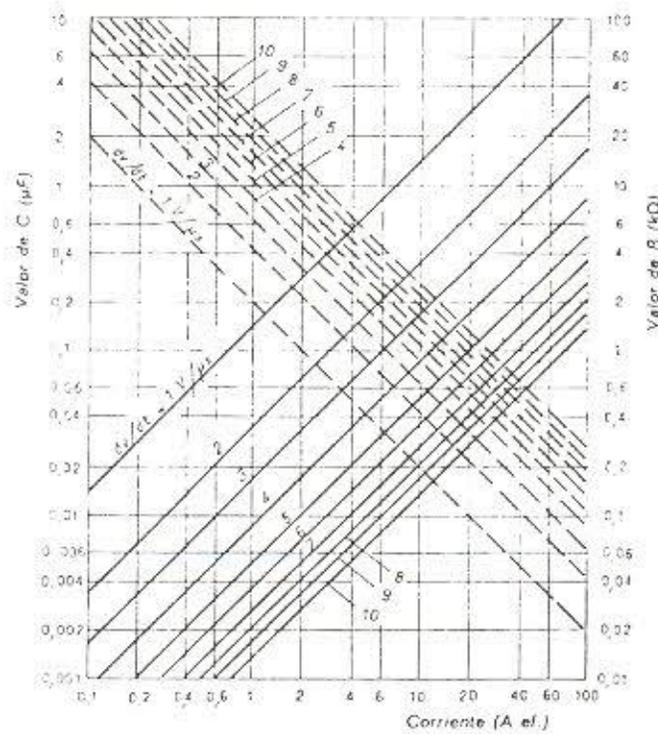


Fig. 17-9. — Ábaco para 400 V de pico (220 V de servicio).

Las rectas de trazo lleno se refieren al condensador  $C$  y las de trazo discontinuo al resistor  $R$ .

Para utilizar los ábacos, basta elegir el diagrama correspondiente a la tensión deseada y proceder como sigue:

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

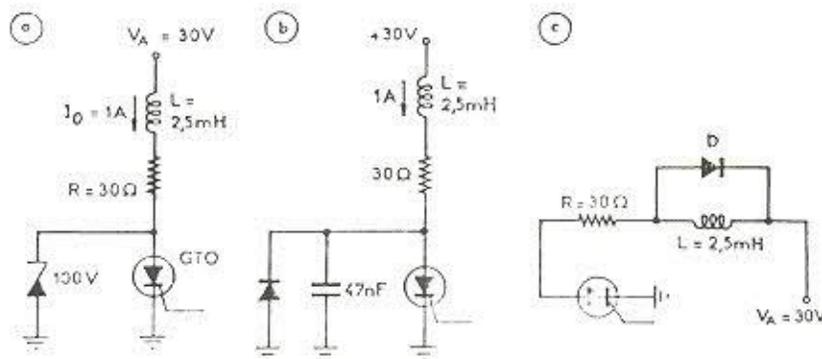


Fig. 17-11. — Protección de los GTO: por zener (a), por diodo montado en antiparalelo (b), o por diodo de recuperación en paralelo con la carga inductiva (c).

c) Anotar la intersección con la recta de  $dv/dt$  a  $limite$  discontinuo, leyendo el valor de  $R$  en ohm en la escala de la derecha.

Por ejemplo, para operación a 120 V (200 V de cresta), en el ábaco 17-8 encontramos, para  $\cos \phi = 0$ , 40 A eficaces y  $dv/dt$  admisible de 5 V/ $\mu$ s.  $C = 200$  nF y  $R = 340 \Omega$ .

## BIBLIOGRAFIA

- (1) OLADE, "Guía Técnica de Diseño preliminar, Pequeñas Centrales Hidroeléctricas", Folleto.
- (2) Marín O. Landázuri, "Guía para el estudio y diseño de mini y micro Centrales Hidroeléctricas, INECEL, 1985.
- (3) KOSOW I., Electric Machinery and Transformers, Prentice - Hall Inc., New Jersey, 1972.
- (4) RAMIREZ V. J., "Máquinas Motrices, Generadores de Energía Eléctrica" Editorial CEAC, Barcelona, 1972.
- (5) OGATA K. Modern Control, Prentice - Hall Inc., New Jersey, 1980.
- (6) SCHWARZENBACH J., GILL K., System Modelling and Control, John Wiley & Sons, Nueva York, 1978.
- (7) KUO B.C. Sistemas Automáticos de Control. Editorial Continental S.A. Barcelona, 1973.
- (8) CURTIS D.J., Process Control Instrumentation Technology. John Wiley & Sons., New York, 1982.
- (9) CREUS A., Instrumentación Industrial, Marcombo S.A., Barcelona, 1979.
- (10) ORFEVIL M., Electrothermic Industrialle, Dunot Paris, 1981.
- (11) WELLARD CH., Resistance and Resistors, Mc. Graw-Hill, New York, 1960.
- (12) LILEN H., Tiristores y Triacs, Marcombo S.A., Barcelona, 1981.
- (13) RAMSHAW R., Power Electronics, Chapman and Hall Ltd., London, 1972.

#### REFERENCIAS GENERALES.

- (14) IEEE Committe Report. "Computer representation of Excitation Systems" Vol. PASS - 87 N<sup>o</sup> 6, June 1968.
- (15) JIEE, REINOSO, V. BARAJAS, L. "Sistemas de Regulación de Velocidad de Turbinas, Modelos y Análisis, EPN, Quito. Mayo 1982.
- (16) JIEE, ANDRADE M., HOENEISEN B., "Tablero de Control de Microcentral Hidráulica, EPN. Quito, Mayo 1981.
- (17) Tesis, REINOSO V., Modelación y Simulación de los Reguladores de Velocidad en Turbinas. EPN. Quito, 1981.
- (18) Tesis, SAMANIEGO J., Sistemas de Excitación Modelos y Simulación, EPN. Quito, 1978.
- (19) Tesis, FLOR P., GONZALEZ M., USBECK D., "Diseño y Construcción de un Regulador Electro-Hidráulico de Velocidad para una Mini-Turbina Pelton con Aplicación al Laboratorio", EPN - INE. Quito, 1986.

#### CATALOGOS.

ECG Semiconductors Master Guide, 13ra. Edición, 1986.

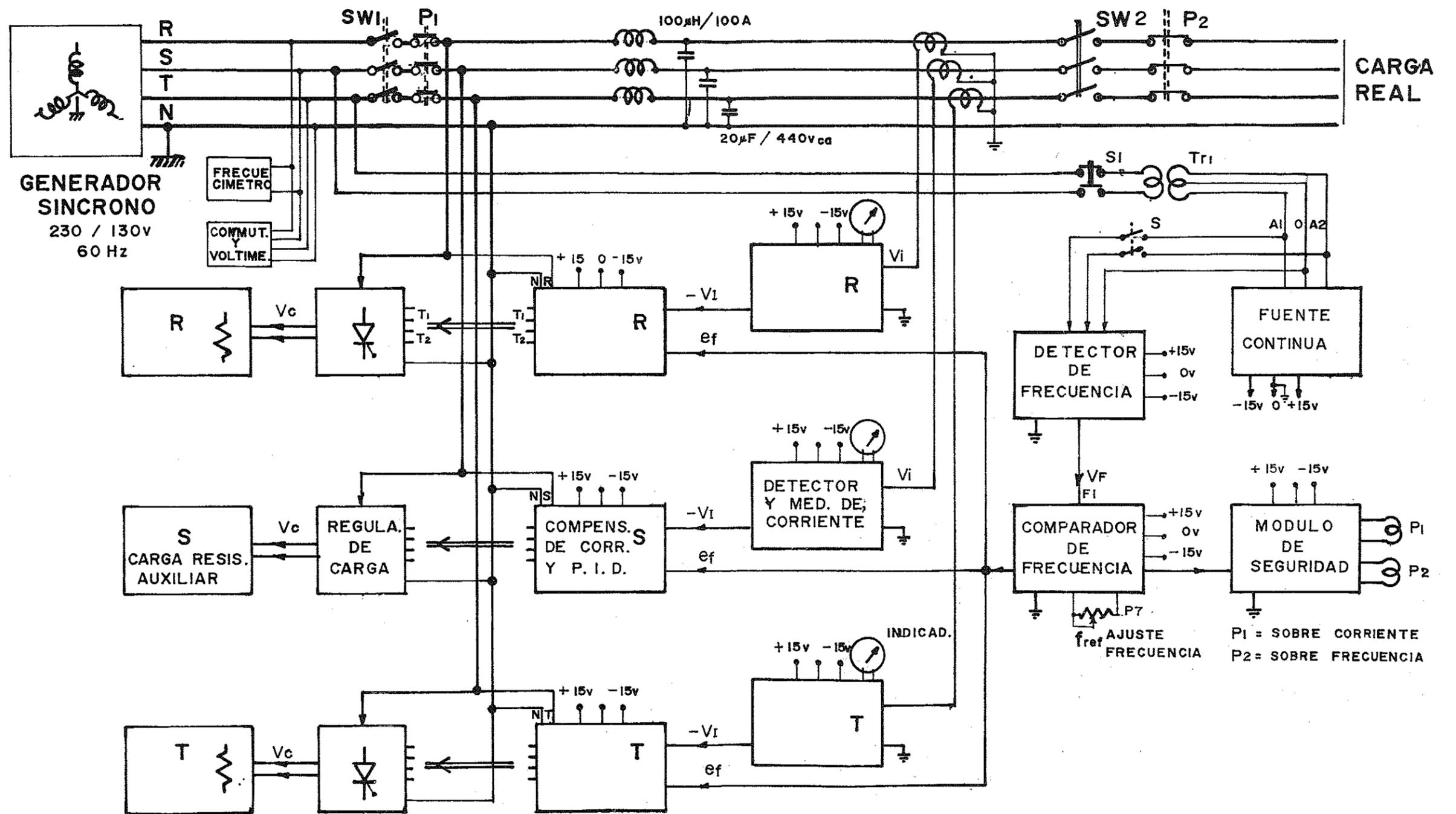
YEW Yokogawa Electric Works.

SIEMENS Aparatos Eléctricos, 1980.

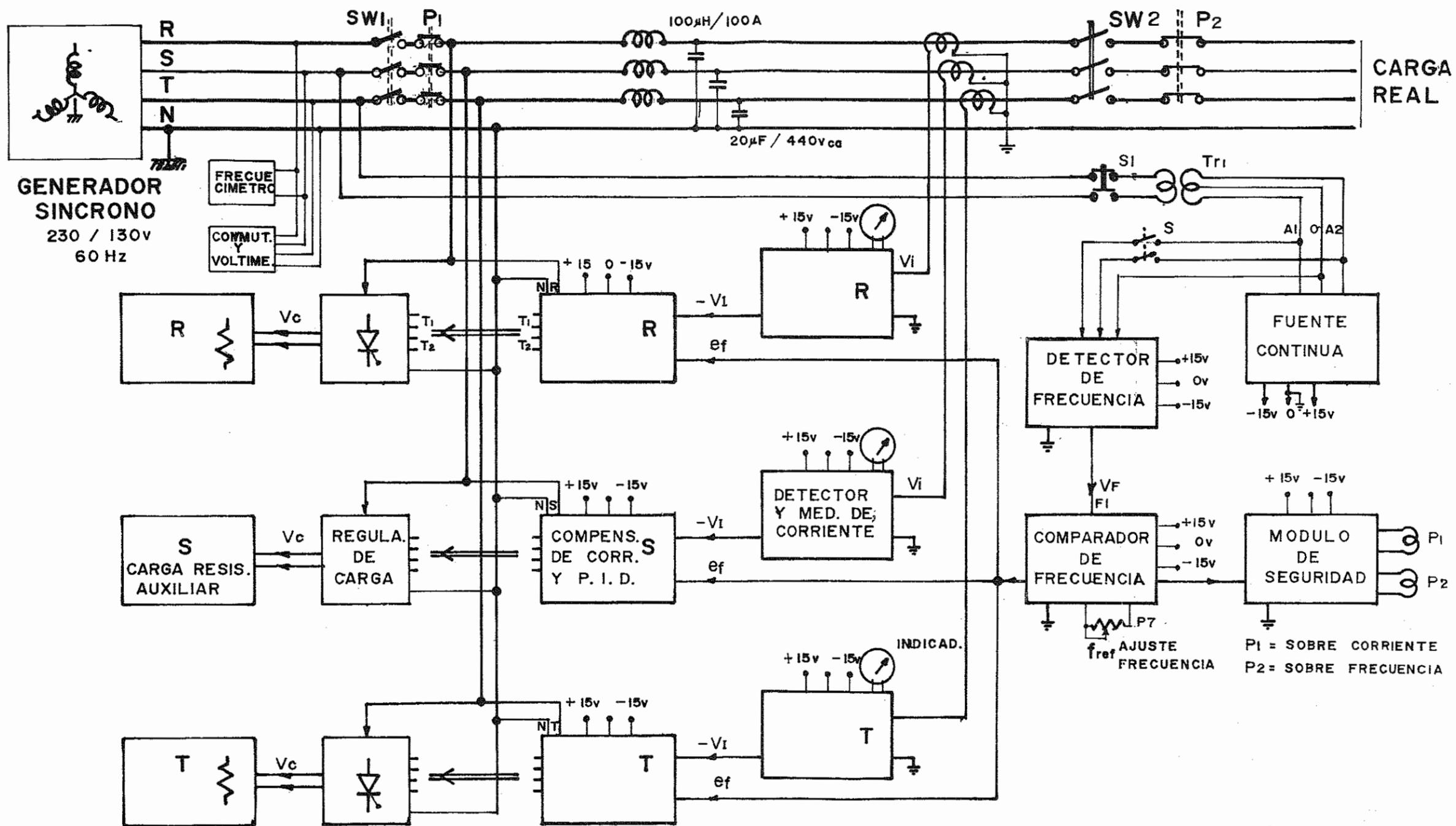
## A P E N D I C E C

### PLANOS DEL REGULADOR DE VELOCIDAD ELECTRICO - ELECTRONICO CON DISIPACION DE CARGA

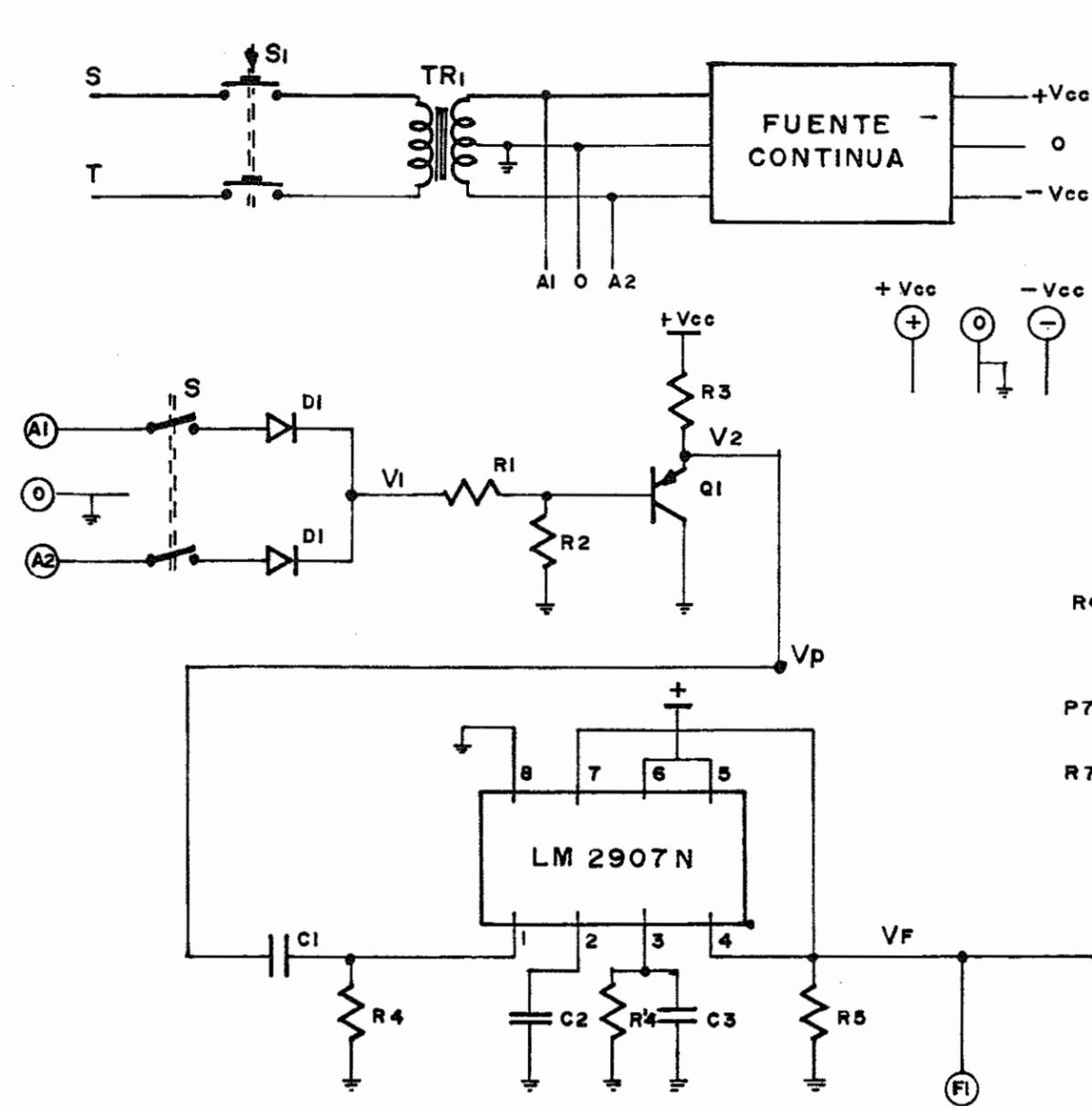
- PLANO 01 : Diagrama de bloques del Regulador de disipación de carga
- PLANO 02 : Circuito electrónico del detector, referencia y comparación de frecuencia y circuito de seguridad de sobre frecuencia.
- PLANO 03 : Circuito electrónico del detector, medidor y compensador de corriente y compensador P.D. de frecuencia. Circuito de seguridad de sobre corriente.
- PLANO 04 : Circuito electrónico de potencia o actuador y fuente de alimentación continua.
- PLANO 05 : Bastidor de Control del Regulador con Disipación de Carga.



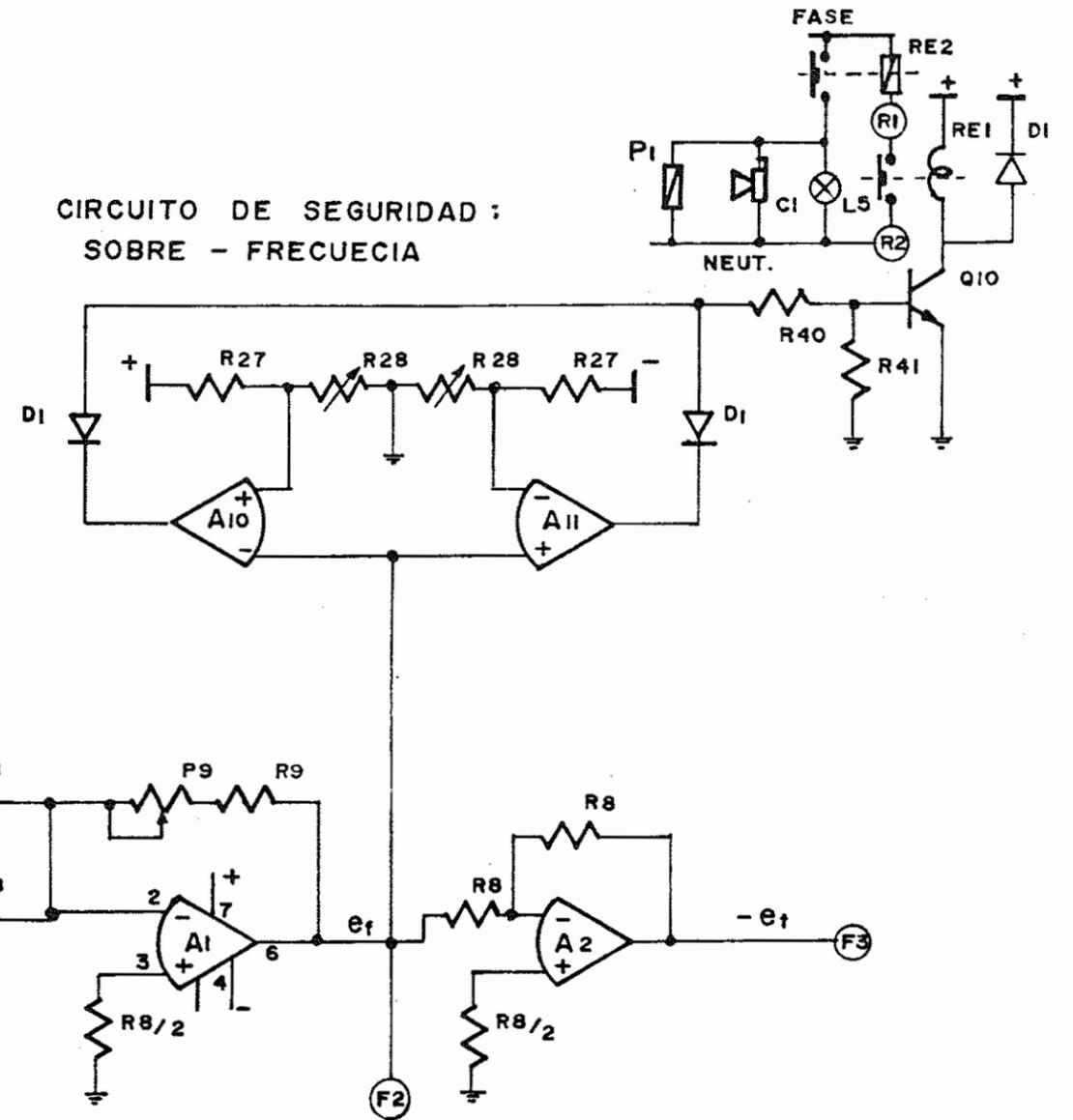
				ORGANIZACION LATINOAMERICANA DE ENERGIA QUITO _____ ECUADOR	
FECHA	MODIFICACION Y/O CORRECCION	REVISION	APROBACION	<b>PLANO DE: DIAGRAMA DE BLOQUES DEL REGULADOR DE DISIPACION DE CARGA</b>	
SECRETARIA PERMANENTE DEPARTAMENTO TECNICO PROYECTO EJECUTIVO DETALLADO				DISEÑO: Ing. BARAJAS L.	DIBUJO: VELASCO J.
				FECHA: DICIEMBRE / 88	FECHA: PLANO N° 01
				ESCALA: APROBADO:	



				ORGANIZACIÓN LATINOAMERICANA DE ENERGÍA QUITO _____ ECUADOR	
SECRETARÍA PERMANENTE DEPARTAMENTO TÉCNICO PROYECTO EJECUTIVO DETALLADO				PLANO DE: DIAGRAMA DE BLOQUES DEL REGULADOR DE DISIPACIÓN DE CARGA	
FECHA:	MODIFICACION Y/O CORRECCION:	REVISION:	APROBACION:	DISEÑO: Ing. BARAJAS L.	DIBUJO: VELASCO J.
				FECHA: DICIEMBRE / 88	REVISADO: ING. G. SANCHEZ
ESCALA:				APROBADO: ING. R. CORRIE	PLANO Nº 01

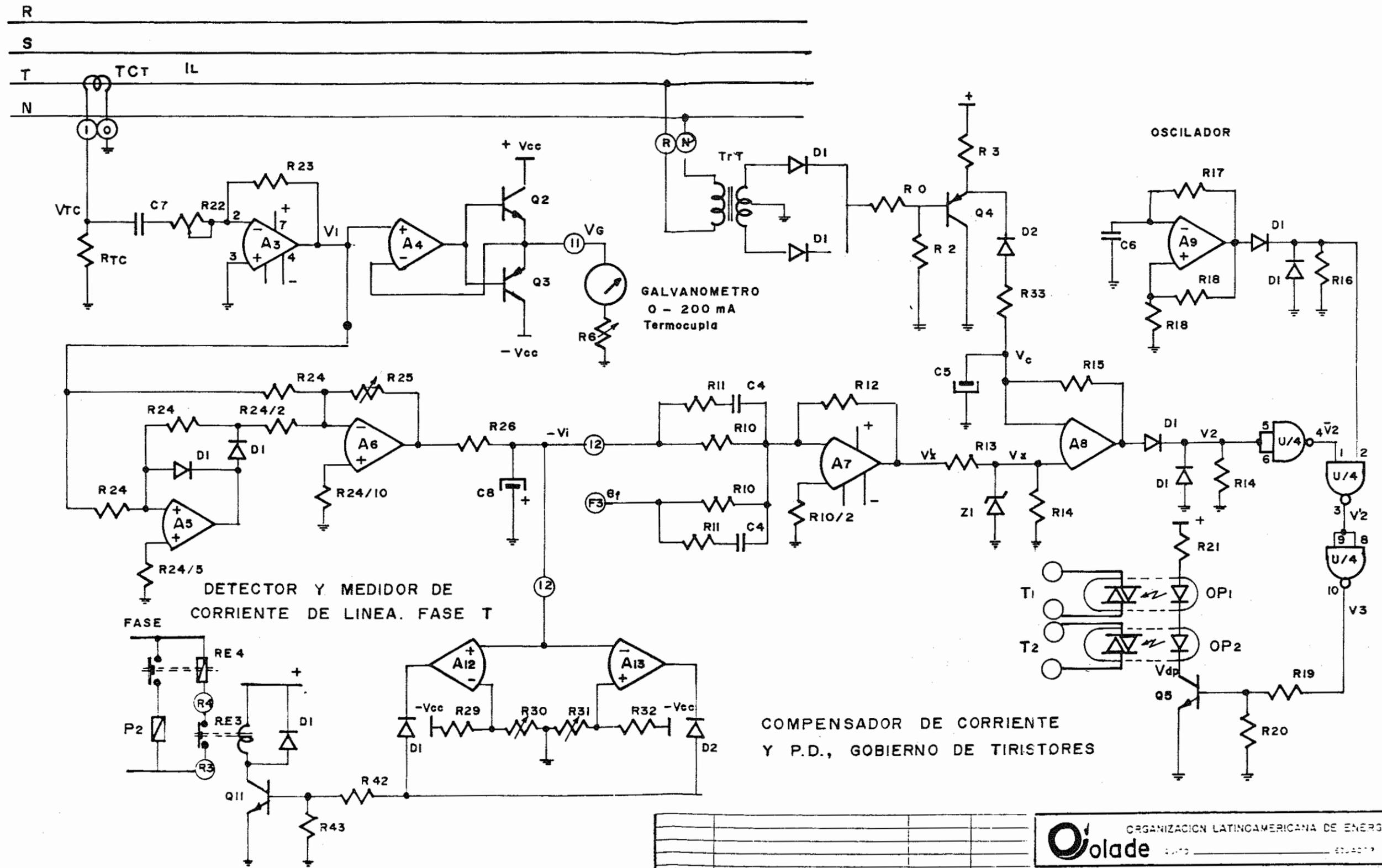


DETECTOR DE FRECUENCIA



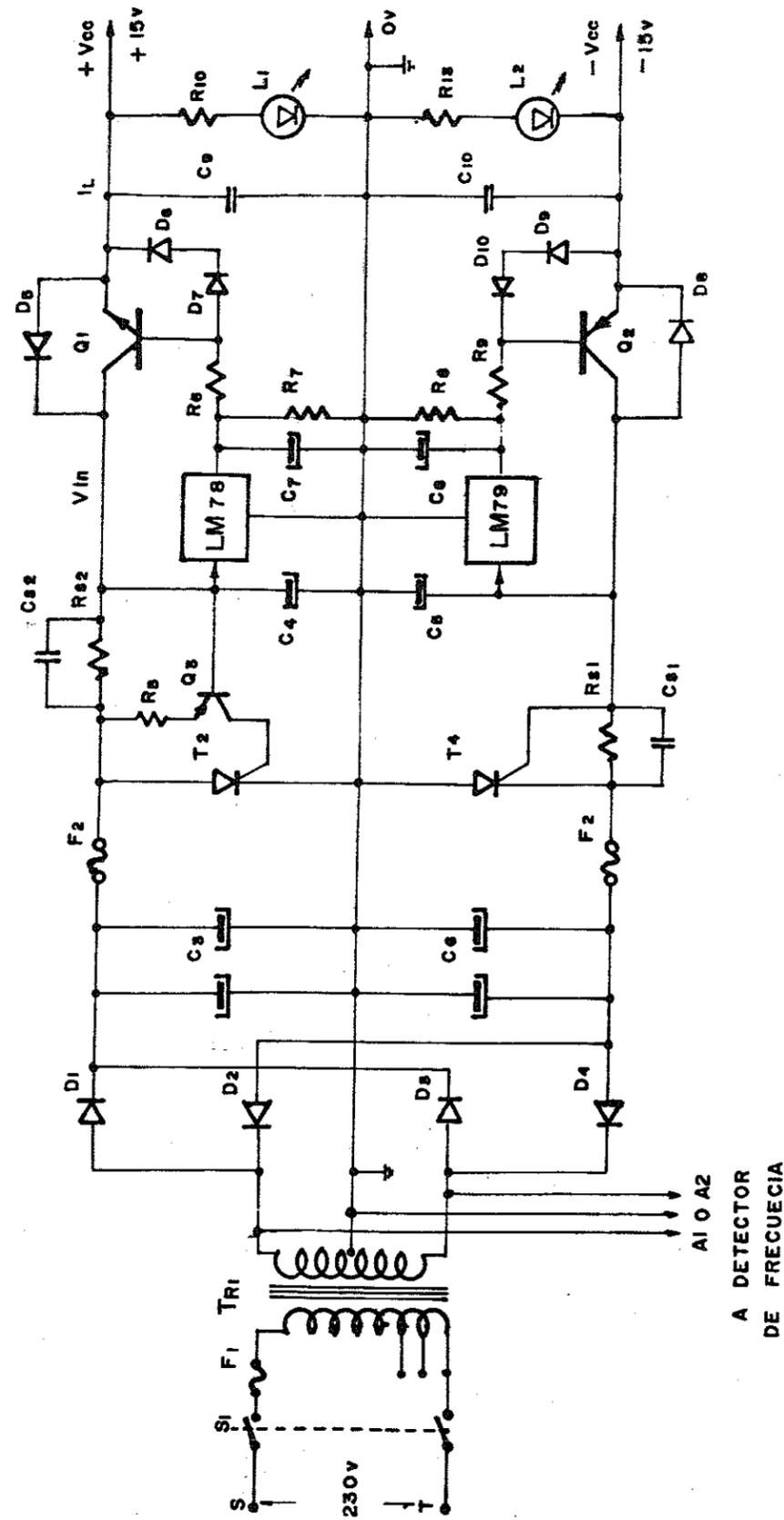
REFERENCIA Y COMPARACION DE FRECUENCIA

				ORGANIZACION LATINOAMERICANA DE ENERGIA QUITO _____ ECUADOR	
SECRETARIA PERMANENTE				PLANO DE: DETECTOR, REFERENC.Y COMPARACION DE FRECUENCIA - CIRCUITO DE SEGURIDAD	
DEPARTAMENTO TECNICO				DISEÑO: Ing. BARAJAS L.	DIBUJO: VELASCO J.
PROYECTO EJECUTIVO DETALLADO				FECHA: DICIEMBRE / 88	FECHA: ING. G. SANCHEZ
				ESCALA:	APROBADO: ING. R. CORRIE
				02	

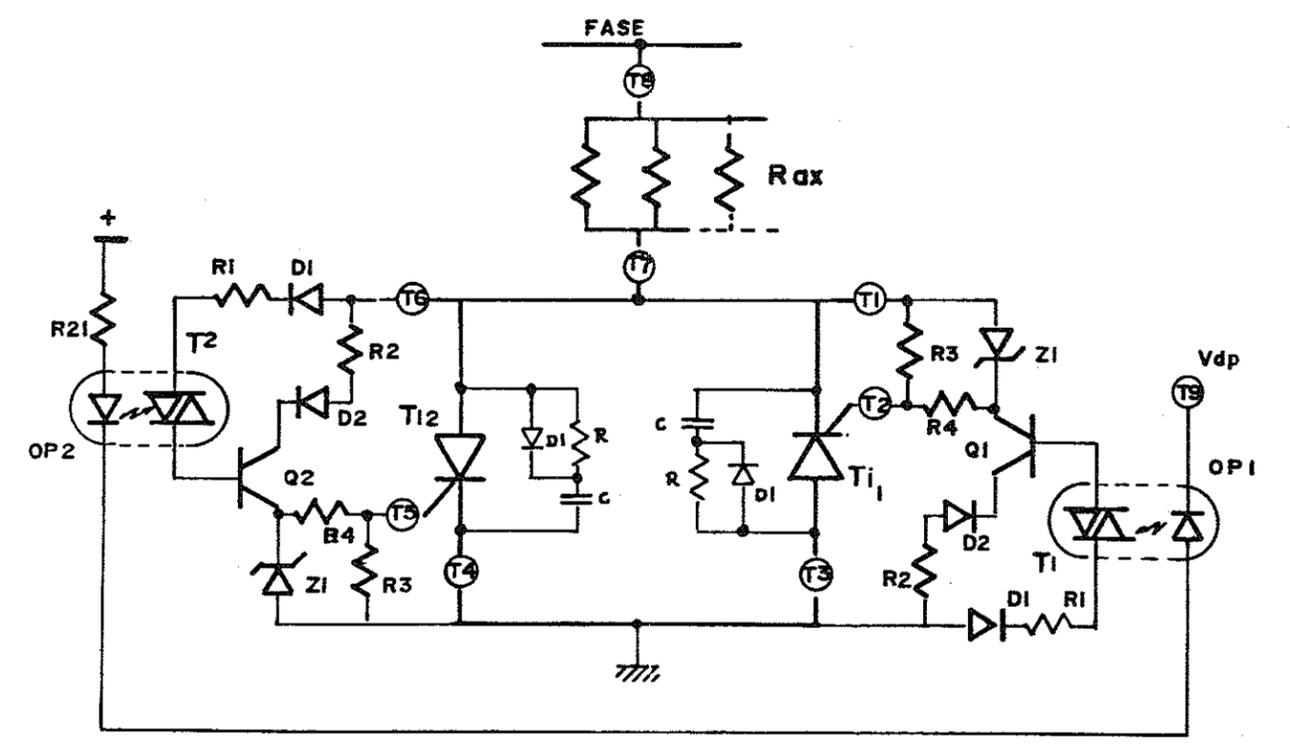


CIRCUITO DE SEGURIDAD:  
SOBRE - CORRIENTE

ORGANIZACION LATINOAMERICANA DE ENERGIA			
PLANO DE: DETECTOR Y MEDIDOR DE CORRIENTE, COMPENSADOR DE CORRI. Y P.D. - SEGURIDAD			
DISEÑO: Ing. BARAJAS L.		DIBUJO: VELASCO J.	
APROBADO: ING. G. SANCHEZ		FECHA: DICIEMBRE / 85	
SECRETARIA PERMANENTE		ESCALA:	
DEPARTAMENTO TECNICO		APROBADO: ING. R. CORRIE	
PROYECTO EJECUTIVO DETALLADO		PLANO Nº 03	

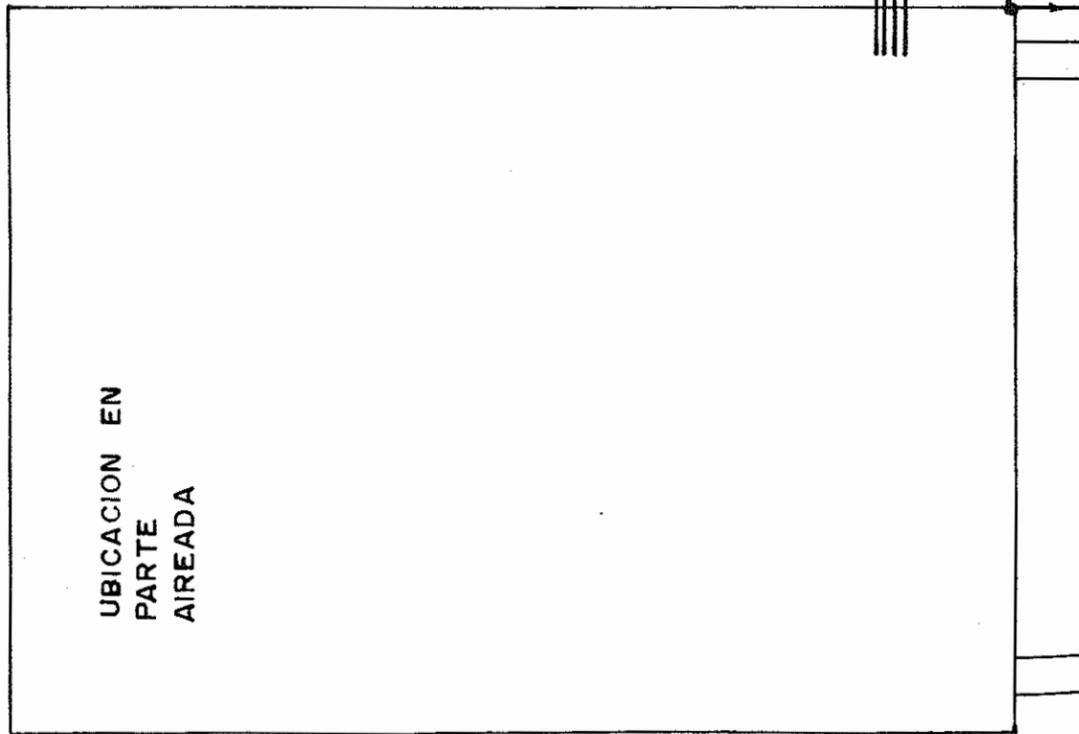


A DETECTOR  
DE FRECUENCIA

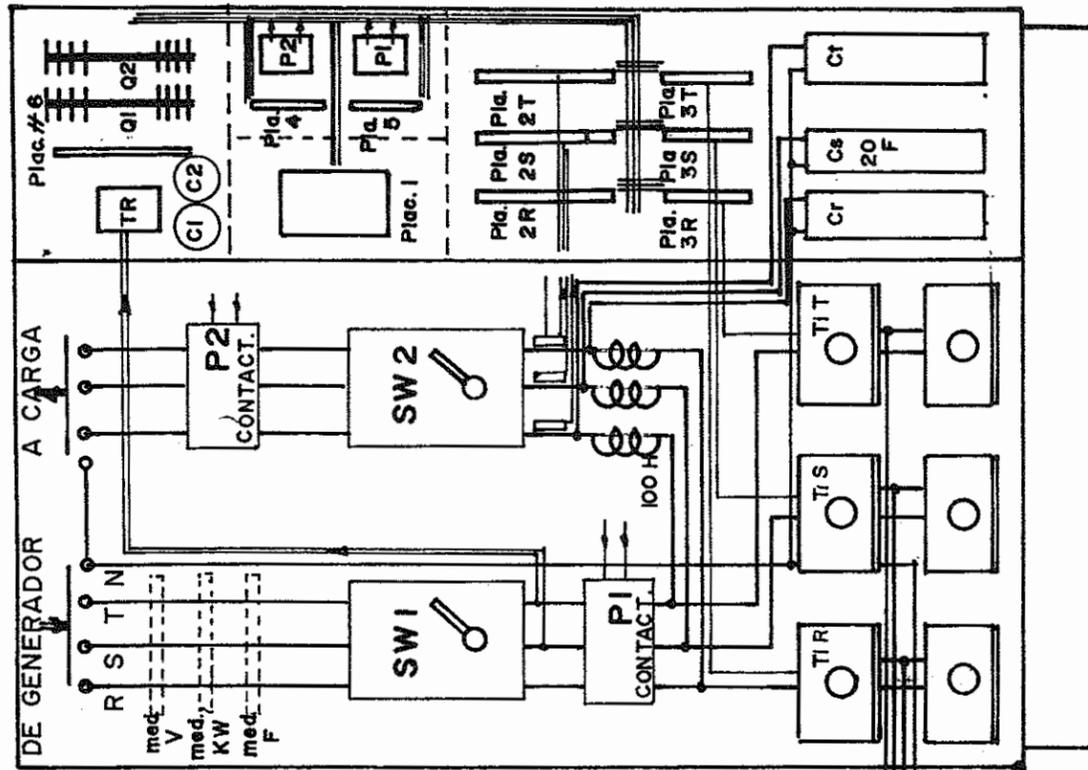


				<b>Olade</b> ORGANIZACION LATINOAMERICANA DE ENERGIA QUITO _____ ECUADOR	
FECHA	MODIFICACION Y/O CORRECCION	REVISION	APROBACION	PLANO DE: CIRCUITO DE POTENCIA O ACTUADOR Y FUENTE DE ALIMENTACION CONTINUA	
SECRETARIA PERMANENTE DEPARTAMENTO TECNICO				DISEÑO: Ing. BARAJAS L.	DIBUJO: VELASCO J.
PROYECTO EJECUTIVO DETALLADO				PROYECTO	REVISADO: ING. G. SANCHEZ
				ESCALA:	APROBADO ING. R. CORRIE
				PLANO N° <b>04</b>	

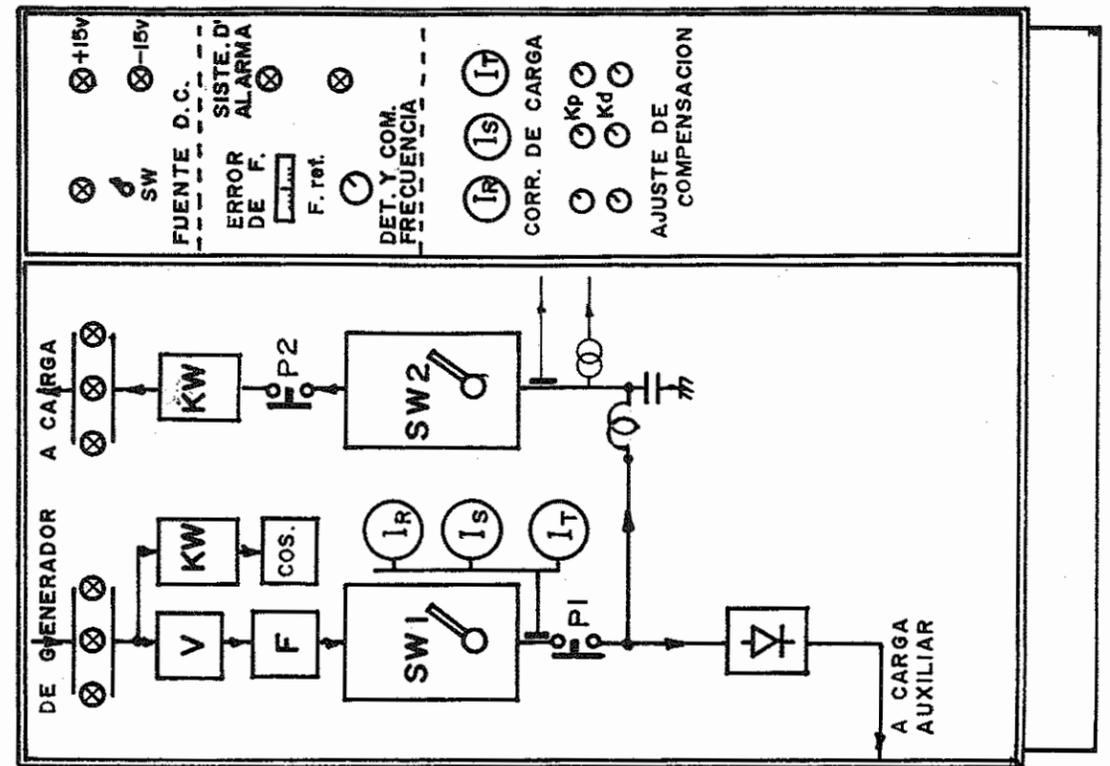
ARMARIO DE RESISTENCIAS



INTERIOR DEL BASTIDOR DE CONTROL



VISTA FRONTAL



FECHA	MODIFICACION Y/O CORRECCION	REVISION	APROBACION
SECRETARIA PERMANENTE DEPARTAMENTO TECNICO PROYECTO EJECUTIVO DETALLADO			
ORGANIZACION LATINOAMERICANA DE ENERGIA QUITO _____ ECUADOR			
PLANO DE: <b>BASTIDOR DE CONTROL DEL REGULADOR CON DISIPACION DE CARGA</b>			
DISEÑO: Ing. BARAJAS L.	DIBUJO:	APROBADO: ING. G SANCHEZ	
FECHA: DICIEMBRE / 86	REVISADO:	FECHA:	
ESCALA: 1:10	APROBADO: ING. R. CORRIE	PLANO N° <b>05</b>	