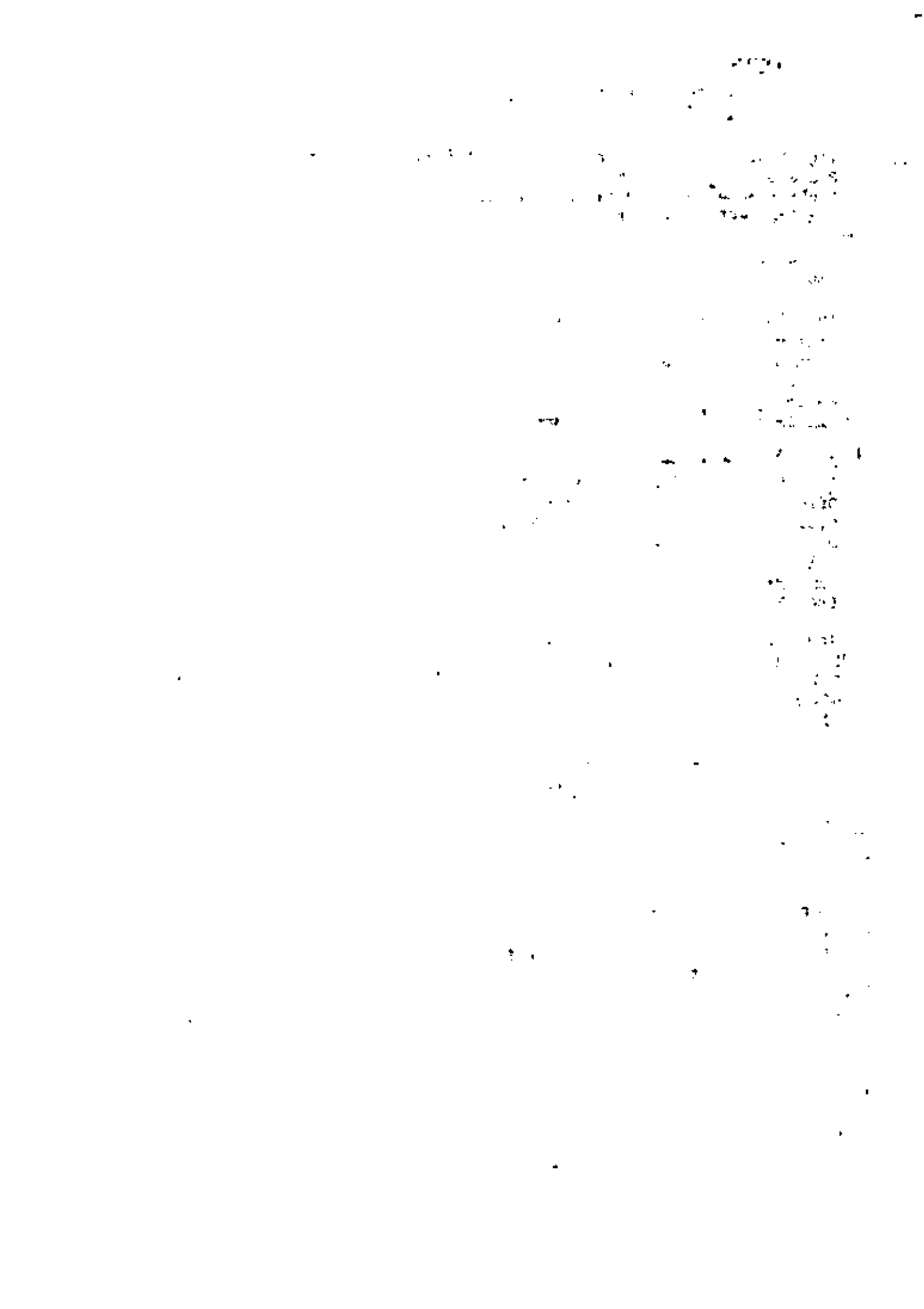


DIRECTORIO DE PROFESORES DEL CURSO :

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA 1981.

1. Ing. Ricardo Sánchez Martínez
Comisión Federal de Electricidad
Ródano No. 14
México 5, D.F.
553 71 33 Ext. 2558
2. Ing. Augusto Octavio Hintze Valdez
Auxiliar Técnico
Comisión Federal de Electricidad
Ródano No. 14 4° Piso Oficina 414
México 5, D.F.
553 71 33 Ext. 2083 y 286 52 69
3. Ing. José Luis Gómez Pineda
Jefe del Departamento de Automatización y
Control de Sistemas
Cía. de Luz y Fuerza del Centro, S.A.
Melchor Ocampo No. 156-3° Piso
Col. San Rafael
México, D.F.
535 58 90
4. Ing. Rafael Guerrero Cepeda
Jefe del Departamento de Análisis de Redes Eléctricas
Ródano No. 14-4° Piso Oficina 408
México 5, D.F.
286 52 69
5. Ing. David Cano Saucedo (Coordinador)
Jefe del Departamento de Ingeniería Eléctrica
Facultad de Ingeniería
U N A M
México 20, D.F.
550 52 15 Ext. 3737
6. Dr. Sergio Alain Molina García
Auxiliar
Centro Nacional de Control de Energía
Calle Don Manuelito esq. Ave. Toluca
Col. Olivar de los Padres
México 20, D.F.
595 55 44 Ext. 225 559 98 99
7. Ing. Baltazar Chávez Espino
Jefe del Departamento de Ingeniería
de Material Rodante
Sistema de Transporte Colectivo
Estación Metro Balbuena 2do. Piso
México 9, D.F.
571 24 44



SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA 1981

8. Ing. Víctor Pérez Amador Barrón (Coordinador)
Profesor de Tiempo Completo
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Facultad de Ingeniería
U N A M
México 20, D.F.
550 52 15 Ext. 3737
9. Ing. Roberto Hernández López
Asesor
Sistema de Transporte Colectivo
Delicias No. 67
México, D.F.
521 86 20 Ext. 2815
10. Ing. Arturo Morales Collantes
Ingeniería de Sistemas
Oficina de Control y Despacho
Cía. de Luz y Fuerza del Centro, S.A.
Oficina No. 22 2º Piso
Melchor Ocampo No. 171
México 17, D.F.
546 35 38 y 535 61 20
11. Ing. José Luis Cantero Aguilar
S. T. C. Consultor
Delicias No. 67
México, D.F.
521 86 20



Fecha	Horario	SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA 1981. Tema	Profesor
Octubre 5, 6 y 7	18 a 21 h c/día	DESCARGAS PARCIALES Introducción Principios básicos Física de Descargas Parciales (Esfuerzo Dieléctrico). Circuitos de medición Instrumentos detectores Calibraciones Problemas prácticos de medición Disturbios Aparatos Usados (para transformadores de potencia, cables y capacitaciones).	Ing. Ricardo Sánchez Martínez
Octubre 8, 9 y 12	18 a 21 h c/día	ELECTRONICA DE ESTADO SOLIDO, APLICADA A LA PROTECCION DE SISTEMAS ELECTRICOS Semiconductores de potencia Amplificadores operacionales Motores de corriente continua La electrónica de potencia en la Tracción	Ing. Baltazar Chávez Espino Ing. Roberto Hernández López Ing. J. Salvador Vélez Muñoz
Octubre 13, 14 y 15	18 a 21 h c/día	CENTRO DE CONTROL DE CARGA Introducción Descripción de estructuras de los sistemas eléctricos de potencia Estados de operación Métodos de control de los sistemas eléctricos de control de potencia Descripción de las funciones de un control de carga Conclusiones Técnicas modernas en el control de sistemas eléctricos de potencia.	Ing. Arturo Morales Collantes Ing. José Luis Gómez Pineda Dr. Sergio Molina

Fecha	Horario	Tema	Profesor
Octubre 16, 19 y 20	18 a 21 h c/día	<p data-bbox="924 154 1008 186" style="text-align: center;">- 2 -</p> <p data-bbox="672 227 1428 267">Líneas de Transistores de Corriente Directa</p> <p data-bbox="672 300 1428 373">Introducción a la transmisión con corriente directa.</p> <p data-bbox="672 373 1491 446">Principios de la conversión corriente alterna/corriente directa.</p> <p data-bbox="672 446 1281 487">Diseño de los circuitos principales</p> <p data-bbox="672 487 1092 527">Válvulas de thyristores</p> <p data-bbox="672 527 1470 568">Control de la transmisión de corriente directa</p> <p data-bbox="672 568 1407 609">Líneas de transmisión de corriente directa</p> <p data-bbox="672 609 1155 649">Cables de corriente directa</p> <p data-bbox="672 649 1071 690">Economía y eficiencia</p> <p data-bbox="672 690 1302 730">Diseño de la estación (convertidora)</p> <p data-bbox="672 730 1512 787">Disponibilidad de las modernas estaciones convertidoras.</p>	Ing. Augusto Hintze Valdes
Octubre 21, 22 y 23	18 a 21 h c/día	<p data-bbox="672 820 1470 893">Métodos de Análisis de Sistemas Eléctricos de Potencia</p> <p data-bbox="672 925 1449 998">Procedimientos para el cálculo de parámetros de líneas de transmisión.</p> <p data-bbox="672 998 1365 1039">Procedimientos para el cálculo de fallas.</p> <p data-bbox="672 1039 1428 1112">Procedimientos para el análisis de dinámica rápida de sistemas.</p> <p data-bbox="672 1112 1428 1185">Procedimientos para el análisis de dinámica lenta de sistemas.</p> <p data-bbox="672 1185 1302 1226">Sobretensiones transitorias (3 fases)</p> <p data-bbox="672 1226 1365 1266">Transitorios electromagnéticos (3 fases)</p> <p data-bbox="672 1266 1407 1339">Cálculo de transitorios en transformadores de instrumento.</p>	Ing. Rafael Guerrero Zepeda

EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

C

CURSO: SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA.

FECHA: del 5 al 23 de octubre de 1981.

DOMINIO DEL TEMA	EFICIENCIA EN EL USO DE AYUDAS AUDIOVISUALES	MANTENIMIENTO DEL INTERES. (COMUNICACION CON LOS ASISTENTES, AMENIDAD, FACILIDAD DE EXPRESION).	PUNTUALIDAD	
------------------	--	---	-------------	--

CONFERENCISTA

	CONFERENCISTA				
1.	Ing. Baltazar Chávez Espino				
2.	Ing. Rafael Guerrero Zepeda				
3.	Ing. Jesús Gómez Pineda				
4.	Ing. Roberto Hernández López				
5.	Ing. Augusto Hintze Valdés				
6.	Dr. Sergio Molina				
7.	Ing. Arturo Morales Collantes				
8.	Ing. Ricardo Sánchez Martínez				
9.	Ing. J. Salvador Velez Muñoz				

ESCALA DE EVALUACION: 1 a 10

EVALUACION DEL CURSO

3

CONCEPTO		EVALUACION
1.	APLICACION INMEDIATA DE LOS CONCEPTOS EXPUESTOS	
2.	CLARIDAD CON QUE SE EXPUSIERON LOS TEMAS	
3.	GRADO DE ACTUALIZACION LOGRADO CON EL CURSO	
4.	CUMPLIMIENTO DE LOS OBJETIVOS DEL CURSO	
5.	CONTINUIDAD EN LOS TEMAS DEL CURSO	
6.	CALIDAD DE LAS NOTAS DEL CURSO	
7.	GRADO DE MOTIVACION LOGRADO CON EL CURSO	

ESCALA DE EVALUACION DE 1 A 10

1. ¿Qué le pareció el ambiente en la División de Educación Continua?

MUY AGRADABLE	AGRADABLE	DESAGRADABLE

2. Medio de comunicación por el que se enteró del curso:

PERIODICO EXCELSIOR ANUNCIO TITULADO DE VISION DE EDUCACION CONTINUA	PERIODICO NOVEDADES ANUNCIO TITULADO DE VISION DE EDUCACION CONTINUA	FOLLETO DEL CURSO

CARTEL MENSUAL	RADIO UNIVERSIDAD	COMUNICACION CARTA, TELEFONO, VERBAL, ETC.

REVISTAS TECNICAS	FOLLETO ANUAL	CARTELETA UNAM "LOS UNIVERSITARIOS HOY"	GACETA UNAM

3. Medio de transporte utilizado para venir al Palacio de Minería:

AUTOMOVIL PARTICULAR	METRO	OTRO MEDIO

4. ¿Qué cambios haría usted en el programa para tratar de perfeccionar el curso?

5. ¿Recomendaría el curso a otras personas?

SI	NO

6. ¿Qué cursos le gustaría que ofreciera la División de Educación Continua?

7. La coordinación académica fue:

EXCELENTE	BUENA	REGULAR	MALA

8. Si está interesado en tomar algún curso intensivo ¿Cuál es el horario más conveniente para usted?

LUNES A VIERNES DE 9 A 13 H. Y DE 14 A 18 H. (CON COMIDAS)	LUNES A VIERNES DE 17 A 21 H.	LUNES, MIÉRCOLES Y VIERNES DE 18 A 21 H.	MARTES Y JUEVES DE 18 A 21 H.

VIERNES DE 17 A 21 H. SABADOS DE 9 A 14 H.	VIERNES DE 17 A 21 H. SABADOS DE 9 A 13 Y DE 14 A 18 H.	O T R O

9. ¿Qué servicios adicionales desearía que tuviese la División de Educación Continua, para los asistentes?

10. Otras sugerencias:



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

DESCARGAS PARCIALES

ING. RICARDO SANCHEZ MARTINEZ

octubre, 1981

DESCARGAS PARCIALES

$\tan \delta$

LAS FALLAS EN UN DIELECTRICO PUEDEN SER CARACTERIZADAS A PARTIR DE LA NOCION DEL ANGULO DE PERDIDAS.

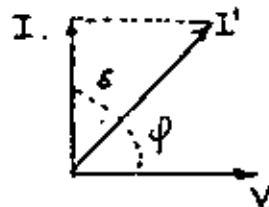
SUPONGASE QUE SE TIENE UN CONDENSADOR CON UN DIELECTRICO IMPERFECTO QUE ES ATRAVESADO POR UNA CORRIENTE ALTERNATIVA CON UNA PULSACION $\omega = 2\pi f$.

TENEMOS LA RELACION $I' = \frac{V}{X_c}$: DONDE

I' ES LA COMPONENTE CUADRATICA DE LA CORRIENTE y X_c ES LA REACTANCIA CAPACITIVA DADA POR UN $\frac{1}{\omega c}$ SIENDO OMEGA LA CAPACIDAD DEL CONDENSADOR.

TENDREMOS $I' = V \cdot c \cdot \omega$

Y LA CORRIENTE $I = \frac{V_0 c}{\text{Sen } \varphi}$ 1



φ ES LA DIFERENCIA DE FASE ENTRE LA TENSION Y LA CORRIENTE.

LA POTENCIA ESTA PUESTA EN JUEGO EN ESTE CONDENSADOR :

$P = V I \cos \varphi$ 2

PARA UN DIELECTRICO PERFECTO : $\varphi = \frac{\pi}{2}$

POR LO QUE SE TENDRA 2

$P = 0$

O DICHO DE OTRA MANERA EL CONDENSADOR RESTITUYE INTEGRALMENTE LA ENERGIA QUE RECIBE.

COMO ESTAMOS HABLANDO DE UN DIELECTRICO IMPERFECTO PODEMOS ESCRIBIR :

$\varphi = \frac{\pi}{2} - \delta$ 3

ENTONCES SE TENDRA QUE LA POTENCIA

$P = V I \text{ sen } \delta \neq 0$ 2

DONDE δ CARACTERIZA LAS PERDIDAS, ES DECIR, ES EL ANGULO DE PERDIDAS.

TAMBIEN LA TENEMOS :

$$I = \frac{V_m C}{\cos \delta} \dots\dots\dots 1'$$

SE SUSTITUYE 1' EN 2'

$$P = V \frac{V_m C}{\cos \delta} \sin \delta \dots\dots\dots 4'$$

$$P = V^2 \omega C \tan \delta \dots\dots\dots 4''$$

AQUI V , ES EL VALOR EFICAZ DE LA TENSION MAXIMA QUE SI UTILIZAMOS EL VALOR MAXIMO

$$V^2 = 2V_{\text{EFICAZ}}^2$$

$$P = \frac{1}{2} V_0^2 2\pi f c \tan \delta$$

$$P = \pi f V_0^2 c \tan \delta$$

REPRESENTAMOS A ω_0 COMO LA ENERGIA MAXIMA DEL CONDENSADOR Y ω_p COMO LA ENERGIA DISIPADA O PERDIDA EN UN CICLO SE TENDRA :

$$\omega_0 = \frac{1}{2} C V_0^2$$

ω_p = ENERGIA QUE SE DISIPA

ω_0 = ENERGIA QUE SE ALMACENA

Y LA ENERGIA QUE SE DISIPA :

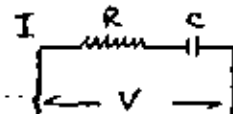
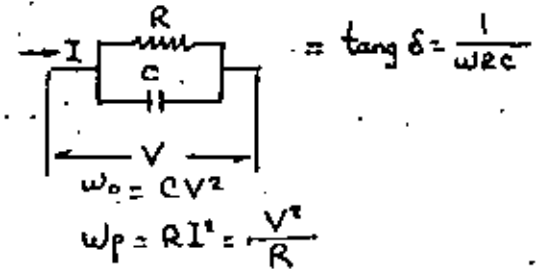
$$\omega_p = \frac{P}{f}$$

$$\tan \delta = \frac{V^2}{2\pi f R C V^2}$$

$$\omega_p = 2\pi \omega_0 \tan \delta$$

TAMBIEN

$$\tan \delta = \frac{\omega_p}{2\pi \omega_0}$$



$$\tan \delta = \omega RC$$

LAS DESCARGAS PARCIALES EN ELECTROTECNIA. -

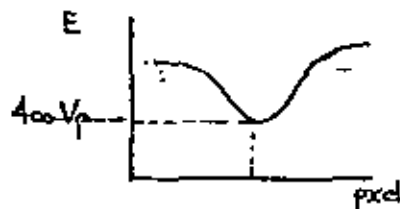
SE DENOMINAN DESCARGAS PARCIALES A LOS FENOMENOS DE RUPTURA, A LOS CUALES DAN LUGAR LAS INCLUSIONES O CAVIDADES GASEOSAS EN UN AISLANTE YA SEA ESTE SECO (BARRA DE MAQUINAS) O IMPREGNADO DE LIQUIDO (CABLES, CONDENSADORES, -- TRANSFORMADORES, ETC.).

DESDE HACE APROXIMADAMENTE 50 AÑOS SE SABE QUE ESAS DESCARGAS PARCIALES TIENEN UN EFECTO DESTRUCTOR Y CONDUCCEN MAS O MENOS RAPIDO A LA RUPTURA COMPLETA Y A LA CONSIGUIENTE PUESTA FUERA DE SERVICIO.

DESCARGAS PARCIALES -

ESTE EFECTO ESTA PARTICULARMENTE MARCADO EN CORRIENTE ALTERNA PERO EXISTE TAMBIEN EN CORRIENTE CONTINUA, PUES ESTA NO ES SIEMPRE CONSTANTE.

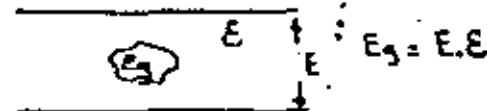
PARA EVITAR LAS DESCARGAS PARCIALES SERIA SUFICIENTE CON ELIMINAR TOTALMENTE LAS CAVIDADES GASEOSAS, LO QUE NO ES POSIBLE, TAMBIEN BASTARIA CON HACERLAS LO SUFICIENTEMENTE PEQUEÑAS PARA QUE EL CAMPO DISRUPTIVO DEL GAS SEA ADECUADAMENTE GRANDE SEGUN LA LEY PACHEM.



$V = 400 \text{ V}$ ES LA TENSION MAXIMA EN QUE SE PUEDE ROMPER UN DIELECTRICO, FUERA DE ESO SOLAMENTE HACIENDOLO MANUALMENTE.

EN CIERTOS CASOS ESTO SE HA LOGRADO CON BUEN EXITO (AISLANTES IMPREGNADOS POR LIQUIDOS) PERO ES IMPOSIBLE EN OTROS (EPOXICOS, O AISLANTES SECOS).

EL PROBLEMA SE VUELVE DIFICIL POR LA CONSTANTE DIELECTRICA DEL MATERIAL (ϵ) PUES EL CAMPO DE LA CAVIDAD ESTA MULTIPLICADO POR ϵ



ϵ (4 a 6) NORMALMENTE.

ASI LAS DESCARGAS PARCIALES DEBEN ACEPTARSE.

SUS CONSECUENCIAS ECONOMICAS SON TAN BASTAS COMO (FALLAS EN GRANDES UNIDADES GENERADORAS) QUE SU ESTUDIO ESTA FUERTEMENTE IMPULSADO. HASTA LA FECHA EL PROBLEMA AUN NO SE RESUELVE.

HECHOS EXPERIMENTALES SOBRE LA DESTRUCCION DEL AISLANTE EN CORRIENTE ALTERNA.

LA VIDA DEL MATERIAL DECRECE MUY RAPIDO CUANDO LA TENSION CRECE MAS ALLA DEL UMBRAL DE IONIZACION DE LAS CAVIDADES SE TIENE UNA ECUACION EMPIRICA.

$$E \propto (V/V_s)^{-n}$$

V_s = VOLTAJE DE IONIZACION

V = VOLTAJE MAXIMO

PARA LOS AISLAMIENTOS DE CONSTANTE DIELECTRICA GRANDE

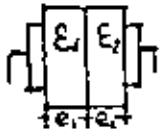
n VALE DE 4 a 5

PARA LOS DE CONSTANTE PEQUERA

n VALE DE 8 A 9

PARA DETERMINAR ϵ

PARA ESTE ARREGLO



$$\epsilon = \frac{e_1 + e_2}{\frac{e_1}{\epsilon_1} + \frac{e_2}{\epsilon_2}}$$

EL MECANISMO DE EXTRUCCION ES INSUFICIENTEMENTE CONOCIDO, SE SABE QUE ESTA PRECEDIDO ANTES QUE NADA DE LA DEPOLIMERIZACION DE LOS MATERIALES ORGANICOS.

EN EFECTO, LA ENERGIA ELECTRONICA NECESARIA PARA ROMPER UNA LIGADURA CARBONICA ES DE 3 A 4 eV INFERIOR EN MUCHO A LOS 10 A 15 eV QUE SE ALCANZA EN UNA DESCARGA ANTES DE IONIZAR, LOS MATERIALES SE VUELVEN POLVO, SE EVAPORAN.

EL EFECTO DE TEMPERATURA EN LA DESCARGA NO HA SIDO AUN SUFICIENTEMENTE PROBADO, EL DE LA OXIDACION POR O_3 , NO_2 , ETC. FORMADO MEDIANTE LA DESCARGA ES SEGURO YA QUE CONDUCE A UN AUMENTO DE LA CONDUCTIVIDAD EN LAS PAREDES DE LA CAVIDAD QUE PUEDE SER NEFASTO (CUANDO LAS DESCARGAS SON MAS CONCENTRADAS) O PERMITIDO (CUANDO LAS PAREDES FORMAN UNA JAULA EQUIPOTENCIAL).

LOS MATERIALES MAS VULNERABLES SON DEL GENERO DEL POLIETILENO AL CONTRARIO DE LA MICA QUE RESISTE BASTANTE BIEN.

CUANDO LAS DESCARGAS TIENEN LUGAR EN LIQUIDO (BURBUJAS) RAPIDAMENTE TOMAN UNA AMPLITUD CATASTROFICA SI LAS BURBUJAS CRECEN Y ESTO ES CAUSADO POR LA LIBERACION DE H_2 QUE PROVOCAN LA RUPTURA EN EL LIQUIDO Y AL CONTRARIO, SI EL LIQUIDO ABSORBE GAS (MOLECULARES A DOBLE LIGA, CASO DE AROMATICOS) EL EFECTO PUEDE SER ATENUADO. ESTE COMPORTAMIENTO REVISTE UNA GRAN IMPORTANCIA.

EJEMPLO DE UN CONDENSADOR IMPREGNADO EN ACEITE.

VIDA (HRS.)	1	10	100	1000	} NO ES UNA RELACION LINEAL.
ESFUERZO ELECTRICO ($V_p/\mu m$)	50	37	25	18	

PARA LAS MAQUINAS MODERNAS EL CAMPO MEDIO ES DE 6 A 7 V_p PARA LOS AISLAMIENTOS DE BARRAS Y ESTO NOS DA UNA VIDA RAZONABLE EN AÑOS. ESTE ESFUERZO ELECTRICO ES APROXIMADAMENTE EL DOBLE DE LA TENSION DE UMBRAL.

EL ESFUERZO DIELECTRICO ES NOTABLEMENTE MAS ELEVADO PARA CABLES IMPREGNADOS (15 A 20 V_p/μ) Y PUEDE SER MAS ELEVADO PARA CONDENSADORES (30 A 60 V_p/μ), PERO EN ESTOS CASOS LAS DESCARGAS PARCIALES NO DEBEN SER DE UNA MANERA CONTINUA SINO ACCIDENTAL (EN LOS CABLES SUFREN UN CAMBIO DE ORIGEN TERMICO EN EL QUE SE CREAN PEQUEÑAS BURBUJAS POR EL CAMBIO

DE VOLUMEN) O NULAS (EN LOS CONDENSADORES) DE OTRA MA-
NERA LA VIDA UTIL DEL AISLAMIENTO SERIA MUY CORTA.

SE PUEDEN DISTINGUIR DOS CASOS DISTINTOS :

- A) AISLAMIENTOS SECOS, AQUI LAS DESCARGAS SON PERMITIDAS
Y DISIPAN UNA ENERGIA CONSIDERABLE. SE PUEDE ATENUAR
SU EFECTO DESTRUCTOR POR MEDIO DE MATERIALES ADECUA-
DOS (MICA).
- B) AISLAMIENTOS IMPREGNADOS DONDE AQUI LAS DESCARGAS NO
SE PUEDEN ADMITIR EN REGIMEN PERMANENTE.
LOS ESFUERZOS DIELECTRICOS SON DE TAL MAGNITUD QUE
LA DESTRUCCION SERIA MUY RAPIDA.

FINALMENTE EL CASO DE LOS AISLAMIENTOS EXTRUIDOS (XLP) -
QUE PARECEN CABER EN (B) PUES EL MATERIAL ES MUY VULNERABLE.

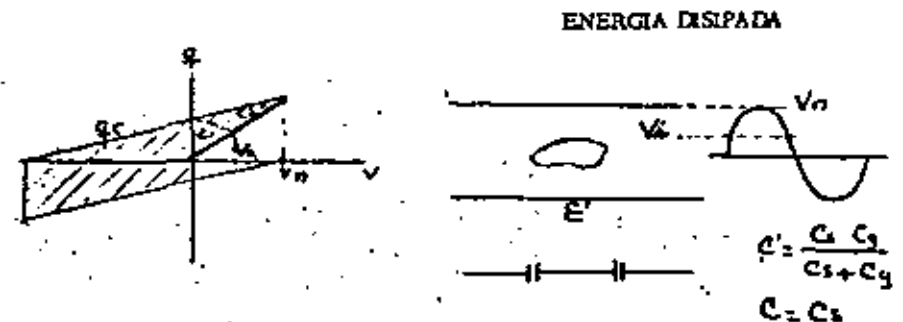
MEDICION DE DESCARGAS PARCIALES

DESDE HACE ALGUN TIEMPO EXISTE UN GRAN INTERES POR MEDIR LAS
DESCARGAS PARCIALES (AMPLITUD Y SU EFECTO).

EN ESTOS CASOS DE RUIDO ACUSTICO ES UN BUEN CRITERIO , Y SE
PUEDE PENSAR TAMBIEN EN LA ENERGIA DISIPADA COMO OTRO CRITE-
RIO.

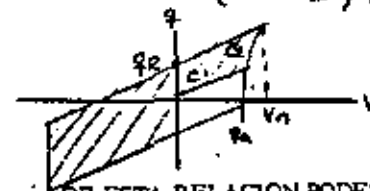
SI LAS CAVIDADES TIENEN APROXIMADAMENTE EL MISMO TAMAÑO
TODAS TENDRAN APROXIMADAMENTE LA MISMA TENSION DE DES-
CARGA (LEY DE PACHEM.).

EL CICLO ϕ EN FUNCION DE V ES UN PARALELOGRAMA.



$$A = W_p = 4q_0 V_i$$

$$= (V_m - V_i) (c - c') 4V_i$$



DE ESTA RELACION PODEMOS SACAR :

$$\frac{\Delta c}{c} = \epsilon \frac{c_s}{c_g}$$

ESPESSOR DE LAS BURBUJAS
ESPESSOR TOTAL DE AISLAMIENTO.

$\frac{\Delta c}{c}$ ESTA RELACION PUEDE SER DE ALGUNAS CENTESIMAS.

LA TENSION DE INICIO DE DESCARGA ESTA DADA POR LA CONDICION
DE QUE EL CAMPO EN LA CAVIDAD (CALCULADO SEGUN LAS LEYES

DE ELECTROSTATICA) SEA IGUAL AL CAMPO DISRUPTIVO E_d DE
PACHEM).

PRACTICAMENTE COMO Q_g ES MUCHO MENOR QUE Q_s SE

TIENE ESTA RELACION: $E_d \approx \frac{\epsilon V_L}{Q_s}$

DE DONDE SE PUEDE CALCULAR VI

TANGENTE δ ESTA DEFINIDA A PARTIR DE LA ENERGIA DISIPADA.

$$\text{tang } \delta = \frac{\omega p}{2\pi \omega b}$$

PARA NUESTRO CASO

$$\begin{aligned} \text{tang } \delta &= \frac{4V_L (V_m - V_L)(C - C')}{2\pi \frac{1}{2} C V_m^2} \quad V_L \approx \frac{1}{2} V_m \\ &= \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\Delta c}{c} \cdot \frac{V_L (V_m - V_L)}{V_m^2} \end{aligned}$$

UNA IDEA DE LOS VALORES DE TANGENTE δ , SE PUEDE TENER SI
CONSIDERAMOS $\frac{\Delta c}{c}$ ALGUNOS (5/100) SI CONSIDERAMOS: $\frac{V_m}{V_L} \approx 2$

(PARA BARRA DE MAQUINA)

$$\text{tang } \delta = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{5}{100} \cdot \frac{1}{4} \approx 1.62\%$$

ESTE VALOR SE PUEDE ENCONTRAR DE UNA MANERA APROXIMADA
CON EL PUENTE DE SCHERING.

ESTO QUE VIMOS NOS DEMUESTRA QUE :

- A) LAS CAVIDADES OCUPAN EL ORDEN DE 1/100 DEL ESPESOR.
- B) EL CAMPO DISRUPTIVO EN LAS CAVIDADES $E_d = \epsilon E_{La}$

PARA VALORES DE $2E_{La} = 607 \text{ Volts } \mu\text{m}/\mu$
POR LO QUE $E_d = 5 \times 3 = 15 \text{ Volts } \mu\text{m}/\mu$

LO QUE CORRESPONDE PARA EL AIRE A LA PRESION ATMOSFERICA
A CAVIDADES DE 30 A 40 MICRAS.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

**INTRODUCCION A LOS FENOMENOS DE DESCARGAS
PARCIALES, SU CALCULO Y MEDICION.**

ING. RICARDO SANCHEZ MARTINEZ

octubre, 1981

1.- INTRODUCCION

EL FENOMENO QUE SERA TRATADO EN ESTE TRABAJO RECIBE EL NOMBRE DE DESCARGAS PARCIALES Y EN ALGUNOS CASOS ES CONOCIDO COMO CORONA.

ESTE FENOMENO CONSISTE EN DESCARGAS ELECTRICAS PRODUCIDAS INTERNA O EXTERNAMENTE, DENTRO O SOBRE DE MATERIALES O EQUIPOS.

LA MAYORIA SE ENCUENTRA FAMILIARIZADA CON EL EFECTO DE ESTE FENOMENO CUANDO SE PRESENTA EXTERIORMENTE. POR EJEMPLO CUANDO UN CONDUCTOR SE ENCUENTRA SOMETIDO A UN GRADIENTE DE TENSION MAYOR DEL QUE ESTA DISEÑADO SE PRESENTA UN SONIDO CARACTERISTICO, EN ALGUNAS OCASIONES SE PUEDE VER LUMINISCENCIA ALREDEDOR DE LOS CONDUCTORES, O SE PUEDE OLER EL OZONO QUE SE PRODUCE POR LA IONIZACION DEL AIRE, SIN EMBARGO ESTE FENOMENO TAMBIEN SE PRESENTA INTERNAMENTE EN LOS MATERIALES Y EQUIPOS, EN ESTE CASO EL FENOMENO NO ES VISIBLE.

A TRAVES DE LOS AÑOS SE HA ACOSTUMBRADO POR LA MAYORIA DE LA GENTE A LLAMAR CORONA AL FENOMENO QUE SE PRESENTA EXTERIORMENTE Y DESCARGAS PARCIALES AL QUE SE LLEVA A CABO INTERIORMENTE.

EN ESTE TRABAJO SOLO SE TRATARAN LAS DESCARGAS QUE SE PRESENTAN EN EL INTERIOR DE LOS AISLAMIENTOS.

LAS DESCARGAS PARCIALES SON FENOMENOS QUE SIEMPRE SE ENCUENTRAN LIGADOS A LA ALTA TENSION, ES DECIR, ES UN PROBLEMA QUE TENDRAN LOS SISTEMAS DE POTENCIA Y DISTRIBUCION DE LA ENERGIA ELECTRICA. ESTE PROBLEMA ES GRAVE YA QUE TIENE ASOCIADOS DISTINTOS EFECTOS QUE PERJUDICAN A LOS SISTEMAS, ADEMAS DE LA PERDIDA DE ENERGIA DEBIDA A LA PRODUCCION DE LUZ Y RUIDO AUDIBLE QUE PUEDEN SER CAPTADOS SENCILLAMENTE POR NUESTROS SENTIDOS, SE TIENEN OTROS RESULTADOS COMO:

- 1) GENERACION DE RAYOS ULTRAVIOLETA.
- 2) PRODUCCION DE OXIGENO, COMO TAMBIEN UN FUERTE AGENTE OXIDANTE, COMO ES EL OZONO.
- 3) PRODUCCION DE ACIDO NITRICO CUANDO SE TIENE HUMEDAD.
- 4) PRODUCCION DE ACIDO OXALICO Y OTROS MATERIALES RAROS, CUANDO SE TIENEN HUECOS O BURBUJAS DENTRO DE MATERIALES AISLANTES TALES COMO POLIETILENO, Y TAMBIEN ABSORCION O GENERACION DE GAS.
- 5) GENERACION DE CALOR EN DONDE SE PRESENTA LA DESCARGA Y PERDIDA DE POTENCIA EN LA FUENTE DE ALIMENTACION.
- 6) EROSION MECANICA DE LAS SUPERFICIES DEBIDA AL BOMBARDEO DE LOS IONES.
- 7) CREACION DE VIENTO ELECTRICO.
- 8) INTERFERENCIA CON RADIOCOMUNICACION Y CON EL ESPECTRO DE FRECUENCIA COMUNMENTE USADO PARA LA TRANSMISION DE LAS SEÑALES DE TELEVISION.

POR LAS RAZONES ANTERIORES ES DE GRAN IMPORTANCIA PODER CONTROLAR Y MINIMIZAR A LAS DESCARGAS PARCIALES, YA QUE EN MAYOR O MENOR GRADO CADA UNA DE ESTAS RAZONES CONTRIBUYEN A FALLAS O ENVEJECIMIENTO PREMATURO DE MATERIALES Y EQUIPOS.

2. - DEFINICION

¿ QUE SON LAS DESCARGAS PARCIALES ?

HASTA EL MOMENTO NO HA HABIDO GRAN CLARIDAD SOBRE LA DEFINICION DE LO QUE SON LAS DESCARGAS PARCIALES, NI SE LE HA DADO UN NOMBRE QUE SEA NORMALIZADO POR TODOS.

EN LOS ESTADOS UNIDOS Y CANADA EL NOMBRE USADO PARA DESCRIBIR EL FENOMENO ES "CORONA ", MIENTRAS QUE EN EL RESTO DEL MUNDO EL NOMBRE GENERALIZADO ES "DESCARGAS PARCIALES ".

EL PRIMER DOCUMENTO, CON CARACTERISTICAS DE NORMA, QUE DIO UNA DEFINICION DE LO QUE SON LAS DESCARGAS PARCIALES FUE PUBLICADO POR LA ASTM (AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS) EN EL DOCUMENTO NUMERO 1868 DE 1961 : CORONA (DESCARGA PARCIAL) : UN TIPO DE DESCARGA LOCALIZADA, RESULTADO DE UNA IONIZACION GASEOSA TRANSITORIA EN UN AISLAMIENTO, CUANDO EL GRADIENTE DE VOLTAJE EXCEDE UN VALOR CRITICO.

EL MECANISMO DE LA DESCARGA ELECTRICA EN GASES ES UN FENOMENO EXTREMADAMENTE COMPLEJO QUE NO PUEDE SER EXPLICADO FACILMENTE POR UN CONJUNTO DE CIRCUNSTANCIAS FISICAS QUE TIE

NEN LUGAR. LAS PEQUEÑAS DIFERENCIAS EN LAS CONDICIONES FÍSICAS PUEDEN PROVOCAR GRANDES CAMBIOS EN EL PROCESO DE IONIZACIÓN.

LA SITUACION MAS SIMPLE QUE SE PRESENTA EN EL CASO DE LA DESCARGA ES EL CAMPO UNIFORME ENTRE ELECTRODOS EN UN GAS.

AUN AQUÍ LAS VARIABLES IMPLICADAS SON NUMEROSAS :

TIPO DE GAS Y SU DENSIDAD,

ESPACIAMIENTO,

TIEMPO DEL VOLTAJE APLICADO Y SU FORMA,

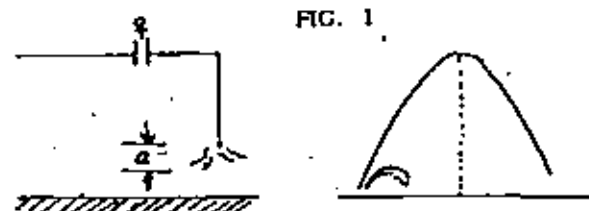
CANTIDAD DE RADIACION Y

METAL DE LOS ELECTRODOS.

TODOS ESTOS FACTORES TIENEN GRAN INFLUENCIA EN EL FENOMENO.

IMPORTANCIA.

LA INTENSIDAD DE LAS DESCARGAS PARCIALES ESTA RELACIONADA CON EL PROCESO DE DESCARGA EN EL INTERIOR DE UN AISLAMIENTO. (PEQUEÑAS DESCARGAS QUE OCLRREN EN EL INTERIOR DE UN AISLAMIENTO).



$q =$ A LA MAGNITUD DE CARGA.

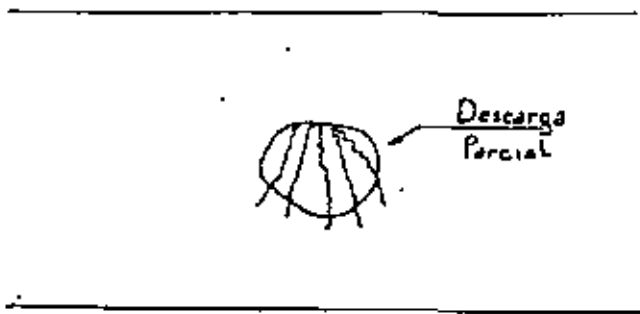
AISLAMIENTOS NO AUTORRECUPERABLES.

DESCARGAS PARCIALES QUE CAUSAN DETERIOROS. DESCARGAS PARCIALES QUE PUEDEN SER RELACIONADAS CON LA VIDA DEL AISLAMIENTO (GRANDES DESCARGAS).

CUALQUIER NIVEL DE CARGA EN DESCARGAS PARCIALES ES UNA CLARA INDUCCION DE UNA CARGA EN EL AISLAMIENTO.

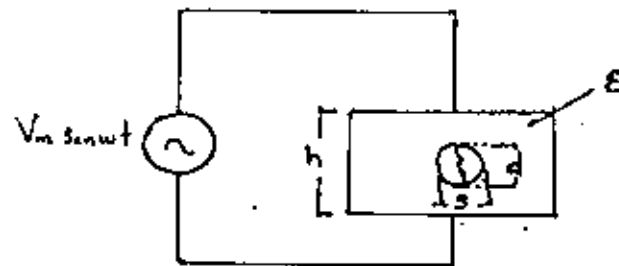
SI UNA DESCARGA PARCIAL SE INCREMENTA TENDREMOS RUIDO (EN LOS CABLES). SI UNA DESCARGA PARCIAL DECRECE TENDREMOS UNA HERRAMIENTA DE DIAGNOSTICO.

FIG. 2 FORMA TIPICA



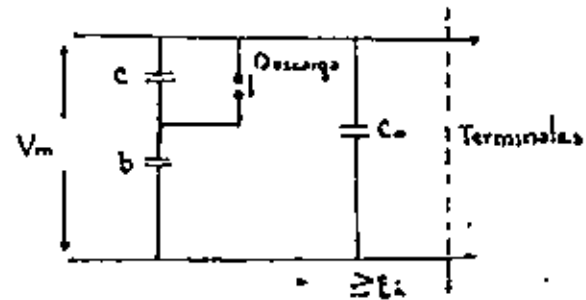
3.- PRINCIPIOS BASICOS

DIAGRAMA PRINCIPAL FIG. 3



ϵ = PERMITIVIDAD DE UN MATERIAL DIELECTRICO.
 s = SECCION PROMEDIO DE UNA CAVIDAD.

DIAGRAMA EQUIVALENTE FIG. 4



LA RUPTURA OCURRE EN:

0

FIG. 5 PULSO DE AMPLITUD INFINITA



FIG. 6

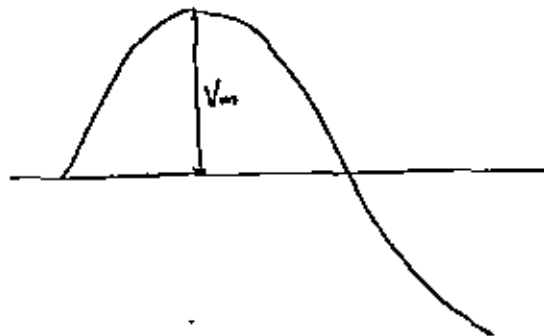
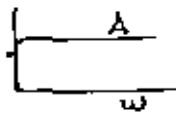


FIG. 7



con transformada de Laplace,

$$F(p) = A/w$$

CARGA ACTUAL

q_0 = MAGNITUD DE CARGA REAL

b = TIEMPO

c = CAPACIDAD DE UNA CAVIDAD

$$q_0 = \left(\frac{V_m b}{b+c} \right) c \approx V_m b$$

$$c = \frac{\epsilon_0 s}{d} \quad b \approx \frac{\epsilon s}{h}$$

EL VOLTAJE DE CARGA AL SALIR DE LAS TERMINALES ESTA DADO

POR LA EXPRESION:

$$\Delta v = \frac{V_m b}{b+c} \cdot \frac{b}{b+c} \approx \frac{V_m b}{c} \cdot \frac{b}{c} = \frac{V_m b^2}{c c_0}$$

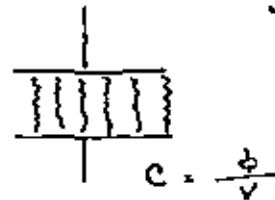
Si $c_0 \gg b$

LA MAXIMA CARGA DE LA MEDICION ES:

$$q = \Delta v (b + c_0) \dots \dots \dots = \text{A LA CARGA APARENTE}$$

$$= \frac{V_m b^2}{c}$$

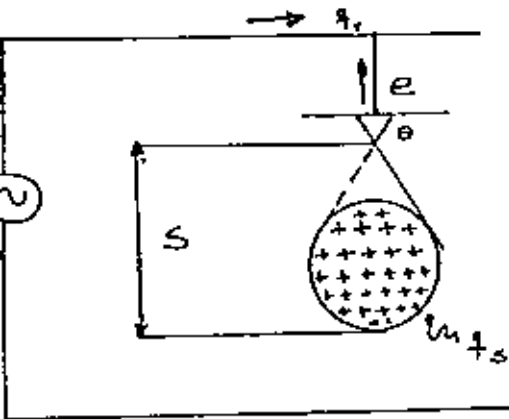
MEICION INDIRECTA DE DESCARGAS PARCIALES.



CARGA APARENTE.

$$\frac{q}{q_0} = \frac{V_m b^2}{c} \cdot \frac{1}{V_m b} = \frac{b}{c} = \frac{\epsilon_0 d}{\epsilon_0 h} = \frac{\epsilon d}{\epsilon_0 h} \left\{ \begin{array}{l} \text{RELACION ENTRE LA CAR-} \\ \text{GA APARENTE Y LA CARGA} \\ \text{REAL.} \end{array} \right.$$

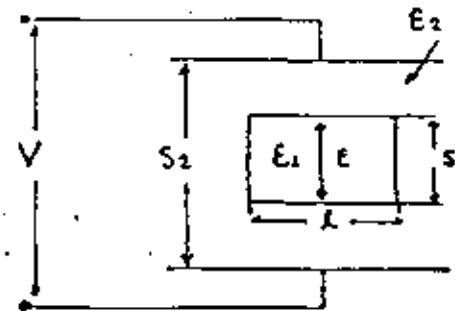
FORMACION DE DESCARGA PARCIAL.



- S = LONGITUD DE LA ABALANCHA
- θ = FUNCION DE LA GEOMETRIA DEL ELECTRODO.
- q_r = CARGA REQUERIDA POR EL CIRCUITO.

$$q = q_s - q_r \cdot (1 - \theta(s))$$

4.- DESCARGAS PARCIALES FISICAS. (ESFUERZOS DIELECTRICOS)



E = INTENSIDAD DEL CAMPO ELECTRICO.

LA DESCARGA OCURRE CUANDO LA $E \geq E_i$ (GAS, PRESION DE LA TEMPERATURA DEL GAS EN UNA ESFERA DE LA CAVIDAD POR SI MISMA).

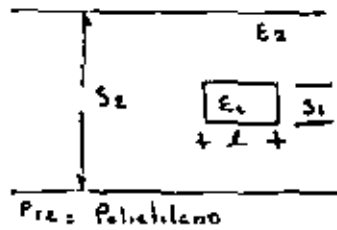
LA INTENSIDAD DEL CAMPO ES POR LA ECUACION :

$$E_i = 2.4 + \frac{3.07}{(s_1)^{0.67}} \left(\frac{KV}{mm \cdot mm} \right) = \text{INTENSIDAD DEL CAMPO ELECTRICO.}$$

VOLTAJE DE INCEPCION DE UNA DESCARGA PARCIAL

$$V_i = E_i \cdot S_1 + E_i \frac{E_2}{E_1} S_2 = E_2 \left\{ S_1 + \frac{E_1}{E_2} S_2 \right\}$$

SI E_2 ES MAYOR E_1 EL VOLTAJE DE INCEPCION ES MENOR.



- $S_2 = 10 \text{ cm.}$
- $E_2 = 2.3$
(PARA EL POLIETILENO)
- $V_B =$ RUPTURA DEL CAMPO.

$$E_B = 20 + \frac{24}{S_2^{1.23}} \left(\frac{\text{KV}}{\text{mm}} \right)$$

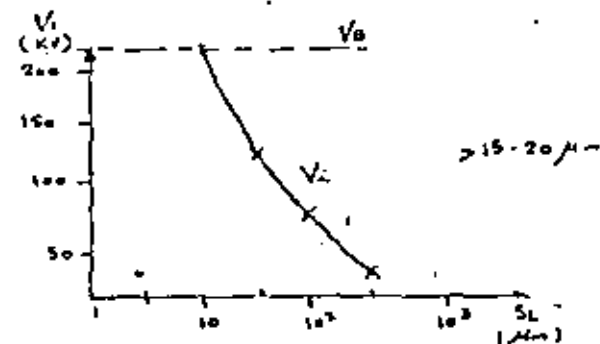
$$V_B = 21.4 \times 10 = 214 \text{ KV}$$

$$E_i = 2.4 + \frac{3.07}{(S_1)^{0.27}} ; E_1 = 2.4 + \frac{3.07}{(0.005)^{0.27}} = 109$$

$$V_i = E_2 \left\{ S_1 + \frac{E_1}{E_2} S_2 \right\} ; \frac{E_1}{E_2} = \frac{E_1}{2.3 \cdot E_2} = \frac{1}{2.3} \dots \dots$$

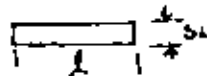
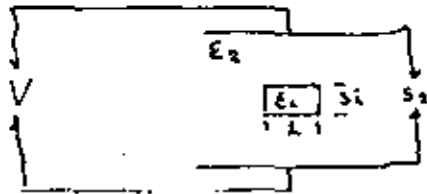
COMPUTANDO EL VOLTAJE DE INCEPCION

S_1 (μm)	(en KV / mm)	V_i (KV)
5	109	474
10	69.6	303
50	25	110
100	17	75
500	7.3	36
1000	5.47	29



PARA LA MISMA CONDICION LA CARGA TOTAL ES:

$$q_0 = E_2 S_1 \frac{E_1 l^2}{S_2} = E_2 E_1 l^2$$



S_1 (μm)	E_2 (KV/mm)	l (mm)	q_0 (pC)
50	25	0.1	2.215
		0.5	55
		1	221
		5	5537
		10	22150

$E_2 = 25 \times 10^{-12} \text{ pF/mm}$
 $\frac{KV}{\mu m} \frac{pF}{\mu m} = \dots$
 $\frac{V}{\mu m} \frac{pF}{\mu m} = pC$
 $\frac{25 \times 10^3}{10^6} \frac{10^{-12}}{10^{-6}} = 2.215 \text{ pC}$

LA CARGA APARENTE

$$S_1 = 50$$

$$l = 1 \text{ mm}$$

$$V_1 = 110 \text{ KV}$$

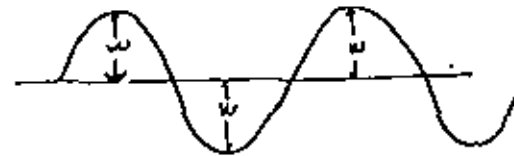
TENDREMOS QUE:

$$q_0 = 2.21 \text{ pC}$$

Y LA ENERGIA DISIPADA

$$W = \frac{1}{2} q_0 E_2 S_1 = \frac{1}{2} (221 \times 10^{-12}) 25 \times 50 \times 10^{-6} = 0.14 \times 10^{-12} \text{ J}$$

LA IONIZACION POR CICLO



LA FRECUENCIA 50 CICLOS

$$\frac{2}{0.02} = 100$$

$$1 \text{ HORA SERA} = 36 \times 10^{-5}$$

$$10 \text{ HORAS} = 36 \times 10^{-6}$$

$$W (10 \text{ HORAS}) = 0.05 \text{ JOULS}$$

LA CARGA APARENTE =

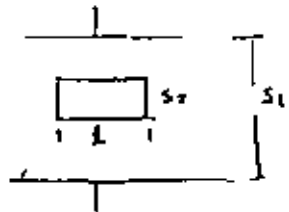
$$q = q_0 \frac{E_2 S_1}{E_1 S_2}$$

$$q = \frac{E_2 E_1 l^2}{S_2} \frac{E_2 S_1}{E_1 S_2} = E_2 E_1 l^2 \frac{S_1}{S_2^2}$$

l (mm)	q (pC)	q_0
0.1	0.02	2.22
0.5	0.63	55
1	2.54	221
5	64	5537
10	225	22150

q = f (IMPERFECCIONES)

DESCARGAS PARCIALES, IONIZACION EN CAVIDADES

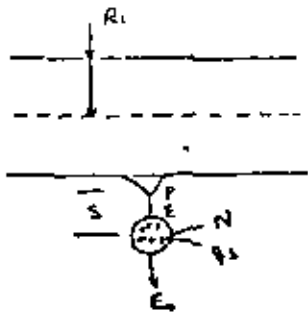


$$V_i = f(s_1, s_2)$$

$$q_i = f(l)$$

$$q = f(l, \frac{s_1}{s_2})$$

IONIZACION DE PROTUSIONES METALICAS EN CABLES.



EN LOS CABLES LOS ELECTRODES PRODUCEN UNA NUBE CON CARGA POSITIVA EN DONDE E_0 ES EL MINIMO VALOR DE IONIZACION DEL CAMPO ELECTRICO Y α ES UN COEFICIENTE DE IONIZACION.

$$q_i = N q_e$$

$$N = e \int \alpha' ds$$

$$\alpha' = K(E - E_0)^n$$

SI LA INTENSIDAD DEL CAMPO ELECTRICO ES TAN BAJA COMO E_0 LA IONIZACION SERA ($E > E_0$)

SI LA INTENSIDAD DEL CAMPO ELECTRICO ES $E \leq E_0$ NO HAY IONIZACION.

K, n, E_0, f (Dependen del Material de Aislamiento)

PARA LOS AISLAMIENTOS EN AIRE $E_0 \approx 2.6 p$ (kV/m-bar)

PARA SF6 (GAS) $E_0 \approx 8.9 p$ (kV/m-bar)

PARA ACEITE MINERAL DE ALTA PUREZA $E_0 \approx 4.5$ kV/m

PARA XLP $E_0 \approx 20$ kV/m

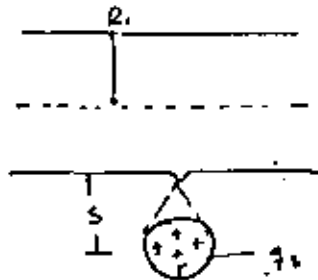
PARA EPR $E_0 \approx 35$ kV/m

AISLAMIENTOS EN AIRE

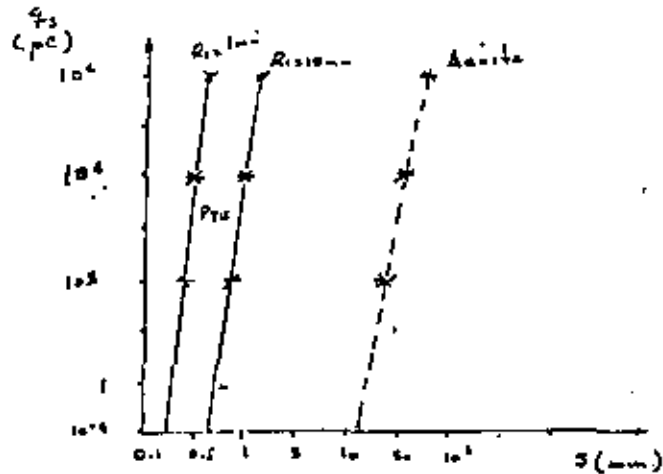
K	=	2.14		
n	=	1.5		
SF6	K =	85	n ≈	1
ACEITE	K =	0.0027	n =	2.7
(XLP)	K =	2.04	n =	0.8

PARA DIFERENTES MATERIALES TENEMOS QUE LA MISMA CARGA
 q_c PERO DIFERENTE LONGITUD DE ABALANCHA.

EJEMPLO:

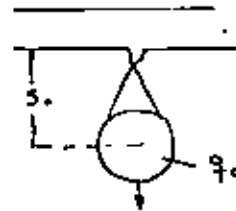


SI NOSOTROS HACEMOS EL CALCULO ENTRE POLIETILENO Y ACEITE
 TENDRIAMOS LA SIGUIENTE GRAFICA



LOS CABLES TENEMOS QUE PROBARLOS CON MAXIMA SENSIBILIDAD.

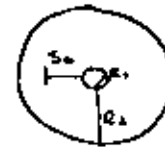
S₀ = LONGITUD CRITICA



q_c, S₀ = 1 (MATERIAL AISLADO)

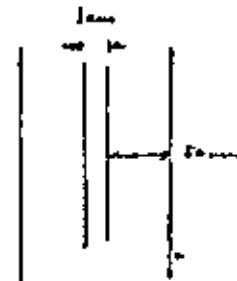
CABLES CON AISLAMIENTO DE POLIETILENO O EPR

q = 10 pC



- R₁ = 10 mm
- R₂ = 27.2 mm
- S₀ = 2.2 mm

EL SIGNIFICADO ES QUE SI EXCEDEMOS ESTOS VALORES ES INEVITABLE EL BRINCO DE CORRIENTE.



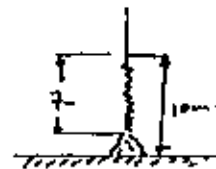
S₀ = 5-10 cm

r = 2.2 mm

q_c = 1-10² pC

q = 10⁴ - 10⁸

q = 50 pC



r = 100 μC/m

La Descarga Parcial es

700 μC

IONIZACION DE UNA CAVIDAD



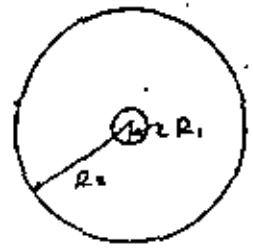
7 es Carga Aparente Critica

PARA DIFERENTES TIPOS DE AISLAMIENTOS q_{vm} = Voltaje Nominal Max permisible en una Descarga Parcial

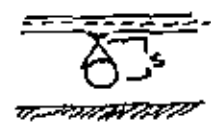
ABALANCHAS PARA PROTUCIONES METALICAS

SOLIDOS	q_c (pC)	q_{vm} (pC)	$q_2 V_n$
XI.P, EPR	10	≤ 1	$\leq 5 - 10$ pC
PAPEL IMPREGNADO CON ACEITE, CAPACITORES, TRANSFORMADORES DE CORRIENTE, TRANSFORMADORES DE POTENCIA Y CABLES	100	≤ 10	
ACEITE USADO EN TRANSFORMADORES	1000	≤ 100	
EN AIRE LINEAS Y SUBESTACIONES	500000		

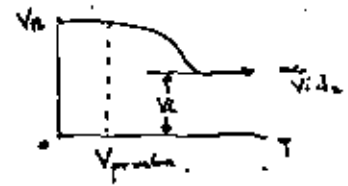
VEA EL SIGUIENTE EJEMPLO:



$R_1 = 10 \text{ mm}$
 $R_2 = 27 \text{ mm}$
 $S_0 = 2.2 \text{ mm}$
 $\rho = 10 \text{ pC}$
 $V_n = 246 \text{ Kv (500.1)}$
 $V_i = 70 \text{ Kv (500 pC)}$
 $V_{prucla} = 180 \text{ Kv (500 mm) 5 pC}$
 $S > 0$
 $V < V_n$

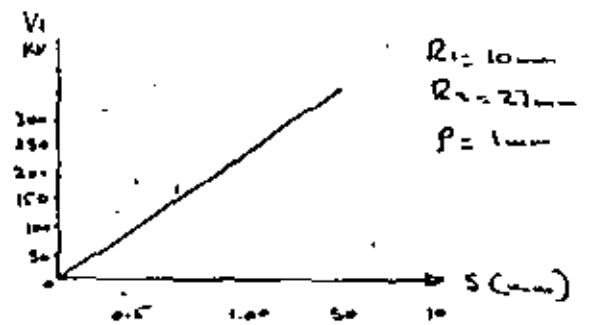
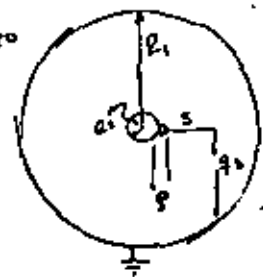


SI ESTA ES LA CONDICION EXISTENTE, LA VIDA ES INFINITA.



CURVA DE VIDA DE LOS AISLAMIENTOS

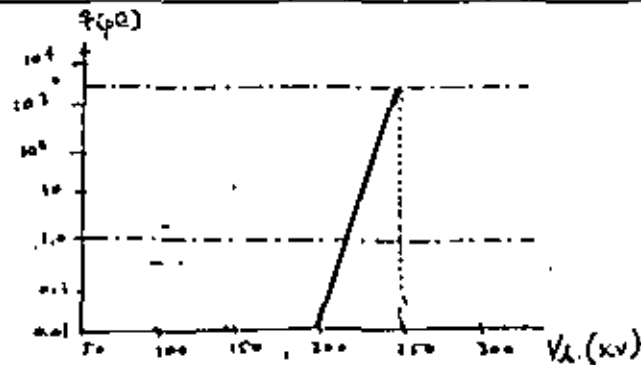
Aislamiento
 PTE
 EPR



$V_n = 250 \text{ Kv} \cdot S$
 $V = 70 \text{ kv} \rightarrow 0$
 $V_n = \text{Tension de Operacion}$

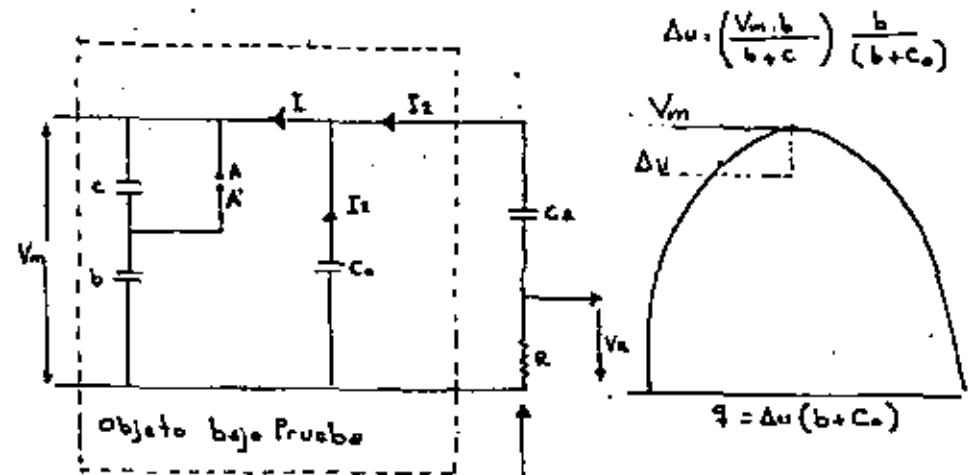
SI NOSOTROS TENEMOS VOLTAJE NOMINAL 1 pC EL CABLE O ...
 LOS AISLAMIENTOS TIENEN ALGUN PROBLEMA Y NOSOTROS TENEMOS
 UNA BUENA HERRAMIENTA PARA DETERMINARLOS.

V_1 (KV)	S (mm)	q_s (pC)	q (pC)
70	0	0	0
150	0.5	10^{-4}	10^{-5}
180	1.0	0.005	0.01
220	1.5	30	6
250	2.2	10^4	2500



EMPEZAMOS A DETECTAR DESCARGAS PARCIALES CUANDO ESTAN -
 MUY CERCANAS AL BRINCO TOTAL DE VOLTAJE.

DIAGRAMA DEL CIRCUITO EQUIVALENTE COMPLETO
 (ESTE CIRCUITO NO SE APLICA A TRANSFORMADORES DE POTENCIA).

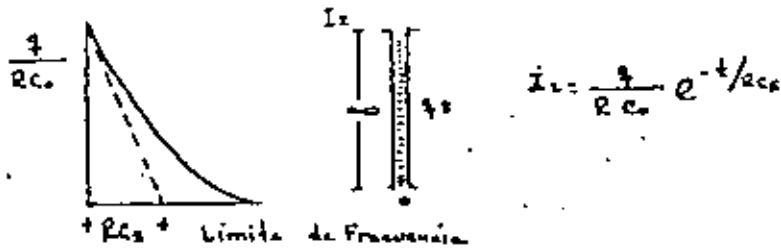


C_a = Capacitor de Acoplamiento
 R = Impedancia de Medicion
 $q = \frac{V_m b^2}{c}$ = Carga Aparente
 C_s = Capacitor serie del circuito
 $C_0 = \frac{C_s C_a}{C_s + C_a}$

C_a DEBE SER LO MAS GRANDE POSIBLE PARA MEDICIONES
 PRECISAS

PULSOS DE CORRIENTE EXPOTENCIAL..

LA FORMACION DE DESCARGAS PARCIALES EN LOS AISLAMIENTOS PRODUCEN PULSOS DE CORRIENTE DE MAGNITUD EXPOTENCIAL.



+Rc+ Limite de frecuencia

SI INTEGRAMOS AL FLUJO DE LA CORRIENTE

$$q_m = \int_0^{\infty} i_c dt = q \frac{C_1}{C_0} = q \frac{C_0}{C_1 + C_0}$$

LA ACTUAL MEDICION DE LA CARGA SERA :

$$q_m < q$$

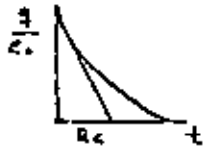
Aproximando

$$q_m \approx q \quad C_1 \gg C_0$$

$$\frac{q_m}{q} = 10^{-1} - 10^{-2} \quad ; \quad \frac{q_m}{q} = 0.5 - 1 \quad \text{si } C_1 \geq C_0$$

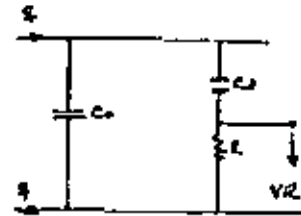
¿ AHORA, CUAL ES EL VOLTAJE EN EL CIRCUITO DE MEDICION ?

$$U_R = R i_c = \frac{q}{C_0} e^{-t/2C_0}$$



U_R = VOLTAJE DE CAIDA A TRAVÉS DE LA RESISTENCIA DE MEDICION.

DIAGRAMA EQUIVALENTE SIMPLIFICADO

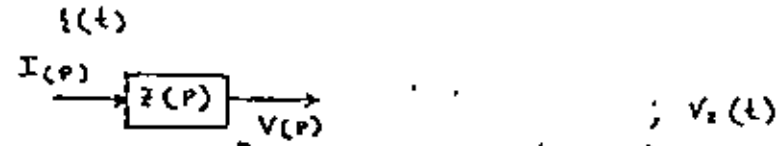


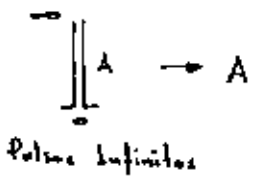
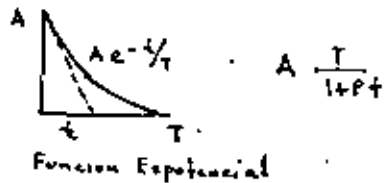
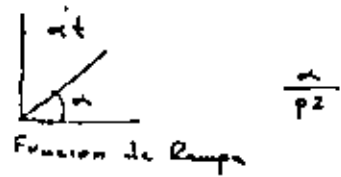
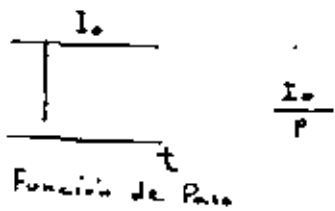
EL DETECTOR DE DESCARGAS PARCIALES MIDE EL VOLTAJE A TRAVÉS DE LA RESISTENCIA.

A FIN DE SIMPLIFICAR LOS CIRCUITOS Y LAS ECUACIONES UTILIZAREMOS TRANSFORMADAS DE LAPLACE.

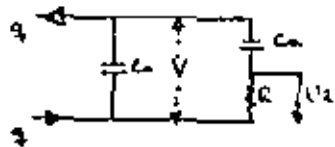
$$\text{---} \frac{R}{\text{---}} \text{---} \frac{L}{\text{---}} \text{---} \quad z = R + j\omega L \quad ; \quad z = R + j\omega L$$

$$\text{---} \frac{1}{j\omega C} \text{---} \quad z = R + \frac{1}{j\omega C} \quad ; \quad z = R + \frac{1}{j\omega C}$$





Circuito Equivalente Simplificado.



$$I(p) = q$$

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_0} = \frac{1}{C_2}$$

$$Z(p) = \frac{(R + \frac{1}{pC_1}) \frac{1}{pC_2}}{R + \frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2}} = \frac{(R + \frac{1}{pC_1}) \frac{1}{pC_2}}{R + \frac{1}{pC_2}}$$

$$V(p) = Z(p)q$$

$$I_2 = \frac{Z(p)q}{R + \frac{1}{pC_2}} = \frac{q}{pC_2} \cdot \frac{1}{R + \frac{1}{pC_2}} = \frac{q}{pC_2} \cdot \frac{C_2}{1 + pRC_2} = \frac{q}{C_2} \cdot \frac{C_2}{1 + pRC_2} = \frac{q}{1 + pRC_2}$$

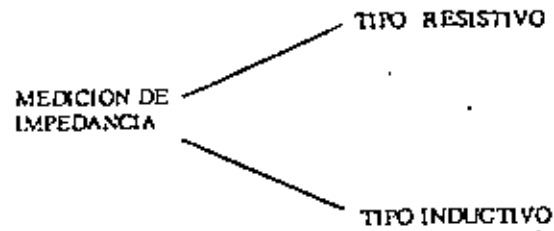
$$V_R = RI_2 = \frac{q}{C_2} \cdot \frac{RC_2}{1 + pRC_2}$$

CON LA TRANSFORMADA DE LAPLACE.

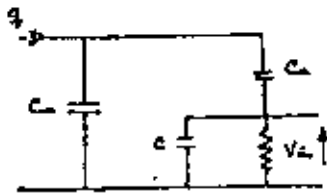
$$V_R(t) = \frac{q}{C_2} e^{-t/RC_2}$$

NOSOTROS ESTAMOS MOSTRANDO QUE EL DIAGRAMA EQUIVALENTE PUEDE SER REEMPLAZADO POR UN DIAGRAMA SIMPLIFICADO EQUIVALENTE CUANDO LA CARGA APARENTE ES SUPUESTAMENTE ENVIADA A TRAVES DE LAS TERMINALES DEL OBJETO BAJO PRUEBA, ENTONCES VEREMOS QUE LA CARGA APARENTE ES TAL QUE ESTA ENVIADA INSTANTANEAMENTE DENTRO DE LAS TERMINALES DEL OBJETO DE PRUEBA Y SERA LA MISMA MEDICION DE LAS DESCARGAS PARCIALES.

5. - CIRCUITOS DE MEDICION

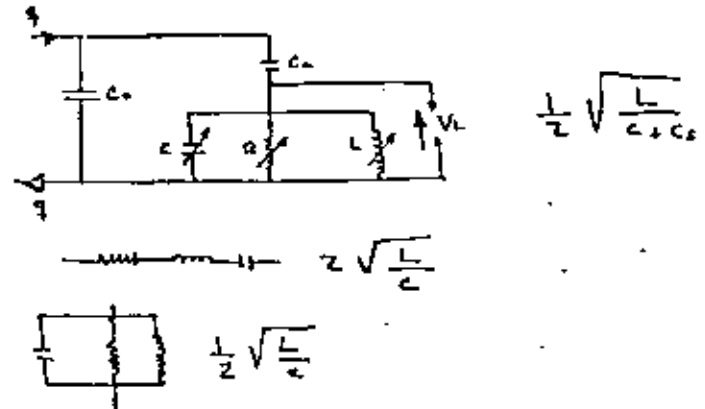


IMPEDANCIA RESISTIVA

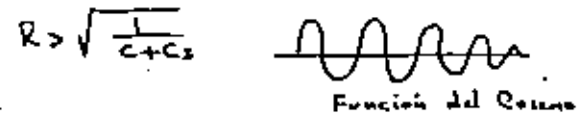


- q = CARGA APARENTE
- C₀ = CAPACITANCIA DEL OBJETO BAJO PRUEBA.
- C_a = CAPACITOR DE ACOPLAMIENTO.
- R = RESISTENCIA DE MEDICION.
- C = CAPACITOR ESTACIONARIO.

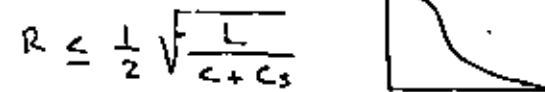
CIRCUITO DE MEDICION CON UNA IMPEDANCIA INDUCTIVA



SI LA RESISTENCIA ES MAYOR TENDREMOS:



SI LA RESISTENCIA ES MENOR:



GRANDES VALORES

a) LA EXISTENCIA DE UN CABLE COAXIAL LARGO ENTRE LA IMPEDANCIA DE MEDICION Y EL DETECTOR
(100 pf / m 10 m → 1 nf)

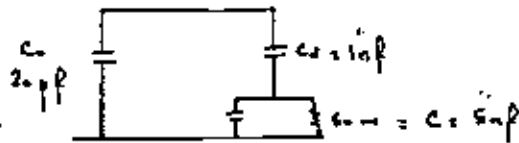
b) EL USO DE UN BUSHING DE TAP CAPACITIVO PARA MEDIR DES CARGAS PARCIALES EN TRANSFORMADORES DE POTENCIA.

ECUACION DE LA MEDICION.

$$V_R = \frac{q}{c_0 \left(1 + \frac{c}{c_0}\right) + c} e^{-t/RC (c+c_0)}$$

SI LA CAPACITANCIA $C \gg c_0$ TENDREMOS BAJA SENSIBILIDAD Y OBTENDREMOS LECTURAS ERRONEAS.

EJEMPLO:



ENTRE MAS PEQUEÑO SEA EL CABLE SE REQUIERE MAS CAPACITANCIA.

EN CONDICIONES NORMALES :

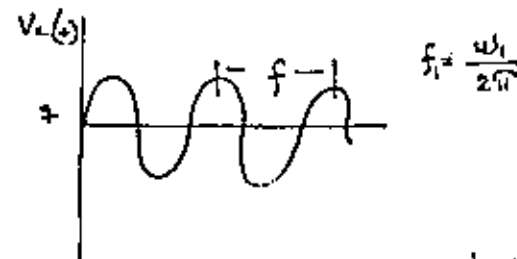
$$R = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C+C_0}}$$

$$V_L(t) = \frac{q}{c_0 \left(1 + \frac{c}{c_0}\right) + c} e^{-t/2R(c+c_0)} \cdot \cos \omega_1 t$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L(c+C_0)} - \frac{1}{4R^2(c+C_0)^2}}$$

$\omega_1 =$ FRECUENCIA RESONANTE (TUNNING)

EN EL TIEMPO TENDREMOS :

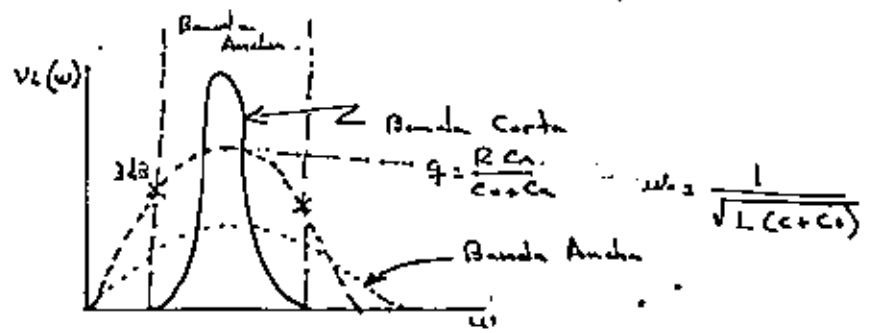


QUIZAS ω_1 SEA VARIADA

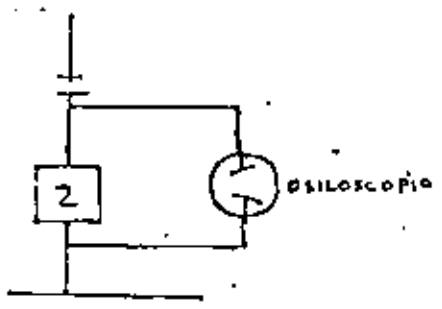
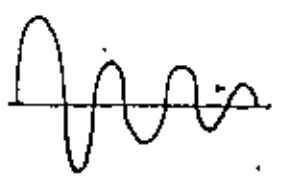
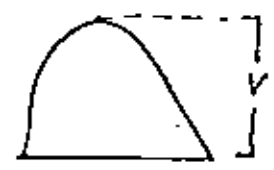
SI EL INSTRUMENTO ES CAPAZ DE DETECTAR PICOS ES POSIBLE DETERMINAR q Y TENDREMOS UN DETECTOR DE DESCARGAS PARCIALES.

CON FOURIER TENDREMOS:

$$V_L(\omega) = q \frac{C_1}{C_1 + C_2} \frac{\omega L}{\sqrt{[1 - \omega^2 L (C_1 + C_2)]^2 + (\omega L / R)^2}}$$



SI R ES MAYOR TENDREMOS UNA IMPEDANCIA DE BANDA CORTA.
 SI R ES MENOR TENDREMOS UNA IMPEDANCIA DE BANDA ANCHA.



6. - INSTRUMENTOS DETECTORES DE DESCARGAS PARCIALES

a) SELECCION DE VOLTMETROS.

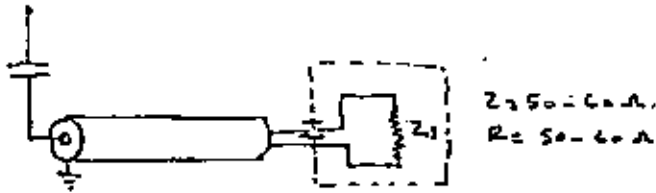
QUE DE INDICACIONES PROPORCIONALES A LA AMPLITUD. EN EL ESPECTRO DE FOURIER ES LA SEÑAL DE ENTRADA DEL SINCRONIZADOR DE FRECUENCIA. ESTE TIPO DE APARATOS NO DETECTA EL PICO DE AMPLITUD MAXIMA SIEMENS 2800 PARA DETECTAR MICROVOLTS O DECIBELES. (MEDIDOR DE PICOS INFINITOS).

b) APARATOS QUE CONVIERTEN DIRECTAMENTE LA SEÑAL DE VOLTAJE A TRAVES DE LA MEDICION DE LA IMPEDANCIA DENTRO DE UN GRAFICADOR O DE LECTURA PROPORCIONAL A LA CARGA APARENTE.

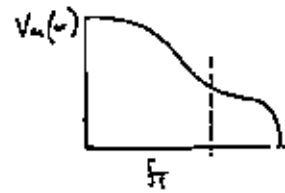
o Integrando $V_{max} = \frac{1}{R} \int v dt$ (osciloscopio)
 ∫ v dt proporcional a q

LLAMAREMOS A ESTOS INSTRUMENTOS DETECTORES DE MAXIMA CARGA SIMILARES A :

- E.R.A. (DE BANDA ANCHA)
- ADISSON (DE BANDA CORTA)
- BIDDLE (DE BANDA ANCHA)
- NONIUS (DE BANDA ANCHA)



SELECCION DE DETECTORES

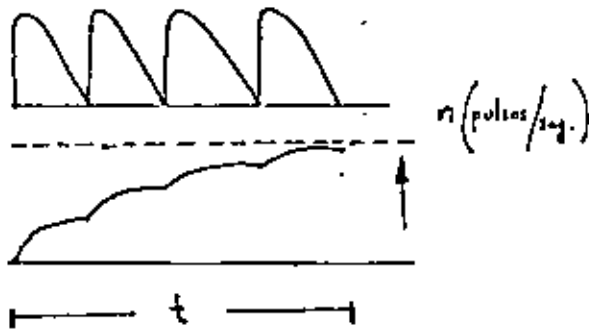
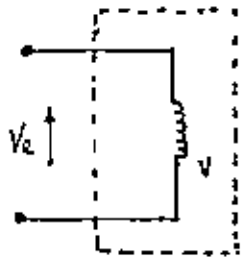


$$f_T \approx \frac{1}{2\pi R (C_1 + C_2)}$$

SI LA FRECUENCIA ES MAS BAJA

$$f < f_T$$

$$V_m \approx K_f \frac{R C_1}{C_1 + C_2}$$



$$\frac{V_m}{f} = KR \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Es la relacion que existe entre μV y dB con p.c.

Ejemplo con el aparato SIEMENS.

$$R = 60 \Omega \quad n = 100 \text{ p/s} \quad f(n) = 1 \quad \Delta t = 9 \text{ KHz} \quad C_2 = 2 \mu F$$

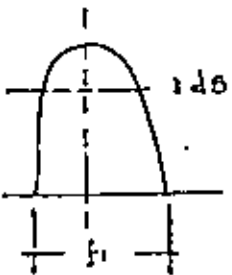
$$\frac{V_m}{f} = 1.7 \times 10^2 \times 60 \times 0.01 \times 10^{-6} = 0.36 \mu V / p.c. \quad \left(\begin{array}{l} \text{cada p.c. de} \\ \text{carga aparente} \\ \text{produce } 0.36 \mu V \end{array} \right)$$

$$dB = 20 \log_{10} \frac{0.36}{0.1}$$

$$dB = 11 \text{ dB}$$

$$f_T \approx 1.5 \text{ MHz}$$

CON ESTE EQUIPO NO DEBE EXISTIR MAS RUIDO EN EL LABORATORIO QUE 10 - 12 dB.



$$V_m = K \cdot f(n) \Delta f \dots \dots (s^{-1})$$

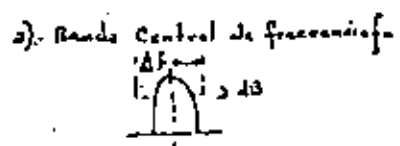
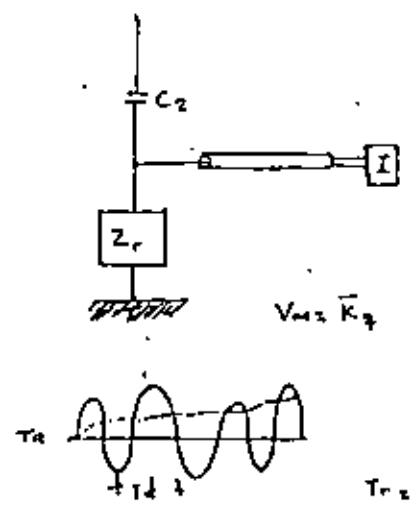
$$V_m(\omega) = K_2 \frac{q R C_1}{C_1 + C_2} \frac{1}{\sqrt{1 + [\omega R (C_1 + C_2)]^2}}$$

$$n = 100 - 1000 \text{ n/s}$$

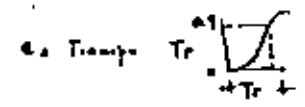
$$\text{correspondiente } f(n) = 1 - 2$$

$$\Delta f = 9 \text{ KHz}$$

DETECTORES DE MAXIMA CARGA



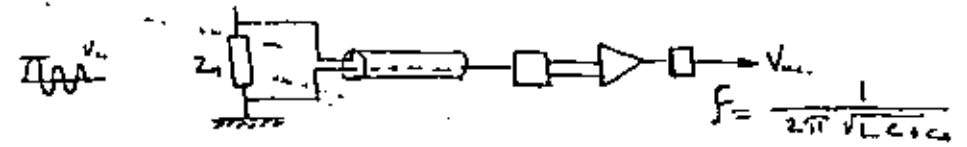
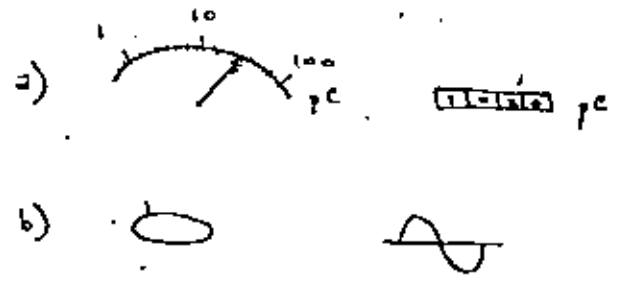
b). Banda Ancha Δf



$$T_r = \frac{1}{\Delta f}$$

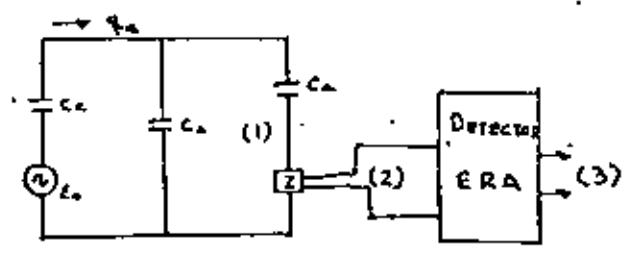
CON CARATULA

- a) CON ESCALA GRADUADA CON MOVIMIENTO INDICADOR O DIGITAL.
- b) C.R.T. MOSTRANDO UN ELIPSE (ESTOS SON LOS MEJORES PARA MEDIR).



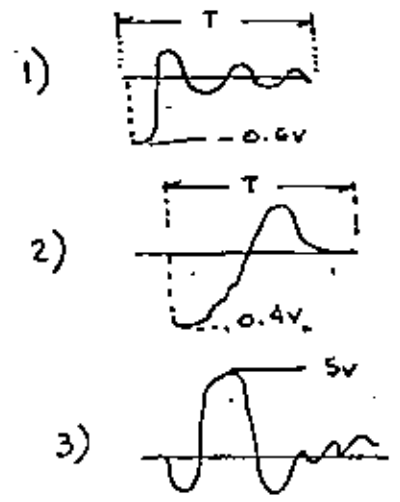
EL DETECTOR MODELO III DE E.R.A. TIENE UN RANGO DE 10 - 150 KHz. Y UN TIEMPO DE RESPUESTA IGUAL A $2\mu s$. R, L, C, SON VARIABLES RESPECTO A LA FRECUENCIA DEL TIEMPO EN EL CIRCUITO DE MEDICION SI LA FRECUENCIA CENTRAL f_0 DE LA MEDICION ES $C_0 = 0.250 \mu f$

EJEMPLO CON UN DETECTOR DE BANDA ANCHA :



- $C_1 = 50 \mu f$
- $C_2 = 500 \mu f$
- $R_c = E_0 C_c$
- $R_c = 500 \mu C$
- $E_c = 50$
- $C_c = 10 \mu C$

Si medimos el voltaje en un 3 puntos.

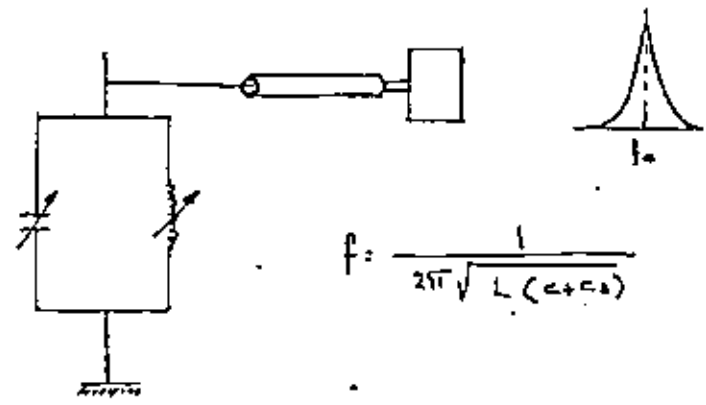


EL TIEMPO ES EL MISMO EN LOS TRES CASOS Y LOS VALORES SON PROPORCIONALES.

VALORES TÍPICOS EN EL ADISSON

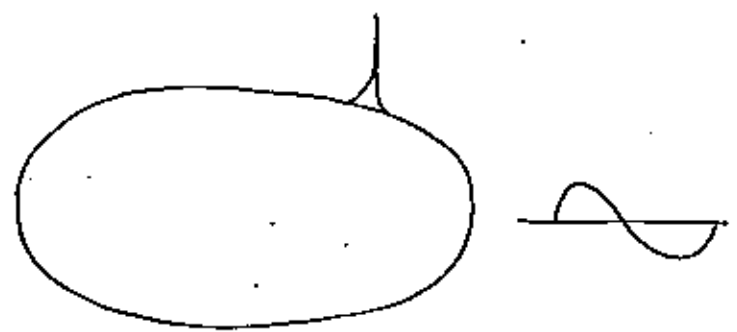
- $f_0 = 100 \dots 2 \text{ MHz.}$
- $f_0 = 500 \text{ KHz}$
- $f = 9 \dots 30 \text{ KHz.}$

EJEMPLO CON UN DETECTOR DE BANDA CORTA :



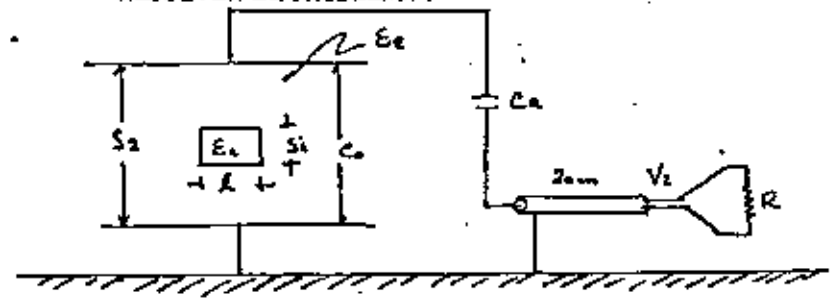
$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(c+c_0)}}$$

EN EL OSCILOSCOPIO :



SE TIENE Poca SENSIBILIDAD PORQUE NO SE ALCANZA A MEDIR TODA LA ONDA.

RESOLVER EL PROBLEMA :



EVALUAR :

- a. EL VOLTAJE DE INCEPCION, V_i
- b. EL VOLTAJE MAXIMO V_r A TRAVES DE LA RESISTENCIA DE MEDICION (LEYENDO LA CARGA MAXIMA DEL DETECTOR).
- c. LECTURA DEL PICO MAXIMO DEL DETECTOR A UNA FRECUENCIA DE 2 MHz ($\alpha = 100 \text{ p/S}$ y $\Delta f = 9 \text{ KHz}$).

- $S_2 = 10 \text{ mm}$
- $S_1 = 50 \mu\text{m.}$
- $C_a = 2000 \text{ pf}$
- $R = 600 \Omega$
- $E_2 = 2.5 E_0$
- $E_1 = E_0$
- $C_0 = 500 \text{ pf.}$
- $L = 5 \text{ mm}$
- $S_0 R \text{ en } \mu\text{ (pF/m)}$

7.2 PROBLEMAS PRACTICOS DE MEDICION

$$E_i = 2.4 + \frac{2.07}{S_1 \cdot 0.43} = 2.4 + \frac{3.07}{(50 \times 10^{-3})^{0.43}} = \underline{\underline{25.246 \text{ kV}}}$$

$$V_i = E_i \cdot S_i \quad E_2 = \frac{E_i}{E_1} \quad S_2 = E_1 \left\{ S_1 + \frac{E_1}{E_2} S_1 \right\} \quad -V_i \text{ rms} = \frac{102.5}{\sqrt{2}} = 70 \text{ kV}$$

$$V_i = 25.25 \left\{ 50 \times 10^{-3} + \frac{1}{25} \times 10 \right\} = (25.25 \times 4.05) = \underline{\underline{102.5 \text{ kV/mm}}}$$

$$q = E_i E_2 R^2 \frac{S_1}{S_2} = 25.246 \times 2.5 \times 8.76 \times 10^{12} \frac{10}{10} = \underline{\underline{70 \mu\text{C}}}$$

$$q = \frac{KV}{mm} \cdot \frac{pF}{m} \times 10^3 \text{ mm}$$

$$V_r = \frac{q}{C_1 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) + C_2}$$

$$V_r = \frac{70 \times 10^{-12}}{500 \times 10^{-12} \left(1 + \frac{2000 \times 10^{-12}}{2000 \times 10^{-12}} \right) + 2000 \times 10^{-12}} = \underline{\underline{23.3 \mu\text{V}}}$$

$$\frac{V_r}{q} = \frac{23}{70} = 0.33 \text{ mV/pC}$$

$$K = f(\omega) \Delta f \text{ seg}^{-1}$$

$$V_M(\omega) = K \frac{q R C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{\sqrt{1 + [\omega R (C_1 + C_2)]^2}}$$

$$C_2 = 2000 \text{ pF/m}$$

$$C_1 = \frac{C_0 C_2}{C_0 + C_2} = \frac{2000 \times 10^{-12} \times 2000}{2000 + 2000}$$

$$C_1 = 1000 \text{ pF}$$

$$K = 1 \times 9 \times 10^3 = 9000 \text{ Hz/seg}$$

$$V_M(\omega) = \frac{9000 \times 70 \times 10^{-12} \times 60 \times 2000 \times 10^{-12}}{500 \times 10^{-12} + 2000 \times 10^{-12}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + [255 \times 10^6 \times 60 (2000 \times 10^{-12} + 2000 \times 10^{-12})]^2}}$$

$$V_M(\omega) = \frac{7560 \times 10^{-5}}{2500} \times \frac{1}{\sqrt{1 + [753 \times 10^{-6} (2400 \times 10^{-12})]^2}}$$

$$V_M(\omega) = \frac{3.024 \times 10^{-5}}{\sqrt{4.27}} = \frac{3.024 \times 10^{-5}}{2.06} = \underline{\underline{1.46 \times 10^{-5}}}$$

$$V_M(\omega) = 14.6 \mu\text{V}$$

$$\text{Corresponden} = 23 \text{ dB}/\mu\text{V}$$

$$\text{dB} = -20 \log_{10} \frac{V_M}{1.0} = \underline{\underline{-23 \text{ dB}}}$$

8.- CALIBRACIONES

$R \rightarrow q$

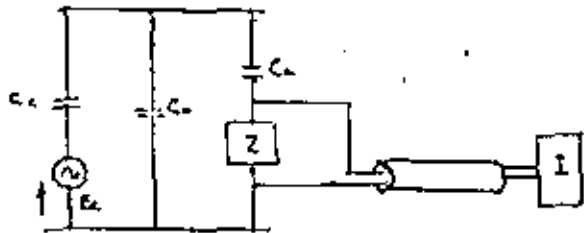
R_c Lectura instantánea.

CALIBRACIONES

RUTINA. APLICAR UNA CARGA Y LEER DIARIAMENTE.
 $q_c \rightarrow R_c$

COMPLETA. CONSISTE EN EVALUAR TODAS LAS CARACTERISTICAS DE LOS INSTRUMENTOS DETECTORES UNA VEZ AL AÑO POR LO MENOS.

CALIBRACION DIRECTA



$E_c \ll C_o, C_a$

$q_c = E_c C_c$

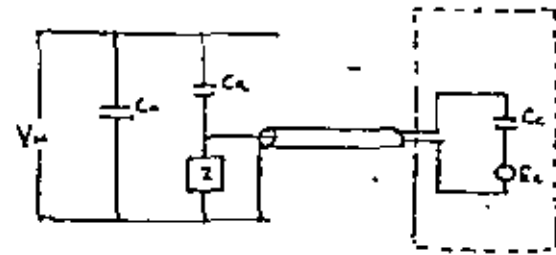
$q_c = 5, 10, 20, 100, 500 \mu C$

LA CALIBRACION EN FABRICA DEBE SER LA RELACION:

$f = \frac{R_c}{q_c}$
 (with handwritten notes: $\mu C / pC$ and pC / pC)

CALIBRACION INDIRECTA

LA CALIBRACION INTERNA DEL APARATO



$R_{ic} = F q_c \left(1 + \frac{C_o}{C_a} \right)$

LECTURA DEL INSTRUMENTO PARA CALIBRACION INDIRECTA



$q = q_c \left(1 + \frac{C_o}{C_a} \right)$

$C_a \gg C_o$

9.- INTERFERENCIA

- a. **DISTURBIOS.** - LOS CUALES SON PRINCIPALMENTE CAUSADOS POR UNA MAGNITUD DE VOLTAJE Y SON PRODUCIDOS POR CAUSAS EXTERNAS, TALES COMO : - RADIO, TELEVISION, LINEAS DE POTENCIA, - - OPERACION DE SWITCHEOS, MOTORES, PERFORADORAS, ETC.).

AREA DE PRUEBAS CON PANTALLAS TALES COMO JAULAS DE FARADAY INCLUYENDO FILTROS.

- b. **DISTURBIOS.** - LOS DISTURBIOS NORMALMENTE SE INCREMENTAN CON LA PRUEBA DE VOLTAJE, LOS CUALES ESTAN ASOCIADOS CON EL INCREMENTO DE VOLTAJE.

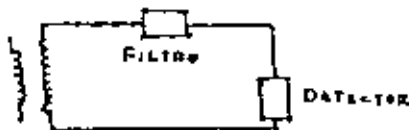
A SABER, DESCARGAS PARCIALES EN TRANSFORMADORES DE POTENCIA DE ALTO VOLTAJE.

DESCARGAS PARCIALES EN CAPACITORES DE ACOPLAMIENTO.

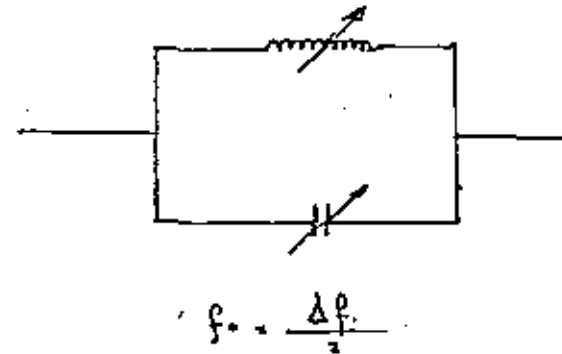
FENOMENOS DE CORONA EN LAS CONEXIONES DE ALTO VOLTAJE.

BRINCOS EN LAS TIERRAS DE LOS OBJETOS NO ATERRIZADOS EFECTIVAMENTE.

SI TOMAMOS EN CUENTA TODAS LAS PRECAUCIONES ANTERIORES Y ESTAS NO FUERAN EFECTIVAS Y QUE SIGUIERAN APARECIENDO DESCARGAS PARCIALES EN EL INDICADOR, PODRIAMOS HACER UN FILTRO, COMO SE OBSERVA A CONTINUACION.



UN BUEN FILTRO PARA BANDA CORTA SERA :



$$f_c = \frac{\Delta P}{2}$$

DISEÑO DE ELECTRODOS LIBRES DE CORONA

EN AIRE UN VOLTAJE DE CORRIENTE ALTERNA PROVOCA LA IONIZACION DEL AIRE.

EN AIRE TAMBIEN SOBRE PRESIONES ATMOSFERICAS NORMALES p_0

$$\frac{p}{p_0} = 0.72 \quad E_1 = 23 \left(1 + \frac{0.37}{R - 0.25} \right) \text{ kv/cm, cm}$$

$$E_{1p} = PE_{10}$$

Para Hertz $E_1 = 18$

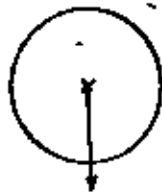
\bar{R} = ES LLAMADO LA CURVATURA MEDIA DEL PUNTO CONSIDERADO.

\bar{R} : Media del Radio de Curvatura.



P = CURVATURA PRINCIPAL DEL RADIO EN UN PUNTO

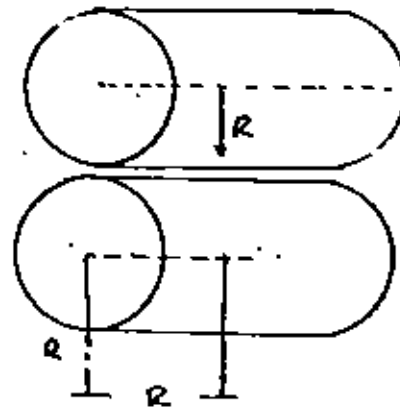
$$\frac{1}{\bar{R}} = \frac{1}{\bar{a}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$



ESFERA

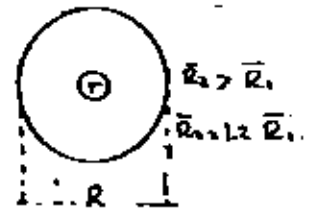
$$\bar{R} = R \quad ; \quad \bar{R} = 2 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

CILINDRICOS

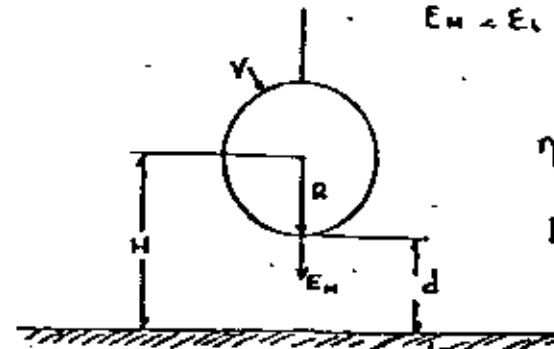


$$\bar{R} = 2R$$

$$\bar{R} = \frac{2r - R}{R + 2}$$



EJEMPLO: ESFERA RESPECTO A UN PLANO:



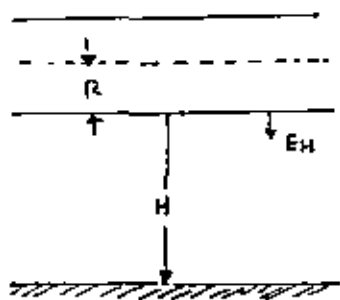
$E_M = E_1$ E_1 = Campo Electrico

$$\eta = R - \left(\frac{R-d}{R} \right)^2 \approx 2d$$

$$P = \frac{H}{R} \geq 3$$

$$E_M = \frac{V}{d\eta}$$

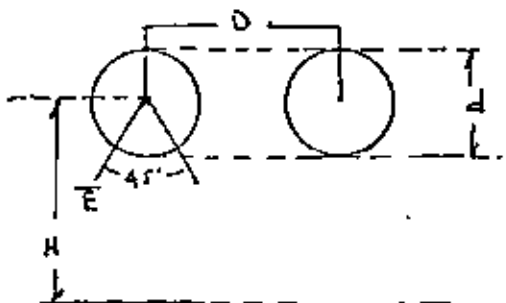
CONDUCTOR A UN PLANO



$$E_M = \frac{2H}{2H-R} \cdot \frac{V}{R} \cdot \frac{1}{\ln_2 \left(\frac{2H-R}{R} \right)}$$

$$\frac{H}{R} \geq 2 \approx 3$$

ANILLOS A UN PLANO



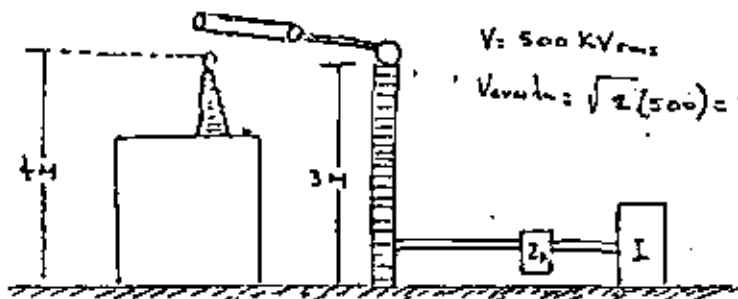
$$E_M \approx K \cdot h \cdot \frac{V}{d}$$

$$H = \frac{3.17}{2.57 + \left(\ln_2 \frac{V}{d} \right)} \cdot 1.22$$

$$K \leq 1.05 \text{ si } \frac{H}{O} \geq 5$$

K = Impedancia del plano del suelo respecto a E_M
 H = Función de la forma del anillo

EJEMPLO: MEDIR LAS DESCARGAS PARCIALES



$$V = 500 \text{ KV rms}$$

$$V_{\text{secundaria}} = \sqrt{2} (500) = 710 \text{ KV}$$

a. - EN UN TRANSFORMADOR

$$H = 4 \text{ m}$$

$$d = 35 \text{ cm}$$

$$D = 150 \text{ cm}$$

$$\bar{R} = 28 \text{ cm}$$

$$E_M = 0.76 \times 24 \left(1 + \frac{0.12}{2.57 \times 28} \right) = 23 \text{ KV/cm.} \rightarrow \text{simuladas.}$$

$$E = K_M \frac{V}{d} = 1.2 \times 0.76 \frac{710}{35} = 19 \text{ KV/cm.}$$

b. - EN UN TUBO DE ALTO VOLTAJE. (CILINDRICO)

$$\bar{R} = 7.5 \text{ cm.}$$

$$\bar{R} = 15 \text{ cm. (por ser cilindrico)}$$

$$E_M = 24 \text{ KV/cm.} \rightarrow \text{simuladas.}$$

$$H = 300 + 7.5 = 307.5 \text{ KV/cm.}$$

$$E_M = \frac{2H}{2H-R} \cdot \frac{V}{R} \cdot \frac{1}{\ln_2 \left(\frac{2H-R}{R} \right)} = 22 \text{ KV/cm}$$

c. - EN UNA ESFERA

$$\bar{R} = 40 \text{ cm.}$$

$$E_M = 23 \text{ KV/cm.}$$

$$H = 3.4 \text{ m}$$

$$\rho = 2.5$$

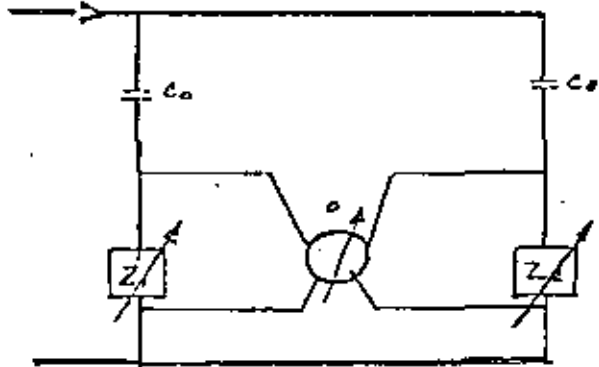
$$\eta = 0.13$$

$$E_M = \frac{V}{\eta d} = \frac{710}{0.13 \times 300} = 18.2 \text{ KV/cm}$$

SI $E_M < E_c$ → EL OBJETO ESTA LIBRE DE CORONA, EN ESTE CASO LOS ELECTRODOS ESTARAN LIBRES DE CORONA

INSTRUMENTOS

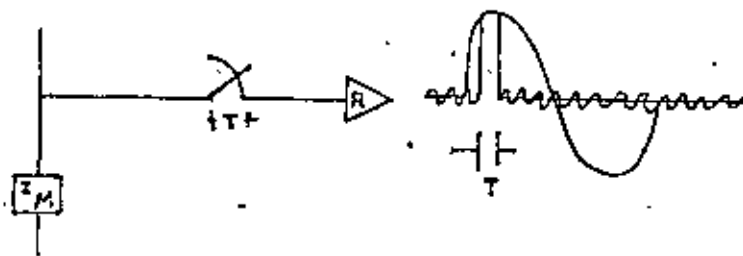
UN DETECTOR BALANCEADO



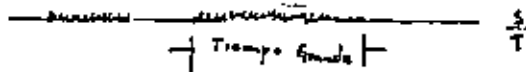
CIRCUITO BALANCEADO

$C_0 = C_0$
Si no hay Descarga
el indicador marcara "0"

LOS PROCESOS ELECTRONICOS DE RECONOCIMIENTO DE SEÑALES
POR EL METODO DE TIEMPO VENTANA

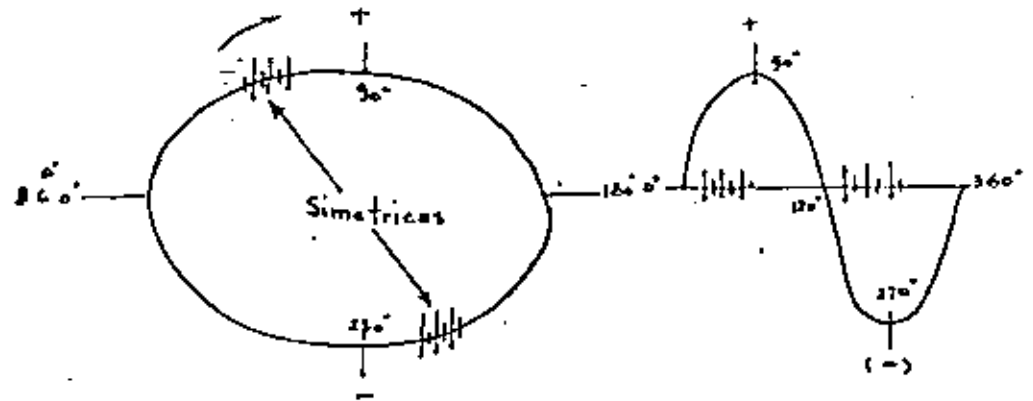


Tiempo Promedio

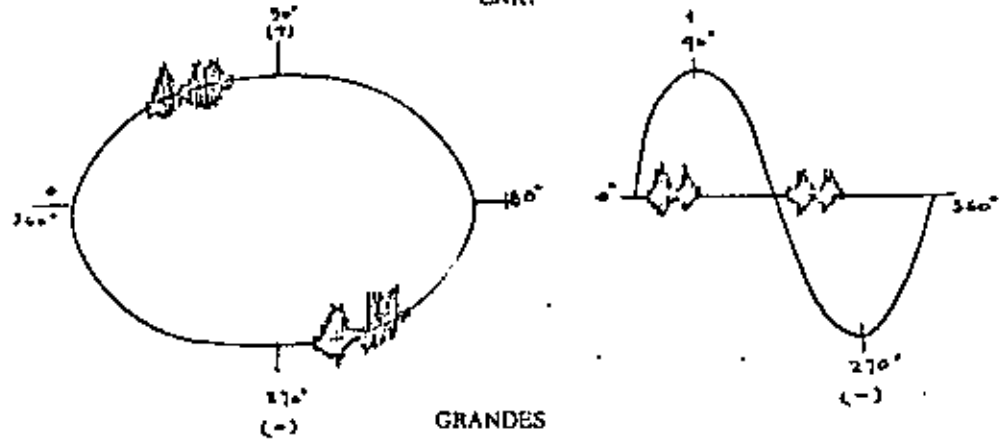


RECONOCIMIENTO DE INTERFERENCIAS EN UN OSCILOSCOPIO

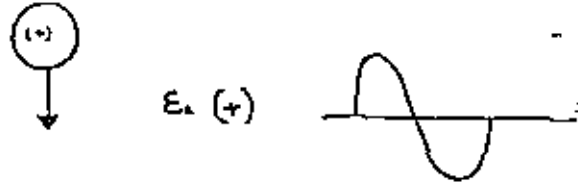
DESCARGAS PARCIALES EN CAVIDADES PEQUEÑAS.



EN UNA CAVIDAD GRANDE, ALGUNAS CAVIDADES DE TAMAÑO SIMILAR.



RECONOCIMIENTO DE DESCARGAS PARCIALES EN UNA CAVIDAD CERCA A LA SUPERFICIE DE UN ELECTRODO (ABALANCHAS ELECTRICAS QUE CONDUCE UNA PROTUSION SOBRE UN ELECTRODO DE ALTO VOLTAJE).

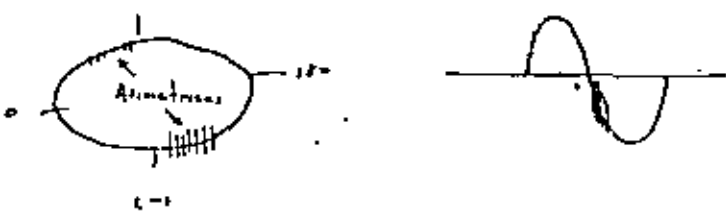


$E_L(-) \leq E_L(+)$ La Intensidad $(-) \geq (+)$

SE TIENE UNA CAVIDAD O PROTUSION.



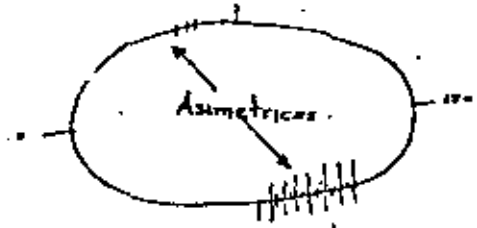
SI LA VEMOS EN EL OSCILOSCOPIO



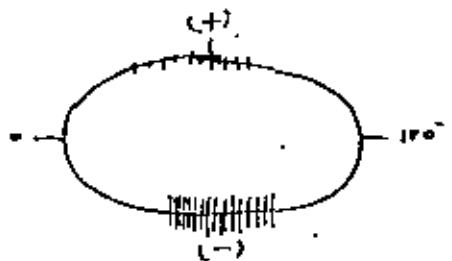
SON DISTINTAS LAS INTENSIDADES EN EL OSCILOSCOPIO, SON MAS CRITICAS LAS PROTUSIONES QUE, EN ALGUNAS OCASIONES, LAS MISMAS CAVIDADES.

CORONA EN AIRE

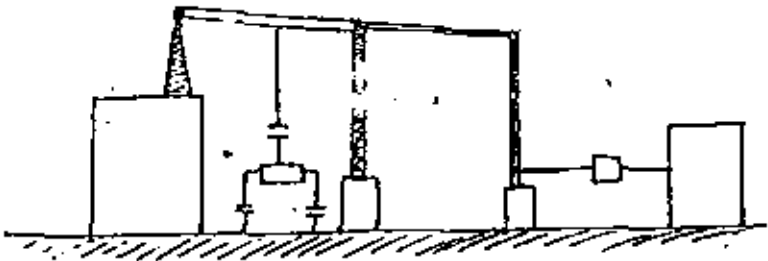
ES MAS ALTO QUE EL VOLTAJE DE INICIACION.



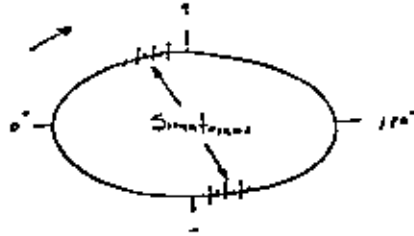
CUANDO SE LOCALIZA MUY ARRIBA DEL VOLTAJE DE INICIACION



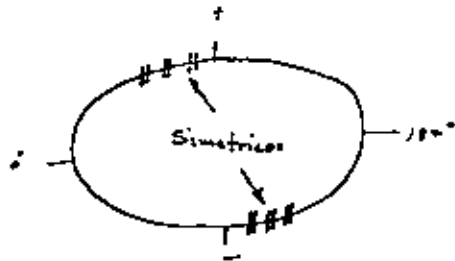
BRINGOS EN LOS OBJETOS NO ATERRIZAMOS.



DENTRO DEL OBJETO DE PRUEBA.



FUERA DEL OBJETO DE PRUEBA.



OBJETOS PURAMENTE CAPACITIVOS DE BAJA CAPACITANCIA.

ESTE CASO SE ENCUENTRA ÚNICAMENTE EN:

- TRANSFORMADORES DE CORRIENTE
 - TRANSFORMADORES DE POTENCIAL
 - DIVISORES DE VOLTAJE CAPACITIVO.
- $< 500 \mu\text{f}$; La medición depende de la f_c

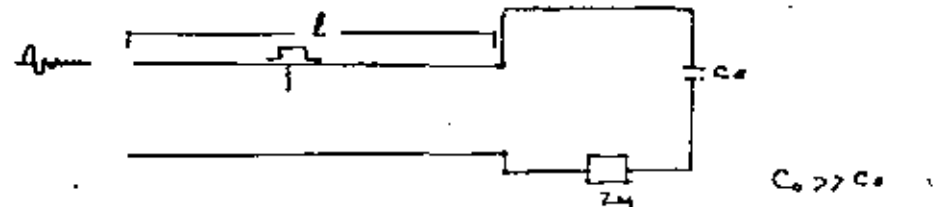
CABLES

LAS DESCARGAS PARCIALES TIENEN ESPECIAL IMPORTANCIA PARA CABLES CON AISLAMIENTOS EXTRUIDOS.

EN CABLES DE LONGITUD CORTA NORMALMENTE NO SE TIENEN PROBLEMAS EN LOS AISLAMIENTOS SINO EN LAS TERMINALES, DADO QUE ES MUY Poca CAPACITANCIA Y ES DIFÍCIL DISTINGUIR LAS DES-

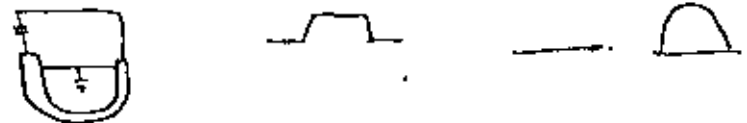
CARGAS DE INTERFERENCIAS O RUIDOS QUE SE FILTRAN A TRAVÉS DE LAS TERMINALES.

EN CABLES DE SECCION GRANDE NOSOTROS TENDREMOS UNA MEDICION COMO LA QUE SE INDICA:



NO SE DEBE TENER LAS TERMINALES ABIERTAS POR LAS INTERFERENCIAS, ONDAS DE REFLEXION QUE SE REGISTRAN EN EL DETECTOR.

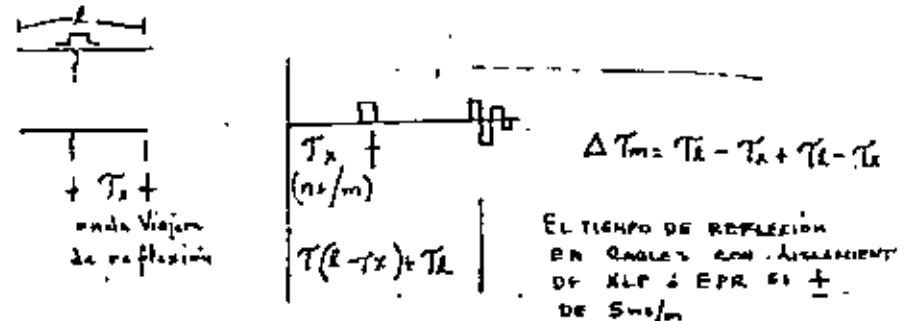
ATENUACION DE UN DETECTOR DE BANDA CORTA



CONECTAR UN CAPACITOR DE ACOP LAMIENTO A LOS EXTREMOS.

LOCALIZACION DE DESCARGAS PARCIALES EN CABLES.

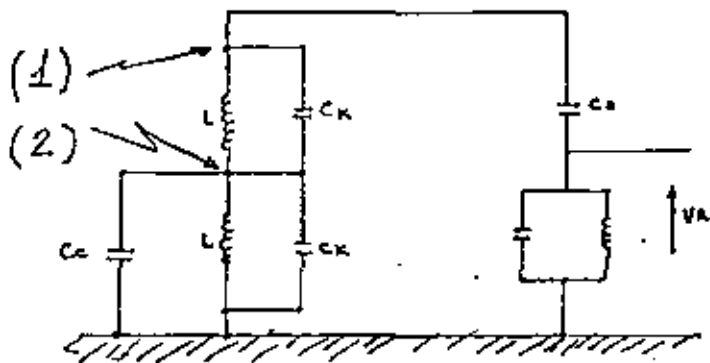
EL TIEMPO DE RESPUESTA DE UN PULSO DIRECTO CORRESPONDE A LA REFLEXION DEL OSCILOSCOPIO.



10. - APARATOS USADOS EN TRANSFORMADORES DE POTENCIA;
CABLES Y CAPACITORES.

TRANSFORMADORES DE POTENCIA

LOS PULSOS DE CORRIENTE SON MODIFICADOS CON LA PROPAGACION A LO LARGO DEL DEVANADO DEL TRANSFORMADOR A DONDE SE LOCALIZAN NORMALMENTE Y TIENEN SU ORIGEN LAS DESCARGAS PARCIALES EN LOS TRANSFORMADORES DE POTENCIA.



$C_c = 2 \text{ nF}$
 $C_{k1} = 3 \text{ mF}$
 $C_{k2} = 2 \text{ nF}$
 $R_s = 60 \Omega$
 $C_0 = 0$

LOS BRINCOS EN LA INDUCTANCIA DEL DEVANADO SON IGUALES A:
 10 mV

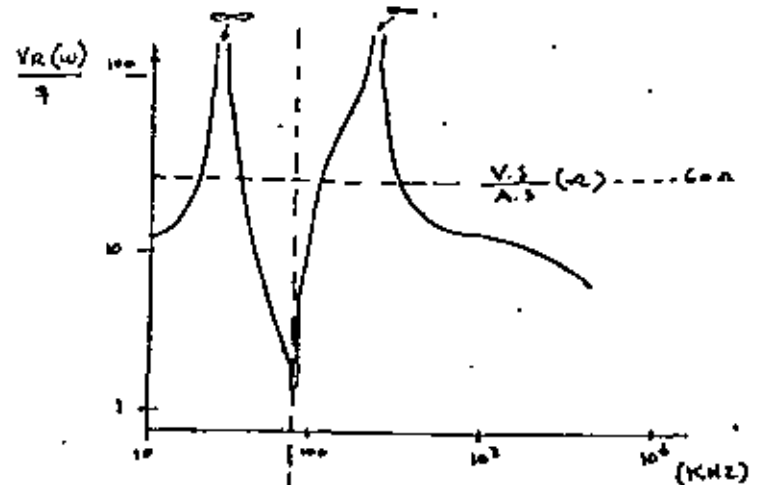
NO SE CONSIDERA LA INDUCTANCIA DE MAGNETIZACION PORQUE LO QUE APLICAMOS SON PULSOS DE CORRIENTE Y ESTOS NO SON VISTOS POR EL NUCLEO DEL TRANSFORMADOR.

CONSIDERAREMOS 3 CASOS:

- A. CUANDO LAS DESCARGAS PARCIALES CAEN EN EL PUNTO (1.)
- B. CUANDO LAS DESCARGAS PARCIALES CAEN EN EL PUNTO (2.)

PULSOS INFINITOS

PARA EL CASO (A) $V_R(\omega)$ (1)

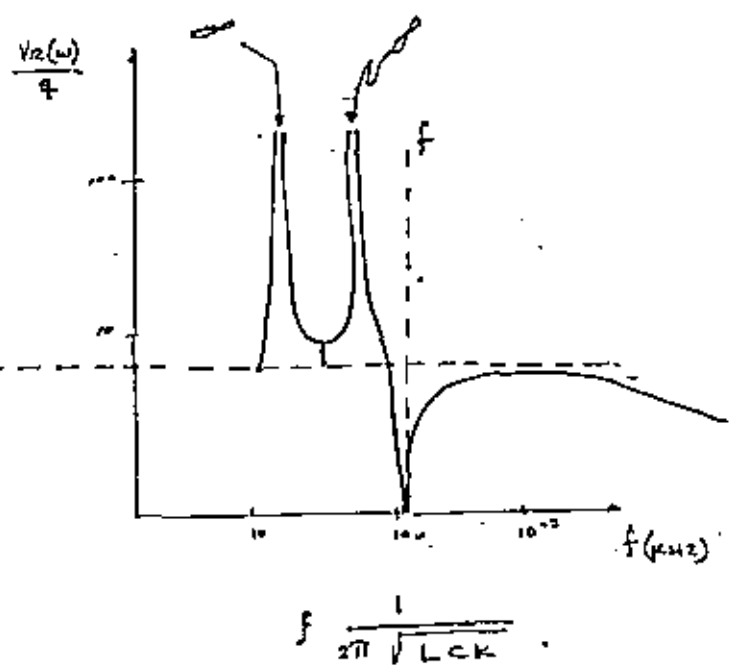


$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_k + C_c)}}$$

$L = 1 \text{ mH}$
 $C = 10 \times 10^{-2} = 10^{-1}$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{10^{-2} (1 + 10^{-1})}} = 6.5 \text{ KHz}$$

PARA EL CASO (B) (2)

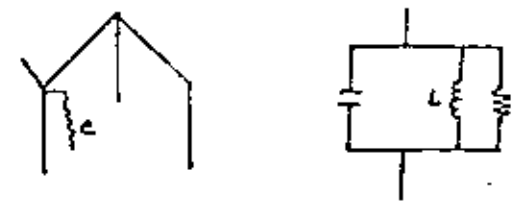


PARA PODER PROBAR DESCARGAS EN TRANSFORMADORES NECESITAMOS UNA FRECUENCIA MAYOR ENTRE 1 a 5 MHz.

LOS INSTRUMENTOS DETECTORES PODRIAN SER DEL TIPO DE BANDA ANCHA DE 10 A 200 o 300 KHz.

SI SE USA UN TAP CAPACITIVO EL METODO PUEDE SER NECESARIO -

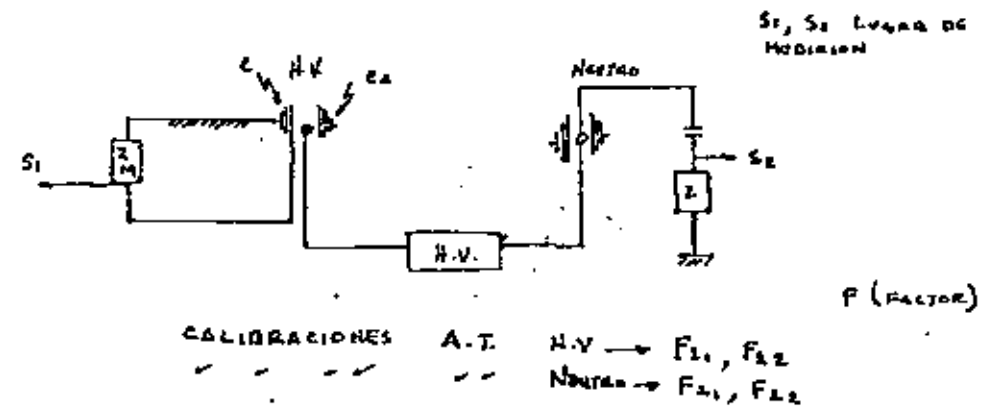
PARA COMPENSAR LA CAPACITANCIA DEL TAP.



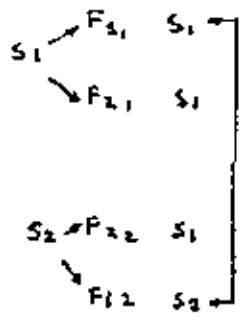
$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C}}$$

(3) C. MEDICIONES SIMULTANEAS EN VARIOS TRANSFORMADORES.

ACASO SUS TERMINALES NOS PERMITAN UNA LOCALIZACION Y UNA ESTIMACION DE LAS DESCARGAS PARCIALES.



TENEMOS 2 MEDICIONES EN CADA CASO



Si:
 F_{11}, S_{11} es igual a F_{12}, S_{12} q. en Termin de N.Y
 F_{21}, S_{21} es igual a F_{22}, S_{22} q. en Termin de N.Y

(PC) (AV) $V_N =$ Máxima Voltaje del Transformador
 $V_N = \frac{V_M}{\sqrt{3}} \leq 5 \mu C (\sim 0)$

INCREMENTANDO EL VOLTAGE 20% TENDREMOS.

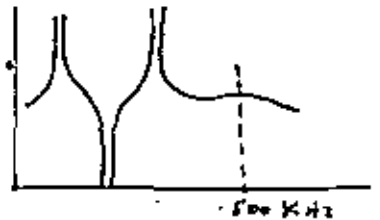
- 1.2 $V_M/\sqrt{3} \leq 200 \mu C$ en 60 minutos.
 - 1.5 $V_M/\sqrt{3} \leq 500 \mu C$ en 10 minutos (No sobere exceder este - VALOR)
- Si cumple con la primera prueba $V_M/\sqrt{3}$ No se debe realizar ninguna otra, pues estan determinadas antes el.

RELACION ENTRE PC y MV

$$\frac{MV}{PC} = \frac{1}{f} C_0$$

$$\frac{V_M}{f} = K_2 \frac{C_0}{C_0 + C_1}$$

$$0.2 \sim 0.4 \frac{MV}{PC}$$



Si la prueba se realiza en MV debe ser la frecuencia resonante.

REQUERIMIENTOS DE DISEÑO

$V_N = 100 KV/RMS \dots (A.C)$

$V_N = 100 KV \dots (D.C)$

- PRUEBAS DIELECTRICAS. (IEC 60)
- MEDICION DE DESCARGAS PARCIALES (IEC 270)
- JAULA DE FARADAY, (ES ABSOLUTAMENTE INDISPENSABLE TENER UNA .)

EL EQUIPO DEBE ESTAR DENTRO DE LA JAULA DE FARADAY A FIN DE QUE CUANDO HAGAMOS LAS MEDICIONES TENGAMOS LA CERTEZA DE QUE TANTO LA FUENTE DE PODER COMO LA TIERRA NO TENGAN INTERFERENCIAS O RUIDOS EXTERNOS PARA TENER UNA MEDICION DE LOS OBJETOS DE PRUEBA.

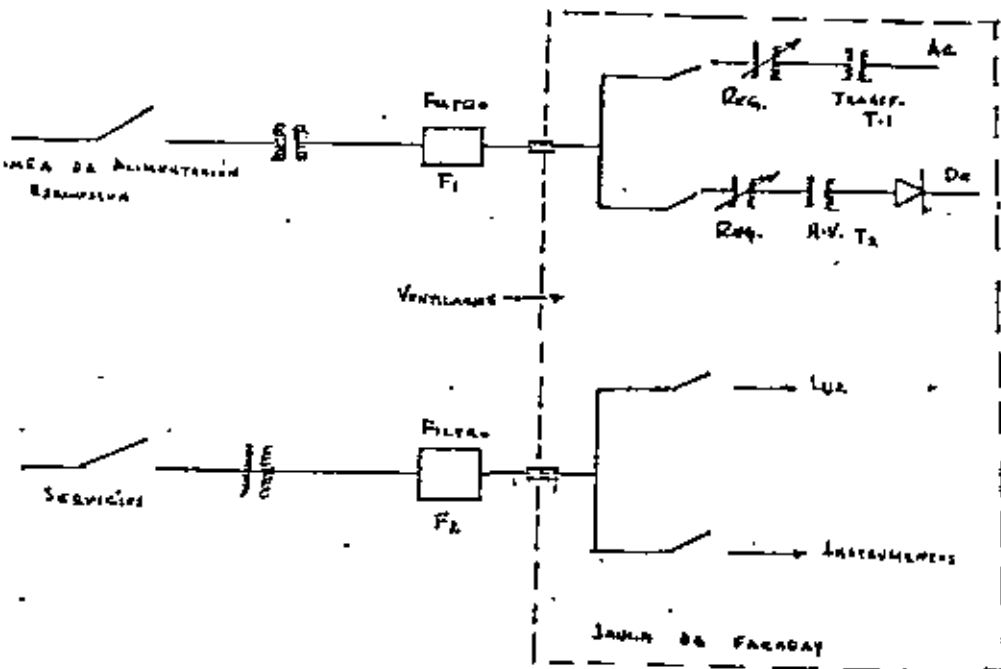
- FUENTE DE PODER DE CORRIENTE ALTERNA CON VOLTAGE REQUERIDO, MAS UN TRANSFORMADOR DE PRUEBA.
- FUENTE DE VOLTAGE DE CORRIENTE DIRECTA (GENERADOR)
- CAPACITOR DE ACOPLAMIENTO

- DETECTOR DE DESCARGAS PARCIALES
- INSTRUMENTACION
- PANELES DE CONTROL
- TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO

DIAGRAMA ELECTRICO DE AISLAMIENTO

MAGNITUD DE INTERFERENCIA
No Deben ser Mayor de,

$$20 \log \frac{E_0}{E_n}$$



JAULA DE FARADAY

DIMENSIONES: PLANTA DE 5 X 5 Y DE ALTURA 3.5 m.

PUERTA: DOBLE PUERTA DE 2 X 3.10

ATENUACIONES.

RADIADORES.

CONDUCTORES.

LA ATENUACION DEL CAMPO ELECTRICO ES :

120 dB — 10 KHz. HASTA INFINITO

LA ATENUACION EN EL CAMPO MAGNETICO ES :

40 dB APROXIMADAMENTE 10 KHz A 10 KV

RECOMENDACIONES DE LA NORMA MIL STD 285

INTERFERENCIA RADIADA.

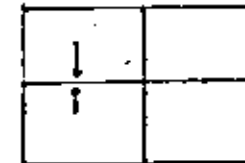
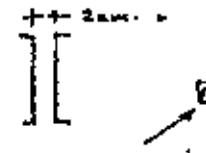
INTERFERENCIA DEL CONDUCTOR.

CONSTRUCCION DE UNA JAULA DE FARADAY

SEPARACION DE LAS PAREDES : 2 CMS. ENTRE PANELES Y EL MATER

IAL PUEDE SER DE LAMINA GALVANIZADA O LAMINA DE COBRE, MU

CHO MEJOR SI ES DE COBRE.



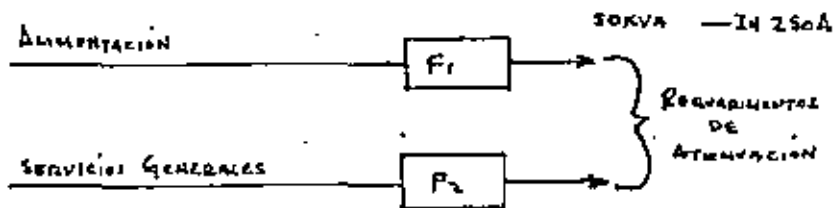
LOS PANELES DEBEN ESTAR EN CONTACTO ENTRE ELLOS TRASLAPADOS. DE SER POSIBLE, PARA TENER UN BUEN CONTACTO.

UN PUNTO CRITICO ES LA PUERTA, EL CONTACTO ENTRE ESTA Y LOS PANELES DE LA PARED DEBE SER HECHO A TRAVES DE CONDUCTORES FLEXIBLES, LA VENTILACION DEBE SER HECHA POR PEQUEÑOS AGUJEROS DADOS POR $L/H = 4 \sim 5$.

EJEMPLO:

SI EL MATERIAL TIENE UNA RESISTIVIDAD DE (0) NOSOTROS TENDREMOS UN BUEN CAMPO ELECTRICO.

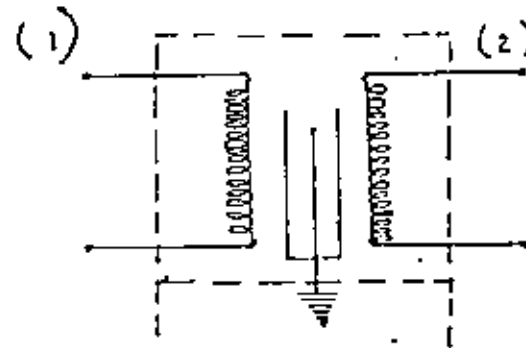
FILTROS



ILUMINACION

ESTA DEBERA SER DEL TIPO INCANDESCENTE, SE RECOMIENDA QUE SEA DE 500 LUMES.

TRANSFORMADORES DE AISLAMIENTO



T11 50KVA (220V/220) (115/115)
(50 / 60 Hz)

PRUEBA DE VOLTAJE 10KVA RMS PARA T1

EL TRANSFORMADOR DEBERA SER ADECUADO A LA CAPACIDAD DE LOS OBJETOS QUE QUERAMOS PROBAR. LA CAPACITANCIA DEBERA

SER: $C_{1-1} \leq 2000 \text{ pf}$.

$C_{1-2} \leq 1000 \text{ pf}$.

$C_{2-2} \leq 200 \text{ pf}$.

T12 - 5KVA.

EQUIPO DE PRUEBA DE CORRIENTE ALTERNA

REGULADOR:

POTENCIA : DEBE ESTAR DISEÑADO PARA EL MAXIMO VOLTAJE.

FRECUENCIA: 50 O 60 Hz.

VOLTAJE: 220 V.

INDUCTANCIA : $X_L \leq 5\%$

TRANSFORMADORES DE ALTO VOLTAJE

POTENCIA : DEBE ESTAR DISEÑADO PARA EL MAXIMO VOLTAJE.

FRECUENCIA : 50 O 60 Hz.

VOLTAJES : LOS MAXIMOS PARA PRUEBA DE LOS OBJETOS.

CORRIENTE: DE 1 A 0.5 AMPERES.

DEVANADO PRIMARIO : DE DOBLE SECCION. 220V

NORMALMENTE LOS TRANSFORMADORES DEBEN SER DEL TIPO RESONANTE A FIN DE QUE EL VOLTAJE SE INCREMENTE EN EL MOMENTO DE IGUALAR LAS CAPACITANCIAS CON EL OBJETO BAJO PRUEBA.

LA IMPEDANCIA DE CORTO CIRCUITO DEBE SER $\leq 5\%$.

EL NIVEL DE DESCARGAS PARCIALES A TENSION PLENA DEBE SER MENOR DE 5 pC.

.....*

DIVISOR DE POTENCIA, SI EXISTE, DEBERA SER UN TRANSFORMADOR DE BUSBING DEL TIPO CAPACITIVO.

GENERADOR DE CORRIENTE DIRECTA.

EL RANGO DE POTENCIA DEBERA ESTAR DE ACUERDO A LOS OBJETOS QUE QUEREMOS PROBAR.

EL VOLTAJE DEBERA ESTAR DE ACUERDO A LOS OBJETOS QUE QUEREMOS PROBAR.

SU CORRIENTE DEBERA SER ENTRE 50 A 100 μA .

REGULADOR : DEBERA ESTAR DE ACUERDO A LOS TRANSFORMADORES QUE USEMOS.

RECTIFICADORES.

DIVISORES RESISTIVOS : MENORES O IGUAL A 100 MA FIN DE IGUALAR EL EQUIPO.

LA PROTECCION DE LOS EQUIPOS DEBERA ESTAR DE ACUERDO A LAS POTENCIAS Y TENSIONES QUE HAYAMOS SELECCIONADO. SU NIVEL DE DESCARGAS PARCIALES DEBERA SER MENOR DE 5 pC.

CAPACITOR DE ACOPLAMIENTO PARA DESCARGAS PARCIALES. (PARA PRUEBA DE CORRIENTE ALTERNA O CORRIENTE DIRECTA)

VOLTAJE NOMINAL = 100 KV rms.

CAPACITANCIA = 5000 pf.

NIVEL DE DESCARGAS PARCIALES = MENOR 5 pC

ESTE CAPACITOR NO DEBE TENER INDUCTANCIA.

FRECUENCIA DE RESONANCIA = $f_0 \geq 3$ MHz.

.....*

47

DETECTOR DE DESCARGAS PARCIALES

DEBERA SER DEL TIPO DE BANDA ANCHA PARA MAXIMA CARGA.
POSIBLEMENTE DEL TIPO BIDDLE 66/17000 - 1.
SENSIBILIDAD = 0.2 pC
CALIBRACION = - 5 - 5pC
UN OSCILOSCOPIO PARA PROPOSITOS GENERALES DE DOBLE CANAL.
BANDA ANCHA DE APROXIMADAMENTE 100 MHz.
VOLTMETROS DIGITALES DE 4 VENTANAS TIPO MEMORIA PARA MEDIR
EL PICO MAYOR.

PARA CORRIENTE DIRECTA

UN MICROAMPERMETRO.
UN VOLTMETRO INCORPORADO AL PANEL DEL GENERADOR DE CO --
RRIENTE DIRECTA . .

40

11. - BIBLIOGRAFIA . -

Curso sobre Descargas Parciales. - Dr. Lorenzo Thionc.
Course on Corona Detection in Insulation Systems. - James
G. Biddle Co.
Recognition of Discharges. -
CIGRE : Study Committee No. 2, Cables. -
Working Group on Discharge Detection.





**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

**ELECTRONICA DE ESTADO SOLIDO, APLICADA A LA PROTECCION
DE SISTEMAS ELECTRICOS**

Ing Baltazar Chávez Espino
Ing Roberto Hernández López
Ing José Luis Cantero Aguilar

OCTUBRE, 1981



	Pag.	Pag.
1.- SEMICONDUCTORES DE POTENCIA		
1.- Principio de Funcionamiento	3	
a).- Diodo. Estado de Conducción. Estado de Bloqueo Característica Simplificada.		
b).- Tiristor. Características de Funcionamiento. Ca racterística Simplificada. Tiristores Es peciales.		
2.- Características Estáticas del Tiristor.	7	
a).- Característica Tensión-Corriente		
b).- Caída de Tensión V_T		
c).- Característica del Encendido		
3.- Características Dinámicas del Tiristor	9	
a).- Encendido		
b).- Apagado		
c).- Velocidad crítica de Crecimiento de la Tensión Directa.		
d).- Velocidad crítica de Crecimiento de la Corriente.		
4.- Características Térmicas	16	
a).- Temperatura de Juntura		
b).- Potencia Disipada		
c).- Resistencia Térmica		
5.- Protecciones	18	
a).- Protecciones contra sobrecargas. Interruptores y Fu- sibles (1a. Clase). Limitadores de Corriente (2da. - Clase). Protecciones Electrónicas.		
b).- Protecciones contra Sobretensiones		
c).- Protección de las Características Dinámicas. Protec- ción contra las di/dt. Protección contra las dv/dt.		
6.- Interconexión de Semiconductores		22
a).- Conexión en Paralelo		
b).- Conexión en Serie		
c).- Conexión en Antiparalelo		
7.- Aplicaciones.		25

1.- SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

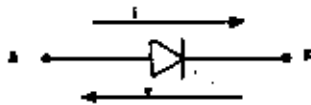
1.- PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Con el advenimiento del transistor se inicia en 1948 la era de los semiconductores y, desde entonces, ha habido un gran suceso en el desarrollo, producción y aplicación de los dispositivos semiconductores.

La puesta a punto de los semiconductores, diodos y tiristores de silicio, al permitir el control de intensidades elevadas, ha dado una importancia considerable a la técnica de los rectificadores de potencia en el campo de la electricidad industrial. A esta técnica se le llama habitualmente Electrónica de Potencia.

a).- DIODO

El diodo es el semiconductor elemental constituido por una sola unión PN. En la figura 1:1.1 se muestra su representación simbólica y a continuación se explican sus estados de conducción, bloqueo y su característica simplificada.



1.1.1

Estado de Conducción

Cuando el circuito es el que está conectado el diodo tiende a hacer pasar corriente en sentido directo, es decir, del ánodo A al cátodo K, el diodo conduce.

La corriente i positiva toma entonces un valor que viene fijado por el resto del circuito. Se debe procurar que el valor medio de i no sobrepase la corriente directa media que el diodo puede soportar.

La tensión v en los bornes del diodo, igual a $v_A - v_K$, tiene un valor positivo pequeño, del orden de 1 volt, que en la primera aproximación se puede despreciar frente a las otras tensiones que se tengan en el circuito.

Estado de Bloqueo

Cuando una tensión negativa aplicada en los bornes del diodo tiende a hacer pasar la corriente en sentido inverso el diodo no conduce, es decir está bloqueado.

Esta tensión inversa puede tomar, bajo el efecto del resto del montaje, valores elevados. Se debe procurar que esta tensión se mantenga por debajo de la tensión máxima inversa que el diodo puede soportar.

La corriente inversa es muy pequeña comparada con las corrientes que se encuentran en la fase de conducción y, en la primera aproximación, se puede despreciar.

Característica Simplificada

En el análisis de circuitos, algunas veces es conveniente suponer un diodo perfecto, es decir, con caída de tensión directa y corriente inversa nulas.

Se comporta como un interruptor perfecto, cerrado o abierto, según que la corriente intente atravesarlo en sentido directo o inverso. Esta característica se muestra en la figura 1.1.2.

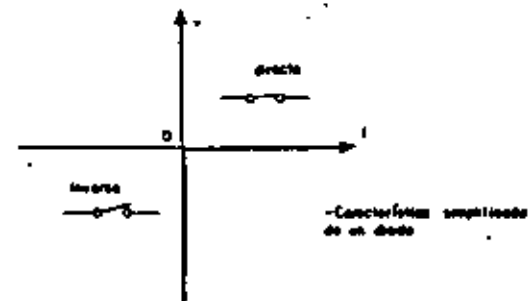


Fig. 1:1.2

b).- TIRISTOR

El tiristor es la mejor aproximación al interruptor ideal.

Es un semiconductor constituido por 3 uniones y cuenta, además del ánodo A y el cátodo K, con un electrodo de disparo o

puerta G. Su símbolo se muestra en la figura 1.1.3



Fig. 1.1.3

Características de Funcionamiento

Las características de funcionamiento principales del tiristor son:

i) El tiristor está bloqueado, en estado de no conducción, mientras la tensión v aplicada de ánodo a cátodo sea negativa.

Cuando v toma valores positivos, el tiristor continúa en el estado de bloqueo.

ii) Cuando v es positivo y se hace pasar un impulso de corriente positiva entre la puerta G y el cátodo K, el tiristor pasa al estado de conducción.

Una vez disparado el tiristor, la puerta pierde todo poder de control sobre el mismo.

iii) Mientras el tiristor es conductor, se comporta como un diodo y sólo se bloquea cuando la corriente directa que circula a través de él se hace inferior a un valor pequeño llamado "Corriente de Mantenimiento".

Característica Simplificada

Para el análisis de circuitos con tiristores, es también conveniente en ocasiones suponer la caída de tensión directa y la corriente inversa nulas. Esta característica se muestra en la figura 1.1.4, la que consta de 3 zonas.

OA, tensión v negativa: tiristor bloqueado

OB, tensión v positiva, sin impulso de disparo en la puerta: tiristor bloqueado.

OC, después de enviar un impulso de disparo en la puerta, siendo la tensión v positiva: tiristor en conducción.

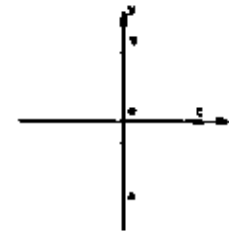


Fig. 1.1.4

Tiristores Especiales

Algunos tiristores, con características especiales, tienen un funcionamiento diferente al explicado en el inciso anterior. Como ejemplo se mencionan los siguientes:

Triac (Fig. 1.1.5) Al igual que el tiristor, posee tres electrodos y tiene características similares a las de dos tiristores conectados en antiparalelo. Estando bloqueado, pasará a su estado de conducción si se le aplica un impulso al gatillo, no importando la polaridad de la tensión aplicada en sus bornes. Su conducción se mantiene hasta que la corriente que circula a través de él se anula.

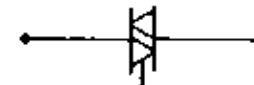


Fig. 1.1.5

Tiristor a Conducción Inversa (Fig. 1.1.6) Ver Anexo D

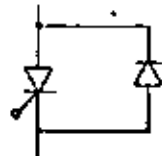
En algunas aplicaciones, los tiristores se utilizan en combinación con diodos conectados en antiparalelo, de tal forma que las características de bloqueo de voltaje en inversa no son utilizadas.

En tales circuitos es conveniente utilizar tiristores a conducción inversa, los cuales tienen un diodo integrado conectado en antiparalelo. Este dispositivo presenta ciertas ventajas con respecto a los tiristores normales, como son:

a).- El nuevo diseño de la estructura de este tiristor permite, sin disminuir la capacidad de bloqueo en directa, aumentar la velocidad de conmutación y disminuir la caída de voltaje en directa.

b).- Facilidad en el diseño de circuitos de conmutación, los cuales resulten más simples y compactos.

c).- Al integrar el tiristor y el diodo dentro del mismo paquete, su costo es reducido.



a).- Circuito equivalente



b).- Símbolo del tiristor a conducción inversa

Fig. I.1.6

2.- CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS DEL TIRISTOR

a).- Característica Tensión-Corriente

Generalmente se caracteriza a los tiristores y diodos por el comportamiento que tienen tanto en tensión como en corriente.

La característica tensión-corriente de un tiristor, está dada en la figura I.2.1. En ella se representa la curva de corriente I_A en función de la tensión ánodo-cátodo.

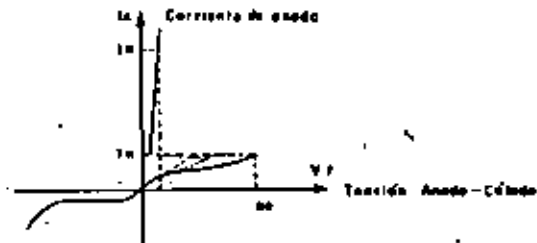


Fig. I.2.1

Se observa que para tensiones inferiores a las máximas, el tiristor presenta una gran resistencia; pero, sin embargo, deja pasar una pequeña corriente de fuga. Esta corriente varía poco con la tensión, pero crece con la temperatura del tiristor.

Si se polariza el tiristor en inversa y se rebasa la tensión máxima inversa, se llega a la región de avalancha, donde la corriente inversa crece, pudiéndose provocar la destrucción del elemento.

Al polarizar el tiristor en directa y rebasar la tensión directa de ruptura, éste se desbloqueará. Con esta forma de provocar la conducción del tiristor, se pueden tener daños importantes en él.

Si se aplica una corriente de mando en la puerta, se reduce el voltaje de ruptura V_{BO} . Esta corriente tiene un valor mínimo para el cual el tiristor pasa a su estado de conducción. Por otro lado, existe una corriente mínima de ánodo para mantener al tiristor en estado de conducción, a esta corriente se le llama Corriente de Mantenimiento.

b).- Caída de Tensión V_T

Durante la conducción, una tensión residual aparece en los bornes del elemento; esa tensión está ligada de manera aproximada a la corriente principal por la relación:

$$V_T = V_{T0} + r_T I_T$$

Su valor está comprendido entre 1 y 1.5 v en la zona de corriente nominal de utilización y aumenta rápidamente con las corrientes de sobrecarga. Las variaciones máximas entre diferentes muestras de un mismo tipo son del orden del 10 al 15%.

c).- Características del Encendido

La característica $I_G = f(V_G)$ no difiere de la característica $I = f(V)$ de un diodo clásico mas que por una caída directa más elevada, una corriente inversa más alta y una dispersión más grande para un mismo tipo de elemento.

La impedancia de esta juntura es modificada por la corriente de ánodo y sobre todo por la variación de corriente durante el disparo, siendo éste un fenómeno secundario.

Las características mínimas para asegurar el encendido y máximas para no destruir la unión (gatillo-cátodo) son representadas en la gráfica de la figura No. I.2.2.

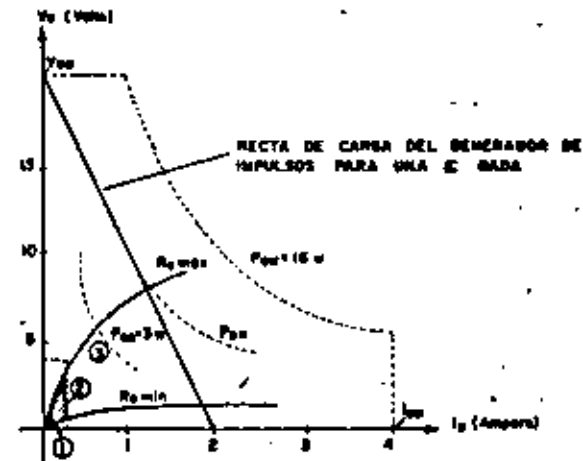


Fig. I.2.2.

Se definen dos curvas límites RG mín. y RG máx., entre las cuales la característica de gatillo del tiristor considerado es ya comprendida.

En esta región se distinguen tres zonas:

- 1) Zona de no encendido
- 2) Zona de encendido posible
- 3) Zona de encendido seguro

Esta última zona está limitada por los valores de tensión y corriente máximas admisibles (V_{GM} , I_{GM}) y la curva de potencia máxima (P_{GM}).

En la gráfica están representadas tres hipérbolas de potencias máximas admisibles por la juntura. Están cortadas por los valores máximos de tensión y de corriente, P_{G0} de la potencia media admisible por la juntura gatillo-cátodo; P_{GM} de la potencia máxima instantánea.

La hipérbola P_{G0} toma en cuenta la relación cíclica Z/T (Z representa la duración de la impulsión; y T su periodicidad)

$$P_G = P_{G0} \cdot \frac{T}{Z} \leq P_{GM}$$

Se ve que es posible aumentar la potencia instantánea $V_G I_G$ disminuyendo Z , conservando P_{G0} constante. Por lo tanto, los límites se pueden resumir así:

$$V \leq V_{GM} ; I_G \leq I_{GM}$$

$$V_G I_G \leq P_{GM}$$

La recta de carga del generador de mando no deberá cortar la hipérbola de disipación P_{GM} y deberá estar necesariamente situada en el área delimitada por: V_{GM} , I_{GM} , P_G y el límite de las zonas 2 y 3.

3.- CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS DEL TIRISTOR

a).- Encendido

Si se aplica un impulso de corriente positivo suficiente en el gatillo de un tiristor sometido a una tensión ánodo-cátodo positiva, la puesta en conducción del tiristor tiene lugar con un cierto retardo, llamado Tiempo de Disparo, t_d , el cual se define como el tiempo que transcurre desde el momento en que se aplica el impulso al gatillo hasta el momento donde la caída de tensión ánodo-cátodo alcanza el 10% de su valor inicial.

cuando el circuito de carga es puramente resistivo (Fig.13.1)

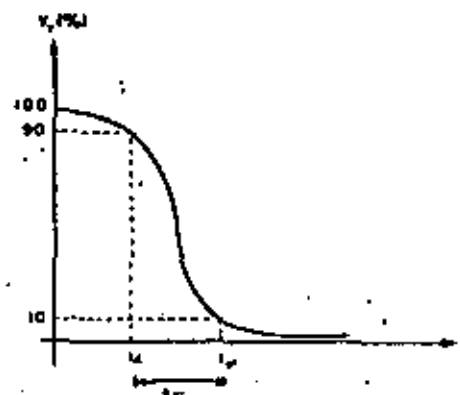


Fig.13.1

Este tiempo de disparo se puede descomponer en otros dos tiempos:

- 1) El retardo al crecimiento t_d , que es el tiempo que transcurre entre el inicio del impulso y el momento donde la tensión ánodo-cátodo está al 90% de su valor inicial.
- 2) El tiempo de crecimiento, durante el cual la corriente de ánodo crece, y que es la diferencia entre los tiempos de disparo y retardo $t_r = t_d + t_c$.

El retardo de crecimiento disminuye cuando se aumenta:

- La amplitud y pendiente de crecimiento de la corriente de gatillo.
- La tensión ánodo-cátodo.
- La temperatura.

En los montajes que exigen gran precisión en el instante de disparo, por ejemplo, en la puesta en serie o en paralelo de tiristores, es conveniente tener impulsiones con un valor de dos a cinco veces el valor mínimo de la corriente de disparo.

El tiempo de crecimiento depende de la magnitud y de la pendiente de la corriente de ánodo, así como de la temperatura.

La corriente de mando no tiene prácticamente influencia so-

bre el tiempo de crecimiento. La figura 1.3.2 muestra estos tiempos como función de diferentes parámetros para un tiristor dado.

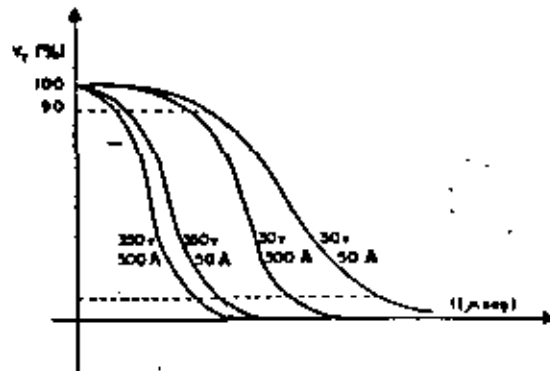


Fig. 1.3.2

De un tiristor a otro de una misma serie, se constata que los valores de los tiempos de disparo pueden ser bastante diferentes.

b).- Apagado

La figura 1.3.3 ilustra el comportamiento de la tensión y de la corriente en los bornes de un tiristor al momento de ser apagado.

Supongamos que el circuito del tiristor comprende una fuente de corriente, una resistencia y una inductancia en serie con el tiristor. Al instante t_1 , por un artificio cualquiera, por ejemplo invirtiendo la tensión de alimentación a un valor $-V_B$, se hace decrecer la corriente. Esta pasa por cero en t_2 y después se invierte. El tiristor no bloquea inmediatamente la corriente, es necesario que se libere de todos los portadores de carga excedentes.

Esto trae como consecuencia una prolongación de la tensión V_T hasta t_3 , y a continuación una caída de tensión inversa correspondiente a la tensión de avalancha de la juntura cátodo. En t_4 , el tiristor bloquea bruscamente la corriente, lo que provoca un pico de tensión inversa en los bornes del tiristor, debido a la energía almacenada en las inductancias del circuito. Se deben tomar precauciones especiales para eliminar dicha ener-

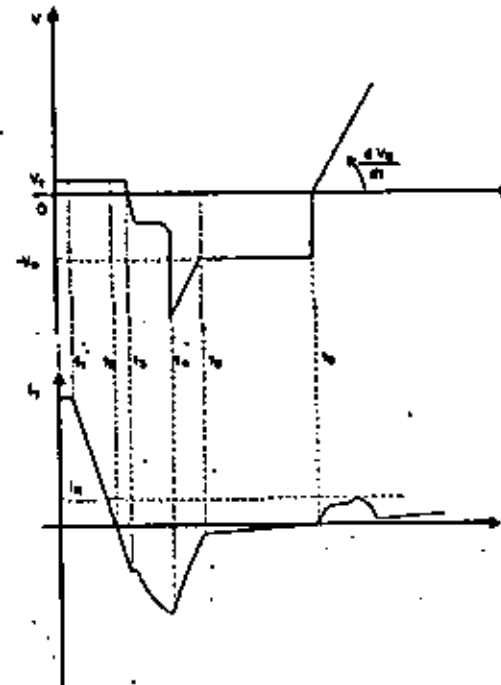


Fig. 1.3.3.

gía almacenada y evitar, de esta forma, la destrucción del tiristor. Es aconsejable conectar en los bornes del tiristor un circuito amortiguador, por ejemplo un circuito RC. Este circuito también limita la pendiente de reaplicación de la tensión. En principio, al momento del corte de la corriente I_B la sobretensión inversa en los bornes del tiristor tiene un valor $-V_B + R_T I_B$. A partir de t_3 , el tiristor recupera su poder de bloqueo en inversa, pero aún no en directa. Es necesario esperar t_5 para que el tiristor pueda bloquear la tensión directa. En t_6 se puede reaplicar la tensión directa, pero limitando su pendiente de crecimiento.

La característica de bloqueo de los tiristores, llamada tiempo de recuperación t_q es el tiempo transcurrido entre el instante donde la corriente directa se anula y el instante en el que el tiristor es capaz de soportar una tensión directa sin volver a encender

$$t_q = t_6 - t_2$$

Este tiempo de recuperación varía enormemente de un tiristor a otro, aún siendo de una misma serie. El valor típico para los tiristores de gran potencia es de 300 μ seg. pero puede descender hasta 10 μ seg. para ciertos tiristores especiales - llamados rápidos.

El tiempo de recuperación es función de un gran número de parámetros tales como la temperatura de la juntura, corriente, tensión inversa.

La temperatura de la juntura afecta considerablemente el tiempo de recuperación. La figura I.3.4 muestra el efecto de la temperatura sobre el tiempo de recuperación para un tiristor normal de 150 Amp medios.

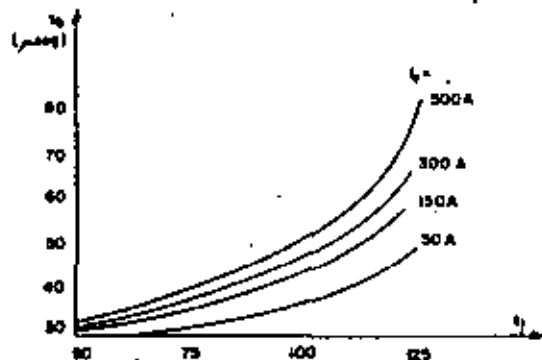


Fig. I.3.4

Se ve que la temperatura ejerce una gran influencia sobre el tiempo de recuperación y particularmente para las temperaturas superiores a 100°C. El tiempo de recuperación varía en una relación de 2 a 2.5 entre 50 y 125°C.

Esta relación es siempre del mismo orden cualquiera que sea el tipo de tiristor.

Es necesario hacer notar que es el punto más caliente de

la juntura de bloqueo el que condiciona el comportamiento al bloqueo. Es entonces la temperatura del punto más caliente y no la temperatura media de la juntura el que se debe considerar para determinar el tiempo de recuperación.

La figura I.3.5 muestra la influencia de la corriente directa sobre el tiempo de recuperación. La temperatura de juntura tiene una influencia más grande que la corriente sobre el tiempo de recuperación. Un enfriamiento más intenso tiene entonces un efecto más grande que una disminución de corriente directa.

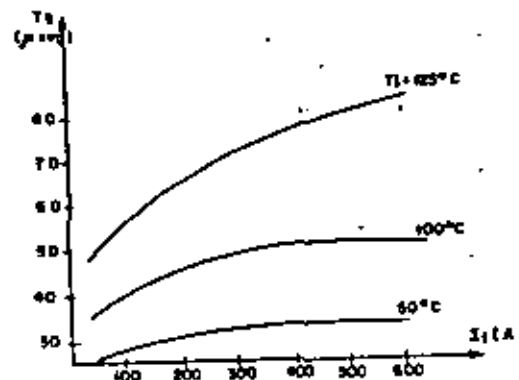


Fig. I.3.5

La tensión inversa aplicada al tiristor después de la onda de tensión directa ayuda a disminuir el tiempo de recuperación. Esto se muestra en la figura I.3.6. Una tensión inversa más grande provoca una amplitud de corriente inversa más grande y por lo tanto, una desexcitación más rápida del tiristor.

Para los tiristores de potencia el tiempo de recuperación cae aproximadamente a la mitad para tensiones inversas entre 0.5 y 40 v. Las tensiones inversas superiores a 100 v no afectan mucho el tiempo de recuperación.

c).- Velocidad crítica de crecimiento de la Tensión Directa

Si se aplica a un tiristor una tensión positiva que crezca muy rápidamente se le puede disparar con una tensión inferior a la tensión estática directa de ruptura.

Este fenómeno es debido a la capacitancia interna del tiristor, la que se carga a una corriente $i = Cdv/dt$ que puede ser-

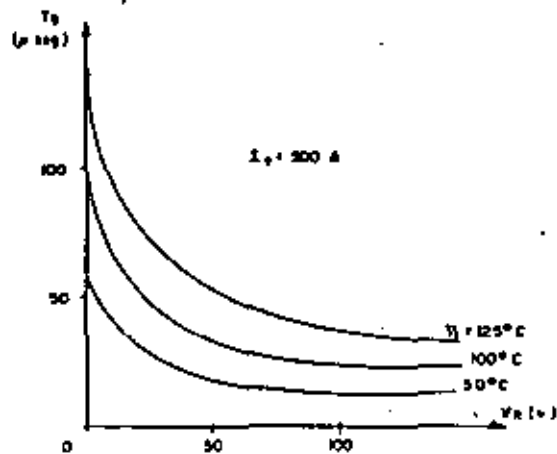


Fig. 1.3.6

suficiente, si dv/dt es grande, para provocar el disparo.

La limitación de las dv/dt se efectúa por la acción combinada de una inductancia de ánodo y de un circuito RC (serie), conectado entre el ánodo y cátodo.

Los tiristores actuales permiten variaciones de voltaje con el tiempo del orden de 500 a 1500 $v/\mu\text{seg}$, lo que simplifica los circuitos de limitación de dv/dt .

d).- Velocidad crítica de crecimiento de la corriente.

Durante el proceso de disparo la zona de conducción está reducida a una porción del emisor vecina del electrodo de mando. Si durante esta fase, el circuito exterior impone un crecimiento rápido de la intensidad, la densidad de corriente que atraviesa la superficie excitada podrá alcanzar un valor elevado.

Paralelamente, la disminución de la tensión en los bornes del dispositivo durante el paso del estado de bloqueo al estado conductor, no se efectúa instantáneamente. Por consecuencia habrá presencia simultánea de corriente y tensión.

La potencia instantánea, función de estos dos parámetros, puede alcanzar valores importantes (fig. 1.3.7.) La energía disipada en un pequeño volumen engendra un calentamiento considerable que, cuando se alcanza el límite térmico crítico, destruirá por fusión del silicio el dominio conductor.

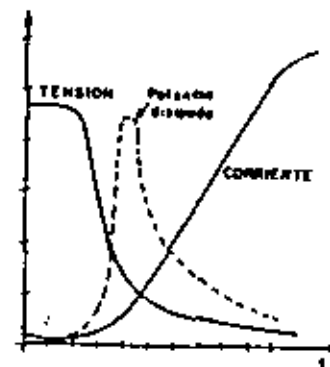


Fig. 1.3.7.

Los tiristores modernos tienen ahora una estructura de gate mejor adaptada y pueden soportar di/dt de varios cientos de amperes por microsegundo.

4.- CARACTERISTICAS TERMICAS

Los límites de funcionamiento de un tiristor están definidos esencialmente por la temperatura de juntura máxima admisible. Esta es de 125°C.

La energía eléctrica disipada dentro del tiristor, cualquiera que sea el sentido de la corriente, aparecerá bajo la forma de una energía térmica a nivel de junturas, de tal suerte que la potencia total perdida dentro del cristal provoca una elevación de la temperatura en la juntura.

Este valor no representa más que una ínfima parte de la potencia puesta en juego dentro del circuito, pero no debemos olvidar que la temperatura ambiente representa el nivel energético a partir del cual se efectúa la elevación de la temperatura de juntura. Por consecuencia se puede alcanzar un valor relativamente elevado, especialmente si recordamos que las temperaturas ambiente industriales son del orden de 50 a 60°C.

También, la temperatura de juntura en el caso de un tiristor, no debe sobrepasar 125°C; para lograrlo, se deberá asegurar su enfriamiento eficaz fijando el tiristor sobre un radiador.

Es conveniente definir las principales características térmicas.

a).- Temperatura de Juntura

Esta temperatura llamada T_j no es directamente medible, debe ser conocida en función de la temperatura ambiente y de las condiciones eléctricas.

En régimen permanente, se establece un equilibrio térmico entre las junturas y el aire ambiental que circula a través del radiador del tiristor. Este equilibrio es obtenido cuando la energía térmica irradiada cada segundo por el radiador, compensa exactamente la potencia disipada en el cristal. La cantidad de calor que escapa del cristal es proporcional a la diferencia existente entre la temperatura de juntura y la del aire ambiental.

Por analogía con la ley de Ohm, se puede semejar esta diferencia de temperatura a una diferencia de potencial térmica y definir una corriente de conducción térmica como la cantidad de calor que circula cada segundo a partir del radiador. De esto, la resistencia térmica es quien determina la circulación térmica entre la juntura y el ambiente. Esta se mide en grados Celsius por Watt.

b).- Potencia Disipada

La potencia disipada en la juntura de un tiristor depende de las cinco causas siguientes:

- 1.- Pérdidas por conducción directa.
- 2.- Pérdidas por conmutación al encendido.
- 3.- Pérdidas por conmutación al apagado.
- 4.- Pérdidas durante el bloqueo.
- 5.- Pérdidas en el circuito de gatillo.

Los fabricantes indican generalmente la potencia media disipada por un tiristor dada en función del ángulo de conducción cuando se trabaja en régimen sinusoidal (frecuencia hasta 400 Hz, por ejemplo).

c).- Resistencia Térmica

La resistencia térmica R_t es la suma de resistencias térmicas parciales:

$$R_t = R_t(j.e.) + R_t(e.r.) + R_t(r.a.)$$

- siendo: j.e. = juntura-encapsulado;
e.r. = encapsulado-radiador;
r.a. = radiador-ambiente.

En régimen estable, o para variaciones lentas de potencia, la temperatura media de la juntura está dada por la relación:

$$T_j = T_a + R_t P_{T0}$$

donde: T_j = Temperatura media de la juntura

T_a = Temperatura ambiente

P_{T0} = Potencia media disipada

El término "resistencia térmica" significa que la temperatura de la juntura sigue instantáneamente la potencia disipada.

5.- PROTECCIONES

El buen funcionamiento de un equipo no depende solamente de la calidad de los tiristores seleccionados, sino también de las precauciones tomadas para proteger estos elementos durante su utilización. Es evidente que la elección correcta de los dispositivos de protección exige un conocimiento perfecto de las características límites de los semiconductores y de los fenómenos permanentes y transitorios a que son sometidos.

a).- Protecciones contra sobrecargas.

La elección de protecciones es muy delicada porque para ello se debe tomar en cuenta factores económicos y técnicos.

El constructor seleccionará el sistema de protección que más le convenga en función de la confiabilidad, frecuencia de utilización, probabilidad de tales o cuales fallas, costo de la instalación, consecuencias de averías, paros de producción, etc. La protección debe ser considerada en función de los puntos de vista de la carga y del equipo.

Los sistemas de protección se pueden dividir en dos clases.

Los pertenecientes a la Primera Clase interrumpen la corriente antes que alcance valores prohibitivos y los pertenecientes a la Segunda sólo la limitan a un valor aceptable.

Frecuentemente los dos tipos de protección se utilizan asociados.

1) Interruptores y Fusibles (1a. Clase)

Para que un sistema de protección de este tipo sea eficaz, es necesario y suficiente que interrumpa la corriente antes que el elemento a proteger sea destruido.

Ya sea que se ocupe un interruptor o un fusible, las velocidades de corte o destrucción son frecuentemente función de la corriente que los atraviesa.

Para el caso de protección a tiristores, y dado que éstos pueden soportar sobrecargas más grandes conforme al tiempo de sobrecarga es menor, es necesario que las posibilidades de sobrecarga del fusible o del interruptor sean inferiores a las de los elementos mencionados.

1) Limitadores de Corriente (2a. Clase).

Los elementos de protección pertenecientes a la 2a. Clase limitan la amplitud de la corriente a un valor razonable. Para lograrlo, generalmente se conectan inductores en los circuitos utilizados. Estos limitan la pendiente de crecimiento de la corriente que pasa a través del dispositivo a proteger.

Si el defecto se produce bajo una alimentación en alterna (caso de rectificadores), los inductores presentan igualmente una impedancia ωL que limita la amplitud de corriente. El empleo de estos dispositivos presenta el inconveniente que son fuente de sobretensión en caso de corte del circuito; esto se analizará posteriormente.

Los inductores pueden ser incluidos ya sea en la fuente, en la línea o puestas en forma discreta cerca de los tiristores o de los diodos que protegen. Frecuentemente se conectan inductores de algunas decenas de microhenrys en serie con los tiristores, bien que su misión sea la de protegerlos contra los di/dt y las dv/dt , y de facilitar la conmutación, sirven también para limitar la corriente de falla.

Para limitar la corriente de falla, se pueden también colocar dentro del circuito de alimentación dispositivos que presenten una pequeña impedancia en servicio normal, que aumente considerablemente con la sobrecarga.

Con este fin se conectan inductores de núcleo magnético saturado en servicio normal; en estas condiciones presentan una pequeña impedancia.

Al aumentar la corriente el inductor se desatura, presentando entonces una gran impedancia.

Protecciones Electrónicas

Los dispositivos electrónicos de protección, en caso de sobreintensidad, pueden ser de dos tipos: los que bloquean los tiristores y los que cortocircuitan el elemento a proteger.

Ejemplos de estos dos tipos de protecciones se muestran en las figuras I.5.1 y I.5.2

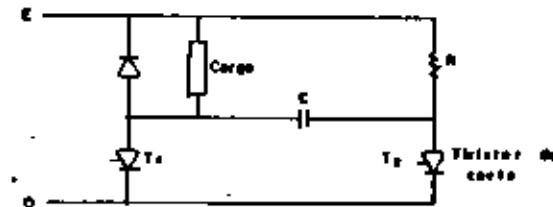


Fig. 15.1

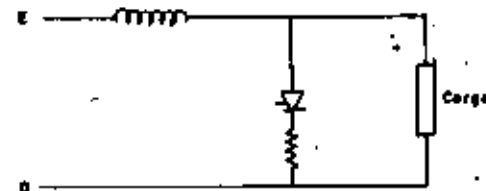


Fig. 15.2

En la figura 5.1, el tiristor T_1 normalmente conduce, el tiristor T_2 está bloqueado y el capacitor C cargado a una tensión E con la polaridad mostrada.

En caso de falla, o cuando se quiera apagar el tiristor T_1 , se excita el tiristor T_2 ; el capacitor C conmuta la corriente I del tiristor T_1 al tiristor T_2 , y le aplica una tensión inversa E bloqueándolo.

El dispositivo de protección no cumple su función sino hasta después que el capacitor C sea cargado con la constante de tiempo RC . El tiristor T_2 se apaga al encendido del tiristor T_1 . El diodo en los bornes de la carga es llamado diodo de "carga libre" y sirve para disipar la energía almacenada en la carga, si ésta es inductiva.

En la figura 5.2 se ilustra un dispositivo que protege la carga cortocircuitándola. Estos dispositivos pueden ser extremadamente rápidos y su velocidad de respuesta depende de la velocidad de detección, de la velocidad de transmisión, de la señal al gatillo del tiristor y del tiempo de desbloqueo del tiristor.

b).- Protecciones contra sobretensiones

La sobretensión en los bornes de diodos o tiristores, se produce por causas múltiples. Puede aparecer durante el cierre o apertura de un disyuntor, durante el bloqueo de un diodo o de un tiristor, o también puede ser originada por causas exteriores.

El corte de un circuito provoca siempre sobretensiones que pueden ser peligrosas. Dichas sobretensiones se producen debido a la variación tan rápida de corriente en un inductor y serán más violentas conforme la corriente a cortar sea más grande.

Por lo tanto para evitar las sobretensiones, es necesario que la energía almacenada en los inductores sea descargada en condensadores o disipada en resistencias. Otra forma de eliminar las sobretensiones consiste en conectar diodos en paralelo con los inductores.

c).- Protección de las Características Dinámicas

1) Protección contra las (di/dt)

Para limitar a un valor aceptable la variación de corriente al momento de disparar un tiristor, se conecta en serie con dicho elemento un inductor L . (fig. 5.3)

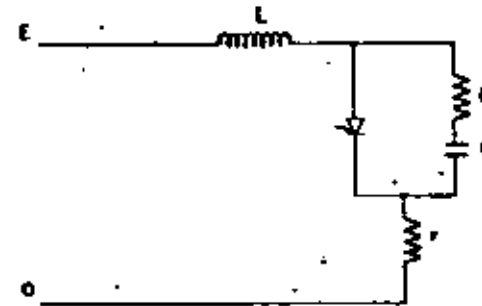


Fig. 1.5.3

1) Protección contra las (dV/dt)

Generalmente se conecta entre los bornes del tiristor un circuito RC para protegerlo contra las variaciones de voltaje.

Al aplicarse una tensión E en los bornes del circuito de la fig. 5.3, se observa entre los bornes del tiristor una variación de voltaje inicial que vale $(E/L) \tau$. El tiristor podrá soportar dicha variación de voltaje si éste es limitado en amplitud y duración por el circuito de protección RC.

6.- INTERCONEXION DE SEMICONDUCTORES

a).- Conexión en Paralelo

Con el propósito de manejar potencias más elevadas, frecuentemente se conectan en paralelo (o en serie), los tiristores o diodos.

Al realizar dicha conexión es necesario asegurar que las corrientes que circularán por ellos sean iguales.

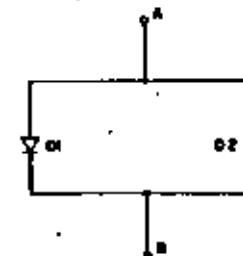


Fig. 1.6.1

En la figura 1.6.1 se observa que la caída de tensión en el diodo 1, es evidentemente la misma que la del diodo 2, pero las corrientes que circularán por estos diodos, dependerán de la impedancia del circuito y sobretodo de las características de los mencionados elementos.

Debido a que cada diodo tiene su característica propia, las corrientes que circularán por ellos al conectarlos en paralelo generalmente no serán iguales.

El procedimiento más eficaz para equilibrar las corrientes, consiste en acoplar inductores a la manera de un transformador (fig. 1.6.2), toda variación de corriente en cualquier diodo, trae consigo la misma variación en el diodo vecino y consecuentemente en todos los demás.

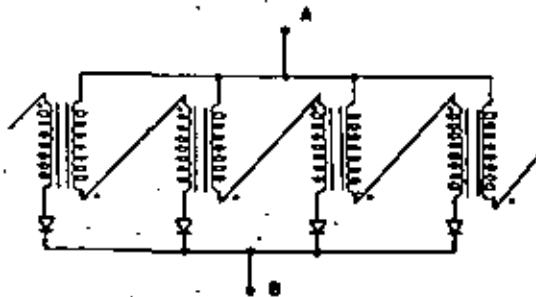


Fig. 1.6.2

b).- Conexión en Serie

Al conectar en serie diodos o tiristores, es necesario que las tensiones en los bornes de dichos elementos sean compatibles con sus características.

El equilibrio estático es relativamente simple. En efecto, dado que las impedancias de los diodos y tiristores en su estado no conductor son muy grandes, del orden de megohms, basta con poner una resistencia de algunas centenas de kilohms en los bornes de los semiconductores para obtener un divisor potenciométrico suficiente.

Al calcular el número de elementos a conectar en serie, es necesario también, tomar en cuenta la posibilidad de falla de un elemento y, eventualmente, prever una forma de señalizarlo.

Durante el disparo o extinción de tiristores conectados en serie, el equilibrio estático es insuficiente. Con el objeto de asegurar el equilibrio dinámico, se conecta en serie con el circuito un inductor L y en los bornes de cada semiconductor un circuito RC (fig. 1.6.3). Así, al disparo o extinción de un tiristor, se tiene un escalón de tensión que repercute sobre las otras elementos, pero la variación de tensión que se presenta en ellos es atenuada por la presencia de la inductancia L y los circuitos RC. La tensión en los bornes de los elementos no disparados (o apagados) crece con una pendiente función de la tensión total y de los valores de R y C . Es entonces necesario procurar que el desfaseamiento entre los tiempos de disparo y entre los tiempos de extinción sea suficientemente pequeño para no provocar sobretensiones peligrosas.

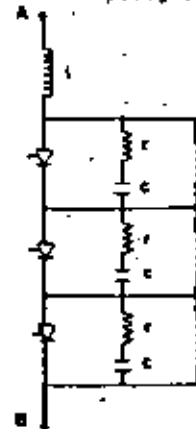


Fig. 1.6.3

c).- Conexión en Antiparalelo

En ciertas aplicaciones es común conectar un diodo en antiparalelo con un tiristor. En tal caso, es necesario tomar ciertas precauciones técnicas. Aun cuando esquemáticamente la representación de tal montaje en las figuras 1.6.4 a y b sea similar, en realidad los resultados en cuanto a funcionamiento son diferentes. En la figura 1.6.4a la conexión del tiristor es más larga que la del diodo. En la figura 1.6.4b es lo contrario. Así, en el primer caso, la conexión del tiristor presenta una cierta inductancia. Por lo tanto, siendo conductor el tiristor, al invertir la corriente entre los bornes A y B continuará circulando una corriente por el tiristor y el diodo, retardando así la extinción del tiristor.

Por el contrario, en la figura 1.6.4b la conexión del diodo presenta una cierta inductancia. Al invertir la corriente entre los bornes A y B, aparecerá inmediatamente en el tiristor una tensión inversa generada por la inductancia del circuito del diodo. Esta tensión acelera la extinción del tiristor.

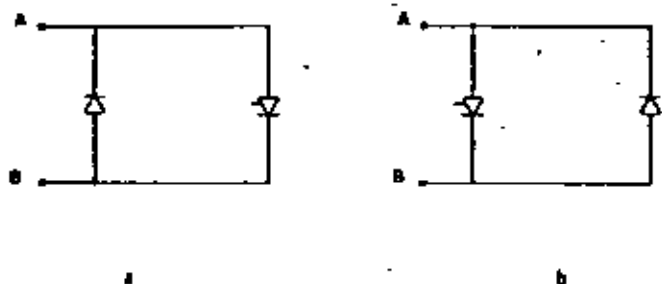


Fig. 1.6.4

7.- APLICACIONES

Siendo las propiedades de los rectificadores de silicio tan interesantes, en un principio fueron imaginados un gran número de esquemas de aplicación. Sin embargo, la experiencia ha hecho posible, después de una selección, retener un número reducido de ellos.

Considerando que con ayuda de los semiconductores es posible modificar la forma de presentar la energía eléctrica, se tienen cinco funciones básicas de la electrónica de potencia y, por lo tanto, cinco circuitos para realizarlos. Estos son:

- a) Rectificadores con diodos (convertidores ca/cc)
- b) Rectificadores con tiristores (convertidores ca/cc controlables).
- c) Cicloconvertidores (convertidores ca/ca)
- d) Segmentadores (convertidores cc/cc)
- e) Onduladores (convertidores cc/ca)

Las funciones básicas antes mencionadas tienen aplicación en todos los campos en que se utilice la energía eléctrica.

Dado el objetivo de este trabajo, sólo se analizará el funcionamiento de los convertidores de cc/cc en capítulos posteriores.

26

Pag.

II.- AMPLIFICADORES OPERACIONALES

1.- Introducción

28

2.- Representación Esquemática

28

3.- El amplificador operacional ideal

28

4.- Ganancia de voltaje de malta abierta

29

5.- Montajes empleados en la electrónica de control del recortador

31

- a).- Amplificador Inversor
- b).- Restador
- c).- Seguidor de Tensión
- d).- Integrador
- e).- Comparadores

II.-AMPLIFICADORES OPERACIONALES

1.- Introducción

El amplificador operacional es un dispositivo extremadamente eficiente y versátil; para su utilización no es necesario conocer su funcionamiento íntimo, es suficiente saber a que corresponden los diferentes bornes que contiene así como sus características de operación. La precisión y flexibilidad del amplificador operacional es un resultado directo del uso de la realimentación negativa. Generalmente hablando, los amplificadores que emplean realimentación tienen características de operación superiores, pero ganancia limitada. Con suficiente realimentación, las características del amplificador de malla cerrada son función de los elementos de realimentación. Por lo tanto, la amplificación a casi cualquier grado de precisión puede ser lograda fácilmente.

2.- Representación Esquemática

La representación esquemática más utilizada es la que se muestra en la figura II.2.1 en ella solamente se representan las terminales de entrada y salida; por simplicidad no se representan las terminales de alimentación.

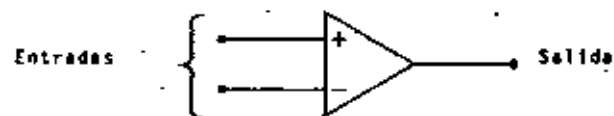


Fig. II.2.1

Los amplificadores operacionales poseen generalmente dos entradas que trabajan en diferencial: una inversora, llamada así porque la polaridad de la señal que se le aplica es invertida por el amplificador; una no inversora, denominada de esta manera porque el amplificador no modifica la polaridad de la señal en ella aplicada.

Generalmente la salida es única, pero en algunos tipos de amplificadores puede ser diferencial.

3.- El amplificador operacional ideal.-

Para que se pueda considerar un amplificador operacional como ideal, debe cumplir las siguientes condiciones:

- Ganancia infinita.
- Impedancia de entrada infinita, a fin de no sobrecargar los circuitos de etapas anteriores.
- Impedancia de salida nula, a fin de que la tensión de salida no sea modificada por la impedancia de la carga.
- Banda pasante infinita, a fin de permitirle funcionar a cualquier frecuencia sin provocar atenuación a frecuencias elevadas.
- Tensión de salida nula en ausencia de señal de entrada.

Aunque estas características ideales no se han podido alcanzar, ha sido posible implementar amplificadores con características suficientemente buenas para poder, en ciertos casos, despreciar su influencia sobre los circuitos exteriores.

3.- Ganancia de Voltaje de Malla Abierta.-

La ganancia de voltaje de malla abierta de un amplificador operacional es la ganancia que él tiene cuando no se utiliza realimentación negativa, como se muestra en la figura II.4.1

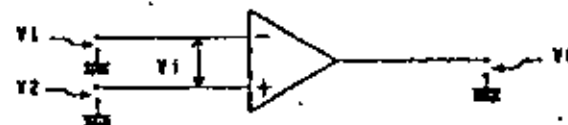


Fig. II.4.1

Como se mencionó anteriormente, para un amplificador operacional ideal esta ganancia es infinita. Entonces:

$$G = \frac{VO}{VI} = \frac{VO}{VI - V2} = -\infty$$

El signo negativo significa que la señal de entrada $V1$ y la de salida VO están fuera de fase.

Despejando $V1$ de la ecuación (1):

$$V1 = \frac{VO}{G}$$

como $G \rightarrow \infty$, $V1 \rightarrow 0$

De lo anterior se concluye que si la ganancia de malla - abierta G es muy grande, el valor de V_1 debe ser muy pequeño. Prácticamente, V_1 es tan pequeño que se puede considerar que no existe diferencia de potencial entre la entrada inversora y la no inversora. Por esto mismo, la corriente que entra al amplificador por dichas terminales es nula.

Lo anterior constituye una herramienta muy útil en el diseño y análisis de circuitos con amplificadores operacionales, como se verá más adelante.

5.- MONTAJES EMPLEADOS EN LA ELECTRONICA DE CONTROL DEL RECORTADOR

a).- Amplificador Inversor.-

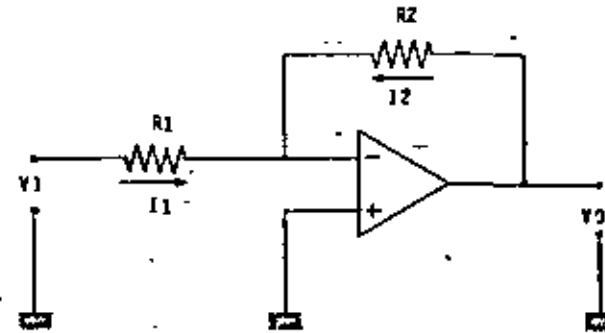


Fig. 11.5.1

Suponiendo que el amplificador operacional es ideal, el análisis de este circuito se realiza como se muestra a continuación:

Dado que la corriente que entra al amplificador por la entrada inversora es nula,

$$I_1 = -I_2 ; \quad (1)$$

como se dijo anteriormente, la entrada inversora se encuentra al mismo potencial que la no inversora, por lo tanto:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad (2)$$

$$I_2 = \frac{V_0}{R_2} \quad (3)$$

Sustituyendo en (1):

$$\frac{V_1}{R_1} = -\frac{V_0}{R_2}$$

Despejando V_0 :

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_1 \quad (4)$$

En esta última ecuación se ve que la función del circuito analizado es la de proporcionar un voltaje de salida que sea igual al voltaje de entrada multiplicado por una ganancia igual a $\frac{R_2}{R_1}$ y de signo contrario al de la entrada.

b).- Restador .-

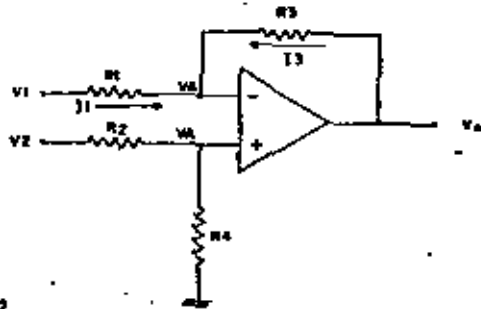


Fig. II.5.2

Realizando un análisis similar al anterior tenemos:

$$I1 = -I3 \quad (1)$$

$$I1 = \frac{V1 - VA}{R1} \quad (2)$$

$$I3 = \frac{VO - VA}{R3} \quad (3)$$

Por las condiciones del amplificador operacional ideal:

$$VA = \frac{R4V2}{R2+R4} \quad (4)$$

Sustituyendo en (1) los valores de I1 e I3:

$$\frac{V1 - VA}{R1} = \frac{VA - VO}{R3}$$

Despejando VO:

$$VO = VA \frac{R1 + R3}{R1} - \frac{R3}{R1} V1$$

Sustituyendo VA por su valor:

$$VO = \frac{R4}{R2+R4} \frac{R1 + R3}{R1} V2 - \frac{R3}{R1} V1$$

Para simplificar, suponemos que:

$$R1 = R2$$

$$R3 = R4$$

Entonces:

$$VO = \frac{R3}{R1} (V2 - V1) \quad (5)$$

Se concluye por esta última ecuación que la función de tal - montaje es proporcionar un voltaje de salida que sea la diferencia de los voltajes de entrada, afectada de una ganancia $\frac{R3}{R1}$, de donde se deriva su nombre.

c).-Seguidor de Tensión.-

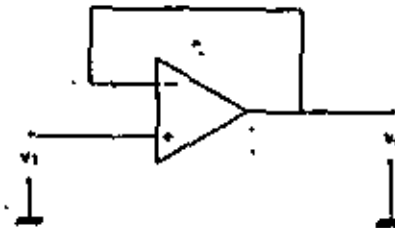


Fig. II.5.3

Analizando este montaje vemos que el voltaje de la entrada no inversora es V1, el voltaje de salida VO es el mismo que el de la entrada inversora, y como el voltaje de esta última se aproxima al de la no inversora, podemos concluir que:

$$VO = V1$$

Dado que no fluye corriente por la entrada no inversora, la impedancia de entrada del seguidor de tensión es infinita. La impedancia de salida es la misma que la del amplificador operacional, es decir, cero. Por estas características es por lo que este montaje se emplea para acoplar circuitos y evitar interacciones indeseables.

d).- Integrador.-

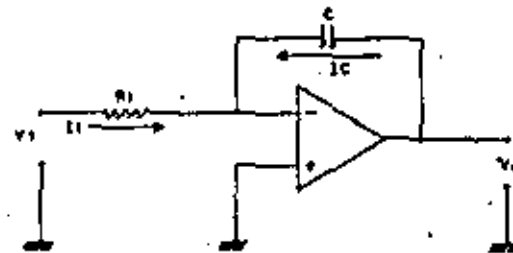


Fig. II.5.4

Si se utiliza un capacitor como elemento de realimentación en el amplificador inversor, el análisis se realizará como se muestra a continuación:

$$I_1 = -I_c \quad (1)$$

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad (2)$$

$$I_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (3)$$

Como

$$V_c = V_0$$

$$I_c = C \frac{dV_0}{dt}$$

Sustituyendo en (1) los valores de I_1 e I_c obtenemos:

$$\frac{V_1}{R_1} = -C \frac{dV_0}{dt}$$

Despejando V_0 :

$$V_0 = -\frac{1}{R_1 C} \int V_1 dt \quad (4)$$

Por la ecuación (4) se concluye que este montaje tiene como función integrar la señal de entrada.

ej.- COMPARADORES

Dado que los amplificadores operacionales tienen una ganancia de malia abierta elevada, es suficiente una pequeña diferencia de tensión entre sus entradas para que la salida del amplificador pase de $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$. Un comparador es esencialmente un montaje en el que una tensión de referencia es aplicada sobre una de las entradas, mientras que la tensión a comparar es aplicada en la otra (fig. 11.5.5).

Para que la tensión de salida del comparador cambie de estado, es decir, para que pase de $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$, o viceversa, es necesario que la tensión de entrada rebase en una cantidad igual a V_{smax}/G_0 un umbral de voltaje prefijado (V_{smax} : tensión máxima de salida del amplificador y G_0 : ganancia de malia abierta).

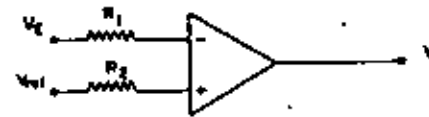


Figura 11.5.5

El tiempo en que cambia de estado la tensión de salida es función de la banda pasante del amplificador; este tiempo depende igualmente de la saturación más o menos avanzada del amplificador, es decir, del exceso de la tensión diferencial de entrada sobre la tensión necesaria para hacerlo bascular.

La ganancia de un comparador puede aún ser aumentada añadiéndole una cierta cantidad de realimentación positiva. Se tiene entonces el montaje de la figura 11.5.6, que no difiere de un comparador ordinario más que por la malia de realimentación positiva (R_3).

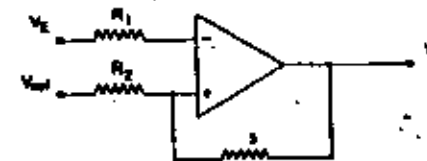


Figura 11.5.6

Debido a esta realimentación, la señal de salida presenta una cierta histéresis, es decir que al cambio de estado de la salida no se produce exactamente por el mismo valor de la tensión de entrada, ya sea que la señal crezca o decrezca. Con este tipo de montajes se obtiene estabilidad de la tensión de salida o, dicho en otras palabras, una reducción en sensibilidad.

III.- MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA

1.- Conceptos Fundamentales. Fuerza ejercida sobre un conductor situado dentro de un campo magnético. Voltaje inducido en un conductor que se mueve en presencia de un campo magnético. Ley de Lenz. Flujo de inducción magnética. Par ejercido sobre una espira situada en un campo magnético.	38
2.- Par desarrollado por un Motor Eléctrico.	43
3.- Fuerza Contraelectromotriz.	43
4.- Velocidad de un Motor Eléctrico.	44
5.- Potencia Mecánica.	45
6.- Tipos de Conexión de Motores. Motor en Derivación. Motor Serie. Motor Compuesto.	45
7.- Dispositivos de Arranque. Arrancadores Disipativos. Arrancadores No Disipativos.	54
8.- Frenado Eléctrico de Motores de Corriente Directa. Frenado por Recuperación. Frenado Reostático. Frenado por Contracorriente. Comparación de los métodos de frenado Regenerativo, Reostático y Contracorriente.	54
9.- Control de Velocidad de Motores de Corriente Directa.	56

1.- CONCEPTOS FUNDAMENTALES

- a). Fuerza ejercida sobre un conductor situado dentro de un campo magnético.

En un conductor de sección A (fig.III.1) que circulan electrones a una velocidad constante v , cada uno de ellos avanza una distancia vdt en un tiempo dt .

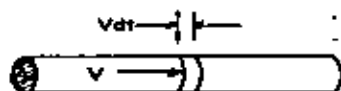


Fig. III.1.1

Si existen n electrones libres por unidad de volumen, el número de los que cruzan la sección A en el tiempo dt , es aquel contenido en el volumen $A vdt$, o sea, $N = nAvdt$ y la cantidad total de carga contenida en dicho volumen es $nqAvdt$ (1), en donde q es la carga de un electrón.

La cantidad de carga que atraviesa la sección del conductor en la unidad de tiempo es igual a la corriente i , siendo $i = \frac{dq}{dt}$; por lo tanto se puede establecer que $i = nqAv$ (2).

Si el conductor está dentro de un flujo magnético, cada carga está sometida, según demuestra la experiencia, a una fuerza f cuya dirección es perpendicular a su velocidad v y dada por $f = qvB \sin \theta$ (3), siendo θ el ángulo formado por los vectores v y B .

El número total de cargas en un conductor de longitud l es $N = nAl$, por lo que la fuerza total sobre él será:

$$F = Nf = nAlqvB \sin \theta$$

y, de acuerdo a la ecuación 2, se tiene finalmente:

$$F = i l B \sin \theta \quad (4)$$

- b).- Voltaje Inducido en un conductor que se mueve en presencia de un campo magnético.

En la figura se representa un conductor de longitud l situado en un campo magnético uniforme, perpendicular al plano del dibujo, en el sentido indicado. Si se mueve el conductor hacia la derecha con una velocidad v , perpendicular a la longitud del mismo y al campo magnético, cada partícula cargada del conductor experimenta una fuerza dirigida a lo largo del conductor y cuyo valor está dado por la ecuación 3 vista en el inciso anterior. La fuerza ejercida sobre una carga negativa está dirigida de a hacia b, mientras que la fuerza sobre una carga positiva está dirigida de b hacia a. Por lo tanto, el extremo superior del conductor adquiere un exceso de carga positiva mientras que el inferior adquiere un exceso de carga negativa.

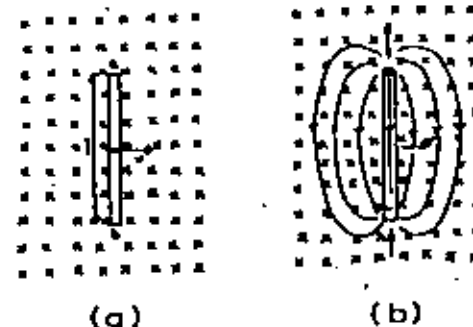


Figura III.1.2.- Conductor móvil en un campo magnético uniforme.

Supongamos ahora que el conductor móvil desliza sobre otro conductor fijo, tal como se muestra en la figura. Obviamente, no existe fuerza magnética sobre las cargas del conductor fijo, pero como se encuentra en el campo electrostático del conductor móvil, se establecerá una corriente dentro de él con un sentido (convencional) contrario al de las manecillas del reloj, que se mantendrá mientras el conductor esté en movimiento.

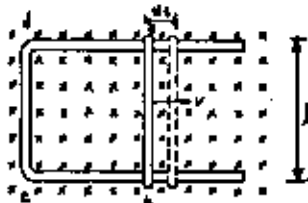


Fig. III.1.3.- Corriente producida por el movimiento de un conductor en un campo magnético

Debido a la existencia de esta corriente, se ejerce por el campo una fuerza sobre el conductor móvil dirigida hacia la izquierda; en consecuencia, es necesaria una fuerza exterior para mantener el movimiento.

Como se vió anteriormente, la fuerza sobre el conductor móvil es:

$$F = i l B$$

La distancia recorrida en el tiempo dt es:

$$ds = v dt$$

y el trabajo realizado será:

$$dw = F ds = i l B \times v dt \quad (5)$$

Dado que

$$i dt = dq$$

$$\text{Entonces } dw = B l v dq$$

Puesto que la fuerza electromotriz está definida como la relación del trabajo realizado sobre la carga circulante con la cantidad de carga desplazada que pasa un punto del circuito, podemos escribir:

$$\frac{dw}{dq} = B l v$$

Si B se expresa en wb/m^2 , l en metros y v en m/seg , la fuerza electromotriz resulta en Joules por Coulombs o volts.

c).-Ley de Lenz

Esta ley dice que el sentido de la fuerza electromotriz inducida es tal que se opone a la causa que la produce.

Como se vió en el inciso anterior, la causa de la corriente es el movimiento del conductor en presencia del campo magnético. El sentido de esta corriente inducida en el conductor móvil es tal que provoca que el sentido de la fuerza lateral ejercida sobre el mismo sea opuesto al de su movimiento. Existe, por lo tanto, oposición al movimiento del conductor.

d).-Flujo de Inducción Magnética

El flujo de inducción magnética Φ representa el número total de líneas de inducción magnética que atraviesan un área dada. Esta definición corresponde a la ecuación

$$\Phi = B \cdot ds \quad (6)$$

ya que el valor de B representa el número de líneas por unidad de área, siempre que se tome ésta perpendicular a la dirección de B . (En el caso particular de que B sea uniforme, la ecuación 6 se reduce a $\Phi = BS$, siendo S el valor del área).

e).-Par ejercido sobre una espira situada en un campo magnético.

En la figura III.1.4 se representa una espira rectangular sometida a un campo magnético uniforme. La espira puede girar alrededor de un eje que es perpendicular a la inducción magnética B ; la normal a la espira forma un ángulo θ con la dirección del campo.

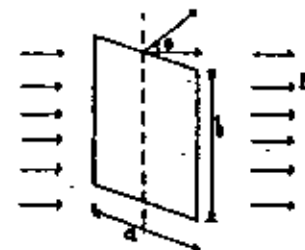


Figura III.1.4

Supongamos que la corriente i que circula por la espira lo hace en el sentido de las manecillas del reloj, como se indica en la figura. Aplicando la ecuación 4 a los lados superior e inferior de la espira, tenemos:

$$F = ia \times B \text{ ó } F = iaB \sin\theta$$

Esta fuerza está dirigida hacia arriba en el plano superior y hacia abajo en el plano inferior, como se deduce al aplicar la regla del producto vectorial. Por lo tanto, la fuerza neta resultante, así como el par aplicado, son nulos, considerando que la espira es rígida. Aplicando la misma ecuación a los lados verticales, encontramos

$$F = ibB$$

Ya que $\theta = 90^\circ$

Son de nuevo las fuerzas iguales y, aunque opuestas por estar dirigidas hacia afuera, tienen componentes perpendiculares al plano de la espira, por lo que el par no resulta cero. De la figura III.1.5, que es una vista de la espira desde el plano superior, deducimos que el par vale:

$$T = iabB \sin\theta = iBA \sin\theta \quad (7)$$



Fig. III.1.5

Si se trata de una bobina de n vueltas muy juntas, la ecuación se convierte en:

$$T = niAB \sin\theta \quad (8)$$

Aplicando la relación de flujo de inducción magnética ($\Phi = BS = BA$), obtenemos:

$$T = ni\Phi \sin\theta \quad (9)$$

El par máximo lo tendremos cuando $\theta = \frac{\pi}{2}$, y, entonces:

$$T = ni\Phi \quad (10)$$

El par mínimo se presenta cuando $\theta = 0 = 2\pi$ siendo entonces $T = 0$

2.- PAR DESARROLLADO POR UN MOTOR ELÉCTRICO

De acuerdo a lo descrito en los conceptos fundamentales, una espira por la que circula una corriente y está en presencia de un campo magnético, experimenta un par cuya magnitud varía en función de la posición de la misma y que la hace girar. Para que la dirección del par sea siempre la misma se requiere invertir la dirección de la corriente en los puntos en que el par se anula, para lograr la inversión del sentido de la corriente en los motores de corriente continua se utiliza un conmutador o colector.

Para desarrollar un par que actúe continuamente en una dirección es necesario aumentar el número de espiras y conectarlas una al lado de otra, constituyendo lo que en lo sucesivo llamaremos inducido, el par desarrollado en estas condiciones se mantiene prácticamente constante para valores constantes tanto de la intensidad de corriente en las bobinas como del flujo principal.

El par desarrollado está dado por la siguiente expresión:

$$T = KI\Phi \quad (10)$$

En donde:

K = Constante que depende del número de polos, de los circuitos de paso de corriente, del número de espiras o bobinas, etc.

I = Corriente del inducido en amperes.

Φ = Flujo que atraviesa el inducido y es generado por electroimanes o imanes permanentes, denominados polos.

3.- FUERZA CONTRA ELECTROMOTRIZ.

Los conductores situados en la superficie del motor, además de conducir una corriente y desarrollar así un par motor, cortan un flujo; por lo tanto, inducen una fuerza electromotriz (fem). Como esta fem actúa de modo que se opone al paso de la corriente en la bobina del motor se denomina Fuerza Contraelectromotriz (fcem).

La fcem juega un papel muy importante en el modo de operar de un motor. Para explicarlo se considerará el rotor de un motor cuyas bobinas tengan una resistencia pequeña. Si se conecta a las bobinas una fuente de energía, circulará por ellas una gran corriente, limitada tan sólo por la poca resistencia de las mismas; esto mientras el rotor esté

en reposo. Tan pronto como el rotor inicia su giro dentro del campo magnético estático producido por las bobinas inductoras del motor, se induce una fce_m que se opone a la tensión externa aplicada. Si el motor gira en vacío, la fce_m reduce la corriente a un valor menor, justo para suministrar la energía consumida por las pérdidas de rozamiento y resistencia eléctrica. Si el motor arrastra una carga, tiende a disminuir su velocidad produciéndose la consiguiente reducción en la fce_m lo que permite que el motor tome más energía eléctrica que le permita arrastrar dicha carga mecánica. Considerando esto último, es fácil explicarse que al arrancar un motor se tenga una gran demanda de energía eléctrica.

El valor de la fce_m está dado por la siguiente relación:

$$E = \frac{BNPZ}{60P^{1/2}10^8} \quad (\text{Volts}) \quad (11)$$

En donde:

B - Flujo total que penetra en el inducido desde un polo norte. (Maxwell)

N - Velocidad (r.p.m)

P - Número de polos

Z - Número de conductores dispuestos en la superficie del inducido.

P' - Número de circuitos en paralelo de paso de la corriente a través del inducido

Como Z, P y P' son constantes para un motor determinado la fce_m será:

$$E = K_f \Phi N \quad (12)$$

4.- VELOCIDAD DE UN MOTOR ELECTRICO

Si es V la tensión de la línea y E la fce_m, la tensión V_i que actúa en el circuito del inducido es:

$$V_i = V - E$$

La intensidad de la corriente en el inducido viene dada por la ley de Ohm y es:

$$I_a = \frac{V - E}{R_a} \quad (13)$$

Donde:

R_a - Resistencia del inducido

Esta ecuación puede escribirse en la forma:

$$E = V - I_a R_a \quad (14)$$

Sustituyendo E por su valor y despejando la velocidad, tenemos:

$$N = \frac{V - I_a R_a}{K_f} = \frac{E}{K_f} \quad (15)$$

De las ecuaciones anteriores se puede concluir que la velocidad de un motor es directamente proporcional a la fuerza contraelectromotriz e inversamente proporcional al flujo.

5.- POTENCIA MECANICA

Si V_i es la potencia suministrada al inducido de un motor, una parte de esta potencia, P_s, se invierte en calentar el inducido; su valor está dado por:

$$P_s = I_a^2 R_a \quad (16)$$

El resto de la potencia debe manifestarse como potencia mecánica, P_m, de acuerdo a la ley de conservación de la energía. Es decir que:

$$P_m = V I_a - I_a^2 R_a = (V - I_a R_a) I_a \quad (\text{Watts}) \quad (17)$$

Para V - I_aR_a = E es la fce_m del motor, según la ecuación (14); entonces

$$P_m = E I_a \quad (\text{Watts}). \quad (18)$$

Por lo tanto, la potencia mecánica desarrollada en el inducido de un motor es igual al producto de la fuerza contraelectromotriz generada en el mismo por la intensidad de la corriente que por el circuito.

6.- TIPOS DE CONEXION DE MOTORES

LA MAQUINA AUTOEXCITADA.- No es necesario que los devanados del campo y los devanados de la armadura de una máquina sean excitados por fuentes diferentes. El voltaje y la corriente requeridos pueden obtenerse de la misma fuente.

Las conexiones típicas para motores autoexcitados son:

Motor en derivación (shunt).

Motor Serie.
Motor Compuesto (Compound).

A continuación se describirán las características principales de cada una de estas conexiones.

a) Motor en Derivación.-

El circuito inductor del motor en derivación se conecta directamente a la línea de alimentación, en derivación con el inducido, como se observa en la figura III.6.1.



Figura III.6.1.- Conexión del motor en derivación

Cuando se aplica una carga al motor, éste tiende inmediatamente a moderar su marcha. En el motor en derivación el flujo inductor permanece prácticamente constante y, si la f.cem decrece, la corriente de armadura la aumenta hasta un valor que produzca un par suficiente para equilibrar la demanda correspondiente al aumento de carga. Por lo tanto, el motor en derivación está siempre en condiciones de equilibrio estable, puesto que, ante las variaciones de la carga, reacciona siempre adaptando la potencia consumida a dichas variaciones.

La adaptación de un motor a una utilización definida la determinan casi exclusivamente dos factores: La variación del par con la carga y la variación de la velocidad con la carga.

Como en el motor en derivación el flujo inductor es -- prácticamente constante, el par electromagnético variará casi en proporción directa con la intensidad de la corriente en el inducido, como se observa en la gráfica siguiente:

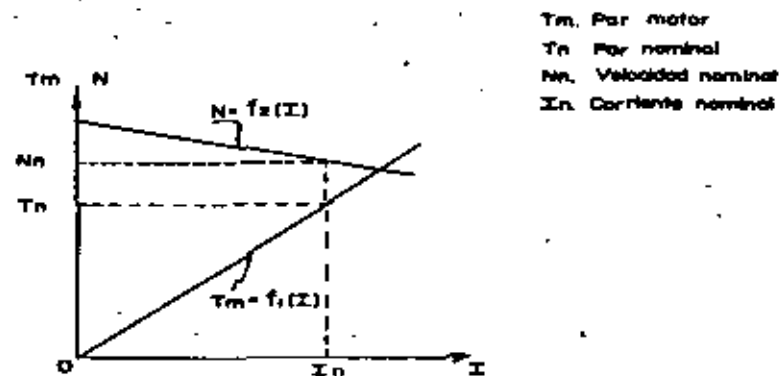


Fig. III.6.2.- Características par-corriente y velocidad-corriente de un motor con excitación en derivación.

Otra curva importante, que se deriva de las anteriores, es la que muestra la característica Par-Velocidad; ella se ilustra en la figura III.6.3.

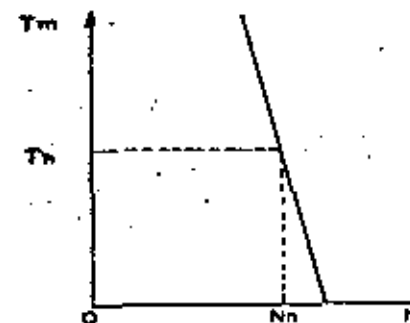


Figura III.6.3.- Características Par-Velocidad de un motor con excitación en derivación.

En los motores de corriente continua, especialmente los de velocidad prácticamente constante (como los de conexión en derivación), la diferencia de velocidad que se tiene cuando trabajan con carga, en relación de cuando lo hacen en vacío, ayuda a determinar las características de su funcionamiento.

La regulación de la velocidad es la medida de la capacidad que tiene el motor para mantener su velocidad cuando se le aplica una carga. Ella se obtiene reduciendo la carga desde el valor nominal hasta cero, y se expresa en tanto por ciento de la velocidad nominal.

Dicha regulación se refiere a la variación de la velocidad obtenida en vacío con respecto a la obtenida con carga invariable, y no al caso de los períodos transitorios en los que se producen amplias fluctuaciones de velocidad para rápidos cambios de carga.

En la figura III.6.4 se muestran las características típicas de un motor en derivación; en ella, con la ayuda de la curva velocidad-potencia, obtendremos la relación de la regulación de la velocidad.

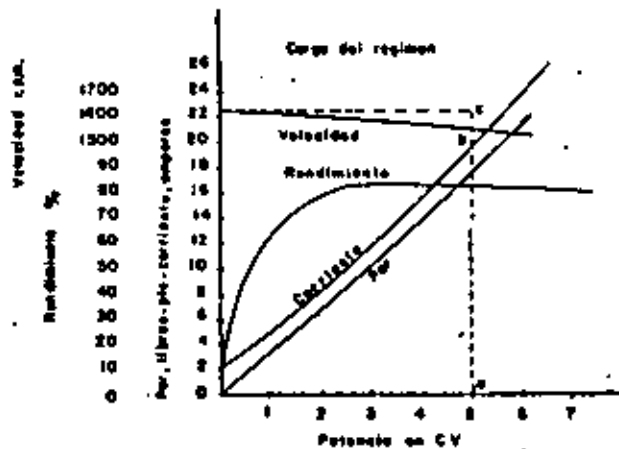


Figura III.6.4.- Características típicas de un motor en derivación

Es decir en la figura III.6.4, la regulación de velocidad es:

$$\frac{ca - ba}{ba} = \frac{cb}{ba}$$

Los motores en derivación se emplean cuando se requiere una velocidad prácticamente constante. Además, no hay ningún otro motor que se acomode mejor a la variación regulada de velocidad. Por consiguiente, se emplea también en los casos en que se requiere una velocidad variable a voluntad. Si se requiere ajustar la velocidad, se le puede llevar al valor que se desea y mantenerla invariable aún cuando varíe la carga.

b)- Motor Serie

En los motores con excitación en serie, el inductor está conectado en serie con el inducido, como se muestra en la figura siguiente:

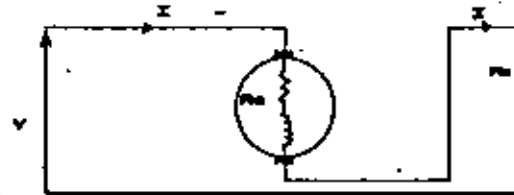


Figura III.6.5.- Conexión de un motor serie

Por lo tanto, las corrientes de excitación y de armadura son iguales. Esto es:

$$I = I_e = I_a$$

Si suponemos, para simplificar, que el circuito magnético no se satura, el flujo será proporcional a la corriente de excitación. Es decir:

$$F \propto I_a$$

por lo tanto:

$$T = K\phi I_a = K_1 I_a^2$$

(19)

El par es, entonces, proporcional al cuadrado de la intensidad de la corriente en el inducido, como se muestra en la figura III.6.6.

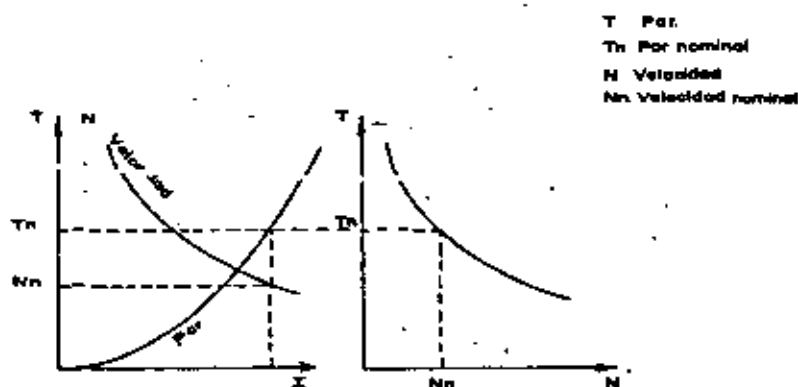


Fig. III.6.6.- Características Par-Corriente, Velocidad-Corriente y Par-Velocidad de un motor tipo serie.

La velocidad para un motor serie, está dada por:

$$N = \frac{V - I_a(R_a + R_s)}{K\Phi} \quad (20)$$

R_s - Resistencia-serie del inductor.

De las expresiones 19 y 20 se deduce que la velocidad de un motor serie disminuye conforme aumenta el par.

Al hacer crecer la corriente, las caídas de tensión en el inducido y en el inductor aumentan; esto provoca que la f_{cem} disminuya y, como consecuencia, se reduce la velocidad. Además, el aumento de la corriente produce un incremento casi directamente proporcional del flujo Φ , resultando también con ello una reducción importante en la velocidad.

Cuando el par resistente aumenta la velocidad disminuye, puesto que el par electromagnético se ve superado momentáneamente. Al disminuirse la velocidad, la f_{cem} se reduce también, con lo que la diferencia de potencial con la fuente de alimentación aumenta, incrementándose como consecuencia la corriente. Esto último provoca que el flujo Φ y el par electromagnético se incrementen; los valores de velocidad y de corriente se reajustarán por sí mismos hasta que el par electromagnético se iguale al par resistente.

Si el par resistente decrece, el motor aumenta su velocidad momentáneamente, incrementándose la f_{cem} ; como consecuencia, la corriente, el flujo y el par electromagnético decrecen. Por lo tanto, la velocidad y la corriente se corrigen por ellos mismos hasta alcanzar el equilibrio.

Si se suprime totalmente la carga, el flujo Φ se reduce extremadamente, con lo que la velocidad se hace muy grande.

Es peligroso dejar sin carga los motores serie, ya que podrían alcanzar velocidades para las cuales la fuerza centrífuga puede destruirlos. Por esto, el motor en serie debe estar conectado siempre a su carga por un mecanismo directo, como por ejemplo engranajes.

La figura III.6.7 representa las curvas características de un motor serie.

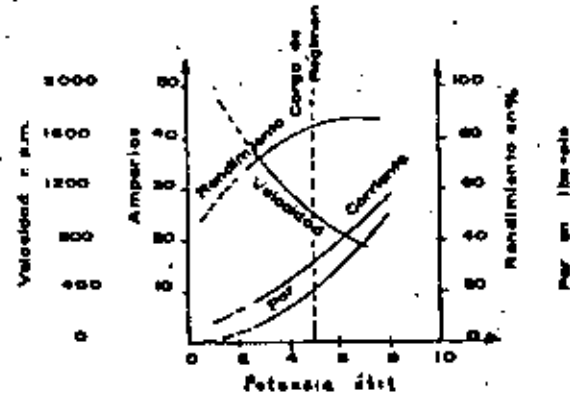


Figura III.6.7.- Características típicas de un motor serie.

En la figura III.6.7 se observa que la velocidad varía prácticamente en sentido inverso al de la intensidad de la corriente. A intensidades de corriente elevadas, la velocidad es pequeña y para intensidades pequeñas la velocidad es grande.

Los motores serie se emplean en actividades en las que se requieren arranques frecuentes bajo un par elevado, así como para bruscas variaciones de carga. Supongamos que se emplea un motor en derivación para un vehículo. Cuando el coche asciende por una rampa, el motor en derivación mantiene la velocidad del mismo valor aproximadamente igual al que tendría si el vehículo se moviera sobre un plano horizontal. El motor tiende por lo tanto, a absorber una corriente excesiva. Un motor serie, en cambio, va más despacio en la rampa, debido a la mayor intensidad de la corriente demandada, y, por lo tanto, desarrolla un par mayor a menor velocidad. La reducción de la velocidad permite al motor desarrollar un par mayor con un aumento moderado de potencia. Por consiguiente, la potencia de un motor serie sería menor que la de un motor en derivación en las mismas condiciones.

c).- Motor Compuesto

Una combinación de los sistemas derivación y serie es el sistema compuesto; en este sistema se agrega al motor en derivación un arrollamiento inductor en serie. Este arrollamiento puede conectarse de tal forma que sume su acción a la del arrollamiento en derivación, en cuyo caso se dice que el motor es compuesto acumulativo; o bien, pueden las acciones de los dos arrollamientos estar en oposición, en cuyo caso se dice que el motor es compuesto diferencial.

i).- Motor Compuesto Acumulativo.

Cuando se aplica la carga, las espiras serie producen un aumento del flujo que da lugar a que el par, para una intensidad de corriente dada, sea mayor que el que correspondería a un motor en derivación. Estas características se representan en la figura III.6.8, en donde se indican los valores del par electromagnético o par desarrollado por el inducido y la velocidad de los motores serie, derivación, compuesto acumulativo y compuesto diferencial.

El motor compuesto acumulativo desarrolla un par elevado cuando se aumenta súbitamente la carga. Tiene también una velocidad definida cuando funciona en vacío y no hay peligro de que ésta se dispare cuando se suprime la carga.

La aplicación del motor compuesto acumulativo se encuentra principalmente en el accionamiento de máquinas destinadas a soportar súbitamente cargas intensas, como sucede con las

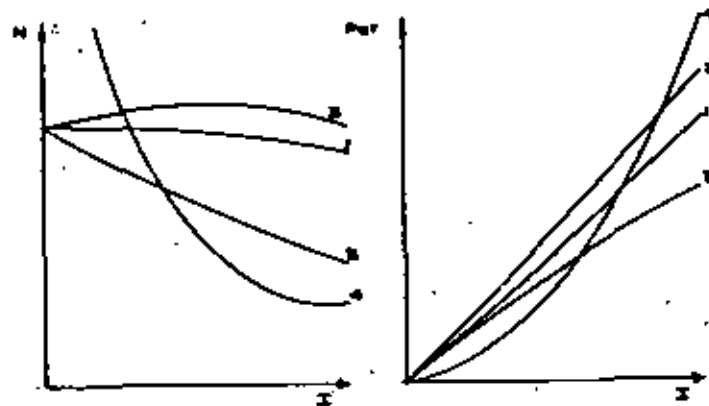


Figura III.6.8.- Características de Velocidad y par de los motores 1) Derivación. 2)Compound acumulativa 3) Compound diferencial 4) Serie.

laminaadoras, las cizallas o las punzonadoras. Este tipo de motor se emplea también cuando se requiere un par de arranque elevado.

ii).- Motor Compuesto Diferencial.-

En este tipo de motor el arrollamiento en serie del inductor genera un campo opuesto al producido en el arrollamiento en derivación, de manera que el flujo decrece al aumentar la carga, dando por resultado que la velocidad se mantenga prácticamente constante, o con la tendencia de aumentar cuando la carga se incrementa. El motor diferencial tiende hacia la inestabilidad, particularmente al arrancar y en las sobrecargas; por eso, al ponerlo en marcha, se debe poner en corto circuito el arrollamiento serie, porque la corriente, intensa en este circuito, puede ser suficiente para equilibrar los amperes-vuelta del derivación y provocar el arranque del motor en la dirección contraria a la normal.

Por estas razones es que este tipo de motor no es prácticamente usado.

7.- DISPOSITIVOS DE ARRANQUE DE MOTORES

Durante el arranque de un motor de Corriente Continua deberá limitarse la corriente del mismo a fin de evitar problemas tales como:

- 1.- Interferencia con la línea en forma de una excesiva caída de voltaje, la cual podría afectar otro equipo u otros consumidores.
- 2.- Daños al mismo motor por una excesiva corriente.
- 3.- Daños a la carga conectada, debidos a una aceleración demasiado grande. Esto puede tomarse como una incomodidad inaceptable para los pasajeros de elevadores o trenes.

Esta limitación se logra utilizando dispositivos auxiliares llamados arrancadores y estos pueden ser disipativos y no disipativos.

a).- Arrancadores Disipativos.

Los arrancadores disipativos son fabricados a base de reóstatos que se conectan entre el motor y la línea y es eliminado paulatinamente a medida que aumenta la velocidad del inducido. Se les llama disipativos por el consumo de energía que se produce en ellos al ser utilizados.

b).- Arrancadores No Disipativos

Los arrancadores no disipativos realizan la misma función que los anteriores, haciendo variar el voltaje de alimentación del motor desde un valor mínimo al valor nominal conforme aumenta su velocidad, sin consumir energía.

8.- FRENADO ELECTRICO DE MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA:

En muchas aplicaciones es necesario proveer de un par de frenado a los equipos manejados por motores eléctricos. Dos condiciones deben ser tomadas en cuenta: primero, que el sistema involucra sólo la energía cinética de las partes en movimiento, requiriéndose llevarlo al reposo. Segunda, que el sistema puede también involucrar energía potencial, usualmente gravitacional, la cual puede impulsarse al sistema posiblemente a una velocidad excesiva. Un tren bajando una pendiente, un elevador cargado y una grúa bajando una carga pesada son ejemplos de este segundo punto. No obstante, es necesario llevar al sistema al reposo y es necesario proporcionar un par de frenado por períodos relativamente grandes de tiempo, para limitar la velocidad del mismo.

Un par de frenado puede ser proporcionado por frenos mecánicos o electrodinámicos. El frenado eléctrico tiene varias ventajas sobre el mecánico. Por ejemplo, se requiere poco mantenimiento, ya que el frenado mecánico requiere ajuste o reemplazo de piezas, no produce suciedad, y el uso de frenos mecánicos produce polvo; el calor puede producirse en un lugar conveniente, o, en algunos casos, la energía del sistema puede ser recuperada en lugar de ser disipada en forma de calor; el frenado eléctrico es suave y sin jalones. Sin embargo, es difícil que el freno eléctrico pueda proporcionar convenientemente un par de retención, por lo que se requiere contar también con un freno mecánico, obteniendo de esta forma un frenado electro-mecánico.

Existen tres tipos de frenado eléctricos, los cuales pueden aplicarse a cualquier tipo de motor: Regenerativo, Reostático y Por Contra Corriente.

a).- Frenado Regenerativo

El frenado regenerativo se logra operando el motor como generador conectado a la fuente de alimentación del sistema; de esta forma, la energía mecánica es transformada a energía eléctrica y regresada a la fuente de alimentación para su reutilización.

b).- Frenado Reostático

El frenado reostático o dinámico; se obtiene operando al motor como un generador, de tal forma que la energía mecánica se transforme en eléctrica, pero, en lugar de regresarla al sistema como una regeneración, se disipa en forma de calor en resistencias conectadas al motor como una carga eléctrica.

c).- Frenado por Contra-Corriente

El frenado por contra-corriente se logra reconectando la fuente de alimentación del motor de tal forma que tienda a conducir en la dirección opuesta. Para evitar que, una vez que el motor llegue al reposo, se acelere en la dirección opuesta, es necesario contar con un dispositivo que desconecte la fuente de alimentación en este momento. Este tipo de frenado no es utilizado actualmente.

d).- Comparación de los Métodos de Frenado Regenerativo, Reostático y Contra-Corriente.

El método regenerativo no requiere modificación del equipo y ningún dispositivo adicional.

El frenado reostático puede requerir de un dispositivo de

control adicional y requiere también de un incremento en el tiempo de capacidad normal de la resistencia de arranque, que es ahora usada como una carga.

El frenado por contra-corriente requiere de un conmutador de inversión y una resistencia de dos veces el valor de la resistencia de arranque y un incremento en el tiempo de capacidad normal, comparado con la resistencia de arranque.

Fuesto que la corriente de armadura es limitada, el par en todos los casos es limitado al valor correspondiente a la máxima corriente de armadura permisible y a excitación completa.

Con una fuente de voltaje constante, la corriente regenerada es momentáneamente controlada por medio de la excitación. La corriente de armadura puede así ser mantenida al valor máximo por el incremento de la excitación, así como la caída de velocidad. El par se incrementará así ligeramente hasta que la excitación plena es alcanzada. Después de esto caerá realmente hasta cero a la velocidad en la que la fem y el voltaje en las terminales son iguales.

9.- CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA

De acuerdo a la ecuación

$$M = \frac{V - I_a R_a}{k \phi}$$

vista en el punto 4, la velocidad de los motores puede ser controlada variando el flujo, la resistencia en serie con la armadura o el voltaje de alimentación.

Al variar los parámetros antes mencionados se obtienen diferentes características Velocidad/Par, que serán aprovechadas de acuerdo a las necesidades que se presenten.

Dichas características de Velocidad/Par se obtienen físicamente:

- 1) Conectando una resistencia en serie con la armadura.
- 2) Punteando el devanado de campo con una resistencia.
- 3) Aplicando el voltaje de alimentación a través de un divisor de tensión.

En el primer caso, al incrementarse la resistencia en serie con la armadura para una I_a dada, la caída de tensión aumenta; esto provoca una disminución en la fuerza contra-electromotriz y, como el flujo no varía, una disminución de la velocidad. Al no variar la corriente de armadura ni el flujo, el par permanece constante.

En el segundo caso, al disminuir el flujo sin alterar la corriente de armadura, la velocidad se incrementa y el par disminuye, lo que se deduce fácilmente de las ecuaciones de velocidad y par.

En el tercer caso, al disminuir mediante el divisor el voltaje aplicado, es fácil ver en la multiplicada ecuación que la velocidad también disminuye.

CAPITULO IV ANALISIS DEL FUNCIONAMIENTO DE UN RECORTADOR DE TIRISTORES

I.- Principio de Operación del recortador	60
II.- Esquema de un recortador con tiristores	62
II.1.- Proceso de encendido del tiristor principal T_{H1}	63
II.2.- Proceso de bloqueo del tiristor principal T_{H1}	63
II.3.- Dimensionamiento del circuito de extinción LC	67
II.4.- Características principales de este esquema	68
III.- Selección de la frecuencia de recorte	70
IV.- Acoplamiento entre dos o más recortadores	75
V.- El recortador de corriente en frenado eléctrico	75
VI.- El frenado reostático	76
VI.1.- Frenado por recuperación	80
VI.2.- Frenado Mixto	82
VII.- Características generales del control	83
VIII.- Descripción de la lógica de control	85

Como se vio en el Cap. III, cuando un motor de c.c. se encuentra en reposo su fuerza contraelectromotriz es nula. También se vio en dicho Cap. que esta última actúa como limitadora de la corriente de armadura, por lo que la tensión aplicada en el instante de arrancar un motor debe ser inferior a la aplicada en condiciones nominales, e incrementarla progresivamente según aumente la velocidad a fin de mantener constante la corriente durante la fase de arranque.

Esta variación de tensión en los bornes de un motor se logra fácilmente introduciendo en serie con la fuente de alimentación de c.c. y el motor, un reóstato cuyo valor (efectivo) pueda variar constantemente, conforme la velocidad aumenta.

Consideremos un caso ideal en el cual la variación del reóstato se hace en forma continua (fig. 1), manteniendo constante el par motor; la potencia entregada por la fuente es también constante: $P = VI$

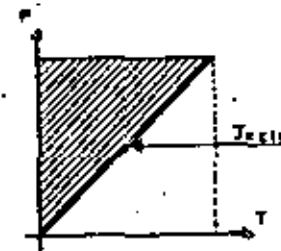


Figura No. 1

Fácilmente se observa en la figura que la mitad de la potencia suministrada por la fuente (parte sombreada) es disipada por efecto Joule sin provecho alguno.

Una forma de reducir las pérdidas a la mitad es dividir en dos la fuente de alimentación con voltajes de salida iguales a la mitad del de la fuente original (fig. 2), conectándolos al inicio en paralelo y después en serie.

De esta forma las pérdidas por efecto Joule se reducen a la mitad. Obviamente, si el número de subdivisiones a la fuente de alimentación se incrementa, dichas pérdidas se reducirán tantas veces como subdivisiones se realicen. Desde hace años una de las tareas de la Ingeniería ha sido encontrar un método eficaz de realizar estas subdivisiones.

El uso de los recortadores de corriente, también conocidos como Kesar o Chopper, ofrecen la solución a este problema.

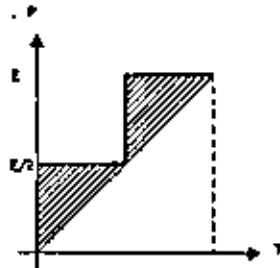


Fig. No. 2

I PRINCIPIO DE OPERACION DEL RECORTADOR

En la figura 3 se ilustra el principio de operación de un recortador de corriente, formado por una fuente de c.c., E, una carga inductiva-resistiva, L_m-R_m , un diodo D_m en paralelo a esta última y un interruptor S.

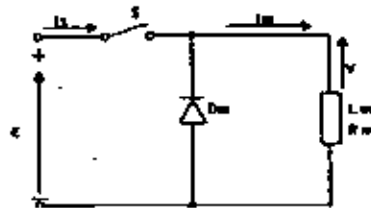


Fig. No. 3

El interruptor S se cierra regularmente a intervalos de tiempo T y queda cerrado durante un tiempo $T_1 = \delta T$, donde $0 \leq \delta \leq 1$. A T se le llama período del recortador y a δ ciclo de trabajo o relación cíclica. Así pues, la carga es sometida a una tensión E durante un tiempo δT y se abre el circuito durante un tiempo $(1 - \delta) T$.

Dado que la carga es inductiva, la corriente I_m no desaparece en el tiempo $t + \frac{L_m}{R_m} t$.

El diodo D_m , llamado "Diodo de Vía Libre", permite la circulación de la corriente en la carga cuando el interruptor está abierto, y si la constante de tiempo $\frac{L_m}{R_m}$ de la carga es grande en relación al tiempo T, la corriente no se anulará en ésta.

Cuando el interruptor está cerrado, I_m se comporta según la ecuación.

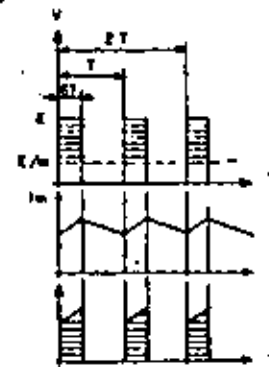
$$E = L_m \frac{dI_m}{dt} + R_m I_m + f. \text{ c.e.m. (si la carga es un motor)}$$

Cuando se abre el interruptor I_m varía según la ecuación:

$$0 = L_m \frac{dI_m}{dt} + R_m I_m + f. \text{ c.e.m.}$$

En este último caso, en realidad, la tensión en la carga es pequeña y negativa, pero en comparación con el valor de la fuente de tensión E, se puede considerar nula.

La tensión media aplicada a la carga es $E_m = \delta E$ que determina el valor de la corriente en la carga. Obviamente, variando la relación cíclica se puede ajustar la tensión media en los bornes de la carga.



Esta relación cíclica δ , puede regularse por medio de una realimentación a partir de una referencia del par motor y de la medida directa de este par, en el caso de que la carga sea un motor.

El recortador permite entonces alimentar una carga a tensión variable a partir de una tensión continua.

Conviene mencionar que el interruptor S puede ser mandado en dos formas diferentes:

- Seleccionando una frecuencia de segmentación o recorte fija $f = \frac{1}{T}$ y variar la duración del cierre del interruptor de 0 a T.

- Seleccionando una duración de cierre T fija o variando la frecuencia de segmentación o recorte.

Evidentemente, para poder mandar el interruptor S a una frecuencia lo suficientemente elevada que permita que la corriente en la carga sea casi constante, sin necesidad de usar inductancias demasiado grandes, se debe reemplazar el interruptor S , mecánico, por uno estático, es decir, por un tiristor.

II ESQUEMA DE UN RECORTADOR CON TIRISTORES.

Con el fin de simplificar el análisis, estudiaremos el funcionamiento en régimen estable y suponiendo la constante de tiempo muy grande en relación con el período de segmentación. También se considerará que la impedancia de entrada de la fuente es nula.

Un esquema de recortador a tiristores y las principales formas de ondas de él, se muestran en la fig. 4. En él, el interruptor S es reemplazado por los semiconductores $Th1$, $D1$, $Th2$, $D2$ y el circuito oscilante serie LC. $Th1$ es llamado tiristor principal y $Th2$ tiristor de bloqueo. La resistencia R_3 tiene el valor: $\frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$

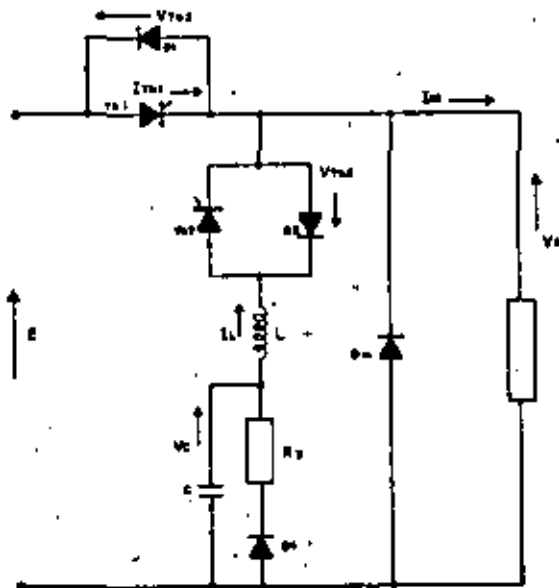


Fig. No. 4

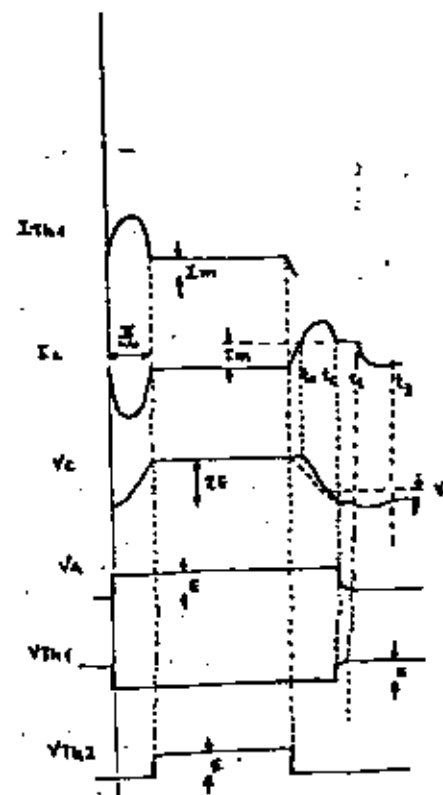


Fig. No. 4

11.1 PROCESO DE ENCENDIDO DEL TIRISTOR PRINCIPAL Th1

En el instante inicial $t = 0$ se enciende el tiristor principal Th1 por medio de un impulso en su compuerta. La tensión E se aplica tanto a la carga como al circuito oscilante LC a través del diodo D2 (despreciándose las caídas de tensión en diodos y tiristores).

El condensador C se carga. La corriente I que circula en el circuito de bloqueo puede calcularse resolviendo la ecuación:

$$E = L \frac{d(-I_L)}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t (-I_L) dt + V_C$$

Las condiciones iniciales son: $I_L(t=0) = 0$
 $V_C(t=0) = 0$

En esta solución no se consideran las pérdidas en el circuito oscilante LC (Anexo A, ecuación No. 1).

$$(-I) = E \sqrt{\frac{1}{LC}} \sin \omega t$$

$$V_C = E (1 - \cos \omega t) \quad \text{donde } \omega^2 = \frac{1}{LC}$$

En el instante $t = \frac{\pi}{\omega}$, la corriente $I_L = 0$ y tiende a cambiar de sentido, pero como el tiristor Th2 no está encendido I_L continúa siendo nula; la tensión en el condensador es $2E$.

Así pues, la carga del condensador termina en el tiempo $t = \frac{\pi}{\omega}$, estando así preparada la extinción o apagado de Th1.

11.2 PROCESO DE BLOQUEO DEL TIRISTOR PRINCIPAL Th1.

Por comodidad cambiaremos el origen del tiempo y llamaremos $t = 0$ al instante en el que se enciende el tiristor auxiliar. Se cierra así el circuito: C (cargado inicialmente a $2E$), L (corriente inicial nula), Th2, el diodo Th1 - D1 y E . Una corriente senoidal se establece en el circuito de extinción y supondremos que los valores de los elementos del mismo son tales que la amplitud de la primera semi-senoide de la corriente I es mayor que la corriente I_m que circula en la carga.

En la figura 4 se pueden distinguir tres etapas importantes.

a) $0 \leq t \leq t_1$

De $t = 0$ a $t = t_1$ el punto A está al potencial E .

La corriente I está dada por:

$$2E = \frac{1}{C} \int_0^t I_L dt = L \frac{dI_L}{dt} + E$$

Condiciones iniciales $I_L(t=0) = 0$
 $V_C(t=0) = 2E$

(Solución Anexo A, ecuación No. 2)

Entonces:

$$I_a = E \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega t \quad (3)$$

$$V_c = E \cdot (1 + \cos \omega t)$$

Entre el instante $t=0$, donde $I_L=0$, y el instante $t=t_0$, donde $I_L=I_m$, la corriente en T_1 disminuye hasta un valor cero. A partir de este momento, una corriente igual a $(I_L - I_m)$ circula dentro de D_1 hasta que I_L es inferior a I_m . Esto sucede en $t=t_1$, definido por la ecuación:

$$I_L(t_1) = E \sqrt{\frac{C}{L}} \operatorname{sen} \omega t_1 = I_m \text{ donde } \pi/2 < \omega t_1 < \pi$$

La tensión en el condensador al instante t_1 es:

$$\operatorname{sen}^2 \omega t_1 + \cos^2 \omega t_1 = 1$$

$$\cos \omega t_1 = (1 - \operatorname{sen}^2 \omega t_1)^{1/2} \quad \operatorname{sen} \omega t_1 = \frac{I_m}{E \sqrt{\frac{C}{L}}}$$

$$V_c = E \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_m}{E \sqrt{\frac{C}{L}}} \right)^2} \right]$$

$$t_1 \leq t \leq t_2$$

A partir del instante $t = t_1$ el dipolo T_1-D_1 deja de conducir: $(t_1 - t_0)$ es superior al tiempo de extinción t_{off} del tiristor principal y el circuito considerado hasta aquí se encuentra interrumpido, por lo que un nuevo circuito de descarga del condensador C debe ser considerado. En este momento, la tensión $V_c(t)$ en el condensador es aun positiva, el diodo de vía libre - este polarizado en inversa por lo que no pueda conducir.

A partir de este momento, la descarga del condensador se realiza a través de la corriente de la carga I_m .

Esta descarga a corriente constante I_m continúa hasta el instante $t = t_2$, a partir del cual cambia de signo la tensión V_c .

Podemos escribir

$$I_L(t) = I_m$$

$$V_c(t) = V_c(t_1) - \frac{I_m(t-t_1)}{C} \quad \text{para } t_1 \leq t \leq t_2$$

para $t = t_2$

$$V_c(t_2) = V_c(t_1) - \frac{I_m(t_2-t_1)}{C} = 0$$

$$t_2 = \frac{V_c(t_1)}{I_m} + t_1$$

A partir del instante $t=t_2$, se debe considerar otro circuito de descarga del condensador C , porque cuando la tensión en V_c tiende a cambiar su polaridad, una parte de la corriente de la carga puede recircular por el diodo de vía libre.

Para $t \geq t_2$, el potencial en el punto A vale cero. Nuevamente, por comodidad, cambiaremos el origen del tiempo en las siguientes ecuaciones:

$$L \frac{dI}{dt} = V_c$$

$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^t (-I_L - \frac{V_c}{R}) dt$$

$$\text{dt condiciones iniciales } \begin{cases} I_L(t=0) = I_m \\ V_c(t=0) = 0 \end{cases}$$

Puesto que $R_3 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$ este es un circuito de amortiguamiento crítico. Las soluciones de las anteriores ecuaciones son:

$$I_L = I_m e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 + \frac{t}{\tau} \right)$$

$$V_c = -I_m \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{t}{\tau} e^{-t/\tau}; \quad \tau = 2RC = LC$$

(Solución en anexo A, ecuación No. 3)

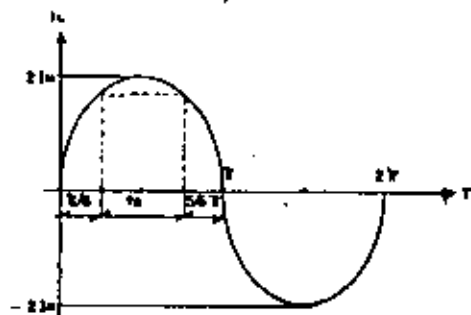
Se constata entonces que la corriente I_L y la tensión V_C se anulan rápidamente. En el instante t_3 , el proceso de extinción del tiristor Th_1 ha finalizado y la tensión en el condensador C es nula.

11.3 DIMENSIONAMIENTO DEL CIRCUITO DE EXTINCIÓN LC

Es conveniente seleccionar el valor de L y de C de tal manera que el tiempo $(t_1 - t_0)$, durante el cual el tiristor está sometido a una tensión inversa, sea superior al tiempo de extinción t_{off} de Th_1 .

La desigualdad: $(t_1 - t_0) \geq t_{off}$, debe cumplirse para todo valor posible de la corriente de carga.

Una forma de proceder consiste en escoger el valor pico de la corriente I_L , durante el proceso de bloqueo, igual al doble de la corriente máxima de carga I_m . De esta manera será satisfecha la condición de bloqueo de Th_1 , para todos los valores de corriente de carga inferiores o iguales a I_m , si el período $T = 2\pi \sqrt{LC}$ del circuito oscilante satisface la desigualdad: $\frac{T}{3} \geq t_{off}$.



$$t = 0 \leq t \leq t_1$$

$$I_L = E \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t$$

$$E \sqrt{\frac{C}{L}} = 2I_m$$

$$I_L = 2I_m \sin \omega t$$

$$\text{Si } I_L = I_m$$

$$\sin \omega t = \frac{1}{2}$$

$$\omega t = \sin^{-1} \frac{1}{2} = \frac{\pi}{6}$$

$$t = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{1}{2} = \frac{1}{\omega} \frac{\pi}{6}$$

$$t = \frac{2}{3} \pi$$

$$\text{Si } T = 2\pi \text{ y } t = \frac{2}{3} \pi$$

$$t = \frac{T}{3}$$

Se debe cumplir:

$$t = \frac{T}{3} \geq t_{off}$$

No es de interés aumentar el valor pico de la corriente I_L arriba de $2I_m$ porque $(t_1 - t_0)$ varía muy poco y en todo caso no puede ser superior a $T/2$.

Podemos ahora escribir las condiciones de bloqueo usando la ecuación 3 y la desigualdad $\frac{T}{3} \geq t_{off}$

$$E \sqrt{\frac{C}{L}} = 2I_m$$

$$\frac{2\pi}{3} \sqrt{LC} = t_{off}$$

de donde resulta que

$$L = \frac{3}{4\pi} \cdot \frac{E \cdot t_{off}}{I_m}$$

$$C = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{I_m \cdot t_{off}}{E}$$

11.4 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE ESTE ESQUEMA

- Este esquema admite los dos modos de mando del interruptor S , anteriormente mencionados.
- La tensión aplicada a la carga al igual que la aplicada a los semiconductores jamás sobrepasa el valor E . Esta es una propiedad muy importante sobre todo en el uso de chopper a alta tensión.
- Las corrientes de extinción de los tiristores son aplicadas en forma progresiva y limitada, protegiéndolos así de deterioraciones.
- El orden de desbloqueo de los tiristores es indiferente.

- e) La carga y descarga del condensador C se realiza únicamente con las pérdidas inherentes al circuito LC y a los elementos semiconductores. Las pérdidas por efecto Joule en R3 son mínimas si $R3 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$. La potencia disipada en ella es:

$$\frac{L I_m^2}{2} f \quad f = \frac{1}{T}$$

- f) La tensión inversa aplicada a los tiristores es la de un diodo en directa, la cual los protege en regímenes dinámicos.

III.- Selección de la Frecuencia de Recorte

Para seleccionar adecuadamente la frecuencia de trabajo se debe prever su influencia sobre el recortador, sobre la fuente de alimentación y su forma de utilización.

A.- Influencia de la frecuencia sobre el Recortador

Para lograr con seguridad la conmutación del recortador se necesita un tiempo mínimo igual a 4 ó 5 veces el tiempo de apagado toff, de los tiristores utilizados. Este tiempo constituye a la vez los límites máximos y mínimos de la relación cíclica ξ . Si se aumenta la frecuencia de recorte se reduce la zona de excursión de ξ en el período. Esto es: ξ puede seguir variando de 5 toff a 1, pero, puesto que el período se reduce (se reduce el tiempo que existe entre pulsos de disparo) se reduce también el intervalo que existe de 5 toff a 1. O sea el tiempo $t = (T - 5 \text{ toff})$, se reduce. Si el límite máximo es grande una parte no despreciable de la energía de la fuente no puede ser transmitida a la carga; si el tope mínimo es grande, la tensión mínima de salida puede ser demasiado elevada (frecuencia alta).

Para reducir el valor de los límites se puede trabajar a dos frecuencias según sea el valor de ξ , por ejemplo:

$$\text{a } F1 \text{ para } \xi \leq 0.1 \text{ ó } \xi \geq 0.9 \text{ y a } F2 \text{ para } 0.1 < \xi < 0.9$$

$$\text{siendo } F2 > F1$$

Dado que las pérdidas en el recortador son proporcionales a la frecuencia ésta no debe ser muy grande; dichas pérdidas son:

- Pérdidas de conmutación en los semiconductores
- Pérdidas en la resistencia R
- Pérdidas en los circuitos (r.c.) de protección de los semiconductores

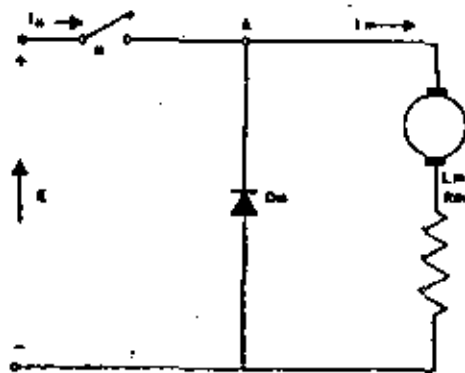
B.- Influencia de la Frecuencia en la forma de Utilización

Se ha considerado hasta aquí que la constante de tiempo de la carga es lo suficientemente grande en comparación con la frecuencia de segmentación que asegura una corriente casi constante en la carga. Pero cuando la carga es un motor, hay que asegurar que la ondulación de la corriente no sobrepasa lo admisible para un motor de c.c., tomando en cuenta las pérdidas por calentamiento debido a la componente de alterna de la corriente, y una buena conmutación.

Se debe tomar muy en cuenta que el recortador debe ser dimensionado de tal manera que pueda interrumpir la corriente máxima de la carga y que entre más elevada sea la corriente más cuesta el dispositivo.

En régimen estable, se puede calcular la ondulación de la corriente de carga refiriéndose a la figura, donde la carga es un motor caracterizado por una inductancia L_m y una resistencia R_m .

$$(\Delta I_m)_{\max} = \frac{E}{R_m} \tan h \frac{R_m T}{2L_m} = \frac{E \cdot T}{2L_m}$$



La amplitud de la ondulación es más grande conforme disminuye la frecuencia y también conforme disminuye el valor de la inductancia de la carga. Si la segmentación o recorte se hiciera a una frecuencia baja se debe prever en serie con la carga una inductancia grande, que es demasiado costosa y pesada.

C.- Influencia de la Frecuencia sobre la Fuente de Alimentación

Al contrario de como se ha considerado hasta ahora, la fuente de tensión E no tiene una impedancia de entrada nula por lo que sí puede provocar problemas al recortador. Así pues, se debe considerar una celda de filtración que en su forma más simple queda estar constituida por una inductancia L y un condensador C .

1.- Función del Condensador C

Este suprime las corrientes pulsantes que podrían pasar hacia el recortador, a pesar de la presencia de la inductancia de

la catenaria, además de que su papel de almacenadora de energía tiene también la función de proteger contra sobretensiones al recortador. Estas pueden ser originadas por:

- a) Sobretensiones de maniobra sobre la Fuente de Alimentación.
- b) Sobretensiones provocadas al interrumpir los tiristores principales la corriente de carga.

Cuando los tiristores realizan el corte muy rápidamente la energía magnética almacenada en la inductancia de línea y en la del filtro de entrada se transforma en energía potencial en los bornes del condensador C por lo que la tensión en éste aumenta.

- c) Sobretensiones provocadas por el funcionamiento normal del recortador; refiriéndose a la sig. fig. (5), y suponiendo que la corriente de carga es constante, podemos determinar el rizo V_c de tensión del condensador C

$$S_1 \quad V_c = 2E f l = \frac{1}{2\pi f C} \quad \text{con } l = L_{\text{catenaria}} + L_e$$

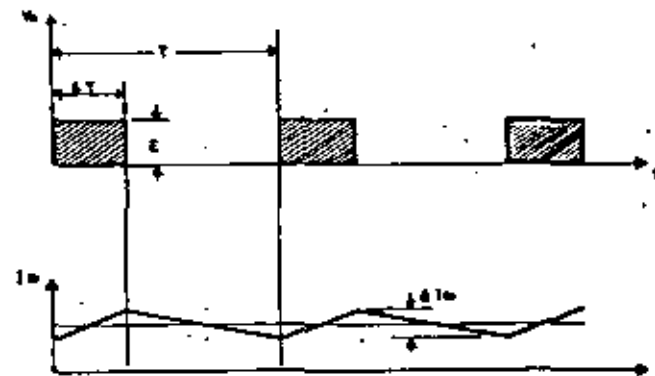


Fig. No. 5

Si la frecuencia de recorte es más pequeña que la frecuencia de resonancia f_1 , hay varios extremos de la tensión V_c durante un semiperíodo del recortador. El rizo, pico a pico, máximo de la tensión en los bornes del condensador C_e vale:

$$(\Delta V_c)_{\max} = \frac{2I_m}{\omega C_e} \frac{1}{\sin \frac{\pi}{2} \frac{\omega_e}{\omega}}$$

Si la frecuencia de recorte es más grande que la de resonancia f_1 , la ondulación es máxima para $\delta = 0.5$ y vale:

$$(\Delta V_c)_{\max} = \frac{I_m}{\omega C_e} \operatorname{tag} \frac{\pi}{2} \frac{\omega_e}{\omega}$$

La figura (6) muestra a la influencia de la razón $\frac{\omega_e}{\omega} = \frac{f_e}{f}$ sobre la ondulación de la tensión en los bornes del condensador C_e .

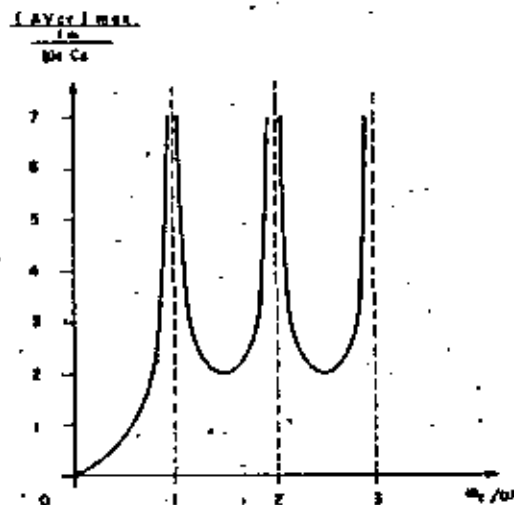


Fig. No. 6

Para limitar las sobretensiones a valores razonables se escoge generalmente $f_e < 1/2$ porque, además, la región $f_e > 1/2$ hace demasiado sensible a las sobretensiones al variar la inductancia L_1 . En parte, a esta inductancia la componen la inductancia de la fuente de alimentación que es un parámetro esencialmente variable en tracción eléctrica, función de la distancia que separa a los vehículos de las subestaciones de alimentación.

Para una razón $f_e < 1/3$ se puede, con una buena aproximación, simplificar la expresión anterior a la siguiente:

$$(\Delta V_c)_{\max} = \frac{I_m T}{4C_e}$$

Se puede observar que para una misma ondulación de tensión, la capacidad del condensador C_e será más pequeña si la frecuencia de recorte es más elevada.

2.- Función de la Inductancia L_1 :

La inductancia L_1 reduce la ondulación de la corriente en la catenaria a un valor lo suficientemente bajo tal que no perturbe a otros equipos que se alimentan de la misma fuente.

En la tracción eléctrica esto es particularmente importante pues la presencia de corrientes alternas en la catenaria puede perturbar los circuitos de señalización o telecontrol.

Cuando $f_e < 1/2$ el rizo es máximo para $\delta = 0.5$:

$$(\Delta I_L)_{\max} = I_m \left[\frac{1}{\cos \frac{\pi}{2} \frac{\omega_e}{\omega}} - 1 \right]$$

La influencia de la razón $\frac{\omega_e}{\omega}$ sobre la ondulación de la corriente es la mostrada en la figura (fig. 7)

Al igual que antes, para el rango $f_e < 1/3$ la expresión anterior

$$(\Delta I)_{\max} = \frac{I_m T^2}{32L_1 C_e}$$

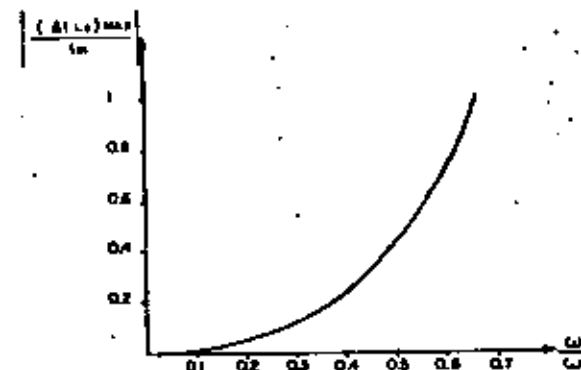


Fig. No. 7

IV.- Acoplamiento entre dos o más recortadores

La selección de la frecuencia es un compromiso entre las necesidades del recortador, su utilización y la fuente de alimentación.

A fin de reducir las dimensiones y el costo del filtro de entrada y de la inductancia de aliamiento, es necesario hacer funcionar al recortador a una frecuencia lo más elevada posible. Sin embargo, esta frecuencia está limitada por las características propias de los tiristores y por las pérdidas.

Una solución a este problema consiste en acoplar dos o más recortadores que funcionen a la misma frecuencia pero con una fase en forma defasada. El acoplamiento de recortadores permite funcionar a la carga y a la fuente de alimentación a una frecuencia que es múltiplo de la de cada unidad recortadora.

V.- El Recortador de Corriente en Frenado Eléctrico

En la actualidad el frenado eléctrico se realiza de dos maneras fundamentales: El frenado reostático y el frenado por recuperación. La energía cinética del vehículo es transformada en energía eléctrica por los motores (funcionando ahora como generadores) y disipada en reostatos, en el primer caso; en el segundo, esa energía se reenvía a la fuente de alimentación.

Hasta hace pocos años, el frenado reostático habría sido el más común. Ello se debe principalmente a que en los equipos convencionales el funcionamiento de un motor a excitación serie, funcionando como generador sobre la red de alimentación, es inestable. Otra dificultad consiste en el hecho de que este tipo de frenado únicamente se mantiene hasta $1/4$ ó $1/3$ de la velocidad máxima. Esta velocidad, es la velocidad a partir de la cual la fuerza electromotriz del generador se vuelve inferior a la tensión de la fuente de alimentación.

La técnica de recortadores a tiristores da grandes posibilidades al frenado por recuperación, ya que poseen una dinámica elevada que hacen posible una marcha estable en frenado casi hasta el paro total del vehículo. Persiste, sin embargo, una restricción para esta técnica: la mayoría de las subestaciones que aumentan las catenarias en c.c., son equipadas con rectificadores a diodos que no permiten el reenvío de la energía hacia la red alterna. Así pues, en el mismo momento de regeneración, la energía regenerada en frenado debe ser inmediatamente aceptada por otros utilizadores.

Cuando la recuperación de energía no es posible, se pueden considerar dos soluciones:

- a) Disminuir o sustituir el frenado eléctrico por frenado mecánico.

- b) Sustituir instantánea y automáticamente el frenado por recuperación por un frenado reostático.

VI.- El frenado reostático

En la fig. 8 un motor de excitación serie es caracterizado por una bobina L y una resistencia R_m . La resistencia del freno R_f y un interruptor S están conectados en paralelo al motor que funciona como generatriz. El interruptor M es maniobrado a una frecuencia $f = 1/T$ y permanece cerrado durante un tiempo T ; durante el cierre del interruptor la tensión en los bornes de la resistencia es nula, durante su apertura es igual a $R I$.

El valor promedio de esta tensión vale $V_{Rm} = I R_f (1 - \delta)$ en un período de la segmentación.

Pareciera que la generatriz trabajara sobre una resistencia de valor $R_f (1 - \delta)$. Se puede variar el valor de esta resistencia equivalente de un valor nulo ($\delta = 1$) a R ($\delta = 0$).

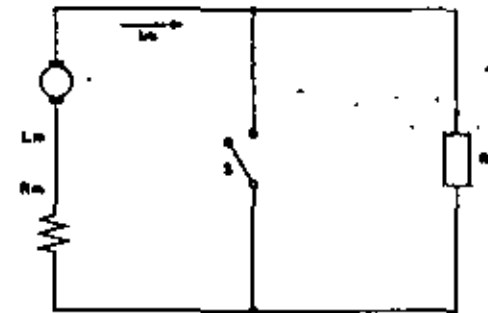
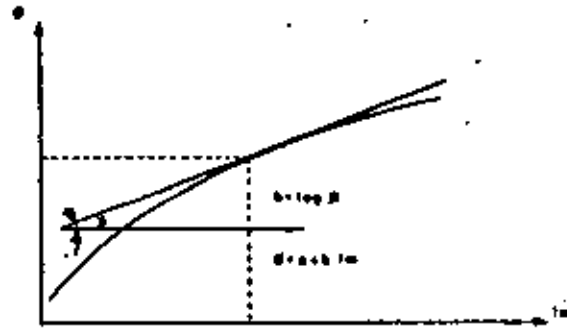


Fig. No. 8

Criterio de Estabilidad

Debido a la saturación de la máquina; la relación entre el flujo y la corriente de la generatriz no es lineal. Para simplificar los cálculos, se puede lograr esta relación en el punto de funcionamiento, de la manera representada en la figura.



La fuerza electromotriz desarrollada por la generatriz - siendo proporcional al flujo y a la velocidad, se puede escribir:

$$U_{gen} = K\Phi = na + nbI_m$$

donde: $b = \log B$

b y a dependen del motor usado

La corriente en función del tiempo se representa en la figura y está definida por las ecuaciones siguientes:

$$0 < t < \delta T$$

$$I_m R_m + L \frac{dI_m}{dt} = K\Phi = na + nbI_m$$

$$I_m (R_m - nb) + 0 = \frac{na}{L}$$

$$D = \frac{na}{R_m - nb} = \tau_1$$

$$I_m = K_1 e^{-\lambda t}$$

$$I_m = \frac{na}{R_m - nb}$$

$$I_m = K_1 e^{-\lambda t} + \frac{na}{R_m - nb}$$

en $t = 0$ $I_m = 0$

$$K_1 = -\frac{na}{R_m - nb} = -I_m^0$$

$$I_m = \frac{na}{R_m - nb} (1 - e^{-\lambda t}) + I_m^0 e^{-\lambda t}$$

$$\delta T < t < T$$

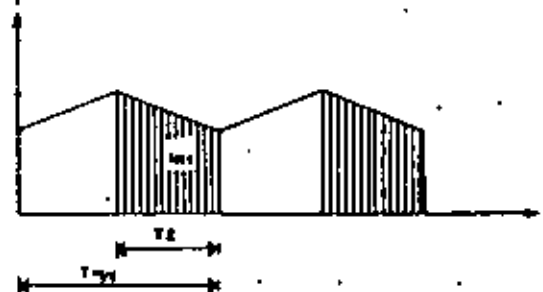
$$I_m = \frac{na}{R_m + R_f - nb} (1 - e^{-\frac{\lambda}{2}(t - \delta T)}) + I_m^0 e^{-\frac{\lambda}{2}(t - \delta T)}$$

$$\tau_2 = \frac{R_m + R_f - nb}{L}$$

$$\tau_1 = (-) \Rightarrow nb > R_m$$

$$\tau_2 = (+) \Rightarrow nb < R_m + R_f$$

$$R_m + R_f > nb > R_m$$



Para obtener un punto de funcionamiento estable, se deben cumplir las dos desigualdades siguientes:

$$R_n \angle nb \angle R_f + R_m$$

De esta manera, la corriente proporcionada por la generatriz crece durante el cierre del interruptor y decrece durante su apertura.

Selección de la resistencia de frenado.

Esta selección resulta de un compromiso entre los imperativos de un recortador a tiristores y del motor funcionando como generador. Por lo general, durante el período, se desea poder limitar la corriente generada dentro de un valor máximo $(I_m)_{\text{máx.}}$ y un valor mínimo $(I_m)_{\text{mín.}}$ (en la práctica 1/4 $(I_m)_{\text{máx.}}$). El valor de la resistencia de frenado debe ser tal que permita la circulación de la corriente mínima a la más grande velocidad (a velocidad máxima corresponde una corriente mínima; a velocidad mínima corresponde una corriente máxima):

$$R_f = \rho \frac{N_{\text{máx.}} a + N_{\text{máx.}} b}{(I_m)_{\text{máx.}}}$$

La tensión en los bornes de la resistencia de frenado, y por lo tanto en los bornes del recortador, es máxima cuando $I_m = (I_m)_{\text{máx.}}$:

$$(U_h)_{\text{máx.}} = (U_{\text{gen}})_{\text{máx.}} = N_{\text{máx.}} a (\gamma - 1)$$

Para reducir estas sobretensiones, y evitar así una sobredimensionamiento demasiado grande de los tiristores del recortador, varios métodos pueden ser utilizados: ciertos procedimientos, por ejemplo la reducción de la excitación de la máquina a grandes velocidades, producen una disminución del par de frenado. Otros no modifican este par como es el caso de la subdivisión de la resistencia de frenado en dos partes iguales (fig. 9).

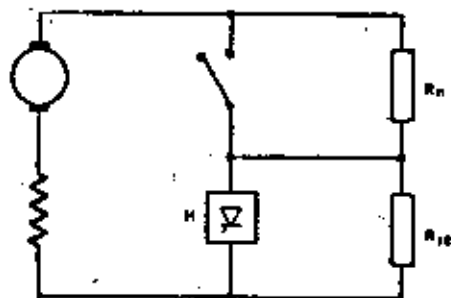


Fig. No. 9

VI.1.- Frenado por recuperación

El recortador representado por un interruptor S, está de nuevo en paralelo al motor (fig. 10). En un período de recorte el valor medio de la tensión en los bornes del recortador es:

$$(U_h)_{\text{max}} = E (1 - \delta)$$

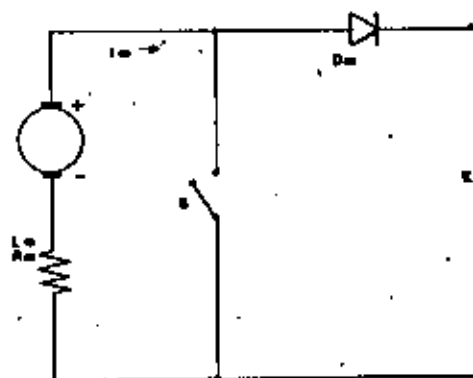


Fig. No. 10

Si la corriente I_m presenta poca ondulación, esto funciona como si el generador alimentara una resistencia de valor $\frac{E}{I_m} (1 - \delta)$. Para $\delta = 1$ esta resistencia equivalente es nula; para $\delta = 0$ ella es máxima y tiene por valor $\frac{E}{I_m}$.

La corriente generada a la fuente de alimentación vale 0 durante el cierre del interruptor S e I_m durante su apertura; su valor medio, en un período de recorte, vale $I_m (1 - \delta)$.

Linealizando, como anteriormente se hizo, la relación entre el flujo y la corriente del generador, ésta viene dada por las ecuaciones:

$$i_m = \frac{n\phi}{R_m - n\phi} (1 - e^{-t/\tau_1}) + I_m^N e^{-t/\tau_1} \quad \text{para } 0 \leq t \leq \delta T$$

$$i_m = \frac{n\phi - E}{R_m - n\phi} (1 - e^{-(t-\delta T)/\tau_1}) + I_m^N e^{-(t-\delta T)/\tau_1} \quad \text{para } \delta T \leq t \leq T$$

$$\text{con } \tau_1 = \frac{L_m}{R_m - n\phi}$$

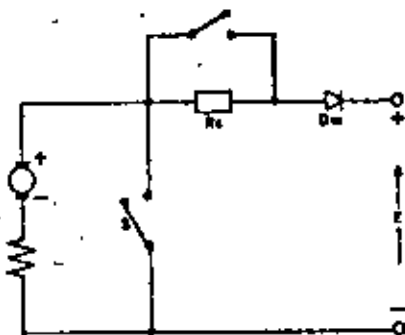
Para obtener un funcionamiento estable se deben satisfacer las desigualdades:

$$R_m < M_b$$

$$n\phi + M_b I_m^N < E + R_m I_m^N$$

El primer miembro de la segunda desigualdad representa el valor de la fuerza electromotriz generada al final del intervalo $T_1 = \delta T$. Entonces, es necesario que esta tensión menos la caída de la resistencia δI_m^N del motor sea inferior a la tensión de la fuente de alimentación.

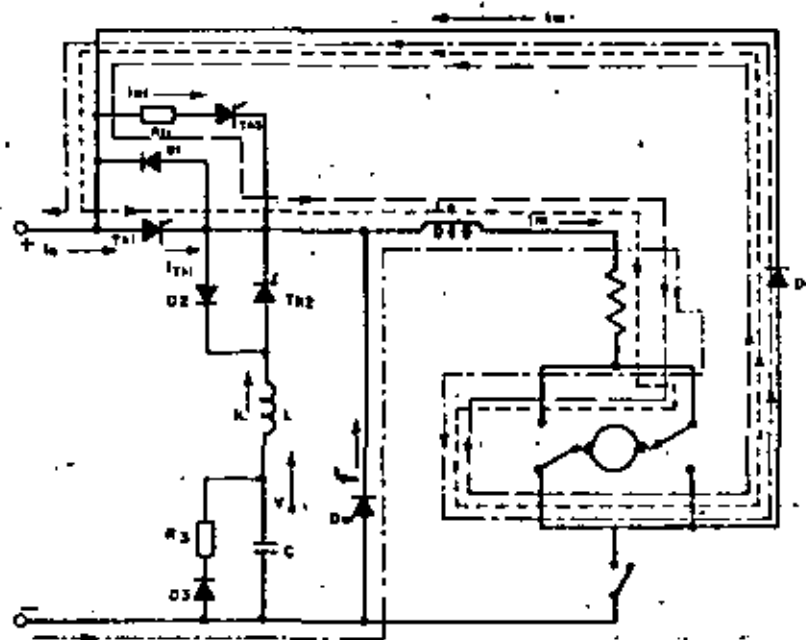
Por lo general, cuando el frenado se efectúa a grandes velocidades, es imposible satisfacer la segunda desigualdad. Para conservar el mismo comportamiento del frenado, se puede utilizar entonces el esquema de la fig.



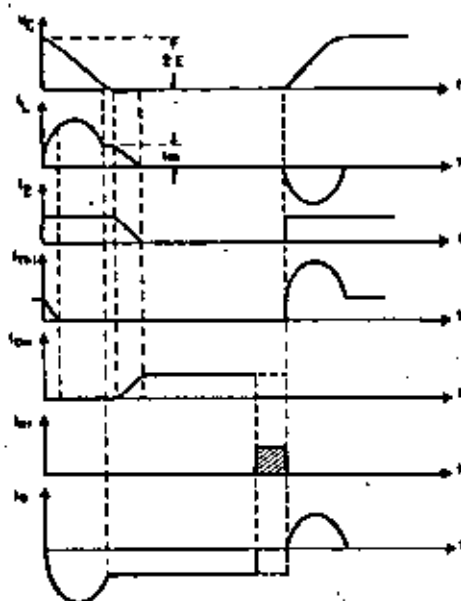
La resistencia R_s se introduce durante el frenado a gran velocidad, pudiéndose cortocircuitar cuando la velocidad del vehículo haya disminuido.

VI.2.-Frenado Mixto

En relación al utilizado para el frenado por recuperación, el esquema necesario para el frenado Mixto necesita un dipolo suplementario en paralelo al tiristor principal. Este dipolo está constituido por la resistencia de frenado R_f en serie con el tiristor Th_3 según se muestra en la figura.



Para realizar un frenado por recuperación no se comanda al tiristor Th_3 . La corriente i_m toma el valor $(-i_m)$ y lo conserva hasta el encendido del tiristor principal, así, la energía se reenvía a la fuente de alimentación. Cuando se enciende el tiristor Th_3 , en un tiempo intermedio entre los instantes de encendido de los tiristores Th_1 y Th_2 , la corriente i_m circula por la resistencia R_f y el tiristor Th_3 , en lugar de ser enviada a la fuente de alimentación y produce una transformación de energía en calor. Si la tensión $R_f i_m$ es inferior a la fuente de alimentación la corriente i_m se anula.



La corriente i_{RF} continúa circulando hasta el encendido de T_3 , a través del cual circula entonces la corriente del motor i_m .

La energía disipada en la resistencia R_f será mayor según el encendido del tiristor T_3 éste más cercano al encendido del tiristor T_2 . En caso de que la fuente de alimentación no sea receptiva, el encendido de T_3 se efectúa con un ligero retraso con respecto al de T_2 ; se realiza entonces un frenado puramente reostático.

La regulación de la fase de los impulsos de encendido de T_3 permite una dosificación entre los dos modos de frenado; la regulación de la fase de los impulsos de T_2 determina el valor de la corriente del motor, o sea, el valor del par de frenado.

VII.- CARACTERÍSTICAS GENERALES DEL CONTROL

La función del recortador es proporcionar a la carga, lo más rápidamente posible, una consigna de corriente sin va-

riaciones bruscas ni sobresaltos, sin importar cual sea la tensión media en los bornes de la carga y si existen o no perturbaciones exteriores. El control del recortador debe, en consecuencia, establecer una comunicación continua con todas las partes integrantes del circuito de tracción para:

- Construir variables de control a partir de medidas de tensiones y de corrientes.
- Recibir y dar informaciones a equipos tales como manipuladores, relevadores, interruptores.
- Controlar la corriente de la carga con la ayuda de un regulador analógico.

VIII.- DESCRIPCIÓN DE LA LÓGICA DE CONTROL

Manipulador.- Efectúa conexiones para la alimentación de diversos hilos durante las fases de Tracción, Neutro y Frenado. Está provisto de una resistencia de valor variable por la que circula una corriente proveniente de un generador de corriente constante. El valor de esta resistencia depende del grado de tracción o frenado solicitado (o de la posición Neutra), - por lo que a cada uno de ellos corresponde un valor de tensión fija en los bornes de la resistencia. Esta tensión se envía al generador de señal P.

Generador de Señal P.- Recibe la tensión que se produce en la resistencia variable del manipulador y elabora una señal de corriente constante proporcional a aquella, es decir, proporcional a la posición del manipulador. Con esta señal se elabora el patrón de tensión V_{pp} durante la Tracción y el de corriente IPB durante el frenado. Efectúa limitaciones de Tracción (TZ en modo de conducción CLT2) o de Frenado (FB en caso de accionamiento de un XFS) fijando la señal P al valor correspondiente, independientemente de la posición del manipulador.

Generador del Patrón de Voltaje en Tracción (V_{pp}).- Recibe un equivalente de la señal P y elabora una señal V_{pp} , cuyo valor depende de la posición del manipulador. Esta señal determina la razón de conducción máxima para cada grado de Tracción.

Generador del Patrón de Corriente en Tracción (IPP).- Proporciona una señal de valor constante que es usada como patrón de la corriente de los motores. Proporcionalmente, este valor corresponde a la corriente nominal de los motores.

Generador del Patrón de Corriente en Frenado (IPB).-

Elabora la característica del motor, linealizada, par-corriente.

Si durante el frenado no existe autorización de recuperación, proporciona una salida, constante e independiente de la señal P, cuyo valor es igual al 30% de la corriente correspondiente a F3.

Detector de deslizamiento y patinaje

Realiza una comparación de las corrientes de ambas ramas de motores detectando así deslizamientos o patinajes del motor de Tracción; cuando cualquiera de estos existe, limita el valor del patrón de corriente IPP a fin de incrementar la adhesión.

Detector de aceleración

Recibe, del detector de velocidad, una señal de corriente alterna cuya frecuencia es proporcional a la velocidad y entra a un contador, el cual durante un tiempo cuenta en forma ascendente y durante otro tiempo igual en forma descendente, entonces, al final de un ciclo, la cantidad registrada equivale a una velocidad diferencial medida durante un tiempo t , lo que implica una aceleración. Cuando esta señal tiene un valor superior a 1.4 m/seg^2 se genera la señal IPPLM, la cual limitará el patrón de corriente de tracción IPP.

Limitador de Voltaje en Tracción

Compara el valor de la tensión del condensador del filtro E_c con un valor de referencia; la salida del comparador aumentará de valor conforme la tensión E_c disminuya. Esta señal limita permanentemente el patrón de corriente de tracción IPP con lo que se asegura, en todo momento, la capacidad de extinción de los tiristores principales.

Limitador de Voltaje en Frenado

Compara el valor de la tensión del condensador del filtro E_c con un valor de referencia; la salida del comparador aumentará de valor conforme la tensión E_c aumente. Esta señal limita en todo momento el patrón de corriente de frenado, regulando así el valor de la corriente regenerada de acuerdo a la carga existente en la línea.

Detector de Corriente Máxima

Compara las corrientes de ambas ramas de motores y selecciona la mayor. Esta señal sirve como base de comparación entre la corriente solicitada (corriente patrón) y la corriente real que circula en los motores.

Regulador Automático de Corriente ACK en Tracción

Este, junto con el Regulador Automático de Voltaje AVR, constituye la base del circuito de control compuerta.

El patrón de control de corriente en tracción IPP, el cual corresponde al valor de la corriente máxima, es alimentado a un amplificador (ACK) donde se compara con una señal representativa del valor de la corriente del circuito de potencia (Im - máxima). La diferencia entre estas dos señales es suministrada a un circuito cambiador de fase como una señal de error. La corriente de los motores es automáticamente regulada al invertir la señal de error en una señal de control del ángulo de conducción del rector por lo que se puede realizar un control de corriente constante.

Regulador Automático de Voltaje AVR

El patrón de voltaje en tracción Ypp, se compara con la salida del ACR; cuando ésta alcanza el valor de Ypp, no aumenta más; así, a partir de ese momento, la salida del ACR, y por lo tanto el ángulo de conducción, queda determinada exclusivamente por Ypp. De esta manera el patrón de Voltaje Ypp determina el valor de la tensión del motor para cada grado de tracción.

Regulador Automático de Corriente en Frenado ACR

En forma similar al caso de tracción, el patrón regenerativo, correspondiente al valor máximo de corriente, es convertido a un predeterminado nivel de voltaje. Este valor de voltaje - calculado a partir de las características del motor de tracción, se compara con un voltaje representativo de la corriente que circula en los motores y, nuevamente, la señal de error producida en esta comparación operará sobre un circuito de control del ángulo de conducción.

Regulador Automático de Voltaje en Frenado AVR

El control del recortador en frenado regenerativo, debe mantener siempre el voltaje de los motores de tracción inferior al voltaje de la línea a fin de que éstos no entren en la región de operación inestable. El control convierte al voltaje de línea E_c en un patrón de voltaje Y_B al cual es continuamente comparado con la tensión de los motores E_m, resultando así una señal de error que tiende a igualar esta última con el patrón.

Divisor de frecuencia

Subdivide la frecuencia generada por el oscilador en diversas frecuencias, necesarias para la lógica, hasta obtener la frecuencia de recorte del "chopper" (438 Hz)

Amplificador de pulso de compuerta.

Aumenta la amplitud de los pulsos de encendido y apagado de los tiristores del circuito principal.

Recortador o chopper

Circuito formado por los tiristores que permiten la alimentación de la carga, llamados principales, y por los tiristores y el circuito inductivo capacitivo que permiten el apagado de aquellos.

La selección del sistema a base de recortadores para el control de los equipos de tracción de los transportes eléctricos han permitido la obtención de las siguientes ventajas:

- 1.- Ahorro de energía por la eliminación de resistencias de arranque y por la adopción del frenado regenerativo.
- 2.- Disminución del mantenimiento al equipo al eliminar contactos móviles en el equipo de control.
- 3.- Reducción del calor generado e incremento en la seguridad al suprimir resistencias en el circuito de potencia.
- 4.- Mayor comodidad del viajero por la inexistencia de cambios bruscos en el esfuerzo de tracción y disminución, a la vez, de riesgos de patinaje.

CAPITULO V DESCRIPCION DE LAS TARJETAS ELECTRONICAS DE LA LOGICA DE CONTROL DEL RECORRIDOR DE LOS TREKES DEL METRO DE MEXICO.		Pag.		Pag.
1.- Tarjeta DCCT-DCPT. HJ12172. Amplificadores Magnéticos.	91		15.- Tarjeta MN-LOG-7A. HJ12871. Control Digital del Estado del Circuito de Potencia.	136
2.- Tarjetas (2) MN-MRY-3A. HU18145. Relevadores de Mercurio.	93		16.- Tarjetas MN-OC-15A. HJ12869 y MN-LOG-9A HJ12873. Circuitos de Detección y Mando de Señalización de Sobrecorrientes.	138 y 140
3.- Tarjeta MN-FDB-2A. HJ12868. Acoplador de Impedancias.	95		17.- Tarjeta MN-OC-14A. HJ12870. Detección de Sobretensiones.	143
4.- Tarjeta HJ12237. Fuente de Poder.	97		18.- Tarjeta HU40015 Señalización de Sobrecorrientes y sobretensiones.	146
5.- Tarjetas HJ12863 y HU12143. Generadores de Señal F1 y 2.	99		19.- Tarjeta MN-LOG-8A. HJ12872. Control del Mando de Apertura de Interruptores.	148
6.- Tarjeta HJ12439. Circuito regulador del freno Neumático y Receptor de Señal P.	103		20.- Tarjeta MN-CRF-3A. HJ12876. Mando de Apertura de Interruptores.	150
7.- Tarjeta MN-PAT-18A. HJ12866. Circuito generador de los patrones de Corriente y Tensión.	106		21.- Tarjeta HA66173. Control de Velocidad.	151
8.- Tarjeta MN-DPC-9A. HJ12865. Control del Angulo de Conducción.	110		22.- Tarjeta HJ07931. Esquema de los Circuitos de Potencia.	153
9.- Tarjetas MN-LMT-2A. HJ12864 y MN-ACC-1A. HJ12867 (HU18598) HU18599). Circuito Limitador del Angulo de Conducción.	114 y 117		Anexo A.- Solución de Ecuaciones del Capítulo IV	156
10.- Tarjeta MN-DSG-2A HJ12874. (HU18368 y HU18369). Control de disparo de los tiristores.	119		Anexo B.- Análisis en Frecuencia de la tarjeta MN-OPC-9A	163
11.- Tarjeta MN-DGC-5A. HJ12875. Elaboración de pulso de disparo de los tiristores.	128		Anexo C.- Dimensionamiento del Filtro de Entrada, del Circuito de Conmutación y del Reostato de Apoyo.	167
12.- Tarjetas (2) MN-GA-5A. HU18147. Amplificadores de Pulsos de disparo de los tiristores.	131		Anexo D.- Tiristores de Potencia de Conducción Inversa	172
13.- Tarjeta MN-GA-6A. HU18148. Amplificadores de Pulsos de disparo de los tiristores.	132			
14.- Tarjetas HU18995-HU00390. Circuitos Esquemáticos de Potencia.	133			

Esquema de los circuitos DCCT y DCPT H312172

En estos circuitos se recibe información de las condiciones de trabajo del circuito de potencia, las cuales son enviadas al circuito de control para la detección de fallas de funcionamiento tanto del equipo mismo, como de la línea de alimentación.

La información que se recibe, los detectores de fallas que funcionan y los reléadores de protección accionados, se muestran en la siguiente tabla:

Nombre	Relación de Transformación	Entrada	Detector de Protección Nombre	Protección Voltaje ajustado	Reléador de Protección accionado
DCPT1	900V:-9.0 V	E0	OVD1	-9.0 V	OVAR; OPR
			OVD2	-9.0 V	OVAR; OPR
			LGD	-2.5 V	OPR
DCPT2	750V:7.5 V	EM1	OFD	8.17 V	OVAR
			MOVD	9.5 V	OVAR
DCPT3	750V:7.5 V	EM2	OFD	8.17 V	OVAR
			MOVD	9.5 V	OVAR
DCPT4	500V:7.5 V	EM	SLPD	1.58 V	OPR
DCCT1	800A:10 V	IM1	IMOCB	10.0 V	OCR
			IMOPD	2.0 V	OCR
DCCT2	800A:10 V	IM2	IMOCB	10.0 V	OCR
			IMOPD	2.0 V	OCR
DCCT3	800A:10 V	I1	IPROCB	10.0 V	OCR
			(IMOPD)	(0.625 V)	(OCR)
			PUD		

Nombre	Relación de Transformación	Entrada	Detector de Protección Nombre	Protección Voltaje ajustado	Reléador de Protección accionado
DCCT4	800A:10 V	I2	IPROCB	10.0 V	OCR
			(IMOPD)	(0.625 V)	(OCR)
			PUD		
DCCT5	100A: 5 V	IS	ISDFD	5.0 V	OCR
DCCT6	1600A:10 V	IS	ISOCB	10.0 V	OCR
DCCT7	800A: 5 V	IAYT			

TARJETA MN-NRY-3A (RUI8145)

Esta tarjeta está constituida por relevadores de mercurio, que permiten transmitir la información del accionamiento de los diversos interruptores del circuito de potencia.

En la siguiente tabla se muestra la función de cada relevador y su correspondiente resultado:

LADO DE BOBINA			LADO DE CONTACTO		
BORNE No.	No. DE HILO	CONDICION DE ENERGIZACION	BORNE No.	NOMBRE	RESULTADO
3	165B	Comando de Tracción después del conmutador PB	24 41	FPI N	FPI = 0 Comando de Tracción
5	19B	Tracción	28 39	P1 P2	Puentes a P1 y P2 para fabricar IPP
7	166	Comando de Frenado después del conmutador PB	30 37	BB1 N	BB1 = 0 Comando de Freno
9	166	IDEM	32 35	B1 B2	Puentes a B1 y B2 para fabricar IPP
11	19B	Tracción	34 33	FP0 N	FP0 = 0 Comando de Tracción
13	13A	Freno	36 31	BB0 N	BB0 = 0 Comando de Freno
15	113B	Relevador NRR Energizado	38 29	INLMT INLT	Comando de tracción mayor a T2 puentes a INLMT con INLT y se abre VPP.
17	12A	Comando de pruebas en baja frecuencia	40 27	MINLMT MINLT	Puentes MINLMT con MINLT y se abre VPP.
3	15B	Cierre de B32	24 41	BB20M N	BB20M = 0 Cierre de B32

LADO DE BOBINA			LADO DE CONTACTO		
BORNE No.	No. DE HILO	CONDICION DE ENERGIZACION	BORNE No.	NOMBRE	RESULTADO
5	167A	Cierre de B31	28 39	BB10M N	BB10M = 0 Cierre de B31
7	177B	Cierre de OVAR	30 37	OVAR N	OVAR = 0 Cierre de OVAR
13	164C	Contactos de Ventilador o interruptor termomagnético abiertos	36 31	BLK	BLK = 0 En caso de falla
15	12A	Comando de pruebas de baja frecuencia	38 29	KDT	Se divide la frecuencia del chopper entre 4
17	174A	Relevadores RAR1 y 2 desenergizados o RIF en aislamiento	40 27	RAR N	RAR = 0 No autorización de freno regenerativo

TARJETA MN-FDB-2A HJ12868

En esta tarjeta se encuentran diversos circuitos que se utilizan para acoplar impedancias entre los transformadores de corriente y de tensión, DCCT y DCPT, y los circuitos de la lógica de control. La salida de estos circuitos acopladores son señales cuyos valores son equivalentes a los valores reales existentes en el circuito de potencia.

Los parámetros que se obtienen a partir de estos transformadores se muestran en la siguiente tabla.

Entrada		Circuito	Salida			
Pata No.	No. de Hilo		Pata No.	Parámetro	Descripción	Polaridad
9	141	OPA 1	8	IM1	Corriente de Motor 1	+
11	142	2	10	IM2	Corriente de Motor 2	+
3	146	5	2	IS	Corriente de Línea	+
21	145	10	21	Δ IS	Corriente Diferencial de línea	+
15	151	6	14	EC1	Tensión filtro	-
		13	32	EC2	- " -	-
13	152	11	12	EM1	Tensión Motor 1	+
19	153	7	18	EM2	Tensión Motor 2	+
17	154	12	16	Δ EM	Tensión diferencial entre motores	-
5	143	8	4	I1	Corriente de Fase 1	+
7	144	9	6	I2	Corriente de Fase 2	+

Además, en esta tarjeta se determina la corriente de motor máxima, por medio de los operacionales 3 y 4, como se describe a continuación:

A los operacionales OPA1 y OPA2 llegan las señales de corriente IM1 e IM2, respectivamente; la salida de éstos pasa a los operacionales OPA3 y OPA4, los cuales invierten su polaridad. Estando unidos los bornes 28 y 30, y debido a la disposición de los diodos D32 y D42, en el ánodo de éstos se obtendrá la señal de corriente de motor cuyo valor sea el máximo. Esta señal se envía a la tarjeta MN-OPC-9A.

Tarjeta Fuente de Alimentación de Potencia BJ12237

Este circuito elabora las diversas tensiones que son necesarias en la lógica de control y en los detectores DCCT y DCPT.

Transformador de la fuente de alimentación.

Primario: La entrada por los bornes P501 y P502 es una tensión de alterna proporcionada por el Convertidor Estático.

Secundario:

- u1-v1 Mediante un puente de diodos se rectifica la tensión de A.C. del secundario y se filtra mediante L11 y C12. Esta tensión sirve para proporcionar pulsos de encendido a los tiristores principales. El valor de C12 es lo suficientemente grande para permitir la producción de estos pulsos desde el momento en que cese de alimentarse al primario hasta que operan las protecciones de la lógica, en caso de que el convertidor estático quede fuera de funcionamiento.
- u2-v2 Esta tensión permite el funcionamiento del detector "Lógica Incompleta" (cuando no están montadas todas las tarjetas).
- u3-v3 La tensión obtenida aquí se rectifica, se filtra y se manda al circuito AVR formado por TR11-12 e IC31. Este regula de la siguiente manera: cuando la salida aumenta, la tensión en la resistencia de realimentación VR11 también aumenta, IC31 provocará una disminución de la corriente de base de TR12 y por lo tanto una disminución de la corriente de base de TR31 disminuyendo así la tensión de salida.
- u4-v4 Esta es exactamente igual a la anterior pero para una tensión de -15 volts.
- u5-v5 Idem, para una tensión de +15 volts.
- u6-v6 Se usa para alimentar al detector de baja tensión de corriente alterna, AC LVD.
- u7-v7 Se usa para alimentar al transformador de corriente C.D., DCCT3.
- u8-v8 Se usa para alimentar al transformador de corriente C.D., DCCT4.
- u9-v9 Se usa para alimentar al transformador de potencia C.D., DCPT1.

u10-v10 Se usa para alimentar al transformador de potencia C.D., DCPT4.

u11-v11 Se usa para alimentar a los relevadores de temperatura.

TARJETAS GENERADORAS DE SEÑAL P Nos. 1 y 2 RJ12863 y HU18143

En estas tarjetas se encuentran los siguientes circuitos:

Circuito generador de la señal P

Circuito detector de falla del generador de señal P

- Circuito generador de la señal P

Este circuito elabora una corriente cuyo valor es proporcional a la posición del manipulador, a esta corriente se le llama señal P cuya característica se muestra en la figura No. 1; mediante ella, se elaboran los patrones de tensión del motor durante la tracción y de corriente del motor durante el frenado.

En la tarjeta existen 2 circuitos exactamente iguales que realizan esta misma función. Normalmente uno de ellos está funcionando, pero si se detectan fallas en su operación se deja fuera de servicio y es reemplazado por el otro.

Las principales partes de este circuito son las siguientes:

a).- Fuente de Alimentación

Este circuito recibe 72 volts de corriente continua como alimentación, los cuales se aplican al oscilador formado por los transistores TR11 y TR12 y por el transformador RT11 en cuyo secundario se obtienen diversos voltajes que se rectifican y se filtran para ser utilizados como se indica a continuación:

Terminales del secundario	Aplicación
U1 - U2 - U4	Fuente de alimentación del regulador de corriente constante
U5 - U6 - U8	Fuente de alimentación del circuito de corriente constante
U13 - U10 - U16	Fuente de alimentación para el circuito de switcheo
U9 - U10 - U12	Fuente de alimentación del circuito transmisor de la señal P

b).- Circuito regulador automático de corriente

Este circuito se compone básicamente por VRIC1 y TR14 - El genera una corriente constante la cual se envía a través del borne No. 13 hacia la resistencia variable asociada al manipulador (Fig. No. 2) por lo que un nivel de tensión depende de la posición del mismo se obtiene entre los bornes No. 13 y 14. Esta señal se envía hacia R45, R46 y RV21 como una tensión patrón.

c).- Circuito regulador de switcheo

Este regulador se compone principalmente por VRIC3, TR21 y TR22.

Por la pata No. 2 de VRIC3 entra la medida de la señal P; por la pata No. 3 entra la tensión patrón; cuando la realimentación es menor que ésta VRIC3 hace conducir a TR21 y éste a TR22 por lo que se induce una tensión en el secundario del transformador conectado a los bornes No. 15, 16 y 17 y que se encuentra en la tarjeta HU18143. En ella dicha tensión se rectifica y se filtra mediante D21, D22, D23, D24, CL11, C14 y C11. Esta señal (señal P) se envía hacia cada uno de los carros motrices por el borne No. 21 y regresa de la última motriz entrando por el borne No. 21A. Con la resistencia R12 se obtiene la medida de la señal P, la cual se envía a través de los hilos Y21 y A21 hacia el generador de señal P No. 1 (Tarjeta RJ12863) en donde entra por los bornes Nos. 9 y 10, pasa por el amplificador de aislamiento ISOIC1 y llega al regulador de switcheo.

d).- Circuito limitador de la señal P.

Este circuito se compone principalmente de VRIC2 y TR13 y entra en funcionamiento en los siguientes casos:

Limitación del grado de Tracción a T2

Cuando es necesario limitar la tracción a T2, los relevadores T11R y T12R se energizan por medio del hilo 67P (Tarjeta HU18143) estableciéndose el contacto entre los bornes 10 y 12, lo que provoca que TR12 sea puesto en funcionamiento por VRIC2 y que una parte de la corriente constante de TR14 se derive hacia TR13. De esta manera, en los bornes 13 y 14 se obtiene una tensión constante e independiente de la posición del manipulador correspondiente a un grado de tracción T2.

Accionamiento de un conmutador de Freno de Seguridad

En este caso los relevadores T21R, T22R y T23R se desenergizan por medio del hilo 196A (Tarjeta HU18143) estableciéndose se el contacto entre los bornes Nos. 11 y 12. En estas condiciones se deriva una parte de la corriente constante de

TR14 hacia TR13 y en los bornes 13 y 14 se obtiene una tensión constante e independiente de la posición del manipulador correspondiente a un grado de frenado F6.

- Circuito detector de falla del generador de señal P.

Este circuito se compone básicamente por ISOIC1, OPA1, OPA2, TR41, TR42 en la tarjeta HJ12863 y por los relevadores BR, PR, IAR, IBR, 2R, 2XR y IAXR en la tarjeta HUI8143. Su polarización se logra por medio de un oscilador alimentado con 72 volts (bornes Nos. 1 y 5) constituido por los transistores TR31 y TR32 y el transformador RT21, cuya salida es rectificadora, filtrada y regulada.

Este circuito funciona cuando se presentan cualquiera de los siguientes casos:

a).- Manipulador en un grado de tracción y señal P en la zona de frenado.

Bajo estas condiciones el hilo 191A energiza al relevador PR (Tarjeta HUI8143) interrumpiéndose la continuidad entre los bornes 12 y 15 (Tarjeta HJ12863). La medida de la señal P que se obtiene a la salida del amplificador de aislamiento ISOIC1 se compara con el valor de éste correspondiente al mínimo grado de frenado en OPA2 por lo que la salida de éste será positiva. Esta tensión alimenta, a través del contacto establecido entre los bornes 13 y 16 (relevador BR), a los transistores TR41 y TR42 lo que permite la energización de los relevadores PDR, IAR, IAXR y los contactos 111-114, 112-112A y 39-T de este último el cambio del generador de señal P y la señalización de generador de señal P fuera de servicio respectivamente.

Aun cuando se haya realizado el cambio del generador, el relevador IAR permanecerá energizado, por lo que IBR se energizará también y su contacto 112Y-112D quedarán establecidos. Si nuevamente ocurre un fallo del generador de señal P, se energizará ahora también el relevador 2R y se cortará la alimentación de ambos generadores.

b).- Manipulador en un grado de frenado y señal P en la zona de tracción.

En estas condiciones el hilo 13M energiza al relevador BR interrumpiéndose la continuidad entre los bornes 13 y 16. La medida de la señal P que se obtiene a la salida del amplificador de aislamiento ISOIC1, se compara con el valor de ésta correspondiente al mínimo grado de tracción en OPA1 por lo que la salida de éste será positiva. Esta tensión alimenta, a través del contacto establecido entre los bornes 12 y 15 (relevador PR), a los transistores TR41 y TR42 lo que provoca finalmente el cambio de generador de señal P tal como se describió en el inciso anterior.

Cuando uno de los generadores falla, si después de 2 segundos la señal P no se ha corregido, se energiza el relevador 2XR y posteriormente el 2R con lo que se impide la alimentación a ambos generadores.

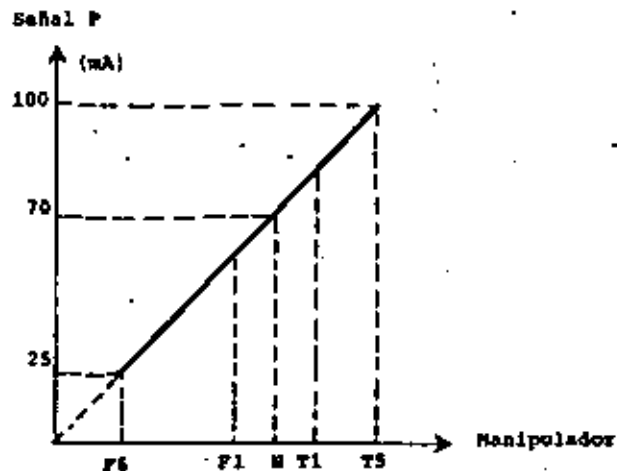


Fig. 1

Receptor Señal P

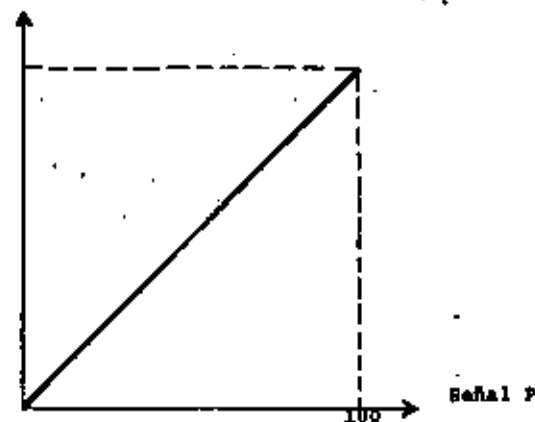


Fig. 2

TARJETA DEL CIRCUITO DE FRENO HJ12439

En esta tarjeta se encuentran los siguientes circuitos:

- Receptor de la señal P
- Regulador de la corriente de la EMD

Circuito Receptor de la Señal P

La señal P llega por los bornes 29 y 31, pasa a través del puente de diodos D211, D212, D213 y D214 y llega al amplificador de aislamiento ISOIC1. La salida de este amplificador pasa a OPA1 el cual se usa para cambiar la impedancia e invertir el signo de la señal; su salida se envía a la tarjeta de monitoreo HJ18146, al circuito regulador de la corriente de la EMD y a OPA2, cuya salida se envía a las tarjetas HJ12866 y HJ12869.

Circuito Regulador de la Corriente de la EMD

En el tren existen siete grados de frenado en los cuales se combinan dos sistemas diferentes: frenado eléctrico y freno neumático. Los tres primeros grados se aseguran mediante el primer sistema cuando la receptividad de la línea es óptima, en caso contrario el frenado neumático complementa al eléctrico disponible; los tres siguientes grados se aseguran mediante la combinación de ambos sistemas; el último grado, llamado frenado de urgencia, es totalmente neumático.

En OPA3 se suman la señal representativa de la cantidad de frenado solicitado y la medida del freno eléctrico existente (en su equivalente en señal P). El resultado de esta suma representa la cantidad de frenado neumático que se debe generar.

La medida del frenado eléctrico se realiza mediante un circuito (OPA7 a OPA10) que simula la característica Par-Corriente de los motores (ver figuras 1 y 2), así, a una medición de la corriente promedio en las ramas de los motores, IM1 e IM2 (bornes Nos. 7 y 9), corresponde un par motor y por lo tanto un valor de señal P.

La salida de OPA3 se envía al circuito compuesto por OPA4, 5 y 6, el cual simula la característica de la electroválvula EMD; ésta regula la cantidad de presión que deben aplicar las zapatas de frenado sobre las ruedas del tren, dependiendo de la cantidad de corriente que circula por ella (ver figuras 3 y 4); la tensión de salida de este circuito es aplicada a la base del transistor TR21, a través de ISOIC2, regulándose de esta manera la corriente de la EMD (perteneciente a este carro) pues ésta se encuentra conectada al colector de TR21.

Es necesario que la cantidad de frenado neumático sea la misma en todos los carros del tren, el cual está formado por tres elementos y cada uno de ellos de dos carros motrices y un remolque; para lograr lo anterior en un elemento, la mitad de la información que representa el frenado neumático de un carro motriz se suma en OPA13 a la mitad de la información que equivale al frenado neumático que se produce en la otra motriz. La tensión de salida de OPA13, que representa la cantidad de frenado neumático que se debe producir en el carro remolque, es aplicada a la base de TR21; la EMD de este carro se encuentra conectada al colector de este transistor, regulándose de esta manera su corriente.

La información de la cantidad de frenado neumático que se produce en el otro carro motriz, sale dividida entre dos (por medio de OPA5) a través de TR21 y llega a ISOIC4 de la motriz en estudio; OPA14 le invierte el signo y se suma en OPA13 con la mitad de la señal de salida de OPA6.

Fuente de Alimentación

A fin de mantener la posibilidad de que funcione el equipo descrito anteriormente aun cuando momentáneamente se pase por una sección neutra o que no exista alta tensión se realiza una fuente de alimentación a partir de la baja tensión regulada. Los transistores TR311, TR312 y el transformador RST forman un circuito oscilador. El secundario del transformador está conectado a unos reguladores automáticos de voltaje de +15 y -15 volts. Ambos funcionan idénticamente. Se describirá el primero.

El transistor de potencia TR321 se controla con TR322. La salida de TR321 se realimenta con R324, RV321, R325 y TR323; ésta controla la corriente de base de TR322 usando el voltaje del diodo Zener D321. Por ejemplo: si la salida de TR321 aumenta, el voltaje en RV321 aumenta, la corriente de base de TR322 aumenta, la corriente de base de TR322 disminuye y la salida de TR321 disminuye.

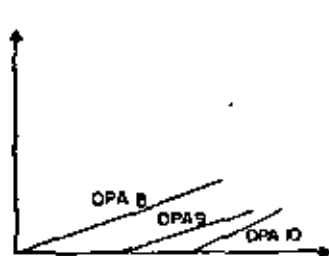


Fig. N° 1

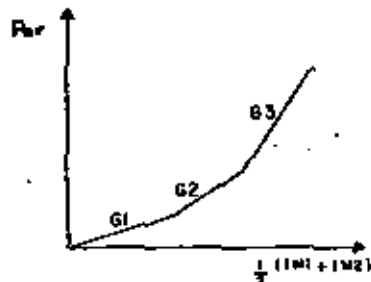


Fig. N° 2

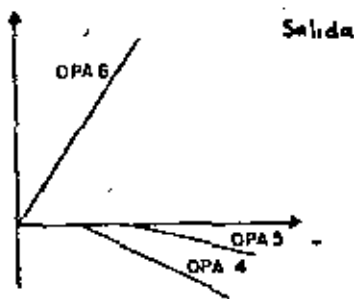


Fig. N° 3

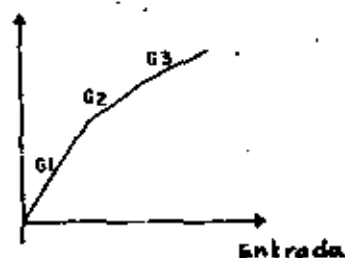


Fig. N° 4

TARJETA MN-PAT-18A (HJ12866)

Esta tarjeta contiene los circuitos que elaboran el Patrón de Tensión de los Motores en Tracción (VFP) y los Patrones de Corriente de los Motores en Tracción y en Frenado (IPF e IPB - respectivamente).

Elaboración del Patrón de Tensión en Tracción, VFP (OPA13, OPA2 y OPA3)

Por el borne No. 25 entra la señal PSGL2, que es equivalente a la señal P y por medio de los amplificadores OPA13, OPA2 y OPA3 se obtienen los valores de VFP correspondientes a cada grado de tracción.

Cuando el grado de tracción no es mayor a T1 el patrón es fijado únicamente por el divisor de tensión -15 V, R131 a R136, pues el contacto 28-39 está abierto por lo que PSGL2 no interviene. Cuando el grado de tracción es superior a T1 el contacto 28-39 cierra y el voltaje de salida de OPA 13 se suma en el amplificador OPA2 a la tensión establecida por el divisor. La salida de OPA2 representa el patrón de tensión.

Para evitar variaciones bruscas en la corriente del motor al cambiar de grado de tracción o al pasar a Neutro, el patrón de tensión se temporiza por medio de R31, R32, R33 y C31. La señal que se obtiene a la salida de este circuito, se envía, a través de OPA13 a la tarjeta MN-OPC-9A.

Cuando se alcanza un ángulo de conducción de 0.97, por el borne No. 25 entra la señal VPP1D, cuyo valor es el correspondiente a VFP para el grado de tracción T5; esta señal se mantiene a este valor aún cuando el grado de tracción disminuya y se anula cuando se manda neutro. Lo anterior es necesario pues al alcanzarse dicho ángulo de conducción se prepara el puente del chopper, siendo este mando irreversible; de esta manera se evitan variaciones bruscas en la corriente de los motores al momento del puenteo, si el ángulo de conducción hubiera variado en forma significativa.

Para evitar que exista VFP cuando el circuito de potencia no se ha establecido, por el borne No. 17 entra la señal LI saturando al transistor TR11, alimentando así a OPA2, a través de R23, una alta tensión positiva que provoca que su salida sea nula.

Cuando se realizan pruebas en baja frecuencia se cierra el contacto 27-41 puenteados las resistencias R132, y R133, por lo que disminuye el valor de tensión del motor.

Elaboración del Patrón de Corriente en Tracción, IPP (OPA4, 5, 20, 21 y 22)

Con la referencia fijada por el divisor de tensión -15V, R45 a R48 se elabora el patrón de corriente en Tracción, IPP, por

lo que éste es constante, esta referencia entre el amplificador OPA4, en donde se limita mediante la señal IPPLM (borne No. 13) cuando la aceleración es superior a 1.4 m/seg².

Durante la tracción se establece un contacto entre los bornes 36 y 19, pasando la salida de OPA4 al circuito temporizado formado por R51, 52, 53 y C51; la salida de éste se acopla mediante OPA5 al resto de la lógica. Esta temporización se requiere para evitar cambios bruscos en la corriente de los motores al cambiar el grado de tracción o al pasar a neutro. Cuando el ángulo de conducción es inferior a 0.97, la salida de OPA21, que constituye el patrón de corriente IPP, es igual a la de OPA5 ya que en estas condiciones, esta señal es la única que entra en OPA20 debido a que en el borne No. 33 la señal IPPHLD2 tiene un valor de 15 V, lo que provoca que la salida de OPA22 sea positiva y polarice en inversa al diodo D220.

Cuando el ángulo de conducción es igual a 0.97, se prepara el puenteo del Chopper, disminuyendo el valor del patrón de intensidad IPP a un valor tal que cuando ocurra el puenteo (ángulo de conducción igual a 0.99) no se experimenten sobrecorrientes que puedan hacer funcionar las protecciones correspondientes. La reducción del valor del patrón, se logra al anularse la señal IPPHLD2, de esta manera la salida de OPA22 es negativa, reduciendo la señal de entrada de OPA20 y por consecuencia la señal IPP.

Elaboración del Patrón de Corriente en Frenado, IPB (OPA1, OPA6, OPA12)

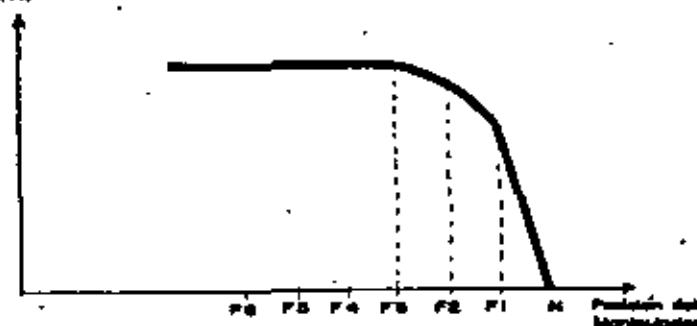
En este circuito se elabora la característica del motor llamada Corriente-Par. La señal PSGL2 también entra a OPA1 a través de R11, en donde se amplifica e invierte de polaridad, esta señal se envía a los amplificadores OPA6, 7 y 8, los cuales tienen ganancias y valores de referencia diferentes.

OPA6 tiene un valor de referencia inferior al de los otros dos amplificadores por lo que, a partir de un cierto valor de PSGL2, cuando este tiende a aumentar, presenta un voltaje de salida superior a cero volts. El valor de referencia intermedio corresponde a OPA7, por lo que es este amplificador el segundo cuyo voltaje de salida empieza a crecer. OPA8, con un valor de referencia superior a los anteriores es el último amplificador en presentar un voltaje de salida; esto sucede cuando PSGL2 ha superado a dicho valor de referencia. Debido a que las ganancias de cada uno de los amplificadores son distintas, la pendiente de crecimiento de la tensión de salida de cada uno de ellos es diferente.

Los voltajes de salida de estos tres amplificadores entran a OPA9, el cual tiene un valor de referencia establecido por las resistencias R161-164; mientras las tensiones de salida de OPA6, 7 y 8 son inferiores a dicho valor, ésta es el único que

determina la tensión de salida de OPA9; a medida que cada uno de los tres amplificadores que lo alimentan presentan tensión, su salida, IPB, disminuye paulatinamente como lo muestra la figura No. 1. En ella se puede observar que al pasar de neutro a frenado, la corriente en los motores crece con una determinada pendiente hasta F1; con otra inferior a ésta hasta F2 y con otra, más pequeña aun, hasta F3. A partir de este grado de frenado, la corriente en los motores no crecerá más, ya que la salida de los amplificadores 6, 7 y 8, es nula, por lo que se puede establecer que el grado de freno eléctrico máximo corresponderá a F3; si el frenado demandado es superior a F3, éste será complementado con frenado neumático.

Fig. 1. Característica de la corriente IPB (A)



Durante el frenado se establece un contacto entre los bornes 14 y 21, pasando la salida de OPA 9 al amplificador OPA12 a través de un circuito temporizador formado por R121, R122, R123, y C121. Esta temporización se requiere para evitar cambios bruscos en la corriente de los motores al cambiar el grado de frenado o al pasar a neutro. La salida de OPA12, IPB (borne No. 24), es la corriente patrón en frenado, cuyo valor es equivalente al grado de frenado solicitado.

Durante la fase de frenado y cuando no exista autorización de recuperar, aparece la señal IPBDWA (borne No. 15) saturando a los transistores TR21, TR22 y cortando a TR23, la saturación de TR21 anula las salidas de los amplificadores OPA6, OPA7 y OPA8.

El corte de TR21 provoca que la salida de OPA10 sea positiva y con un valor tal que, junto con la referencia dada por R161 a 164 fija la señal de salida de OPA9 a un valor equivalente al 30% del frenado eléctrico máximo. La salida de OPA10 viene dada, por la referencia de R113 a 115 y la realimentación de la señal de salida de OPA9, a través del amplificador OPA11.

TARJETA MN-OPC-9A HJ12865

Esta tarjeta es el cerebro del control del chopper. Esencialmente consta de dos circuitos reguladores de la corriente de los motores, uno para la tracción y otro para el frenado.

a).- Circuito de regulación de corriente constante en tracción (OPA1 y OPA2).

Por el borne No. 21 entra el patrón de corriente de tracción IPP, proveniente de la tarjeta HJ12866, con signo positivo; por el borne No. 25 entra la medida de corriente de los motores máxima IMMAX, proveniente de la tarjeta HJ12869, con signo negativo. Básicamente este circuito regulador opera comparando las dos señales mencionadas. Su funcionamiento se describe a continuación.

OPA1 cambia de signo la señal de entrada, que es el resultado de la diferencia de las señales dichas, y OPA2 la vuelve a su signo original. La salida de OPA2 representa el error que existe entre la corriente patrón y la real en los motores; con esta señal de error se controla el ángulo de conducción de los tiristores principales y, por lo tanto, la corriente que circula por los motores, como se verá más adelante. Dado que los bornes 30, 31 y 34 están conectados entre ellos fuera de la tarjeta, la salida de OPA2 se realimenta a través de las resistencias R21, R24, R25 y C21 a OPA1. Con esta realimentación se aumenta la ganancia del circuito y se logra una eficaz disminución del error entre IPP e IMMAX.

Al arranque del tren la salida de OPA1 es un voltaje pequeño, menor que el voltaje de conducción de D12, en ese momento C11 y C12 están en serie con lo que se obtiene una velocidad de respuesta de OPA1 grande. Al aumentar la salida de OPA1, D12 conduce y puentea a C12, quedando la velocidad de respuesta determinada únicamente por C11.

Cuando exista una baja tensión de línea o un patinaje, aparecerán las señales ESPLM o WSLM (tarjeta HJ 12864) en los bornes 27 y 29 respectivamente, con lo que se disminuye el voltaje de entrada y de salida del circuito regulador, obteniéndose como consecuencia, una reducción en la corriente que circula por los motores.

b).- Limitador de Tensión de los Motores (OPA3).

Este circuito limita la tensión de los motores para cada grado de tracción TM, es decir fija la razón de conducción $\frac{V}{V_M}$ ($V = T_1$) en cada uno de ellos.

La salida del regulador de corriente entra a OPA3 por el borne No. 2, el patrón de tensión del motor en tracción V_{pp}

(Tarjeta HJ12866), que llega por el borne 39 y cuyo valor depende de la posición del manipulador, entra a OPA3 por su pata No. 3. Cuando la salida del regulador es inferior a V_{pp} , la salida de OPA3 es positiva, por lo que D31 no conduce y las salidas de OPA1 y 2 dependen de I_{pp} . IMAX y, ocasionalmente, de ESPLM y WSLM.

Durante la aceleración, crece en forma proporcional a la velocidad del tran. Hasta antes de alcanzar la razón de conducción N se tiene un control de los motores a corriente constante.

Cuando la salida del regulador es superior a V_{pp} , la salida de OPA3 es negativa, D31 conduce, y aparece un voltaje en R37 que tiene el efecto de una realimentación. Como la ganancia de OPA3 es muy grande, la salida del regulador depende casi exclusivamente de V_{pp} . A partir de este momento, alcanzada la razón de conducción N , se tiene un control a voltaje constante.

Quando se pasa el manipulador de una posición de tracción a otra superior, V_{pp} aumenta rápidamente y se pasa nuevamente a la zona de control de corriente constante. Si la salida del regulador aumentara rápidamente, la corriente de los motores aumentaría rápidamente también, lo cual provocaría incomodidad a los pasajeros. Para evitar esto, la salida de OPA3 se temporiza con C31, con lo cual se temporiza también el crecimiento de la corriente.

c).- Función de los Transistores TR1 y TR2

Quando se ordena un grado de tracción y se cierran los interruptores del circuito de potencia, el borne No. 35 se pone a la masa (FLI = 0 Tarjeta MN-LOG-7A) y los transistores TR1 y TR2 se cortan. En tales condiciones la salida del regulador pasa al borne No. 6 a través del diodo D212. En una condición diferente a la de tracción la señal FLI = 1 (+ 15 volts), los transistores TR1 y TR2 se saturan y la salida del circuito regulador se limita a cero volts. En estas condiciones el capacitor C21 se descarga a través de R273 y TR2.

d).- Circuito de regulación de corriente constante en frenado (OPA6 y OPA5)

Este circuito funciona en forma similar al anterior. Por el borne No. 15 entra el patrón de corriente de frenado IPB (Tarjeta HJ12866) con signo positivo. Por el borne No. 25 entra la medida máxima de la corriente del motor y se resta de la señal IPB obteniéndose el error que existe entre la corriente solicitada y la real; el circuito de realimentación positiva (R53, R54, C51 y R55) trabaja en forma similar al de tracción, aumentando la ganancia del circuito regulador.

Quando se rebasa el límite de la tensión de línea o el de tensión de los motores aparecen las señales ESBLM Limitador de tensión de línea en frenado ó EMLM Limitador de la tensión de los motores (bornes 17 y 15 respectivamente, Tarjeta HJ12866); su existencia provoca que la salida del regulador disminuya y se desaparezcan las limitaciones presentadas.

A fin de evitar que la tensión de salida de OPA5 (y por lo tanto la razón de conducción) crezca demasiado, cuando al inicio del frenado la corriente de los motores tarda en aparecer, se introduce una realimentación mediante OPA6 que reduce dicha tensión de salida, cuando ésta se hace superior a un valor de referencia dado por R62, en estos momentos la salida de OPA6 es negativa y D61 conduce.

e).- Función de los Transistores TR3 y TR4

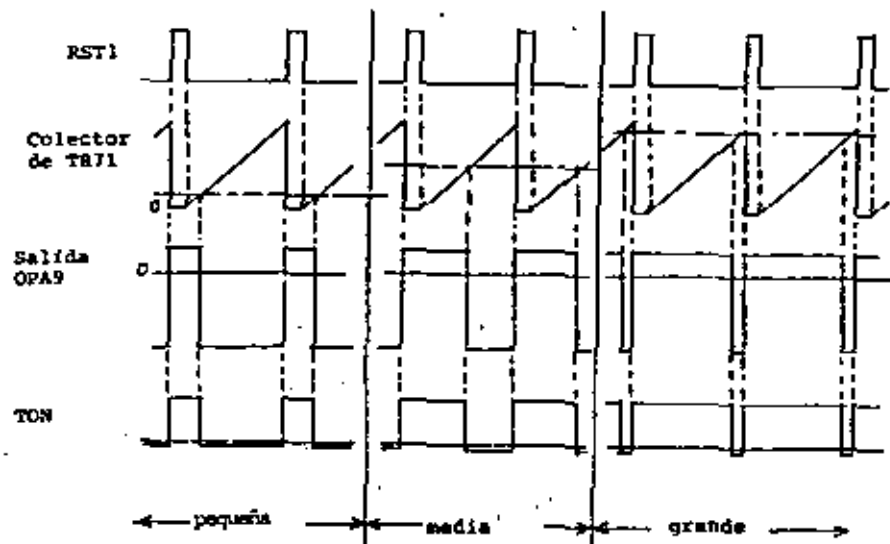
Quando se ordena grado de frenado y se cierran los interruptores del circuito de potencia, al borne No. 37 se pone a la masa (ELI = 0 Tarjeta MN-LOG-7A) y los transistores TR3 y TR4 se cortan, en tales condiciones, la salida del regulador pasa al borne No. 6 a través del diodo D232. En una condición diferente a la de frenado la señal ELI = 1, los transistores TR3 y TR4 se saturan y la salida del circuito regulador se limita a cero volts. En estas condiciones el condensador C51 se descarga a través de R243 y TR4.

f).- Circuito comparador: OPA9 y OPA12

La señal de salida de los reguladores de corriente de tracción o de frenado llega a los amplificadores OPA8 y OPA11 en donde se reduce, en la fase correspondiente, en una cantidad proporcional al desbalanceo existente dada por las señales BAL1 o BAL2 (bornes No. 11 y 7 respectivamente). Las salidas de estos amplificadores se comparan en OPA9 y OPA12 con unas señales diente de sierra generadas por los amplificadores OPA7 y OPA10, las cuales están defasadas 180°.

Quando la señal diente de sierra es superior a la señal corregida de los reguladores, OPA9 y OPA12 se saturan negativamente, en caso contrario se saturan positivamente (ver figura No. 1).

Al inicio del diente de sierra se comanda al encendido del chopper y en el momento en que el diente de sierra rebasa a la señal del regulador corregida, se ordena el encendido de los tiristores auxiliares y por consiguiente el apagado del chopper. Por lo tanto el ancho de los pulsos de las señales TON1 y TON2 (bornes 24 y 28), representan el tiempo de funcionamiento del chopper (es decir, el ángulo de conducción).



Razón de Conducción

Fig. No. 1

En el anexo B se presenta un análisis más detallado del funcionamiento de esta tarjeta.

TARJETA MN-LMT-2A (BJ17864)

En esta tarjeta se detectan condiciones de operación anormales del circuito de potencia y se corrigen modificando el patrón de corriente. Los circuitos que realizan estas detecciones son los siguientes:

- Limitador de la tensión de línea en tracción ESPLM (OPA1)

La medida de la tensión del condensador del filtro, EC, entra por el borne No. 11 con signo negativo y se compara en OPA1 con un valor de referencia fijado por R11, R12 y R13. Cuando EC se hace inferior al valor de referencia, aparece a la salida de OPA1 un voltaje negativo (ESPLM) que aumenta su valor conforme EC disminuye. Esta señal se envía al sistema regulador automático de corriente, tarjeta MN-OPC-9A, y disminuye al patrón de corriente.

De esta manera se asegura, en estas condiciones, la capacidad de extinción de los tiristores principales.

- Limitador de la tensión de línea en frenado, ESBLM (OPA2, OPA4)

La tensión EC se compara en OPA2 con un valor de referencia fijado por R21, VR21, R22 y R23. Cuando EC se hace superior a dicho valor de referencia, aparece a la salida de OPA2 un voltaje positivo que incrementa su valor conforme EC aumenta. Esta señal pasa por el OPA4 el cual la vuelve a su signo original. La salida de esta, ESBLM, se envía a la tarjeta MN-OPC-9A en donde se disminuye el patrón de corriente.

De esta manera, cuando la línea es poco receptiva, se disminuye la corriente regenerada y se evitan sobretensiones de línea.

Con el fin de darle estabilidad a este circuito, se introduce una realimentación mediante R44, R45, R46 y C42, la cual proporciona una ganancia grande y lenta.

Para corregir rápidamente las sobretensiones de línea, se utiliza un circuito diferenciador formado por R27, R28 y C22; este circuito transmite a OPA2 los incrementos súbitos de EC.

- Limitador de tensión de motor en frenado, ENLM (OPA3, OPA8)

A la pata 3 del OPA8 llegan las siguientes señales: tensión de motor EM, por el borne No. 17, EC y la tensión EB dada por el divisor formado por R81 y VR81. En este amplificador EM -

se compara con la diferencia EC-EB. Cuando EM > EC-EB, a la salida de OPA8 aparecerá la señal EMLM con signo negativo, cuyo valor aumentará conforme EM se haga más grande. Esta información se envía a la tarjeta MN-OPC-9A en donde se disminuye el patrón de corriente. De esta manera, el valor de EM está limitado a EC-EB, es decir, a un valor inferior al de la tensión de línea, evitándose así una posible autoexcitación en los motores.

Para mantener esta limitación únicamente durante el frenado, la señal BL2 (borne No. 15) se hace cero en tracción y neutro. En estas condiciones, el transistor TR71 se bloquea y el voltaje de un colector, amplificado por OPA7, llega a OPA8 a través de R85. En este momento C71 se carga. Dado que el voltaje de salida de OPA8 es cero, por lo que la limitación EMLM se anula.

Al pasar a frenado, la señal BL2 se hace positiva y TR71 se satura, con lo cual el alto voltaje de salida de OPA7 se anula. Debido a que en el inicio del frenado la tensión de los motores es nula, se hace una simulación de ella, mediante el voltaje de C71 para evitar que el ángulo de conducción del recortador se haga muy grande y provoque picos de tensión en los motores.

Para mejorar la característica del limitador al inicio del frenado, el valor de referencia a partir del cual éste actúa se reduce alimentando a OPA8 a través de un diferenciador un porcentaje de la suma de las corrientes de las fases 1 y 2. Al crecer estas corrientes, los diodos D111 y D112 conducen y este circuito queda fuera de servicio.

Circuito detector de desbalanceo de corrientes de fase, FUD (OPA9, OPA10, OPA11 y OPA12).

Por los bornes 5 y 7 entran las corrientes de fase I1 e I2 y se comparan en OPA9 y OPA10, obteniéndose en sus salidas las señales BAL1 y BAL2; esta señales se envían a la tarjeta MN-OPC-9A en donde se reduce la corriente de fase de mayor valor.

La mayor de estas señales se alimenta a OPA11 en donde se compara con un valor de referencia dado por R113, R114 y R115. Cuando el desbalanceo es superior a dicha referencia y, además, tiene una duración mayor al tiempo fijado por la carga de C111 y la referencia dada por R123, R124 y R125, la salida de OPA12, FUD, se hace positiva. Esta señal se envía a la tarjeta MN-LOG-9A en donde se manda la apertura del circuito de potencia.

- Detector de patinaje, WSLM (OPA5 y OPA6)

Por el borne No. 13 entra la diferencia de tensión que existe entre las ramas de motores, EM; en OPA5 se amplifica esta señal y en OPA6 se compara con el valor de referencia dado por R61, R62 y R63. Cuando EM es superior a tal referencia, a la salida de OPA6 aparece la señal WSLM y se envía a la tarjeta MN-OPC-9A en la que se disminuye el patrón de corriente. Para asegurar la corrección de este desbalanceo en forma permanente,

esta señal se temporiza por medio de C61, para que exista un cierto tiempo después de haber desaparecido este defecto.

TARJETA MN-ACC-LA HJ12867

En esta tarjeta se calcula la aceleración del tren. Si ésta es mayor de 1.4 m/seg² se limita el patrón de corriente IPP.

El cálculo de la aceleración se realiza mediante los siguientes circuitos:

- Circuito elaborador de la señal de inicio de operación, ST1.

A los bornes Nos. 3 y 5 llega una señal senoidal cuya frecuencia es directamente proporcional a la velocidad del tren. Esta señal entra al amplificador operacional OPA1 y a la salida de éste se obtiene una señal cuadrada de la misma frecuencia. Si la salida de OPA1 es positiva, TR11 conduce y TR12 se bloquea durante el tiempo que dura la carga de C12. Así, a la salida del inversor B5 se obtiene una señal de duración constante, frecuencia variable y amplitud de 5 volts llamada TGP, la cual se utiliza como pulso de reloj en los flip-flops D5. Si la señal que entra por el borne no. 7, INL1 = 0 (B5 cerrado), el flip-flop D5 cambia de estado y la señal ST1 toma el valor de 1.

En este momento los divisores de frecuencia C1, C2, C3 y C4 inician su funcionamiento; la frecuencia de entrada es A-1 (borne No. 9) y las frecuencias de salida son B-1 a B-15.

Al mismo tiempo la salida de TR12 se envía al amplificador OPA6 de donde se obtiene una señal de corriente directa (VPS) cuyo valor es directamente proporcional a la frecuencia de la señal de entrada. VPS se envía a la tarjeta No. HJ12869 en donde se obtiene la señal 20KD.

- Circuito que elabora la señal de rearme del contador Up-down, RT1

Esta señal se obtiene a partir de las frecuencias obtenidas en los divisores de frecuencia antes mencionados; su frecuencia es la de B-15 y su duración la de B-1, así, cada 1.17 seg. el contador se rearma.

- Circuito contador Up-down

La señal TGP entra a este contador, el cual, durante 0.585 seg. cuenta hacia arriba y durante 0.585 seg. cuenta hacia abajo. Entonces, al final de un ciclo, la cantidad registrada es una velocidad diferencial medida durante un tiempo fijo lo cual implica una aceleración.

- Circuito que elabora la señal que permite el funcionamiento de los registradores, RT1.

Esta señal es semejante al pulso RT2, el cual se elabora básicamente de la misma manera que RT1; su frecuencia es la de B-15 y su duración la de B-2. La existencia de RT1 está condicionada a la existencia simultánea de ST1 = 1, VPLM = 1 (Vpp mayor que la salida del regulador ACR), SPD = 1 (Velocidad comprendida entre 2 y 30 Km/H).

- Circuito que elabora la señal de rearme de los registradores, RT1.

Esta señal se elabora cuando la señal ZKD = 1 (Velocidad menor de 2 Km/H); tiene la frecuencia de B-15 y la duración de B-3.

- Circuito que elabora la señal SPD

Cuando la velocidad del tren es igual a 2 Km/H, la entrada D (pata No. 12) del flip-flop E5 toma el valor 1 y, después de un pulso del reloj (determinado por B-15 y B-1), su salida se hace 1 y la señal ZKD = 0. En estas condiciones SPD = 1.

Cuando la velocidad del tren alcanza 30 Km/H, la entrada D (pata 7) del flip-flop E5 se hace 1 y, después de un pulso del mismo reloj, su salida se hace 1 y la señal ZKD = 0. En este momento la señal SPD pasa a 0.

- Circuito que determina la zona en que Vpp es menor que IPACR

Por el borne No. 29 entra la señal VPP, por el borne No. 19 entra la corriente patrón del circuito regulador automático de corriente IPACR, que provienen de las tarjetas BJ12864 y BJ12865 respectivamente. Cuando VPP se hace superior a IPACR la señal VPLM vale 1.

- Circuito limitador de la aceleración

La medida de la aceleración digital, entra al convertidor digital-analógico D9, el voltaje de salida de éste se le invierte la polaridad por medio de OPA3. La medida de la aceleración, analógica, se compara con un valor de referencia en OPA4; cuando la aceleración es superior a 1.4 m/seg², la señal IPPLM borne No. 18 aparece y aumenta de valor conforme la aceleración se incrementa.

Esta señal se envía a la tarjeta BJ12866 en donde se limita al patrón de corriente en tracción.

TARJETA RM-DSG-3A BJ12874

(Diagramas de secuencia de pulsos NU10360 y NU10369)

En esta tarjeta se encuentran los circuitos digitales que realizan las siguientes funciones:

- Elaboración de las diversas frecuencias a utilizar en el control del Chopper.
- Elaboración de la frecuencia básica del Chopper (219 Hz/fase) y defasamiento de 180° entre las señales de cada fase.
- Elaboración de los pulsos que permiten la generación de un diente de sierra.
- Generación de las señales que ayudan a la detección de los ángulos de conducción 0.97 y 0.99.
- Elaboración de los pulsos para el apagado y encendido del Chopper.

Elaboración de diversas frecuencias a utilizar en el control del Chopper.

Con el oscilador constituido por el cristal de cuarzo XL y el transistor TR21 se obtiene una frecuencia fija de 1.794048 MHz; esta señal se envía a los divisores de frecuencia 2A, 1A, 1B y 1C a través de TR22, 6B, y 1A. La frecuencia de las señales obtenidas en las salidas de los divisores son las siguientes:

A-5 = 448512 Hz.	A = 14016 Hz.	F = 438 Hz.
A-4 = 224256 Hz.	B = 7008 Hz.	G = 219 Hz.
A-3 = 112128 Hz.	C = 3504 Hz.	H = 109.5 Hz.
A-2 = 56064 Hz.	D = 1752 Hz.	I = 54.75 Hz.
A-1 = 28032 Hz.	E = 876 Hz.	J = 27.375 Hz.

Con estas frecuencias se elaboran diversas señales que son necesarias para el control del chopper.

Elaboración de la frecuencia básica de operación del chopper y defasamiento de 180° entre las señales de cada fase (STD1 y STD2).

En condiciones normales de operación la señal RT1, que

llega al borne No. 41, es igual a 1 por lo que las señales STD1 y STD2 están determinadas únicamente por las frecuencias S y P. Estas señales son defasadas 180° por la acción del circuito 7B, como se muestra en la figura No. 1

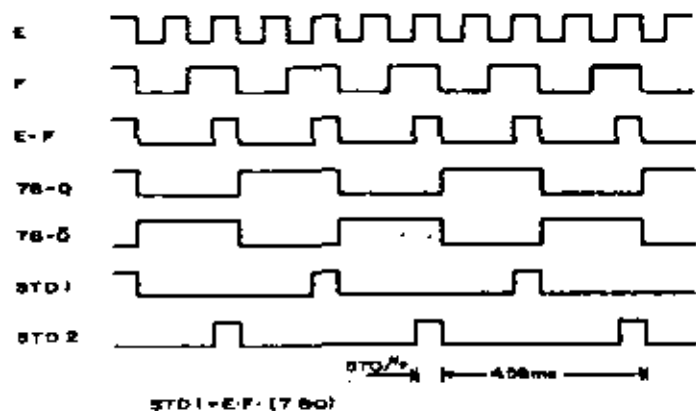


Fig. 1

Cuando se realizan pruebas en baja frecuencia, la señal KDT es igual a 0, por lo que las señales STD1 y STD2, están determinadas por las frecuencias E, F, G, H, I y J, lo cual se muestra en la figura No.2

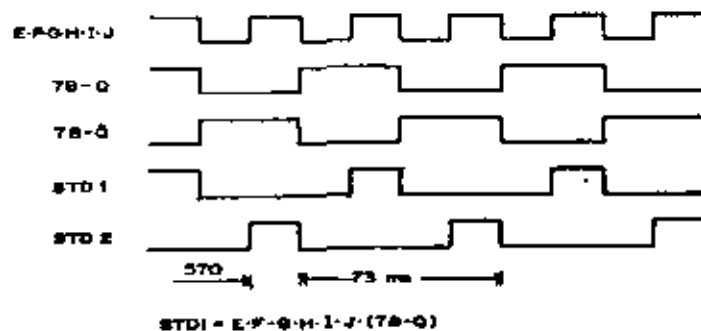
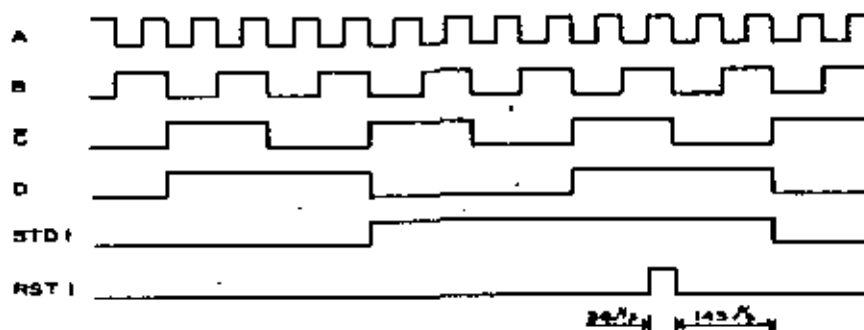


Fig. 2

Elaboración de los pulsos que permiten la generación de un diente de sierra (RST1 y RST2)

La elaboración de estos pulsos está determinada por las frecuencias A, B, C, D y de STD1 ó STD2 dependiendo de la fase que se trate, como se muestra en la figura No. 3. Estas señales salen por los bornes 24 y 26 hacia la tarjeta MM-OPC-3A.



$$RST1 = A \cdot B \cdot C \cdot D \cdot STD1$$

Fig. 3

Generación de las señales que ayudan a la detección de los ángulos de conducción 0.97 y 0.99 (T97 y T99).

En la figura No. 4 se muestra la secuencia de pulsos que la determinan.

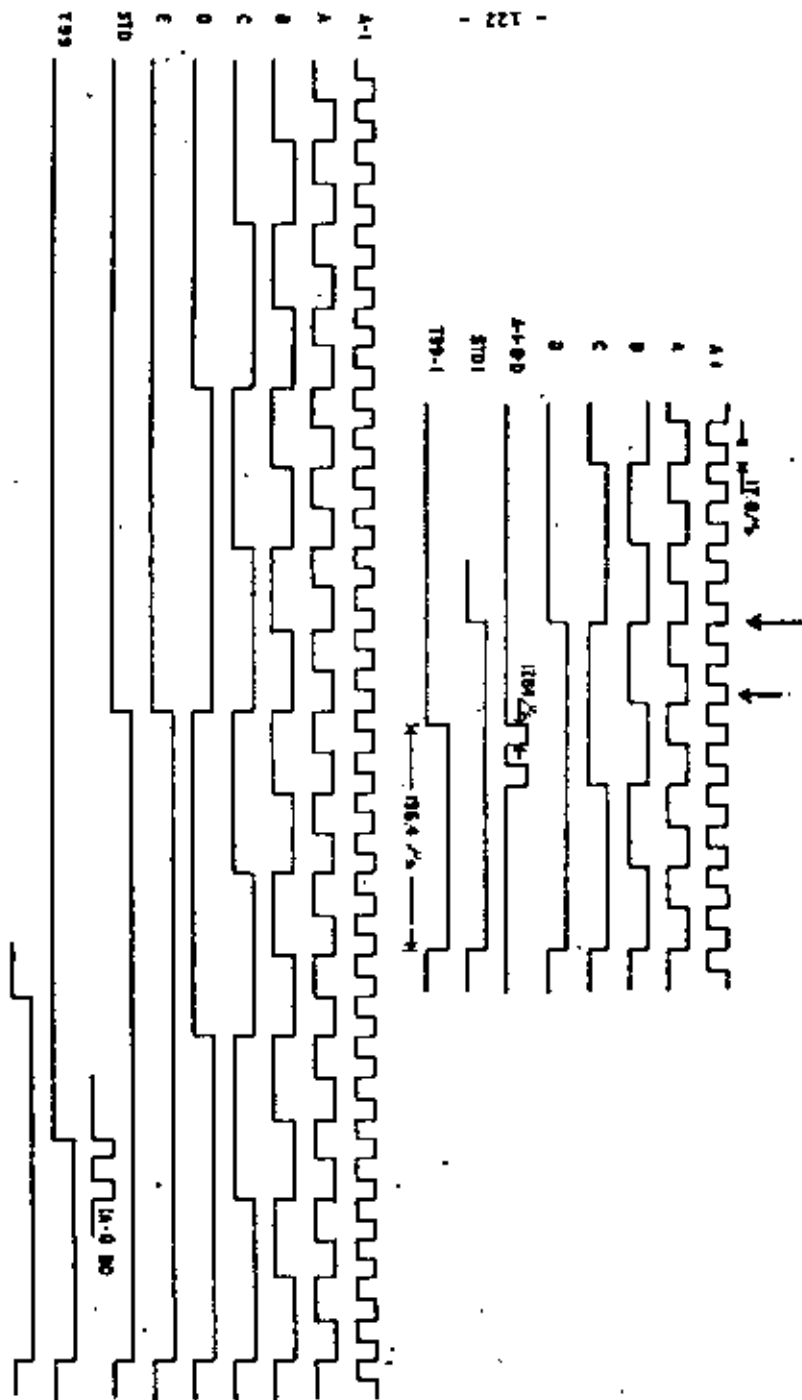


FIG. 4

Elaboración de la señal que determina la zona en la que se permite la aplicación de pulsos a las compuertas de los tiristores principales (ENGI).

En la figura No. 5 se muestra la secuencia de los pulsos que la determinan.

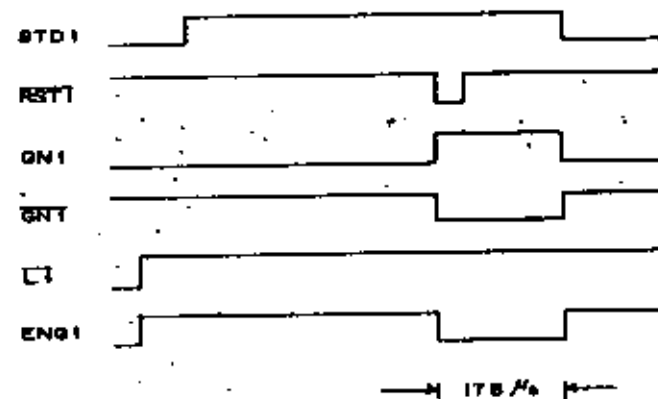


Fig. 5

En la figura anterior se observa que una vez que los interruptores están cerrados ($L2 = 0$, borne No. 27), transcurre de uno a dos periodos de la frecuencia de operación del chopper antes de que aparezca la señal; esto es con el fin de asegurar que todas las señales temporizadas de la lógica de control partan de cero. Para ENGI = 1 se permite el paso de los pulsos de encendido del tiristor principal; para ENGI = 0 se prohíbe el paso de pulsos.

Elaboración de la señal que determina la zona en que se permite la aplicación de pulsos a las compuertas de los tiristores principales y auxiliares (ENOF)

En la figura No. 6 se muestra la secuencia de los pulsos que la determinan.

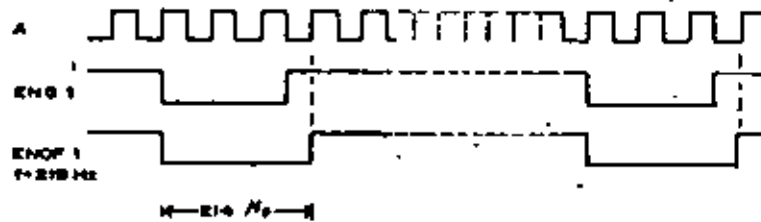


Fig. 6

Elaboración de los pulsos de apagado del chopper (SOFT)

Cuando la señal ENOF es igual a 1 el pulso de apagado se produce si se cumple cualquiera de las siguientes condiciones:

- Cuando en el borne No. 13 la señal $\overline{CHOF} = 0$
- Cuando en el borne No. 21 la señal $\overline{TON1} = 0$
- Cuando en el borne No. 15 la señal $\overline{TONP} = 0$

En la figura No. 7 se muestra la secuencia de los pulsos que la determinan para los diferentes casos que se presentan.

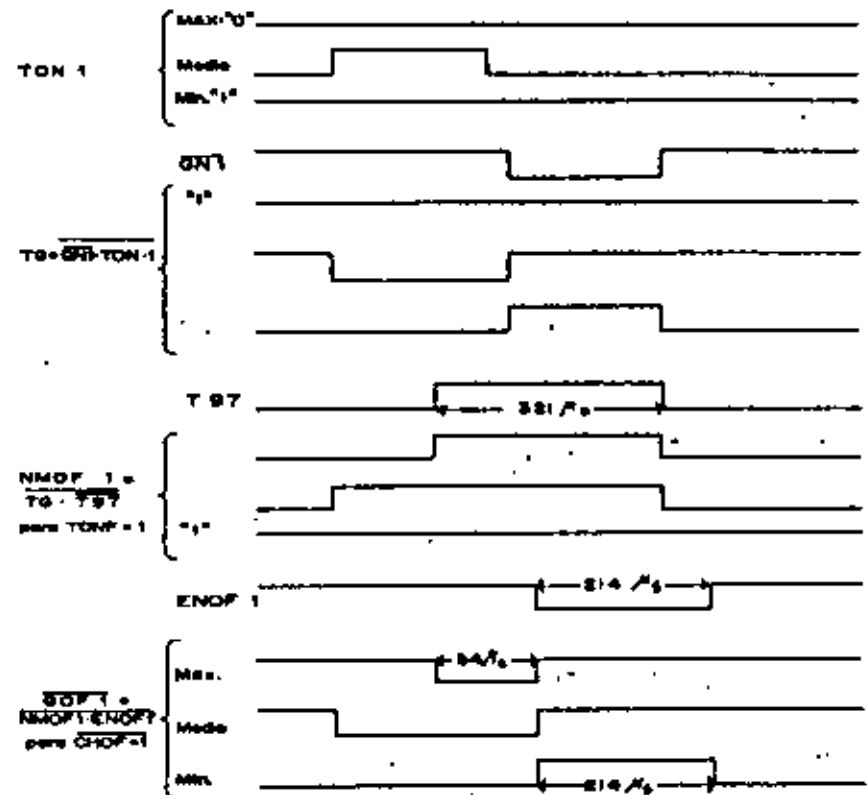


Fig. 7

Elaboración de la señal que permite la generación de los pulsos de encendido del tiristor principal (GONI).

Esta señal se elabora a partir de las señales ENG1 y GONI. Cuando el estado de GONI es 0, se elaboran los pulsos de encendido (NG) y de disparo continuo (ON). El primero es un pulso que tiene una duración de $100 \mu\text{seg.}$, mientras que el segundo es un tren de pulsos que existe hasta que la señal GONI cambia de estado; estas señales se aplican a las compuertas de los tiristores principales. En la figura No. 8 se muestra la secuencia de los pulsos que la determinan para los diferentes casos que se presentan.



Fig. 8

Elaboración de la señal para la generación de los pulsos de disparo continuo (ONC).

La señal ONC se elabora a partir de las frecuencias A-1, A-2 y A-3. Mediante esta señal se obtiene el tren de pulsos que se menciona en el párrafo anterior (Ver figura No. 9)



$$ONC = A-3 \cdot A-2 \cdot \bar{A-1}$$

Fig. 9

En esta tarjeta se elaboran las siguientes señales:

HG1, ON11, ON12, OFF1, TOND y TONMAX.

Por los bornes Nos. 31, 29, 33 y 9 entran las señales \overline{GONI} , \overline{ONC} , \overline{GOFI} y $\overline{A-4}$, respectivamente.

Elaboración de los pulsos que permiten el apagado de los tiristores principales.

Por medio de las señales \overline{GOFI} y $\overline{A-4}$ se elabora la señal OFF1, como se muestra en la figura No.1



Fig. 1

Durante el tiempo que la señal OFF1 es 1 el estado de las señales ON12 y HG1 es 1. Esto significa que cuando se ordena el encendido del tiristor auxiliar (OFF1 = 1), se manda un último pulso de encendido al tiristor principal (HG1 = 1 y ON12 = 1).

Lo anterior se realiza a fin de asegurar que el área de conducción del tiristor principal sea la adecuada para soportar la corriente de descarga del condensador de bloqueo.

Elaboración de los pulsos que se aplican a la compuerta del tiristor principal.

Mediante las señales \overline{GONI} , \overline{ONC} y cuando la señal \overline{GOFI} es 1, se elaboran las señales HG1, ON11 y ON12 como se muestra en la figura No. 2

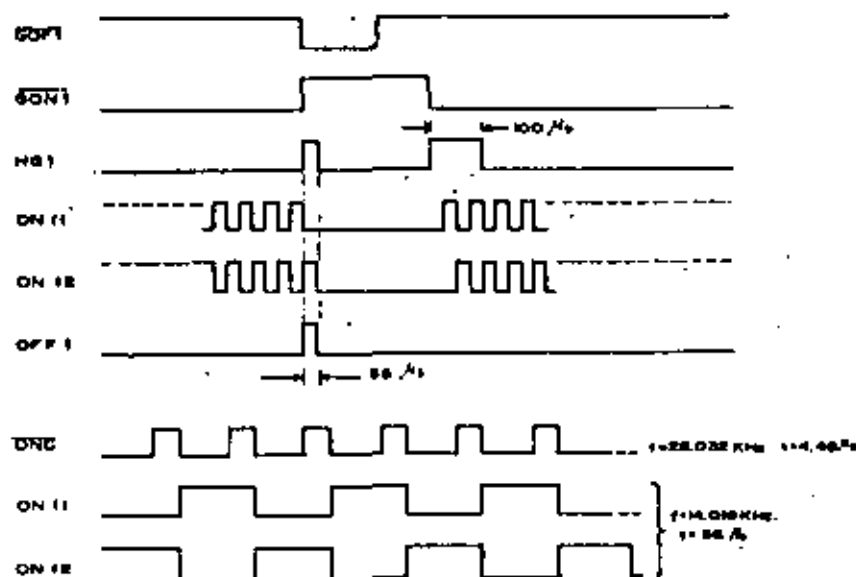


Fig. 2

El pulso HG1, se utiliza para encender al tiristor principal y los pulsos ON11 y ON12 aseguran el encendido de dicho tiristor durante la fase de conducción.

Todas las señales anteriores se inhiben cuando la señal $\overline{CPLX} = 0$ (borne No. 25). Esto sucede cuando la tensión de 5 volts se hace inferior a 4.5 volts o cuando la tensión de 15 volts no se ha estabilizado.

Determinación de la razón de conducción 0.97 y 0.99 (TOND y TONMAX)

Cuando simultáneamente las señales T-97 y OFF valen 1,

la señal TOND es igual a 1. TOND permite que el ángulo de conducción alcance valores superiores a 0.97, ver figura No. 3.



Fig. 3

De la misma forma, cuando las señales T-99 y OFF toman simultáneamente el valor de 1, TONMAX es igual a 1 y se ordena el puenteo del chopper, ver figura No. 4.

TOND y TONMAX únicamente existen durante la fase de tracción (en esta fase la señal INL = 0)



Fig. 4

TARJETA MX-GA-5A HUI0147

En esta tarjeta se encuentran los circuitos que aumentan la amplitud de los pulsos que se aplican a las compuertas de los tiristores principales y auxiliares.

El funcionamiento de los circuitos que amplifican los pulsos que permiten el encendido de los tiristores principales (MCRF) se describe a continuación:

Al aparecer un pulso en el borne No. 13, el transistor TR11 se satura; dado que este transistor funciona como "Emisor Seguidor", la señal de su base se transmite hacia la base del transistor TR12 a través de los diodos D12, D13 y D14, provocando que éste conduzca; el colector de este transistor se encuentra conectado al primario de un transformador y el secundario de éste a la compuerta del tiristor principal. Cuando TR12 conduce, se induce un impulso en el secundario del transformador poniendo en conducción el tiristor MCRF.

Durante el tiempo de conducción del tiristor principal, es necesario aplicar la señal de encendido a una frecuencia de terminada, debido a que la corriente que circula por éste es variable y algunas veces inferior a la corriente de mantenimiento I_H ; esto se logra aplicando a la base del transistor TR11 un tren de pulsos, por lo que éste y TR12 deben funcionar a alta frecuencia. Como TR12 es un transistor de potencia se requiere implementarlo para que trabaje adecuadamente: el diodo D11 mantiene el voltaje del colector de TR12 a un valor superior al de saturación cuando éste está encendido. Esto lo realiza derivando una parte de la corriente que circula a través de los diodos D12, D13 y D14 hacia el colector; el condensador C11 reduce el tiempo de almacenamiento (Storage Time) de los portadores minoritarios de la base del transistor.

Para evitar el encendido del tiristor por señales parásitas se conectan a la base de TR12 los diodos D12, D13 y D14, aumentando así el nivel de voltaje de encendido del transistor.

El circuito formado por TR12 y TR22 funciona en forma idéntica al descrito anteriormente y comanda el encendido de otro tiristor principal.

Funcionamiento del amplificador de pulsos de encendido del tiristor auxiliar (ACRF); la configuración de este circuito en su estructura básica es igual a la del amplificador anteriormente descrito; la diferencia entre ellos se debe a que el tiristor comandado por este amplificador no necesita un disparo continuo, por lo cual no se requieren los elementos que incrementan la velocidad de switches del transistor de potencia del circuito anterior.

En esta tarjeta se encuentran los circuitos que aumentan la amplitud del pulso de encendido inicial (HG) de los tiristores principales (MCRF). También se encuentra el circuito - amplificador del pulso de encendido del tiristor de sobretensión de línea (OVCRF).

El funcionamiento de los amplificadores que se encuentran en esta tarjeta, es idéntico al descrito para el amplificador de pulsos de encendido del tiristor auxiliar (ACRF).

132

Circuito Esquemático de Potencia

En el instante $t = 0$ se encienden los tiristores MCRF y la corriente I_m circula por los motores. Después del lapso $(T = t_1)$ se debe interrumpir la corriente I_m . En ese instante se encienden los tiristores ACRF y la carga que previamente se había almacenado en el condensador CMC2, a través de la resistencia - CHR, se suma a la corriente que en ese momento circula por MCRF según se muestra en la figura 2A. En t_2 la tensión de capacitor se anula y empieza a cambiar de polaridad (Fig. 1, derecha). En ese momento la corriente es máxima y empieza a decrecer.

En el instante t_3 la corriente del tiristor ACRF se anula y el voltaje en el capacitor es máximo según la polaridad mostrada a la derecha. En la fig. 2 se observa que del instante - t_3 al t_4 la corriente que circula en ACRF es nula y en MCRF es constante, igual a I_m . Este intervalo representa el tiempo necesario para que la reactancia SAL12 se sature en sentido in - verso.

En t_4 puesto que MCRF tiene aplicado un voltaje inverso y como SAL12 se ha saturado ya, la corriente I_m que circulaba en el tiristor principal se anula y circula ahora, abruptamente, por el tiristor auxiliar.

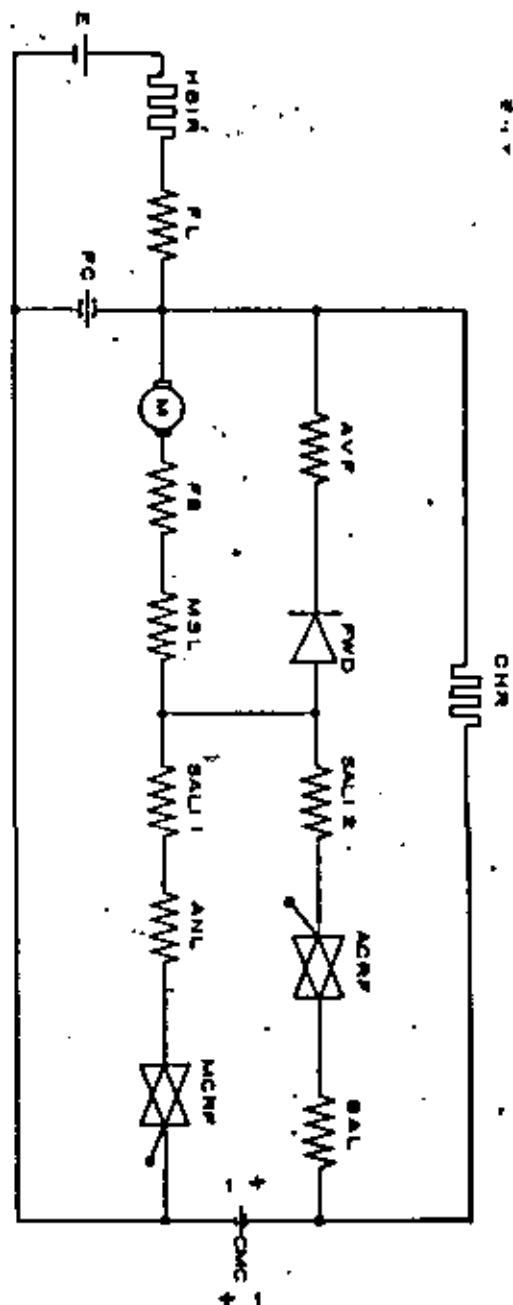
De t_4 a t_5 la corriente en MCRF es nula y en ACRF es constante. Este intervalo representa el tiempo necesario para que la reactancia SAL11 se sature en sentido inverso. A partir de t_4 el capacitor empieza a descargarse circulando una corriente inversa a través de los tiristores; en t_6 se invierte nuevamente la tensión en el condensador estableciéndose la polaridad original. En t_7 la corriente en MCRF se anula; en ACRF tiene el valor de I_m a partir del cual disminuye, hasta anularse, cuando el condensador se encuentra completamente cargado. En este momento la corriente en los tiristores se ha anulado por completo.

133

$HGR = 3.804 \text{ } \Omega$
 $FL = 2.5 \text{ mH}$
 $FC = 2.4 \text{ mF}$
 $X(MVPS) = 2.8 \text{ mH}$
 $MSL = 4.8 \text{ mH}$
 $SAL11 = 10.800 \text{ } \Omega$
 $ANL = 8.78 \text{ } \mu\text{H}$

Fig. N° 1

$ZAVF = 1.43 \text{ } \Omega$
 $SAL2 = 0.400 \text{ } \mu\text{H}$
 $BAL = 2.4 \text{ } \mu\text{H (100 } \mu\text{)}$
 $CMC = 0.3 \text{ } \mu\text{F}$
 $CHR = 815 \text{ } \Omega$
 $E = 750 \text{ Voltos}$



CIRCUITO ESQUEMATICO DE POTENCIA

134

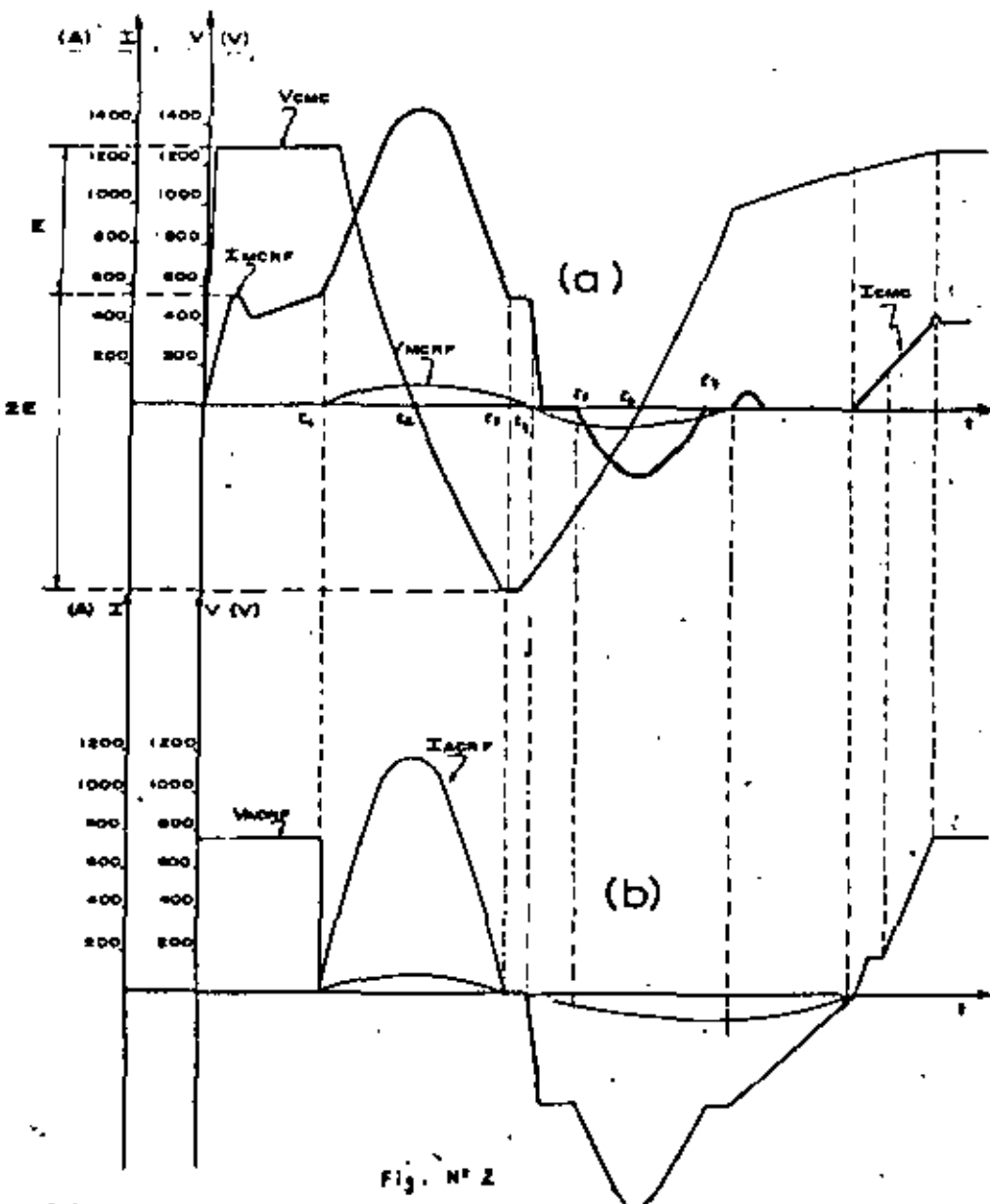


Fig. N° 2

(a) Forma de onda de tensión y corriente del triac principal y condensador de conmutación

(b) Forma de onda de tensión y corriente del triac auxiliar

TARJETA MN-LOG-7A HJ12871

En esta tarjeta se detectan las siguientes señales:

- Señal **YDTBDF**

Al ordenarse un grado de tracción la señal **PPO** entra por el borne No. 31 con un valor igual a cero. Si el conmutador tracción-frenado (TF) se encuentra en tracción, por el borne No. 29 entra la señal **PP1** con un valor igual a cero.

Si se ordena algún grado de frenado, **BB0 = 0** (Borne No. 35); si el conmutador TF se encuentra en la posición frenado, **BB1 = 0** (borne No. 31).

Al mandarse un grado de tracción o de frenado y si después de 2.3 seg. el interruptor **HBI** no cierra, la señal **BBTON** (borne No. 27) toma un valor de 1.

Cuando se ordena algún grado de tracción o de frenado, si después de 2.3 seg. el conmutador no se encuentra en la posición correcta, la señal **YDPHYA** es igual a cero con lo que se señaliza esta falla. Esta señalización permanece durante toda la fase de tracción o frenado aún cuando la falla desaparezca.

En la siguiente tabla se ilustran las detecciones restantes que se realizan en esta tarjeta y la descripción de las funciones obtenidas.

ENTRADA	BORNE	SALIDA	BORNE	DESCRIPCION
TOND = 1	11	TONF = 0	30	Permite el crecimiento del ángulo de conducción a valores superiores a 0.97.
		VPPHLD1 = 1	32	Mantenimiento de VPP hasta el término de la fase de tracción.
		YPPHLD2 = 0	40	Distrucción de IPP para preparar el puente del Chopper.
		IPPHLD1 = 1	38	Mantenimiento de IPP hasta el término de la fase de tracción.

ENTRADA	BORNE	SALIDA	BORNE	DESCRIPCION
TONMAX = 1	19	HB2T = Tron de pulsos f = 438 Hz	24	Mando de energización de HB2 para puentear el chopper.
FPI = 0	29	FL = 0 YRL = 0 PPS = 1	34 4 3	Indicación del estado - tracción
SBI = 0 y HBION = 0	31 27	SBI = 0 BL2 = 1 BL3 = 0 BL4 = 0	36 12 16 2	HBI cerrado en frenado
SBI = 0	31	BS5 = 1	5	Indicación del estado de frenado
HBION = 1	27	LGDOBCG = 1	10	Inhibición del detector de cortocircuito de la línea
		$\overline{LI} = 1$	18	HBI cerrado
HBZON = 0	25			
HBION = 0	27	$\overline{LZ} = 1$	28	Depide al encendido de los tiristores principales
SBI = 1	31			
CHOFF = 0	13	idem	idem	idem

TARJETA MN-DC-15A HJ17869

Esta tarjeta contiene circuitos detectores de nivel de diversas señales y su funcionamiento es el siguiente:

Detector de sobrecorriente motor (OPA1 y OPA13)

Por el borne número 27, proveniente de la tarjeta MN-PDB-2A, llega la señal de corriente de motor máxima (IMMAX), la cual, pasando a través del seguidor de tensión OPA13, se compara con un nivel de referencia en OPA1. Cuando IMMAX alcanza un valor superior al de referencia, la salida de OPA1 (IMO CD), cambia de estado, tomando un valor positivo. Al rebasar la señal IMMAX dicho valor de referencia, se considera que existe una sobrecorriente en los motores y la señal de salida de OPA1 se envía a la tarjeta MN-LOG-9A en donde se elabora la orden para la apertura del circuito de potencia.

Las resistencias R15 y R16 permiten que el circuito funcione con histéresis, la cual tiene por objeto, evitar que el circuito oscile cuando la corriente de los motores tenga un valor cercano al de la referencia.

Como la señal IMOCD se envía a un circuito digital que admite como máximo valor de tensión de entrada 5 volts, la tensión de esta señal se limita a dicho valor por medio de R17, D11 y 5 volts.

Los circuitos formados por los operacionales OPA2, OPA3, OPA6, OPA10, OPA14 y OPA15, funcionan en forma similar al circuito descrito anteriormente, ya que al sobrepasar la señal de entrada un nivel de referencia, la salida cambia de estado.

En la siguiente tabla se muestran las características de entrada y salida de dichos circuitos.

Entrada			SALIDA			
No. de Borne	No. de OPA	Nombre	Borne	Descripción	No. de Borne	Función
3	2	IS	ISOCB	Detector de sobrecorriente de línea	6	Apertura del circuito de potencia
5,7	3	I1, I2	IPHOCD	Detector de sobrecorriente de fase	10	Apertura del circuito de potencia
21	4	ΔIS	ISDFD	Detector de la corriente diferencial de línea	24	Apertura del circuito de potencia

Entrada			Salida			
No. de Borne	No. de OPA	Nombre	Nombre	Descripción	No. de Borne	Función
27	10, 13	IMMAX	CDL1 OD1	Detector de corriente - motor		Apertura del circuito de potencia
29	15	VSP	20KD		38	Detección de 20 Km/H
27	13, 1	IMMAX	IMOOD	Detector de sobrecorriente de motor	40	Apertura del circuito de potencia
25	4	PSGL2	IPSGD1	Detector de las zonas - neutro o frenado de la señal F	30	Transmite la información a la lógica
25	5	PSGL2	IPSGD2	Detector de las zonas - neutro o tracción de la señal F	28	Transmite la información a la lógica
15	14	PS	PSLVD CPLK	Detector de voltaje inferior a 5 volts	14, 32	Bloqueo del Chopper

En esta tarjeta se cuenta también con circuito detector de desbalanceo entre corrientes de las dos ramas de motores. Su funcionamiento es el siguiente:

En el OPA11 se comparan el promedio de las corrientes de las ramas 1 y 2 (bornes 9 y 11) con la corriente máxima IMMAX. En condiciones normales la salida de OPA11 es cero ($I_{M1} = I_{M2} = I_{MAX}$), por lo que la salida de OPA12 es positiva ($I_{INDFU} = 1$). En caso de un desbalanceo entre las corrientes de las ramas, el voltaje de salida de OPA11 crece positivamente y, a partir de un cierto valor fijado por las resistencias R171a R174, la salida de OPA12 se hace negativa ($I_{INDFU} = 0$) y se manda la apertura del circuito de potencia.

TARJETA MN-LOG-9A HJ12873

En esta tarjeta se realizan las siguientes funciones:

Mando de apagado del Chopper.

Apertura del circuito principal.

Señalización de fallos.

- El mando de apagado del Chopper se ordena 2.2mseg. después de que se presentan cualquiera de las señales mencionadas abajo: la señal Y (borne No. 24) toma el valor de 1.

a).- Señal PS inferior a 4.5 volts, PSLVD = 1 (Borne No. 10)

b).- Baja Tensión de corriente alterna, ACLVD = 1 (Borne No. 21)

c).- Corto circuito de la tensión de línea durante el frenado regenerativo, LGD = 0 (Borne No. 39), X = 0 (Borne No. 11) y BLA = 0 (Borne No. 15)

- La apertura del circuito principal se ordena en los siguientes casos:

Si estando cerrado H81 se presenta cualquiera de las condiciones mencionadas abajo; entonces la señal OPRT1 (borne No. 36) toma la frecuencia F1 lo que provoca la energización del relevador de apertura OPR.

a).- Para todos los casos mencionados en el punto anterior.

b).- Desequilibrio entre corriente de fases, PUD = 1 (borne No. 19)

c).- Baja tensión del condensador de filtro durante el frenado reostático, EVDOPF = 0 (Borne No. 41).

d).- Ausencia de señal de recuperar durante el frenado y velocidad inferior a 20 Km/H, 20KD = 0 (borne No. 17), X = 1

Al existir patinaje la señal SLD = 0 (borne No. 37) y la señal OPRT2 toma la frecuencia F1 lo que provoca la energización de OPR efectuándose así la apertura del circuito principal. Esta acción se diferencia de las mencionadas en el punto anterior porque al desaparecer el patinaje los interruptores vuelven a cerrar automáticamente.

Al existir cualquiera de las condiciones mencionadas abajo, entonces la señal OCRT (borne No. 40) toma la señal P1, pro-
vocando la energización del relevador OCR.

- a).- Falla en el receptor de la señal P, IPSCD1 = 1 (borne No. 29) y PP5 = 1 (borne No. 3), ó IPSCD2 = 0 (borne No. 27) y BB5 = 1 (borne No. 5).
- b).- Sobre corriente de línea, ISOCU = 0 (borne No. 39)
- c).- Sobre corriente de motor, IMOCD = 1 (borne No. 35)
- d).- Sobre corriente de fase, IPROCU = 0 (borne No. 25)
- e).- Corriente diferencial de línea (corto circuito en el circuito de potencia), ISDFD = 0 (borne No. 31)
- f).- Diferencia de corrientes entre ramas de motores, IMDFD = 0 (borne No. 33)

Para restablecer el circuito de potencia, es necesario maniobrar la llave de disyuntores.

- Señalización de fallas

En la siguiente tabla se muestran las fallas que se señalizan en esta tarjeta:

Entrada		Salida		
Borne No.	Señal	Borne No.	Señal	Descripción
21	ACLVD = 1	28	YBCLVD = 0	Baja tensión de la corriente alterna
19	PUD = 1	30	IDPUD = 0	Desequilibrio de corrientes de fases
37	SLD = 0	32	YBCLD = 0	Patinaje

Entrada		Salida		
Borne No.	Señal	Borne No.	Señal	Descripción
35	IMOCD = 1	2	YBIMOCD = 0	Sobrecorriente de motor
25	IPROCU = 0	4	YBIPROCU = 0	Sobrecorriente de fase
34	ISOCU = 0	12	YBISOCU = 0	Sobrecorriente de línea
31	ISDFD = 0	14	YBISDFD = 0	Corriente diferencial de línea
33	IMDFD = 0	16	YBIMDFD = 0	Corriente diferencial de motor
	IPSCD1 = 0	18	YBIPSCD1 = 0	Falla en el receptor de la señal P

Esta tarjeta está constituida por circuitos detectores de nivel de diversas señales y su funcionamiento es el siguiente.

Detector de sobretensión de línea, OVD2 (OPA2)

La tensión del condensador del filtro, EC (borne No. 11) llega al amplificador OPA2 con signo negativo y se compara con una tensión de referencia dada por las resistencias R21 a R24. Cuando EC es superior al valor de referencia, OPA2 se satura positivamente y OVD2 = 1; esta señal se envía a la tarjeta MN-LOG-8A la cual manda al encendido del tiristor OVCRF, obteniéndose así un frenado eléctrico mixto (regenerativo y reostático).

Detector de tensión de línea en corto circuito, LGS (OPA1-9-10, TR91)

La tensión EC entra a la pata 2 del OPA9 con signo positivo a través de R91; también entra a la pata 3 pero a través del diodo D91, R92, C91 y R91. Normalmente estas tensiones de entrada son casi iguales y la salida de OPA9 es cero, en caso que la tensión de línea se ponga en corto circuito con la masa, la tensión EC bajará rápidamente y la tensión en la pata 2 se hará inferior a la tensión en la pata 3, por lo que la tensión de salida se hace positiva. Si la velocidad de variación de EC es superior a un valor fijado por C91, R93 y R94 el voltaje de salida de OPA9 provocará la saturación negativa de OPA10 (LGS = 0); esta información se envía a la tarjeta MN-LOG-9A, la cual manda la apertura del circuito de potencia.

Cuando el manipulador se encuentra en posición Neutra, en el borne No. 15 aparece la señal LGDDSCG con un valor positivo saturando el transistor TR91, con lo cual se descarga rápidamente el capacitor C91, dejándolo en condiciones iniciales nulas.

Detector de baja tensión de corriente alterna, ACLVD (OPA7, PH71, TR72 y TR73)

En los bornes Nos. 7 y 8 entra la tensión de corriente alterna proveniente de la Fuente de Poder que alimenta al bloque de control. Esta tensión se rectifica, se filtra y se compara con una referencia dada por las resistencias R73, R74 y VR71. La comparación se realiza en el amplificador OPA7; en condiciones normales la salida de éste es negativa. Cuando la tensión de alterna se hace inferior al valor representado por la referencia, la salida de OPA7 se hace positiva y provoca la saturación

de TR71 y de PH71, y el bloqueo de TR72, con lo cual, ACLVD = 1. Esta información se envía a la tarjeta MN-LOG-9A la cual manda el apagado del Chopper. Además al saturarse TR71 el transistor TR73 cambia de estado y se bloquea, provocando la desenergización del relevador ACLVR que está conectado al colector de este transistor; esta desenergización ocasiona la apertura del circuito de potencia.

A fin de permitir el cierre del circuito de potencia sólo cuando exista una alimentación de corriente alterna estable, se temporiza la energización de ACLVR por medio del capacitor C73.

Detector de patinaje, ELD (OPA4, OPA5)

Cuando existe un patinaje se produce una diferencia de tensión entre las dos ramas de motores, ΔEM ; esta señal, proveniente de la carta MN-FDB-2A, entra por el borne No. 13 y se compara con una referencia fijada por las resistencias R41, R42 y R43. Cuando esta última es inferior a ΔEM , OPA4 se satura positivamente. Si el amplificador permanece saturado un tiempo superior al fijado por R47 y C42, el amplificador OPA5 se satura negativamente y ELD = 0.

Esta información pasa a la tarjeta MN-LOG-9A en donde se ordena la apertura del circuito de potencia.

Inhibición del pulso de encendido, CPLK

Al inicio del funcionamiento del convertidor estático, una vez que la tensión de +15 volts está presente, se inhibe el mando del encendido de los tiristores principales del chopper durante un tiempo en el que se asegura la estabilización del voltaje de polarización de +15 volts.

Proveniente de la fuente de poder, por el borne 21 entra la tensión de +15 volts; durante el tiempo establecido por C131, R131, R132 y la impedancia presentada por los transistores TR131 y TR132, éstos se encuentran saturados, por lo que la señal CPLK = 0. Esta información se envía a la tarjeta MN-DGC-5A, donde se realiza la inhibición del mando del encendido en los tiristores.

Una vez transcurrido el tiempo antes mencionado, TR131 y TR132 se bloquean, CPLK = 1, con lo que se suprime la inhibición.

Detector de Baja Tensión del condensador del filtro, LVD (OPA6)

Si, durante el frenado reostático, la tensión del condensador del filtro EC disminuye, la capacidad de extinción de

los tiristores principales también disminuye, por lo cual es necesario vigilar dicha tensión.

La señal EC se compara con una referencia fijada por R61, R62, R63 y R64 en OPA6. Cuando EC se hace inferior a esta referencia, OPA 6 se satura negativamente y $\overline{LV6} = 0$. Esta información se envía a la tarjeta MN-LOG-8A en donde se ordena el apagado del chopper. Además, si en estas condiciones no existe autorización de recuperación, se manda la apertura del circuito principal.

Detector de sobre flujo, \overline{OFD} (OPA3)

La medida de tensión en las ramas de los motores EM1 y -EM2, provenientes de la tarjeta MN-FDS-2A, entran por los bornes 17 y 19 respectivamente. La mayor de estas señales, $EMMAX$, se compara con EC en OPA3.

Cuando $EMMAX$ es superior a EC OPA3 se satura negativamente y $\overline{OFD} = 0$. Esta información se envía a la tarjeta MN-LOG-8A en la que se ordena la apertura del circuito de potencia.

Esta acción es necesaria pues, de acuerdo con las características de los generadores de corriente directa con excitación serie, si la tensión de la línea se hace inferior a la tensión de los generadores, éstos no se pueden controlar.

Detector de sobretensión del motor, \overline{MOV} (OPA11)

Si durante el frenado la tensión $EMMAX$, se hace superior a un valor de referencia fijado por R11L R112 y R113, OPA11 cambia de estado y $\overline{MOV} = 1$. Esta señal se envía a la tarjeta MN-LOG-8A en donde se manda el encendido de una lámpara de señalización.

CIRCUITO DE LAMPARAS DE MONITOREO (Plano: HU40015)

En esta tarjeta se señaliza el funcionamiento de los detectores de fallas. Cuando cualquiera de las señales de entrada tienen un valor igual a cero volts la alimentación de PS encenderá el indicador (LED) correspondiente. Existe un botón, PSW, que permite verificar el estado en que se encuentran estos indicadores; cuando éste se pulsa se les da directamente a todas las entradas un nivel de tensión de cero volts.

Las fallas que se señalizan en esta tarjeta se muestran en la siguiente tabla:

IMOC	Indicador de sobrecorriente de motor
IPHOC	Indicador de sobrecorriente de fase
EMOVD	Indicador de sobretensión de motor
EMOFP	Indicador de sobreflujo de motor
OVD	Indicador de sobretensión de línea
ISOC	Indicador de sobrecorriente de línea
ISDFD	Indicador de corriente diferencial de línea
IMDFD	Indicador de corriente diferencial de motor
PSGD	Indicador de falla de la señal P
TBF	Indicador de falla del mando tracción frenado
OVAR	Indicador de funcionamiento del relevador de sobretensión
CSF	Indicador de falla del sistema de enfriamiento

ACLVD	Indicador de baja tensión de C.A.
IPHUCD	Indicador de desbalanceo de corriente de fase
SLPD	Indicador de patinaje
PBIA	Indicador de falla del conmutador tracción frenado

TARJETA MM-LOG-8A HJ12872

En esta tarjeta se realizan las siguientes funciones:

- Mando de apagado del chopper ($\overline{\text{CHOFF}} = 0$).

El apagado del chopper se ordena cuando existen cualquiera de las siguientes condiciones:

- a).- Baja tensión de línea, $\overline{\text{LVD}} = 0$ (borne No. 41)
- b).- Sobretensión de línea por más de 0.3 seg. durante el frenado regenerativo, $\text{OVD2} = 1$ (borne No. 9) y $\text{RAR} = 0$ (borne No. 39)
- c).- Señal P5 inferior a 4.5 volts, $\text{Y} = 1$ (borne No. 25)
- d).- Baja tensión de corriente alterna, $\text{Y} = 1$
- e).- Cortocircuito de la tensión de línea, $\text{Y} = 1$

- Mando de encendido del Tiristor OVCRF, señal OVDON.

El encendido del tiristor se ordena cuando durante el frenado, existen cualquiera de las siguientes condiciones:

- a).- Sobretensión de línea, $\text{OVD1} = 1$ (borne No. 5)
- b).- Sobreflujo durante el frenado regenerativo, $\text{OFD} = 0$ (borne No. 11)
- c).- No autorización de recuperar, $\overline{\text{RAR}} = 0$

- Apertura del circuito principal, señal OVART

La apertura del circuito principal se ordena cuando existen cualquiera de las siguientes condiciones:

- a).- Sobreflujo durante el frenado regenerativo, señal OVART.
- b).- Sobretensión de línea durante el frenado, señal OVART.

- Apertura del interruptor LBI, señal LBOPRT.

Esta apertura se ordena cuando existe imposibilidad de recuperar durante el frenado siendo la corriente de los motores superior a 150 amperes, señal LBOPRT.

- El resto de las funciones que se realizan en esta tarjeta, se muestran en la siguiente tabla:

ENTRADA	BORNE	SALIDA	BORNE	DESCRIPCION
BLK = 0 8 THAB = 1	37 8	YBCSF = 0	4	Indicador del sistema de enfriamiento.
OVAR = 0	29	YDOVD = 0	6	Indicador de sobretensión del condensador de filtro
KDT = 0	33	KDTI = 0	10	Pruebas de baja frecuencia
LV0 = 0 RAN = 0 y BL3 = 0	41 39 15	LVDOFF = 0	34	Baja tensión del condensador de filtro
BLJ = 0 y OVD1 = 0	15 5	BLA = 0	32	
RAN = 0 BL3 = 0 y CD1 = 1	39 15 3	IPDOWN = 1	24	Disminución de IPB al equivalente a un tercio de F3
RAN = 0 y BL3 = 0	39 15	X = 1	16	No autorización de recuperar
MOVD = 1 y RBS = 1	31 27	YDOVD = 0	10	Indicador de sobretensión del motor
OPD = 0 RAN = 1 y RBS = 1	11 39 27	YOPD = 0	10	Indicador de sobreflujo del motor
OVD2 = y RBS = 1	9 27	YDOVD = 0	14	Indicador de sobretensión de línea

TARJETA MN-CRF-3A HJ12876

Esta tarjeta contiene circuitos que permiten, al existir una señal de entrada, la energización de relevadores de protección del circuito de potencia. El funcionamiento de estos circuitos es idéntico, al cual se describe a continuación:

Al presentarse una señal en la base del transistor TR, ésta se satura induciendo un impulso en el secundario del transformador T, que provoca la conducción del tiristor CRF, estableciéndose así la tierra que permite la energización del relevador asociado a este circuito.

En la siguiente tabla se presentan las señales de entrada a los circuitos y los relevadores controlados por ellos.

No. Pata	Señal de entrada	Relevador	Función
21	RB2T	RB2	Puenteo del Chopper en tracción
41	OCRT	OCR	Apertura del circuito de potencia
39	LBOPRT	LBOPR	Apertura del circuito de potencia
37	OVART	OVAR	Apertura del circuito de potencia
35	OPRT	OPR	Apertura permanente del circuito de potencia
33	OPRT	OPR	Apertura temporal del circuito de potencia

TARJETA DETECTOR DE VELOCIDAD (HA66173)

El objeto de esta tarjeta es calcular la velocidad del tren a partir de la información proporcionada por un tacogenerador. Está compuesta por los siguientes circuitos:

- Circuito Convertidor Frecuencia-Tensión: (OPA1, TR11, TR12, TR13, TR14, OPA2 y OPA3)

A través de los hilos 236 y 238 se recibe la información de un tacogenerador, el cual está acoplado a la flecha del motor de tracción. La frecuencia de esta señal, de forma senoidal, es directamente proporcional a la velocidad del tren.

Esta señal, cuya amplitud es limitada por los diodos Zener-DZ11 y DZ12, se convierte en una onda cuadrada por el operacional OPA1.

Cuando la salida de OPA1 es positiva, TR11 conduce y TR12 se bloquea durante el tiempo que dura la carga de C14, a través de R19, D11, D12, y TR11; TR13 invierte la señal del colector de TR12. La resistencia R17 proporciona una realimentación hacia TR11 y permite la carga efectiva de C14, consiguiéndose una duración constante de los pulsos a la salida de TR13. Esta señal se introduce a TR14, el cual conducirá o se bloqueará según TR13 lo haga; cuando TR14 conduce, C15 se carga; cuando está bloqueado, C15 se descarga a través de RV11 y R28, obteniéndose así en RV11 una tensión de directa proporcional a la frecuencia de entrada.

En OPA2 se filtra y se cambia de signo la señal obtenida de RV11, y se ajusta el nivel de cero volts de salida cuando la velocidad es nula, mediante OPA3 se vuelve la señal al signo positivo.

- Circuito Detectores de Nivel de Velocidad: (OPA4 a 8)

Existen cinco detectores, actuando cada uno de ellos a diferentes valores de velocidad; su funcionamiento es idéntico por lo que únicamente se describirá uno de ellos:

Por la pata No. 2 de OPA4 se introduce la señal proveniente del convertidor frecuencia-tensión; cuando ésta crece a un valor mayor que el de la referencia dada por RV51 y R56 a R58, con la cual se está comparando, OPA4 se satura negativamente, TR111 y TR112 se bloquean y los relevadores RV0 y RV1 se desenergizan. RV1 abre su contacto 141-T, el cual envía la información de la velocidad detectada.

El contacto de RV0 introduce a la resistencia R211, la cual limita la corriente que circula por RV1.

La siguiente tabla muestra los valores de velocidad a la cual desenergiza cada relevador cuando ésta aumenta y la velocidad a la que energizan cuando ésta disminuye.

OPERACIONAL	RELEVADOR	VALOR DE DEENERGIZACION (VELOCIDAD CRECIENTE) (KPH)	VALOR DE ENERGIACION (VELOCIDAD DECRECIENTE) (KPH)
OPA 4	RV1	3	1.5
OPA 5	RV2	9	6
OPA 6	RV3	18	12
OPA 7	RV4	28	24
OPA 8	RV5	65	60

Para la polarización de estos circuitos esta tarjeta cuenta con una fuente de alimentación propia constituida por un circuito oscilador, un transformador con diferentes taps en el secundario y reguladores de tensión integrados. Las tensiones proporcionadas por esta fuente son +24 v, +15 v, -15 v.

Diagrama del Circuito de-Potencia HJ07931

El circuito de potencia está compuesto básicamente por:

- Filtro de Línea
- Motores de Tracción
- Reactores de Alisamiento
- Chopper
- Campo AVF
- Interruptores, conmutadores, elementos de medición y de protección.
- Filtro de Línea, FL y CF

Durante la operación del chopper se generan corrientes con forma de onda rectangular, las cuales poseen una gran cantidad de armónicas que pueden causar interferencias en las señales que fluyen a través de la línea de alimentación. Además, dado que la tensión de la línea tiene un valor de alto voltaje de rizo, es necesario proteger también al equipo de control; por lo tanto se requiere utilizar un filtro entre la línea de alimentación y el equipo de control.

Este filtro está constituido por el inductor FL y el condensador FC.

- Motores de Tracción

Cada carro matriz posee cuatro motores con excitación serie conectados permanentemente en serie-paralelo. Estos motores son controlados por un mismo circuito de mando local. Durante la etapa de frenado los motores trabajan como generadores con excitación serie con una permutación de los campos entre ambas ramas.

- Reactores de Alisamiento

Los motores se encuentran conectados a las dos fases del Chopper a través de reactores de alisamiento, con lo cual se logra el equilibrio de corrientes en los recortadores. Estos reactores, asociados con los diodos de vía libre FWD, aseguran la continuidad de la corriente en los motores durante la fase de no conducción del chopper.

- Chopper

Este equipo permite, a partir de una fuente de corriente continua, alimentar una carga con una tensión continua y regulable desde un valor cero hasta el voltaje nominal.

Cada fase del chopper está constituida básicamente por cuatro tiristores de conducción inversa, un condensador de extinción, dos bobinas saturables, cuatro bobinas de alisamiento y una resistencia de precarga del condensador de extinción.

- Campo AVF

El devanado de campo de los motores está dividido en dos secciones: el campo serie y el campo AVF, este último se encuentra en serie con los diodos de vía libre FWD.

El campo serie se mantiene constante a diferencia del campo AVF, el cual varía inversamente proporcional al ángulo de conducción del chopper; es decir, que el máximo puenteo de campo se tiene cuando el ángulo de conducción es máximo. Por lo tanto, se tiene un control automático del campo. El diodo AFWD permite la continuidad de corriente en el campo AVF durante la fase de conducción del chopper.

- Interruptores, conmutadores, elementos de medición y de protección.

El circuito de potencia cuenta con diversos interruptores, cumpliendo cada uno de ellos las siguientes funciones:

LB1.- Interruptor de línea. Conecta el circuito de potencia con la fuente de alimentación

MB1.- Interruptor de disparo ultrarápido. Protege al circuito de potencia contra sobrecorrientes de línea.

LB2.- Interruptores de las ramas de los motores. Permiten la conexión de los motores con el filtro de línea una vez que el condensador de éste se encuentra cargado.

MB2.- Interruptor de disparo ultrarápido. Protege al circuito de potencia contra sobrecorrientes del motor durante el frenado.

Conmutadores:

PA.- Conmutador tracción-frenado. Establece las conexiones correspondientes de los motores para la tracción y para el frenado, y pone fuera de servicio al campo AVF durante el frenado.

FB.- Conmutador de sentido de marcha. Establece las conexiones correspondientes en los motores para el sentido de marcha elegido.

SOLUCION ECUACION No. 1

Elementos de Medición

Los parámetros más importantes del circuito de potencia son medidos y enviados a la lógica de control por medio de transformadores de tensión, DCPT, y transformadores de corriente, DCCT. Estos parámetros y los transformadores usados para su medición son los siguientes:

Transformador	Parámetro
DCCT1	Corriente de motor, rama 1
DCCT2	Corriente de motor, rama 2
DCCT3	Corriente de fase 1
DCCT4	Corriente de fase 2
DCCT5	Corriente diferencial de línea
DCCT6	Corriente de línea
DCCT7	Corriente de AVF
DCPT1	Tensión de línea
DCPT2	Tensión de motor, rama 1
DCPT3	Tensión de motor, rama 2
DCPT4	Tensión diferencial entre ramas de motores

Elementos de Protección

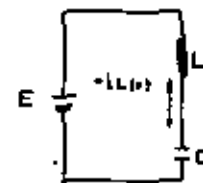
Además de los interruptores de disparo ultrarápido se cuenta con los siguientes elementos de protección:

Fusibles de escobillas SF

Fusibles de tracción MF

Relayador de detección de baja tensión de línea, LYR

Relayador de detección de sobretensión de línea, OVR



$$V_L(t) = L \frac{d[-i(t)]}{dt} \dots \dots \dots (1)$$

$$i_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} \dots \dots \dots (2)$$

$$-L i(t) = -L_C i(t) \dots \dots \dots (3)$$

(2) en (1)

$$V_L(t) = L_C \frac{d^2 V_C(t)}{dt^2}$$

$$E = V_C(t) + V_L(t) = V_C(t) + L_C \frac{d^2 V_C(t)}{dt^2} \dots \dots \dots (4)$$

Las condiciones iniciales del circuito son

$$L_C(0) = 0$$

$$V_C(0) = 0$$

Utilizando el operador D para resolver la ecuación diferencial (4), resulta

$$\frac{E}{L_C} = V_C(t) (D^2 + \frac{1}{L_C})$$

$$D = \pm j \frac{1}{\sqrt{L_C}} \dots \dots \dots (5)$$

$$V_C(t) = V_{CC}(t) + V_{CP}(t) \dots \dots \dots (5)$$

$$V_{CC}(t) = K_1 (e^{+j t / \sqrt{L_C}} + e^{-j t / \sqrt{L_C}}) \cdot$$

$$= K_1 (\cos \frac{t}{\sqrt{L_C}} + j \operatorname{sen} \frac{t}{\sqrt{L_C}} + \cos \frac{t}{\sqrt{L_C}} - j \operatorname{sen} \frac{t}{\sqrt{L_C}}) =$$

$$= 2 K_1 \cos \frac{t}{\sqrt{L_C}} = K \cos \frac{t}{\sqrt{L_C}} \dots \dots \dots (6)$$

$$V_{cp}(t) = E \quad (17)$$

Substituyendo (6) y (7) en (5) obtenemos:

$$V_c(t) = K \cos \frac{t}{\sqrt{Lc}} + E$$

De las condiciones iniciales $V_c(t=0)$, por lo que

$$0 = K + E \Rightarrow K = -E$$

Por lo tanto:

$$V_c(t) = -E \cos \frac{t}{\sqrt{Lc}} + E$$

haciendo $w = \frac{1}{\sqrt{Lc}}$

$$V_c(t) = E(1 - \cos wt) \quad (8)$$

de (2) y (3) tenemos

$$-iL(t) = -Lc(t) = c \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (9)$$

Substituyendo (8) en (9)

$$iL(t) = c \frac{d}{dt} [E(1 - \cos wt)]$$

$$= cwE \sin wt = \frac{c}{\sqrt{Lc}} E \sin wt$$

$$-iL(t) = E \sqrt{\frac{c}{L}} \sin wt$$

SOLUCION ECUACION N. 2

$$E = Lc \frac{d^2 V_c(t)}{dt^2} + V_c(t) \quad (10)$$

Las condiciones iniciales del circuito son

$$iL(0) = 0$$

$$V_c(0) = 2E$$

Utilizando el operador D para resolver la ecuación diferencial (10), resulta.

$$\frac{E}{Lc} = V_c(t) (D^2 + \frac{1}{Lc})$$

$$D = \pm j \frac{1}{\sqrt{Lc}}$$

$$V_{cc}(t) = K_1 (e^{jt/\sqrt{Lc}} + e^{-jt/\sqrt{Lc}}) = K \cos \frac{t}{\sqrt{Lc}} \quad (2a)$$

$$V_{cp}(t) = E \quad (3a)$$

$$V_c(t) = V_{cc}(t) + V_{cp}(t) \quad (4a)$$

Substituyendo (2a) y (3a) en (4a), obtenemos.

$$V_c(t) = K \cos \frac{t}{\sqrt{Lc}} + E$$

Tomando en cuenta las condiciones iniciales

$$2E = K + E \Rightarrow K = E$$

SOLUCION ECUACION N. 3

$$V_c(t) = E + E \cos \frac{t}{\sqrt{Lc}}$$

haciendo $w = \frac{1}{\sqrt{Lc}}$

$$V_c(t) = E(1 + \cos wt) \dots \dots \dots (5a)$$

como $-i_L(t) = -i_c(t) = c \frac{dV_c(t)}{dt} \dots \dots \dots (6a)$

Substituyendo (5a) en (6a)

$$-i_L(t) = c \frac{d}{dt} [E(1 + \cos wt)]$$

$$= - \frac{c}{\sqrt{Lc}} E \sin wt$$

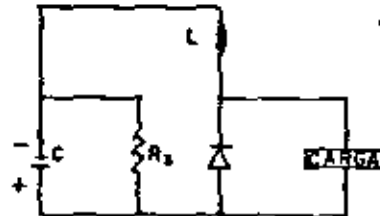
$$i_L(t) = E \sqrt{\frac{c}{L}} \sin wt$$

$$Lc(t) = - [i_L(t) + i_R(t)] \dots (1.1)$$

$$V_c(t) = V_R(t) = V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \dots (1.2)$$

$$i_R(t) = \frac{V_c(t)}{R_3} \dots \dots \dots (1.3)$$

$$i_c(t) = c \frac{dV_c(t)}{dt} \dots \dots \dots (1.4)$$



Condiciones Iniciales

$$i_L(0) = I_m$$

$$V_c(0) = 0$$

Substituyendo (1.2) en (1.4)

$$i_c(t) = Lc \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} \dots \dots \dots (1.5)$$

Substituyendo (1.5) y (1.3) en (1.1)

$$Lc \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} = - \left[i_L(t) + \frac{L}{R_3} \frac{di_L(t)}{dt} \right]$$

$$\frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{1}{R_3 C} \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{1}{Lc} i_L(t) = 0 \dots \dots \dots (1.6)$$

Utilizando el operador D para resolver la ecuación (1.6) resulta

$$(D^2 + \frac{1}{R_3 C} D + \frac{1}{Lc}) i_L(t) = 0$$

$$D = \frac{-\frac{1}{R_3 C} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{R_3 C}\right)^2 - \frac{4}{Lc}}}{2} \quad \text{pero } R_3 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$D = \frac{-\frac{1}{R_3 C} \pm \sqrt{\frac{4}{Lc} - \frac{4}{Lc}}}{2} \Rightarrow D_{1,2} = -1/2 R_3 C$$

haciendo $\tau = 2 R_3 C = \sqrt{Lc}$

$$D_{1,2} = -1/\tau$$

La solución de la ecuación diferencial (1.6) será

$$i_L(t) = (C_1 + C_2 t) e^{-t/\tau}$$

Utilizando las condiciones iniciales para calcular las constantes C_1 y C_2

En $t=0$ $i_L(0) = I_m$

$$C_1 = I_m$$

$$V_c(t) = L \frac{d i_L(t)}{dt} = L \left[-\frac{I_m}{\tau} e^{-t/\tau} + C_2 e^{-t/\tau} - C_2 \frac{t}{\tau} e^{-t/\tau} \right]$$

en $t=0$ $V_c(0) = 0$

$$C_2 = \frac{I_m}{\tau}$$

$$\therefore i_L(t) = I_m e^{-t/\tau} + \frac{I_m}{\tau} t e^{-t/\tau}$$

$$i_L(t) = I_m e^{-t/\tau} \left(1 + \frac{t}{\tau} \right) \dots \dots \dots (1.7)$$

$$V_c(t) = L \frac{d i(t)}{dt} = L \frac{d}{dt} \left[I_m e^{-t/\tau} \left(1 + \frac{t}{\tau} \right) \right] \dots$$

$$V_c(t) = -\frac{L}{\tau} I_m e^{-t/\tau} - \frac{L}{\tau} I_m t e^{-t/\tau} + \frac{L}{\tau} I_m e^{-t/\tau}$$

$$V_c(t) = -\frac{L}{\tau} I_m t e^{-t/\tau}$$

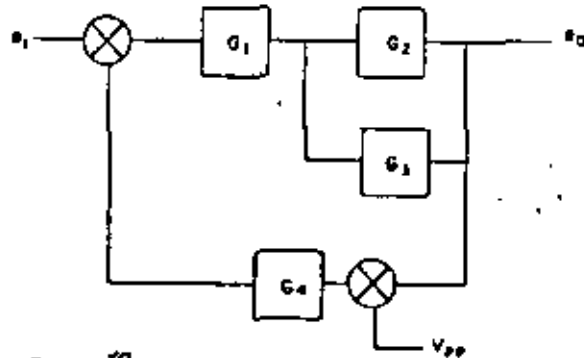
recordando que $\tau = \sqrt{Lc}$, obtenemos

$$V_c(t) = -\frac{L}{\sqrt{Lc}} I_m \frac{t}{\tau} e^{-t/\tau}$$

$$V_c(t) = -I_m \sqrt{\frac{L}{c}} \frac{t}{\tau} e^{-t/\tau}$$

ANEXO B (Tarjeta: HJ12865).

- Análisis de ganancia.



donde: $G_1 = \frac{10}{15}$

$G_2 = 2$

$G_3 = \frac{10}{10+10+1.8} = \frac{10}{21.8}$

$G_4 = \frac{1000}{27}$

$(e_1 G_1 + e_0 G_3) G_4 = e_0$

$e_1 G_1 G_4 = e_0 - e_0 G_3 G_4$

$\frac{e_0}{e_1} = \frac{G_1 G_4}{1 - G_3 G_4} = \frac{\frac{10}{15} (2)}{1 - (2) \frac{10}{21.8}} = 16.148 = K_1$

si $e_0 < V_{pp}$ $(I_{pp} - I_m) K_1 = e_0$

si $e_0 > V_{pp}$ $(I_{pp} - I_m + e_n) K_1 = e_0$

donde $e_n = (V_{pp} - e_0) K_2$; sustituyendo y despejando e_0 :

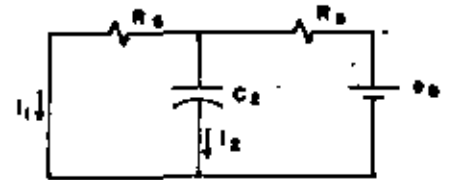
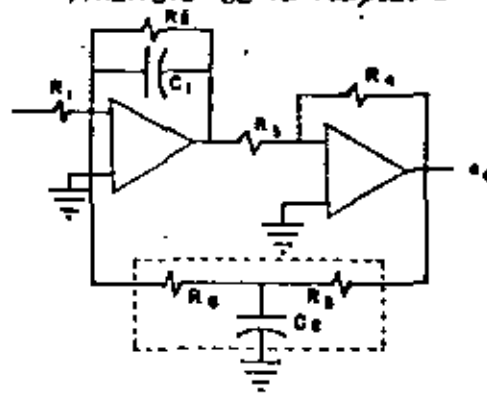
$$e_0 = \frac{I_{pp} - I_m}{1 - K_1 K_2} - \frac{V_{pp} K_1 K_2}{1 - K_1 K_2}$$

$K_1 K_2 \approx 16 \left(\frac{1000}{27} \right) \approx 592$ entonces

$$-e_0 = \frac{I_{pp} - I_m}{592} + V_{pp}$$

$\therefore e_0 \approx V_{pp}$

- Análisis de la respuesta en el tiempo.



$e_0 = (i_1 + i_2) R_2 + i_1 R_L$

$i_1 R_L = \frac{1}{C_2} \int i_2 dt$ usando variable compleja

$E_0 = (I_1 + I_2) R_2 + I_1 R_L$; $I_1 R_L = \frac{1}{C_2 s} I_2$

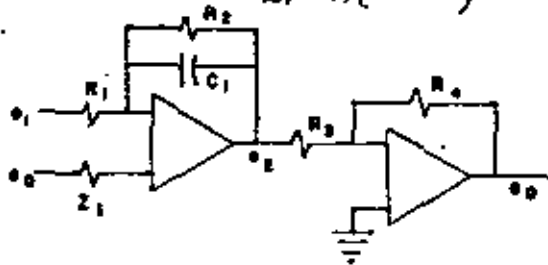
de donde:
$$I_1 = \frac{E_0}{R_2 + R_L + C_2 R_2 R_L s}$$

$$\frac{E_0}{E_1} = Z_1 - (R_3 R_4) \left(1 + \frac{R_2 R_1 C_2}{R_3 + R_4} s \right)$$

haciendo: $A = R_3 + R_4$

$$T = \frac{R_2 R_1}{R_3 + R_4} C_2$$

$$Z_1 = A(1 + Ts)$$



$$E_2 = -\frac{R_2}{1 + C_1 R_2 s} \left(\frac{E_1}{R_1} + \frac{E_0}{Z_1} \right)$$

$$\frac{E_1}{R_1} + \frac{E_0}{Z_1} = -\frac{E_2}{\frac{R_2}{1 + C_1 R_2 s}} \quad \text{como } R_3 = 2R_2$$

$$E_0 = 2E_2 \quad \text{haciendo } A_1 = R_2 \quad T_1 = C_1 R_2$$

$$\frac{E_1}{R_1} + \frac{E_0}{Z_1} = \frac{1}{2} \frac{E_0}{\frac{R_1}{1 + T_1 s}} = \frac{E_1}{R_1} + \frac{E_0}{A(1 + T_1 s)}$$

$$E_0 \left(\frac{1 + T_1 s}{2A_1} - \frac{1}{A(1 + T_1 s)} \right) = \frac{E_1}{R_1}$$

$$\frac{E_0}{E_1} = \frac{1}{R_1 \left(\frac{1 + T_1 s}{2A_1} - \frac{1}{A(1 + T_1 s)} \right)}$$

$$\frac{E_0}{E_1} = \frac{2A_1 A_2 (1 + T_2 s)}{R_1 A_2 (1 + T_1 s)(1 + T_2 s) - 2A_1 R_1} = G(s)$$

Para: $R_1 = R_{11} = 15 \text{ k}\Omega$

$$R_2 = R_{12} = R_3 = R_{21} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = R_{22} = 20 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = R_{23} = R_{24} = 11.8 \text{ k}\Omega$$

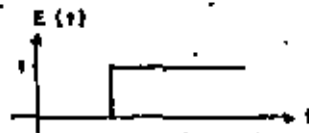
$$R_6 = R_{25} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = C_{11} = 4.7 \mu\text{F}$$

$$C_2 = C_{21} = 47 \mu\text{F}$$

$$G(s) = \frac{1}{3.91} \left(\frac{94.6}{s + 24.932} + \frac{16.43}{s + 0.278} \right)$$

Para una entrada $E(s) = \frac{1}{s}$



$$\int (E(s)G(s)) = \frac{1}{3} \left(0.97(1 - e^{-24.93t}) + 16.12(1 - e^{-0.278t}) \right)$$

Por ejemplo:

Para una entrada igual a 0.5V, la salida alcanza 4V en un tiempo

$$4 = 0.5 \times 0.97(1 - e^{-24.93t}) + 0.5 \times 16.12(1 - e^{-0.278t})$$

$$t = 2.33 \text{ seg.}$$

ANEXO C

DIMENSIONAMIENTO DE LA RESISTENCIA DE APOYO PARA EL FRENADO REOSTATICO

Se considera que la máxima tensión de línea permitida durante el frenado es $U_L = 850$ volts.

La corriente de línea es:

$$I_L = (I_{M1} + I_{M2}) (1 - \alpha)$$

Si se desea que la capacidad del frenado reostático sea 1/3 del grado de frenado F3, I_L máxima será:

$$I_{Lmax} = 1/3 (I_{M1} + I_{M2}) (1 - \alpha) = 1/3(540 + 540)(1 - 0.1)$$

$$I_{Lmax} = 324 \text{ Amps.}$$

Para un arreglo de 4 resistencias en paralelo

$$\frac{324}{4} = 81 \text{ Amps.}$$

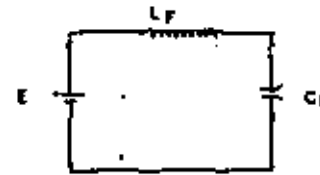
$$R = \frac{V}{I} = \frac{850}{81} = 10.49 \Omega$$

Se hará

$$R = 11.5 \Omega$$

DIMENSIONAMIENTO DEL FILTRO DE ENTRADA

$$E = L \frac{di_L(t)}{dt} + v_c(t)$$



$$L_L(t) = L_C(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt}$$

$$E = L_C \frac{d^2 v_c(t)}{dt^2} + v_c(t)$$

$$\frac{E}{L_C} = v_c(t) \left(\omega^2 + \frac{1}{L_C} \right)$$

$$D = \pm j \frac{1}{\sqrt{L_C}}$$

$$v_{cb}(t) = K \left(e^{j \frac{t}{\sqrt{L_C}}} + e^{-j \frac{t}{\sqrt{L_C}}} \right) = K \left(\cos \frac{t}{\sqrt{L_C}} + j \sin \frac{t}{\sqrt{L_C}} + \cos \frac{t}{\sqrt{L_C}} - j \sin \frac{t}{\sqrt{L_C}} \right)$$

$$v_{cb}(t) = K \cos \frac{t}{\sqrt{L_C}}$$

$$v_{cp}(t) = E$$

$$v_c(t) = v_{cb}(t) + v_{cp} = K2 \cos \frac{t}{\sqrt{L_C}} + E$$

Condiciones iniciales; $i = 0 \quad v_c(0) = 0 \Rightarrow |K2| = 0$

$$v_c(t) = E \cos \frac{t}{\sqrt{L_C}} + E$$

$$L_C(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} = E \frac{C}{\sqrt{L_C}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_C}} = E \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_C}}$$

$$\therefore I_{cmax} = E \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$E = I_{cmax} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$v_c(t) = I_{cmax} \sqrt{\frac{L}{C}} \cos \frac{t}{\sqrt{L_C}} + E$$

$$I_{c \max} = I_{M1} + I_{M2} = 2(650) = 1300 \text{ A}$$

$$\therefore V_{c \max} = I_{c \max} \sqrt{\frac{L}{C}} + E = 1300 \sqrt{\frac{L}{C}} + 900$$

pero

$$V_{c \max} \leq V_{PRV} \text{ del tiristor} = 2500 \text{ Volts}$$

$$2500 \geq 1300 \sqrt{\frac{L}{C}} + 900 \Rightarrow \sqrt{\frac{L}{C}} \leq 1.23$$

además

$$f = \frac{1}{\sqrt{2\pi LC}} = 6.5 \text{ Hz} *$$

por lo tanto

$$C \geq 1.99 \text{ mF}$$

$$L \geq 3.012 \text{ mH}$$

haciendo

$$C = 2.14 \text{ mF}$$

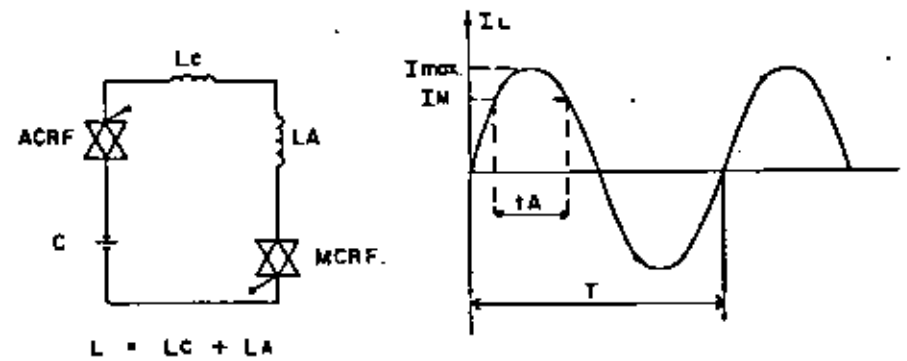
$$L = 2.55 \text{ mH}$$

se cumple

$$\sqrt{\frac{2.4 \text{ mH}}{2.55 \text{ mF}}} = 1.03 < 1.23$$

* frecuencia que no provoca perturbaciones en la línea

DIMENSIONAMIENTO DEL CIRCUITO DE CONMUTACION



Para asegurar que $t_a > T_{off}$ de MCRF a pesar de las pérdidas inherentes al circuito y dado que:

$$I_L = E \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t \dots \dots \dots (1) \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Consideremos que $I_{L \max} = 2.85 I_M$

$$E \sqrt{\frac{C}{L}} = 2.85 I_M \dots \dots \dots (2)$$

$$I_L = 2.85 I_M \sin \omega t$$

cuando $I_L = I_M$

$$\sin \omega t = \frac{1}{2.85} \Rightarrow \omega t = \sin^{-1} \frac{1}{2.85} = 20.54^\circ$$

$$2A = (180^\circ - 2(20.54^\circ)) = 138.9^\circ = 0.7718 \pi$$

$$T = 2\pi, \quad 2A = 0.7718 \pi$$

$$T = 2.59 2A = 2 \pi \sqrt{LC}$$

$$2.59 2A = 2 \pi L \sqrt{\frac{C}{L}} \dots \dots \dots (3)$$

③

④

A N E X O D

TIRISTORES DE POTENCIA DE CONDUCCION INVERSA

El tiristor de conducción inversa, es un tiristor que - - tiene un rectificador integrado conectado en antiparalelo, como se muestra en la fig. No. 1, y presenta las siguientes ventajas con respecto a los convencionales:

- a).- Facilidad de diseñar dispositivos de bloqueo de alto voltaje con una alta velocidad de conmutación.
- b).- Capacidad de realizar circuitos chopper e inversores simples y compactos al eliminarse el diodo de realimentación exterior.
- c).- Capacidad de realizar circuitos de conmutación pequeños eliminando las inductancias de alineamiento en la rama del diodo de realimentación y así disminuir el tiempo de polarización en inversa.

Por lo anterior, el uso del tiristor de conducción inversa es altamente atractivo para dispositivos de conmutación de alta potencia, inversores y recortadores, y su desarrollo está ligado estrechamente a sus aplicaciones.

Substituyendo (3) en (2)

$$E \frac{2.59}{2\pi} \frac{IA}{L} = 2.85 I_M$$

$$L = \frac{2.59 IA}{2\pi \times 2.85} \frac{E}{I_M} = 0.14 IA \frac{E}{I_M}$$

de (3)

$$\frac{C}{L} = \left(\frac{2.59}{2\pi} \right)^2 \frac{IA^2}{L^2}$$

$$C = \left(\frac{2.59}{2\pi} \right)^2 \frac{IA^2}{L} = \left(\frac{2.59}{2\pi} \right)^2 \frac{IA^2}{0.14 IA \frac{E}{I_M}}$$

$$C = 1.21 IA \frac{I_M}{E}$$

De las condiciones de diseño tenemos

$$T = 2\pi = 160 \mu s \quad \text{y} \quad IA = 140^\circ = 62.22 \mu s$$

Por lo tanto.

$$C = 1.21 \times 62.22 \frac{650}{900} = 58.17 \mu F$$

$$L = 0.14 \times 62.22 \frac{900}{650} = 12.06 \mu H$$

se hará

$$C = 63 \mu F \quad \text{y} \quad L = 10.4 \mu H$$

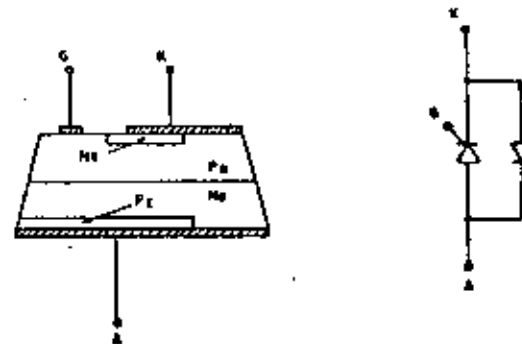


Fig. No. 1.- Estructura y diagrama esquemático del tiristor de conducción inversa.

En el diseño de dispositivos de gran potencia existen problemas muy difíciles, los más importantes son los siguientes:

- 1.- El diseño de tiristores con características de mayor voltaje de bloqueo y más rápida conmutación radunda en una disminución de la capacidad de corriente (debido a la alta resistividad del Silicio utilizado).
- 2.- Los dispositivos de gran potencia deben tener una mayor capacidad de conmutación y consecuentemente la ganancia de corriente α del transistor formado por las uniones npn debe ser diseñada para ser baja. Por otra parte, cuando α es baja, el tiristor puede destruirse debido a la corriente de avalancha descargada al encenderse.

A fin de resolver estos problemas, la estructura pn^+npn y una nueva estructura de la compuerta (gate) fueron desarrolladas.

Estructura de tiristores de potencia de conducción inversa

1.- Estructura pn^+npn

La estructura pn^+npn es utilizada para los tiristores de alto voltaje de conducción inversa con un voltaje de bloqueo mayor a 2500 V. En la fabricación de tiristores de rápida conmutación, el oro es añadido a una oblea de Silicio con el fin de reducir el tiempo de apagado y se requiere una alta densidad del oro para acortar este tiempo. Por otra parte, en el diseño de tiristores, la densidad de impurezas en la capa central de base (N_B) debe ser reducida para obtener un voltaje de bloqueo V_B más alto, ya que entre estos se observa la siguiente relación

$$V_B \propto N_B^{-1/2}$$

En el caso de tiristores de conmutación rápida con voltaje de bloqueo ordinario, la densidad de impurezas es más alta que la densidad del oro (N_{Au}) en la capa central de base ($N_B \gg N_{Au}$)

Sin embargo, cuando el objetivo es un voltaje de bloqueo alto, la densidad de impurezas N_B será equivalente a la densidad del oro N_{Au} ($N_B \approx N_{Au}$) y en algunos ($N_B < N_{Au}$). Entonces la resistividad (ρ_B) de la capa central de base se incrementará hasta la del Silicio cuando $N_B \ll N_{Au}$.

En la figura No. 2 se muestra la relación entre voltaje de avalancha de ruptura y la resistividad de la capa central de base N.

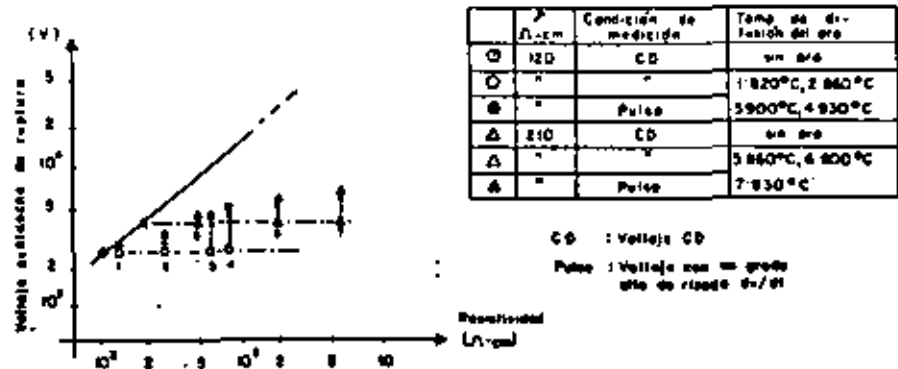


Fig. No. 2.- Voltaje avalancha de ruptura contra resistividad de la capa central de base N con difusión de oro.

En la fig. No. 3 se muestra la resistividad del dispositivo antes y después de la difusión del oro.

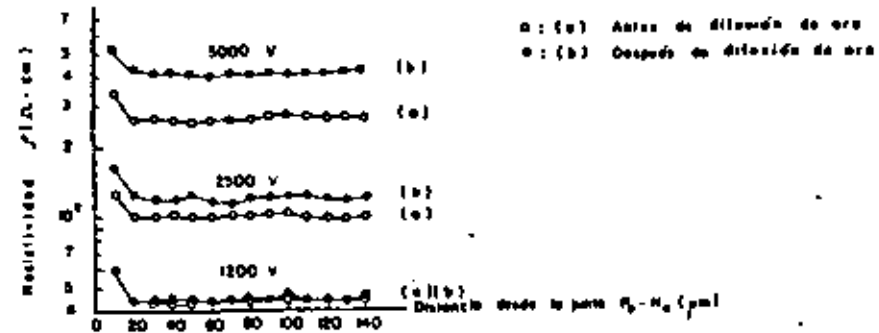


Fig. No. 3.- Cambio de resistividad en la capa central de base N debido a la difusión del oro

Se Confirman los siguientes hechos:

- 1).- Cuando el voltaje de CD es apitado

El voltaje avalancha de ruptura V_B y el ancho de la capa de recombinación W_B son casi los mismos tanto como lo eran antes de la difusión del oro y determinado por la resistividad de la capa de base f sin añadir oro.

- ii). - Cuando un voltaje con gran rango de incremento de dv/dt es aplicado.

Estos dependen de la resistividad ρ_n incrementada, es decir, el voltaje de ruptura es más alto y el ancho de la capa de recombinación es mayor que aquellas en donde se aplica el voltaje de C.D.

Estos resultados coinciden con la idea de que el oro es eléctricamente neutral en la capa de recombinación y actúa como un aceptor en la capa tipo N. Esto indica que, en el diseño de tiristores de rápida conmutación y alto voltaje, el espesor de la capa de base N debe ser determinada a partir de la resistividad ρ_n después de la difusión del oro para prevenir que el voltaje de bloqueo sea disminuido debido al fenómeno de avalancha cuando un alto dv/dt es aplicado. Esto significa que un tiristor de potencia contiene tanto oro como densidad de impurezas y debe ser fabricado con una capa base N más gruesa que aquella de un tiristor sin compuesto de oro.

En un tiristor normal la caída de voltaje en la capa de base N se relaciona con el espesor de la misma en la siguiente proporción $\propto (W_{NB}^2/L_p)$, donde L_p es la longitud de difusión de agujeros y W_{NB} es el espesor de la capa base N. Este hecho provoca una disminución de la capacidad de corriente.

Las características de la estructura pn^+npn permiten eliminar este problema. En la estructura pn^+npn no existe disminución del voltaje de bloqueo causado por el fenómeno de avalancha por que la capa n^+ proporciona a la capa de recombinación un ensanchamiento adicional después de que ésta ha alcanzado esta capa. Por lo tanto, el espesor de la capa de base N puede ser disminuido. La fig. No. 4 ilustra el voltaje de ruptura en relación con el espesor de la capa de recombinación, para juntas pn y pn^+ .

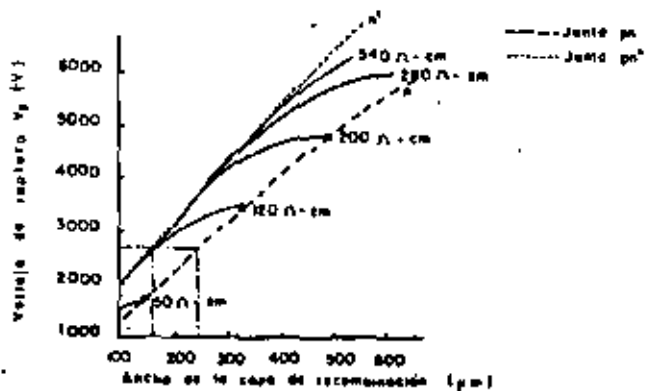


Fig. No. 4.- Voltaje de avalancha de ruptura V_B contra el ancho de la capa de recombinación para la estructura pn y pn^+

Así esta estructura hace posible diseñar el dispositivo de alto voltaje de bloqueo, con un voltaje bajo de caída en el estado de conducción tanto como una rápida conmutación.

2.- Estructura del Gate

En el diseño de tiristores de potencia de conducción inversa la falla por ruptura debido a la corriente de avalancha durante el tiempo de encendido debe ser tomada en cuenta.

Como se sabe, esta ruptura resulta por un calentamiento local en una pequeña área de encendido inicial (un punto caliente) debido a la concentración de pérdidas de energía en el momento de encendido. Las pérdidas de energía en el inicio de la conducción (P_{on}), si $C-R \gg 1$ tr, pueden ser aproximadas por:

$$P_{on} = \frac{V_{DO}^2}{R} (1 - e^{-2t/tr}) e^{-2t/tr}$$

donde C es la capacitancia y R la resistencia del tiristor, V_{DO} es el voltaje de ánodo al inicio de la conducción, tr es el incremento de tiempo de conducción y t es el tiempo desde el inicio de la conducción.

P_{on} tiene un valor pico en $t = \frac{1}{2} tr$ ($\approx 0.5 \mu s$) y se incrementa directamente proporcional a V_{DO}^2 e inversamente proporcional a R .

En aplicaciones comunes de tiristores, la resistencia R puede ser escogida bastante alta para prevenir al dispositivo de la ruptura debido a la corriente de avalancha. Sin embargo, en el caso de tiristores de conducción inversa, en la conmutación, el rango de incremento de voltaje en el estado de apagado (dv/dt), también depende de R en la relación de

$$dv/dt = \frac{1}{C} i + (di/dt)R$$

donde i es la corriente de recuperación de la parte del diodo.

Por lo tanto, R debe ser mantenida baja para suprimir el incremento de (dv/dt) dentro de un rango de valores para evitar la falla por el voltaje de bloqueo en la conmutación, pero este valor bajo de R incrementará P_{on} .

Así, el problema de ruptura debido a la corriente de avalancha es importante en el diseño y aplicaciones de tiristores de conducción inversa.

Es obvio que la ruptura debido a la corriente de avalancha es extremadamente dependiente del tamaño del área de conducción inicial. La fig. No. 5 muestra la relación entre el incremento de temperatura y el tamaño inicial del área de conducción.

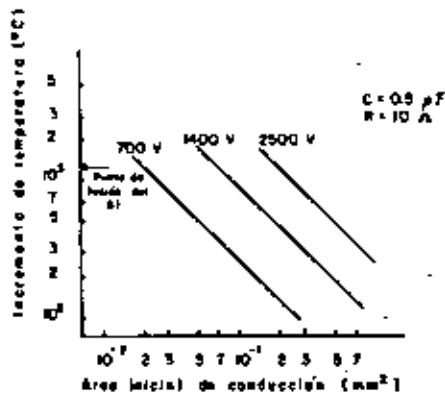


Fig. No. 5.- Incremento de temperatura contra el área inicial de conducción.

La gráfica fue calculada con un tiristor de $C = 0.5 \mu F$ y $R = 10 A$ con el incremento del tiempo de conducción $1 \mu s$. El resultado indica que el tamaño del área de conducción inicial es un factor muy importante a la ruptura y la formación de puntos calientes con una pequeña área menor de cerca de $1 mm^2$ deben ser evitados, no obstante que el límite es muy dependiente de las condiciones de operación.

Es bien sabido que un punto caliente es formado en un punto a lo largo del anillo de la cara del cátodo con el electrodo del gate y fue encontrado que la existencia de diferencias en el tiempo de retardo del encendido en el área del emisor a lo largo del anillo, permite la formación de estos puntos calientes.

Esto es, si existe cualquier área pequeña donde el tiempo de retardo de encendido tiene una diferencia de $0.5 \mu s$ con respecto a otra área, el área de conducción es continuamente limitada a este punto y así un punto caliente es formado.

Este hecho fue establecido: la diferencia local en el tiempo de retardo de encendido es debida principalmente a la falta de uniformidad de distribución en la densidad de corriente del gate y fue el factor de ganancia de corriente α y fue concluido que una alta α y un gran incremento de la corriente del gate son eficaces para reducir la diferencia en el tiempo de retardo de encendido y ayuda a evitar la ruptura de un tiristor durante el encendido.

Sin embargo, en el diseño de tiristores de conducción inversa, la α debe ser mantenida baja para mejorar la capacidad de conmutación, debido a que una alta α hace que un tiristor encienda fácilmente por la baja $(dv/dt)_C$.

Para resolver esta disyuntiva una nueva estructura del gate fue desarrollada como se muestra en la figura 6.

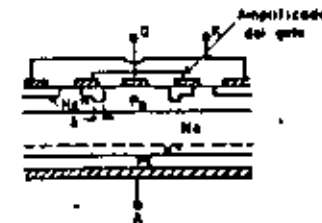


Fig. No. 6.- Nueva estructura del gate de un tiristor de conducción inversa.

En esta estructura una parte de la capa del emisor N del amplificador del gate es extendida dentro de la capa base p. El área extendida está dispuesta a lo largo de la periferia de la cara emisora N del electrodo del gate y tiene un ancho pequeño δ ($\delta = 0.5 mm - 1.00 mm$).

El área extendida incrementará la α en el lugar en donde el encendido inicial toma lugar por el disparo del gate y la existencia de esta área no afectará la capacidad $(dv/dt)_C$, por que la corriente de ánodo no fluye a través del amplificador del gate en el estado de conducción y el exceso de carga no es almacenado en una gran cantidad. Por lo tanto, esta estructura da al dispositivo una alta capacidad de conmutación y además mejora la capacidad contra la ruptura debido a corrientes de avalancha.

Los tiristores de conducción inversa con la nueva estructura del gate fueron fabricados experimentalmente y demostraron tener una gran capacidad de $(dv/dt)_C$ mayor de $1500 V/\mu s$ y la capacidad de encendido con un voltaje de ánodo mayor de $2500 v$ sin ruptura.

La fig. No. 7 ilustra la distribución del área de conducción. Estas fotografías fueron tomadas $2 \mu s$ después del encendido.

El uso de estructuras de aislamiento como las mostradas en la figura NO. 8, es bastante efectivo para obtener una gran capacidad de conmutación.

Conclusión

La mejora en el diseño y técnicas de fabricación hacen posible realizar dispositivos con regímenes grandes de trabajo - con lo que se espera contribuir a la reducción de tamaño y peso de los equipos, al mismo tiempo de proporcionar un servicio más eficiente.



Fig. No. 7.- Distribución del área inicial de conducción
a).- Con la nueva estructura del gate,
b).- Con estructura convencional del gate.

Los dispositivos utilizados para los controladores chopper de carros eléctricos requieren tener la capacidad de conducción de pulsos de corriente de un valor pico de 3000 A y el ancho de pulso de algunas decenas de μ s con una repetición de varios cientos de Hz. De manera de proporcionar al dispositivo con una alta capacidad de pulsos de corriente de conducción, las estructuras del gate con una larga periferia de cátodo hacia el electrodo del gate es utilizada.

3.- Aislamiento de la estructura

En el diseño de tiristores de conducción inversa las fallas de apagado debido a la penetración de exceso de cargas desde la parte rectificadora hacia la parte tiristor debe ser considerada. De manera de prevenir este exceso de cargas, las cuales mantienen el encendido, la estructura del aislamiento mostrado en la fig. 8 ha sido desarrollada.

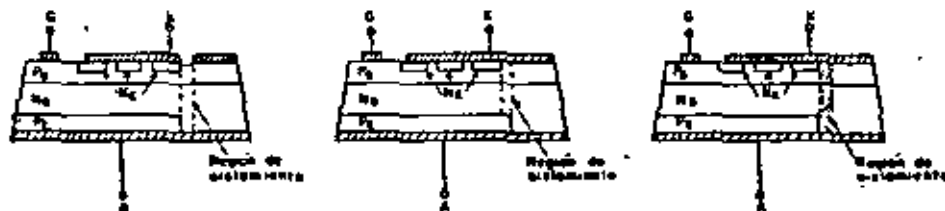
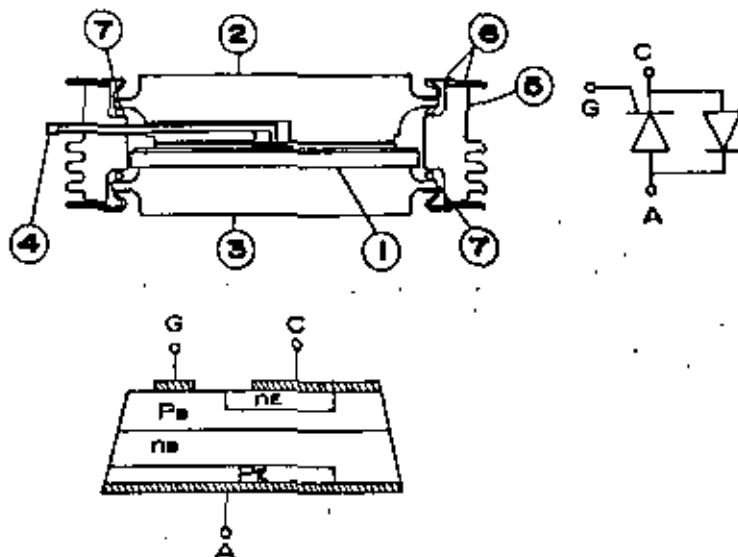


Fig. 8.- Diversas estructuras de aislamiento



- | | |
|------------------------------|---------------------------|
| ① ELEMENTO | ⑤ CERAMICA DE AISLAMIENTO |
| ② CONTACTO DE COBRE (Cátodo) | ⑥ CEJAS METÁLICAS |
| ③ CONTACTO DE COBRE (Ánodo) | ⑦ MATERIAL ELÁSTICO |
| ④ TERMINAL DEL GATE | |

VISTA TRANSVERSAL, ESTRUCTURA ESQUEMATICA Y CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TIRISTOR DE CONDUCCION INVERSA

BIBLIOGRAFIA

Commande Electronique des Moteurs a Courant Continu
Robert Chauprade, Editions Eyrolles, 1975.

Thyristors et Triacs
H. Lilien, Editions Radio, 1975.

Semiconductor Devices in Power Engineering
J. Seymour, Sir Isaac Pitman and Sons Ltd, 1962.

Electronique de Puissance
F. Brichant, Editions Techniques et Scientifiques Francaises, 1977.

Power Semiconductor Circuits
S.B. Dewan - A. Straughan, John Wiley and Sons, 1975.

L'Amplificateur Operationnel
R. Damays, Société des Editions Radio.

Electrónica de Potencia
Guy Séguier, Editorial Gustavo Gili, 1976.

Electric Power Utilization
M.N. Hancock, Sir Isaac Pitman and Sons, 1967.

La Traction Electrique
Marcel Carreau, Editions Scientifiques Riber, 1970.

Física General
Francis W. Sears - Mark W. Zemansky, Editorial Aguilar, 1962

T. Kitaoka, E. Ohno, M. Ashiya, K. Katsuki y T. Katta, "Automatic Variable Field Chopper Control System for Electric Railcars". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-12, No. 1, January/February 1977.

T. Katta, "Results of DC Chopper Controlled Train Operation".

H. Gamo, S. Funakawa, J. Shimizu, "The present status and applications of power Reverse Conducting Thyristors". IEEE IAS 1977 Phil Meeting.

T. Katta, "Chopper Control System of new Standard Car (6000 series) of Teito Rapid Transit Authority".

R. Wagner, "Aparatos electrónicos de ajuste de corriente continua para el mando de la velocidad de vehículos tractores", Re vi sta Siemens Julio 1964 No. 7.

R. T. Hirose Morioka, "Convertidor cc-cc para el control de un automotor Eléctrico", Memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista, Santiago de Chile 1974.

Les Hacheurs a Thyristors en Traction Electrique
Aec Revue No. 2 - 1970

Thyristor Commutation in D.C. Choppers a Comparative Study
William Mc Murray, Senior Member, IEEE Vol IA-14 No. 6 December 1978.

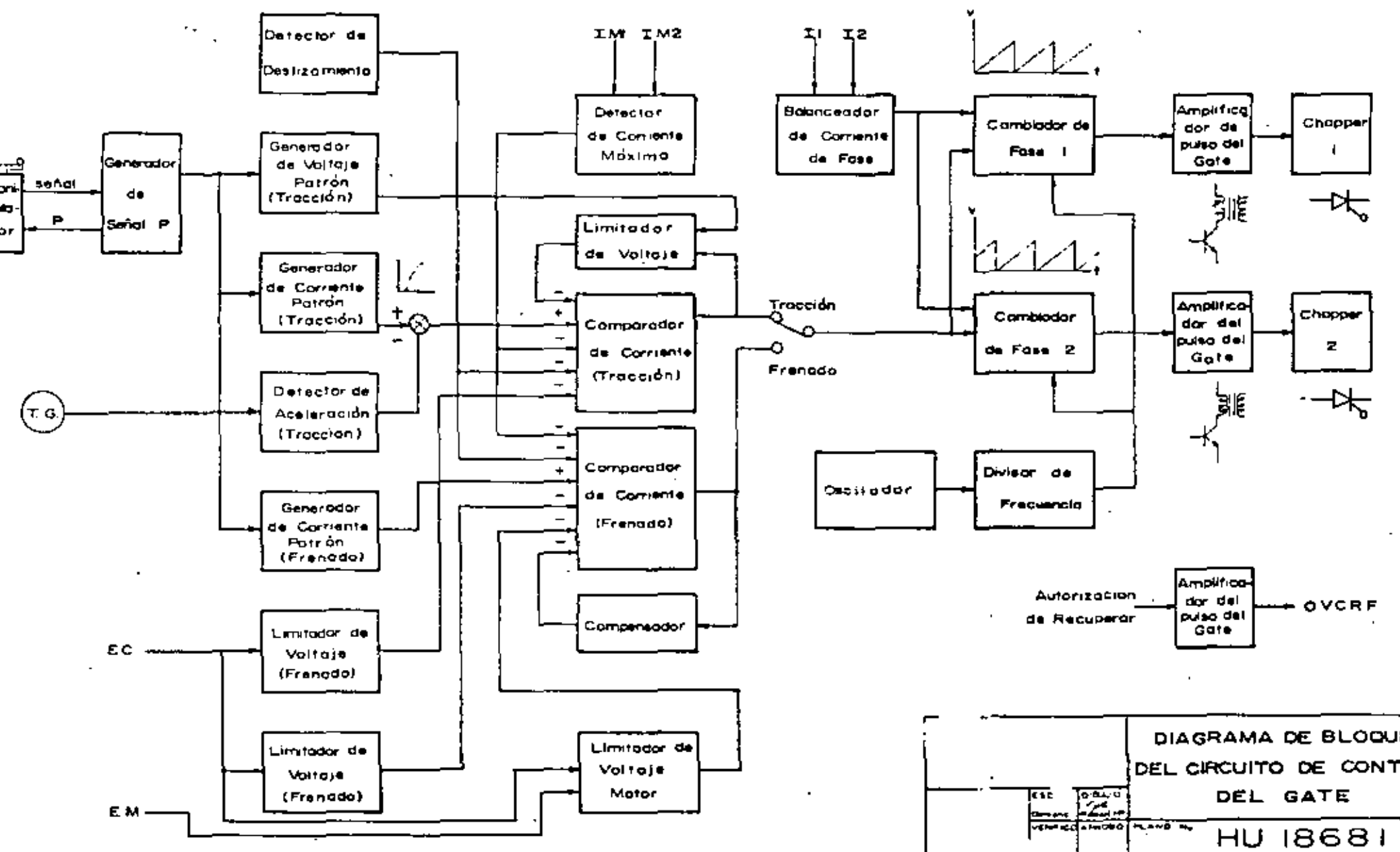
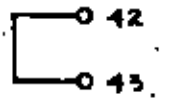
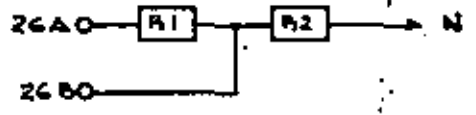
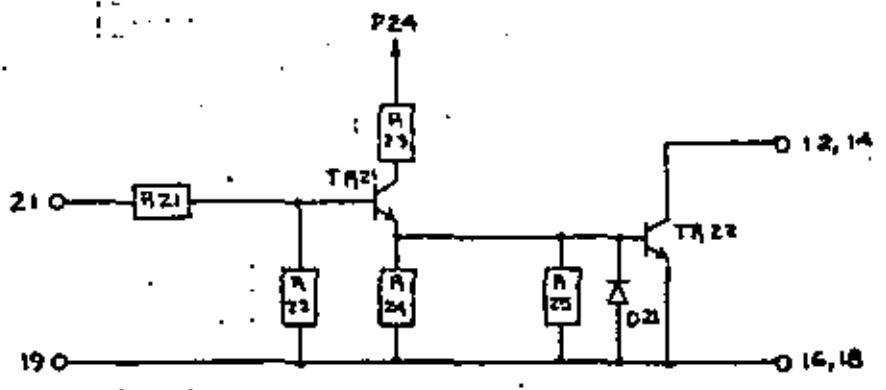
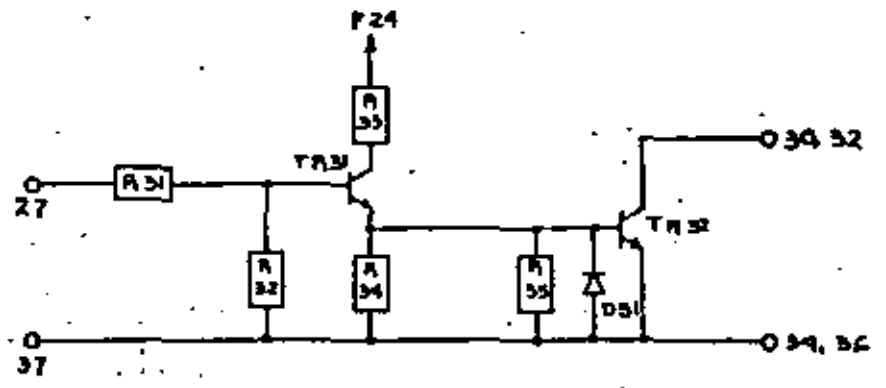
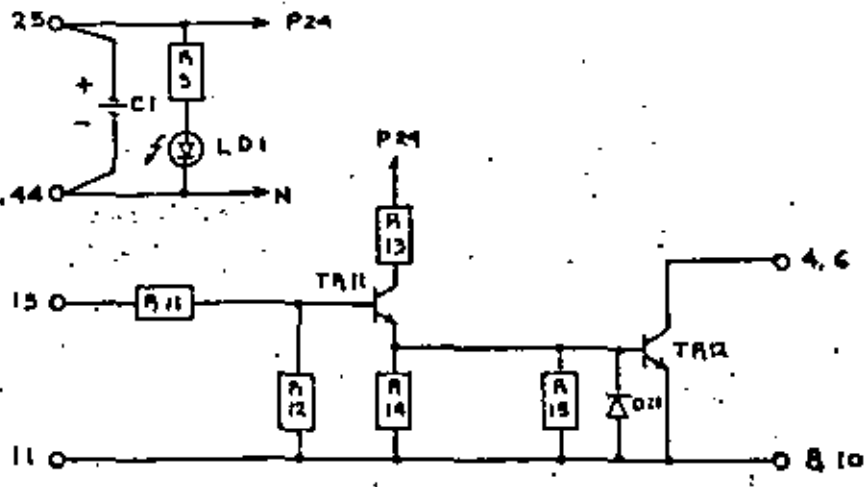


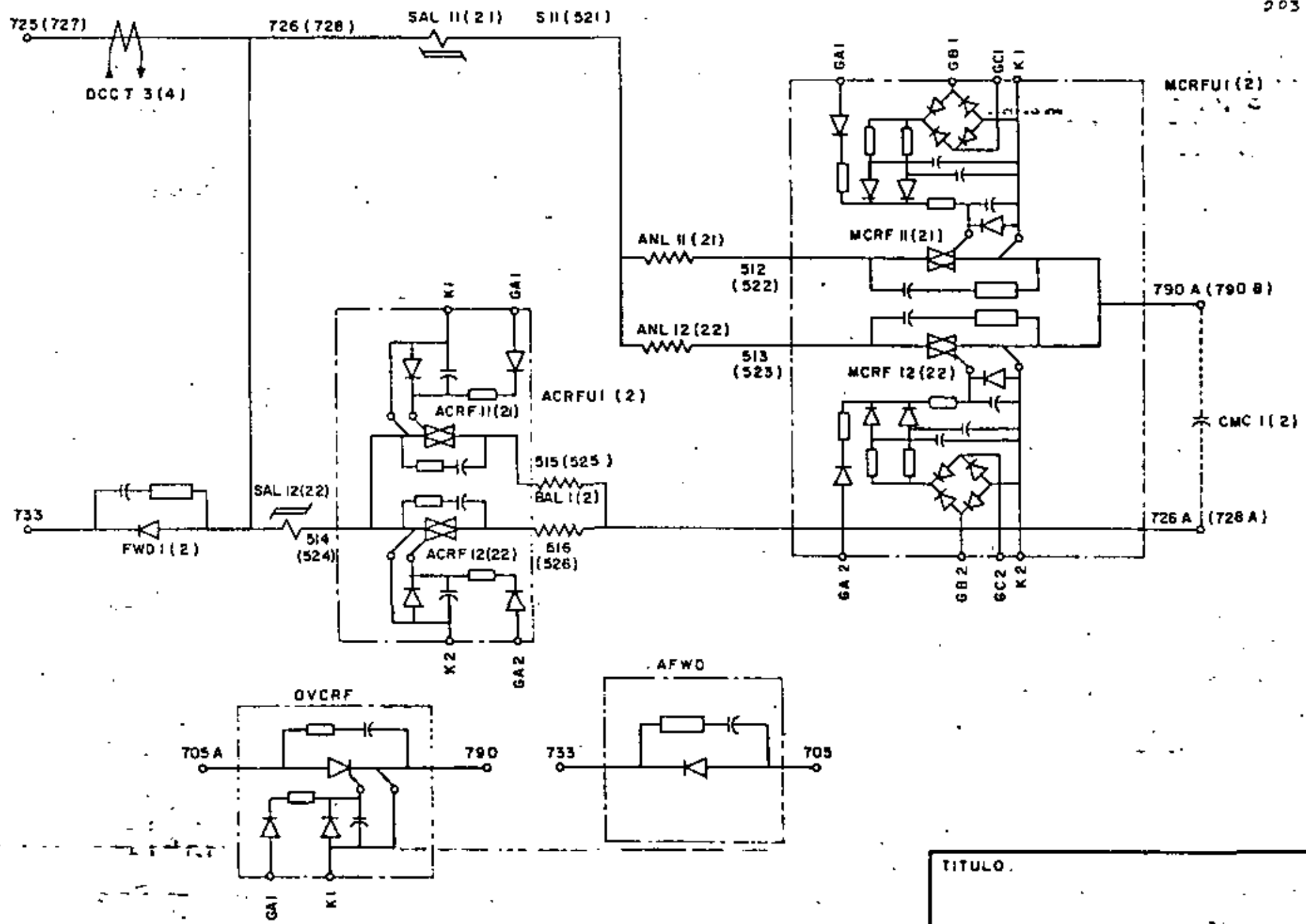
DIAGRAMA DE BLOQUE DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL GATE

ESC	D-BL-0	PLANO No
DESCRIPCION	REVISION	

HU 18681

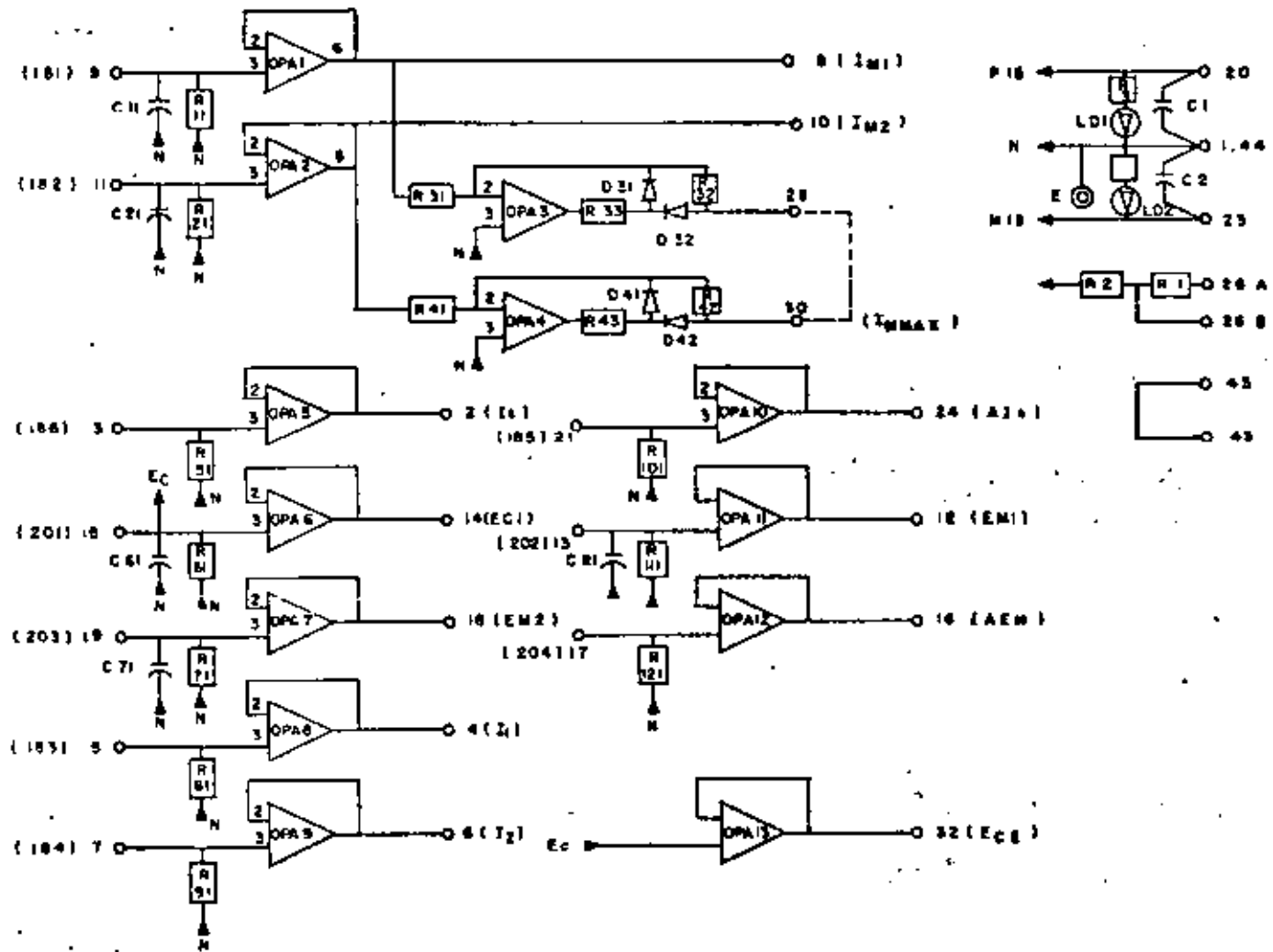


MN-9A-6A
 PLAN NO. HU 18148



NOTA: EL N 90 ENTRE (-) ES PARA LA FASE 2.

TITULO.
PLAND. NUM.
HU-0065J



TITULO

MN - FDB - 2A

PLANO NUM.

HJ - 1286 B

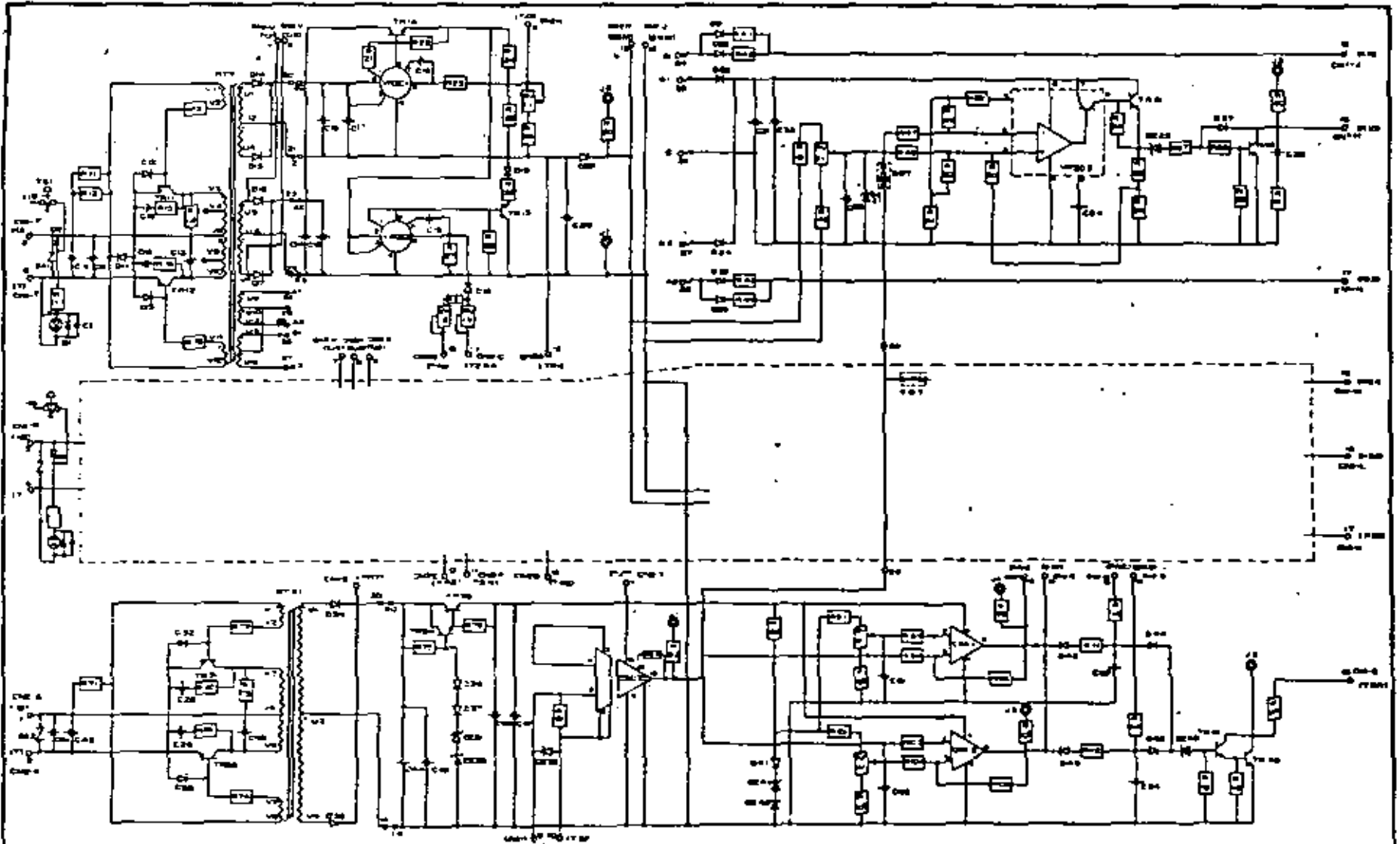
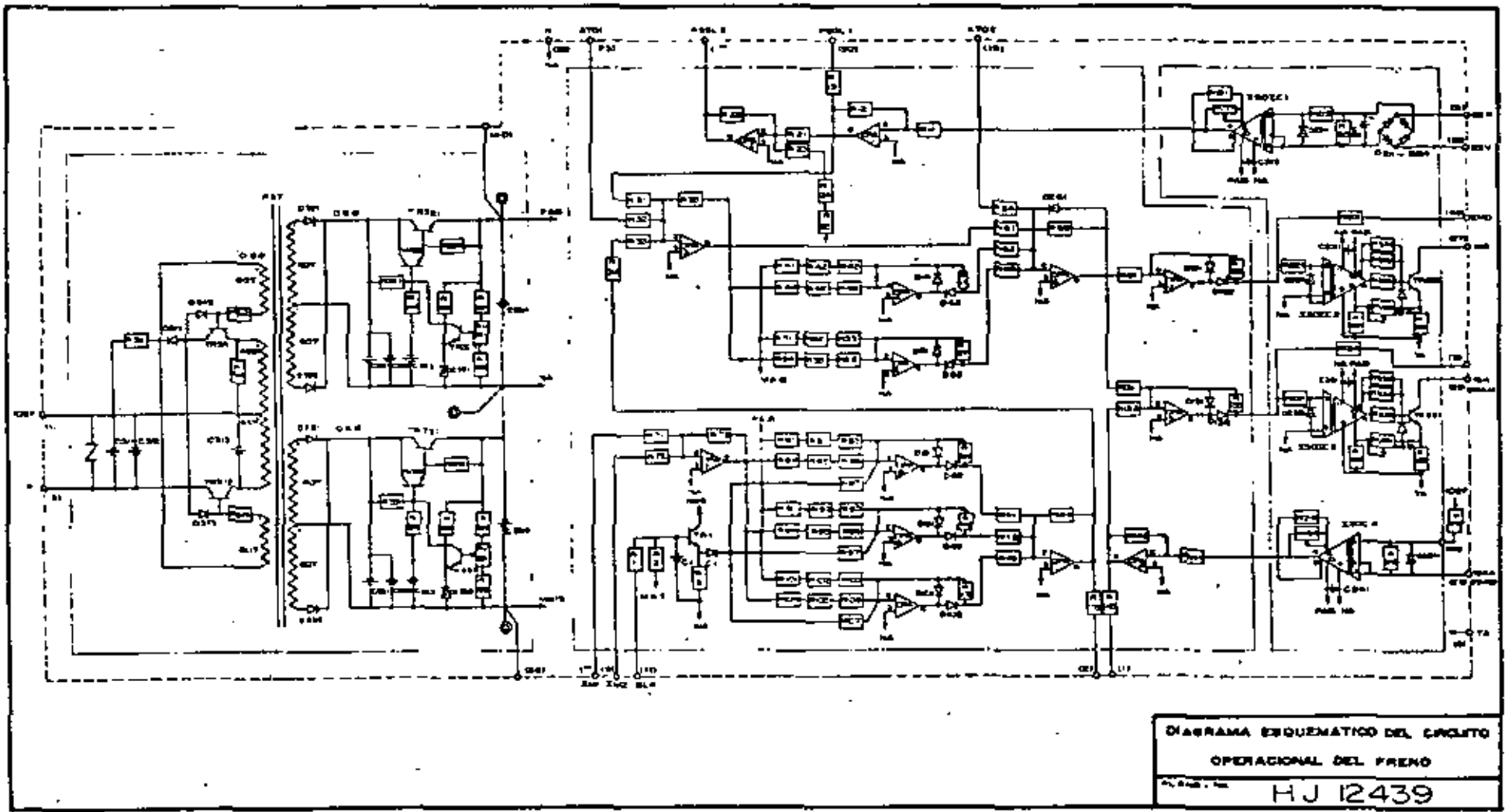
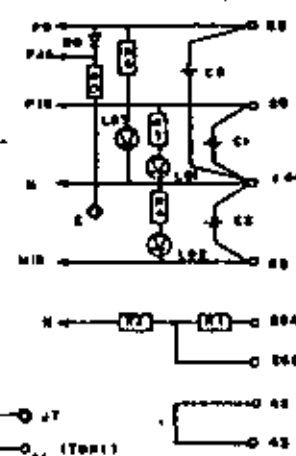
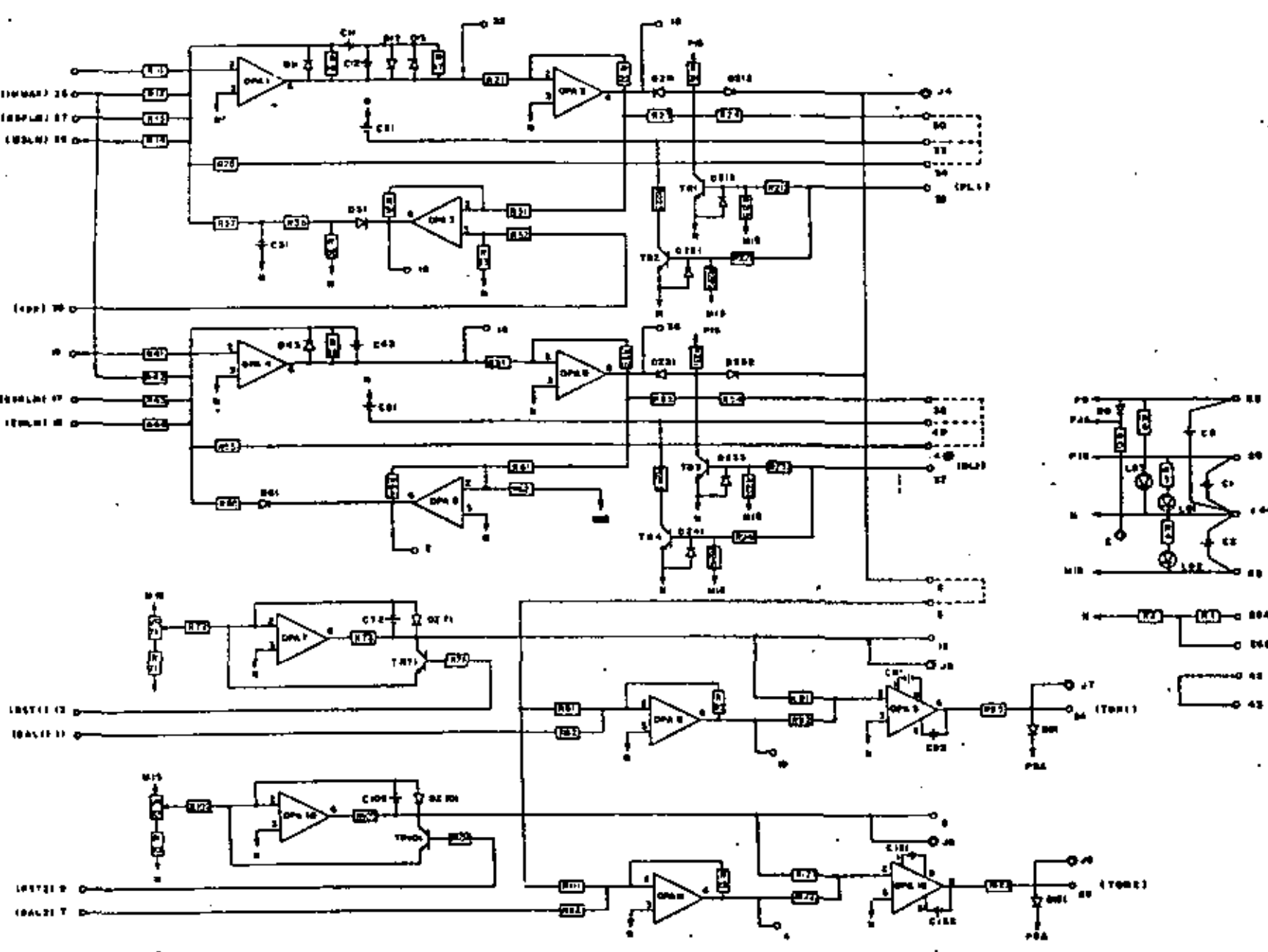
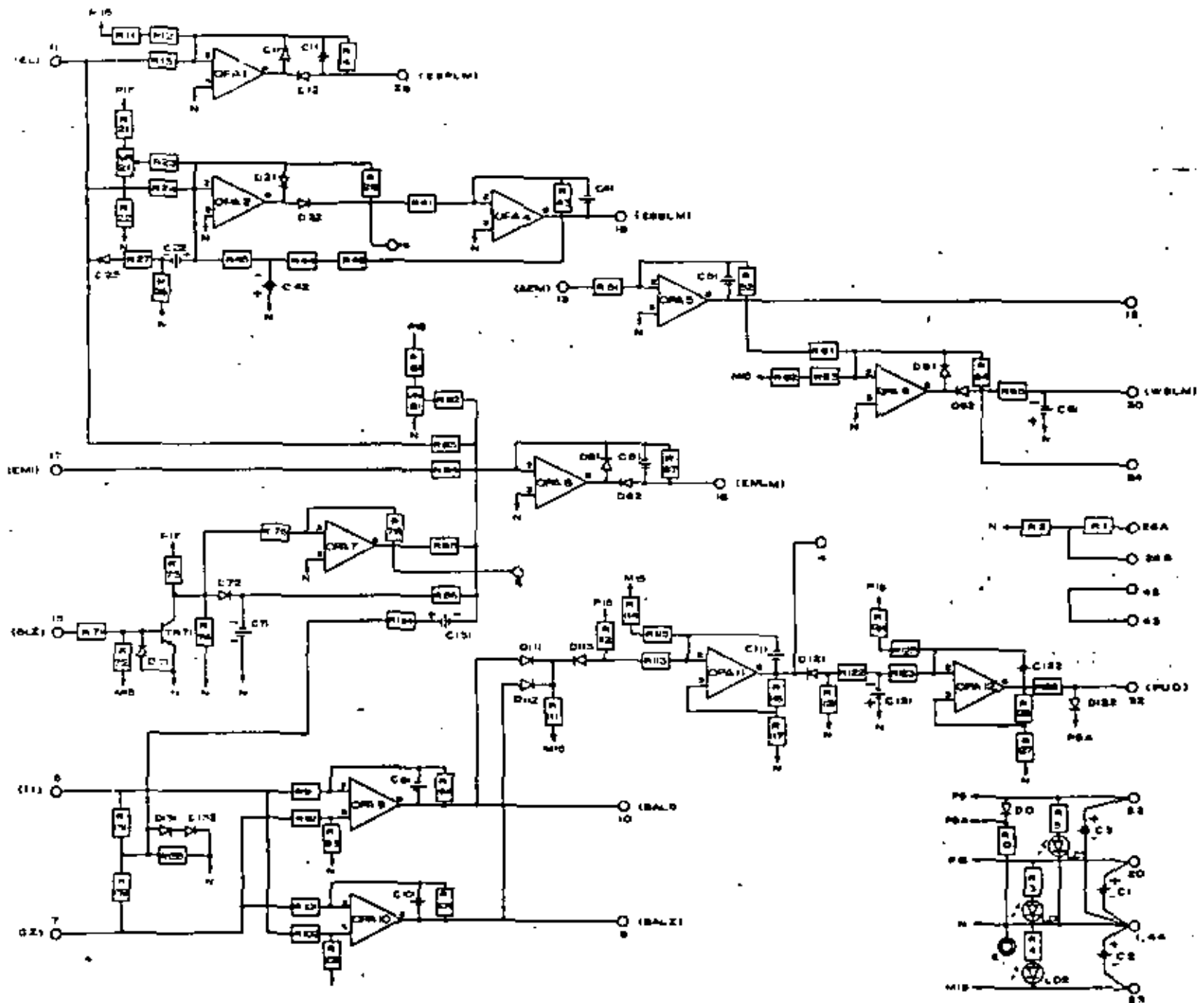


DIAGRAMA ESQUEMATICO
DEL GENERADOR DE SENAL
No. 1
HJ 12863



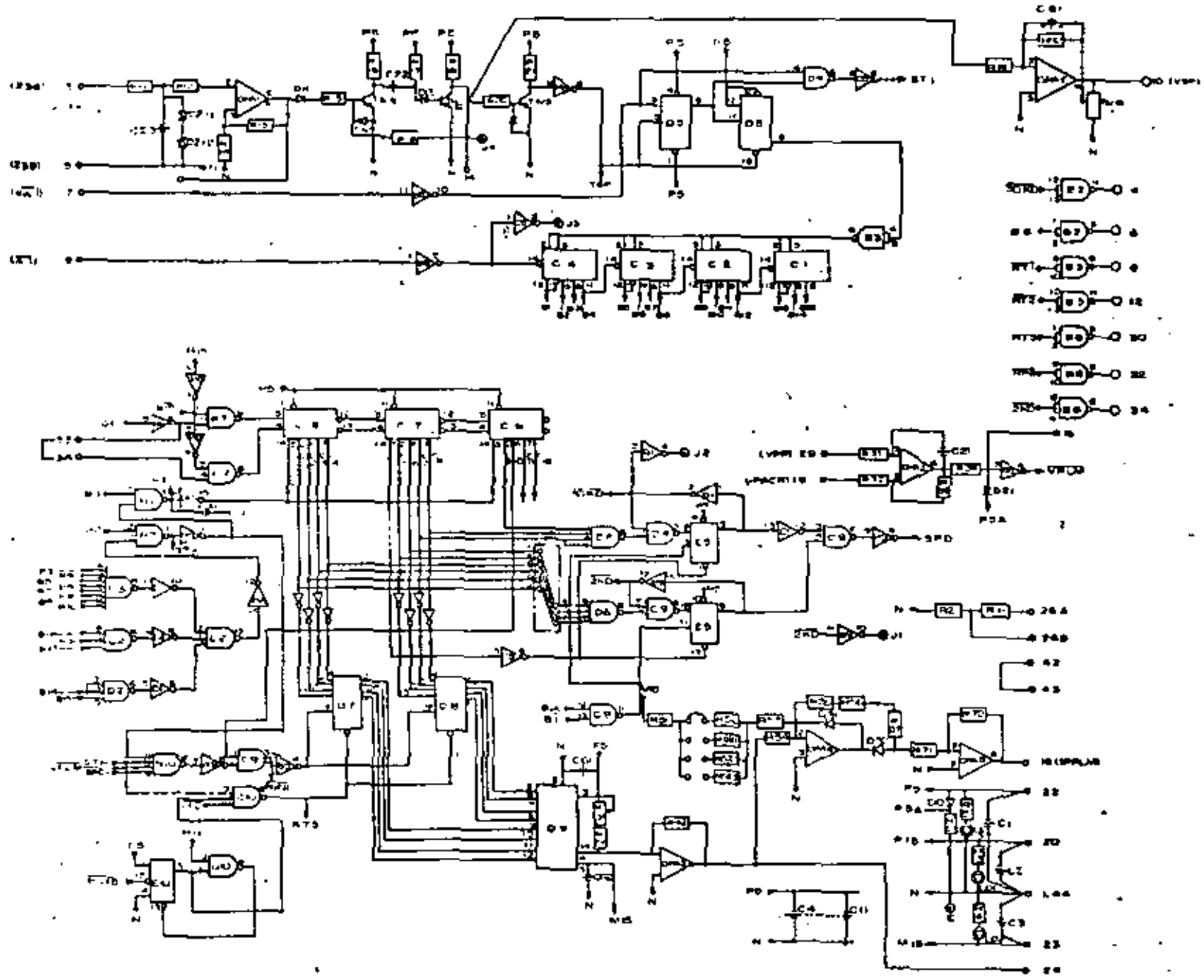


MN - OPC - 9A
 HJ 12865



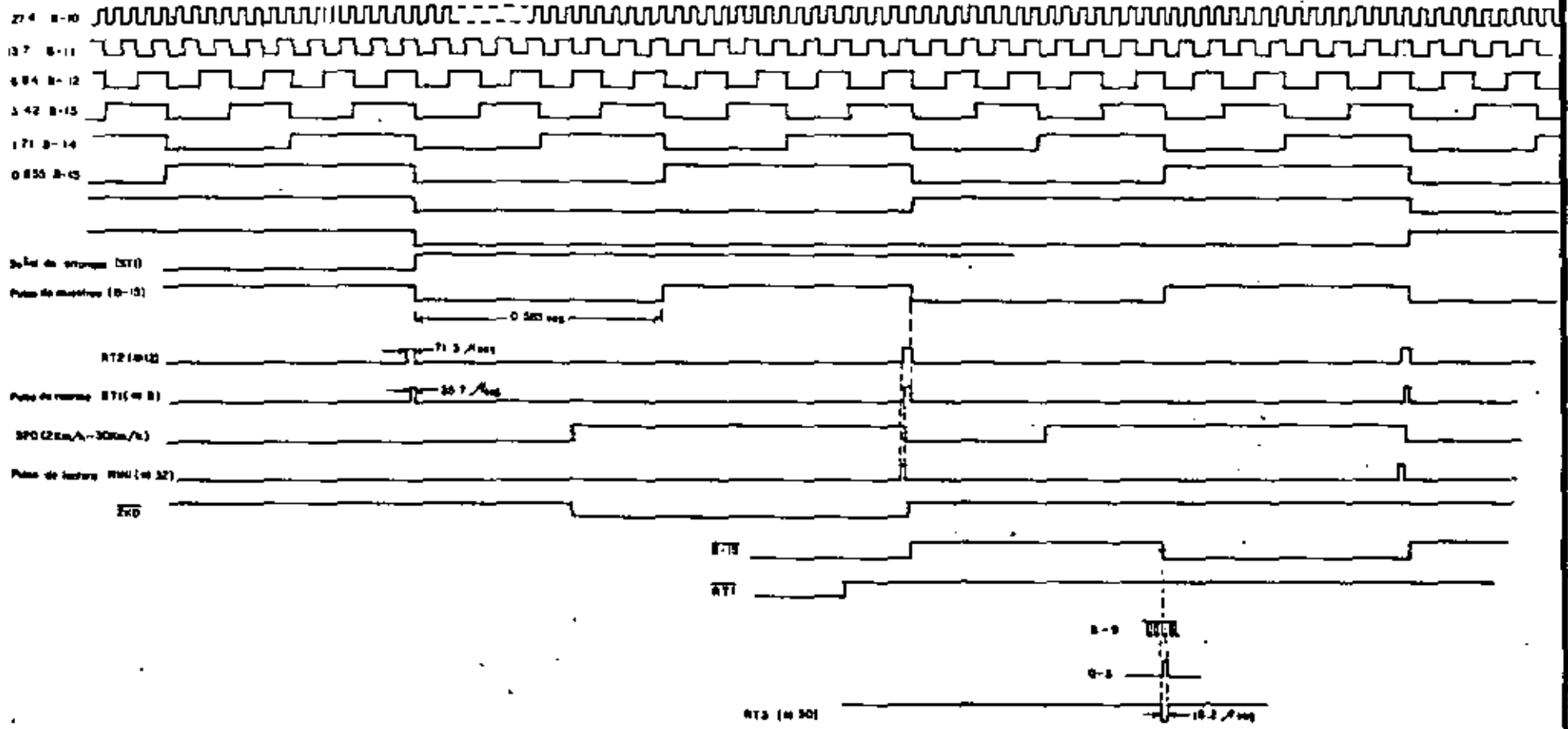
- MN-LMT -

HJ 12864



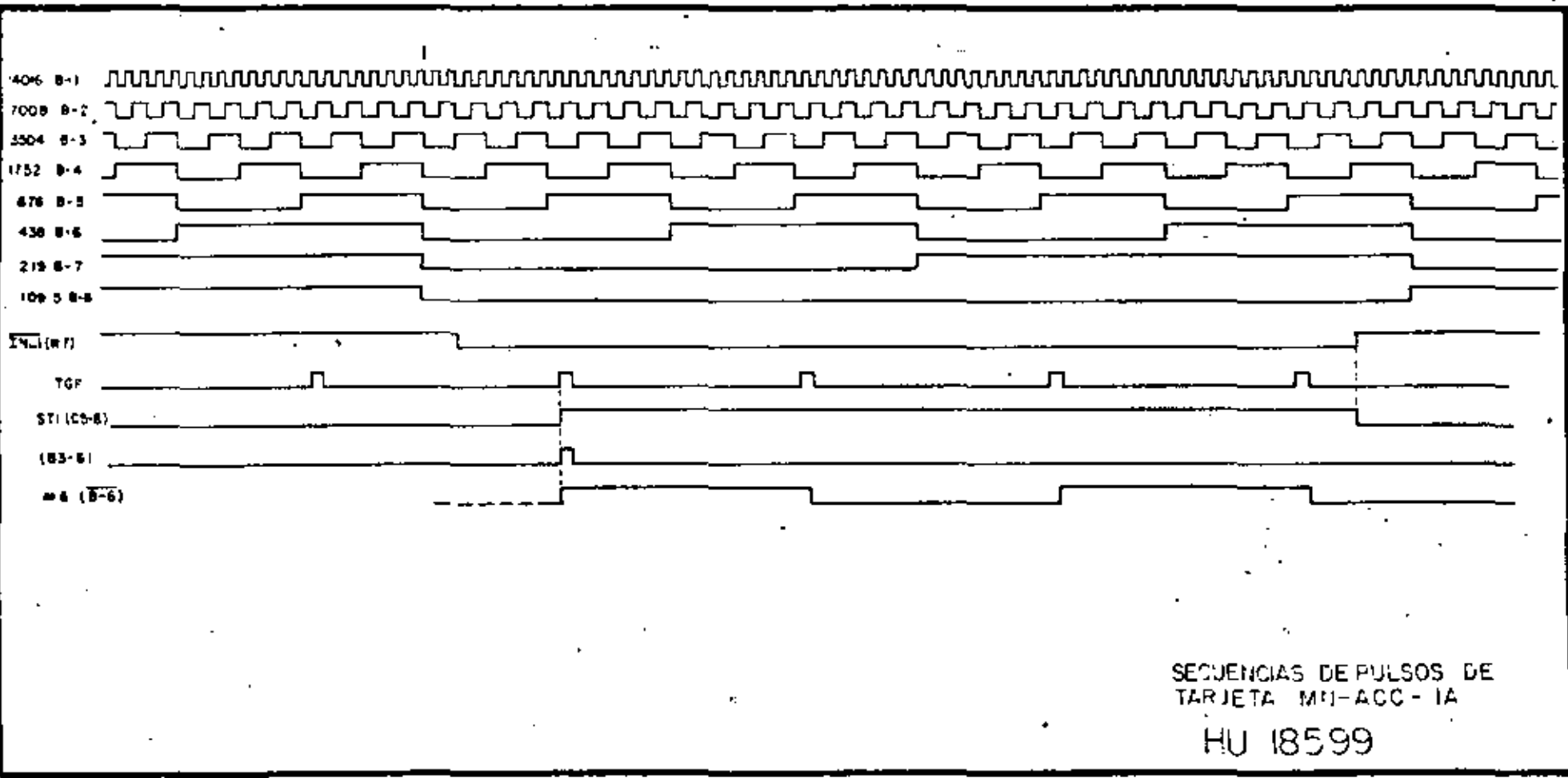
MN-ACC-1A

HJ 12867



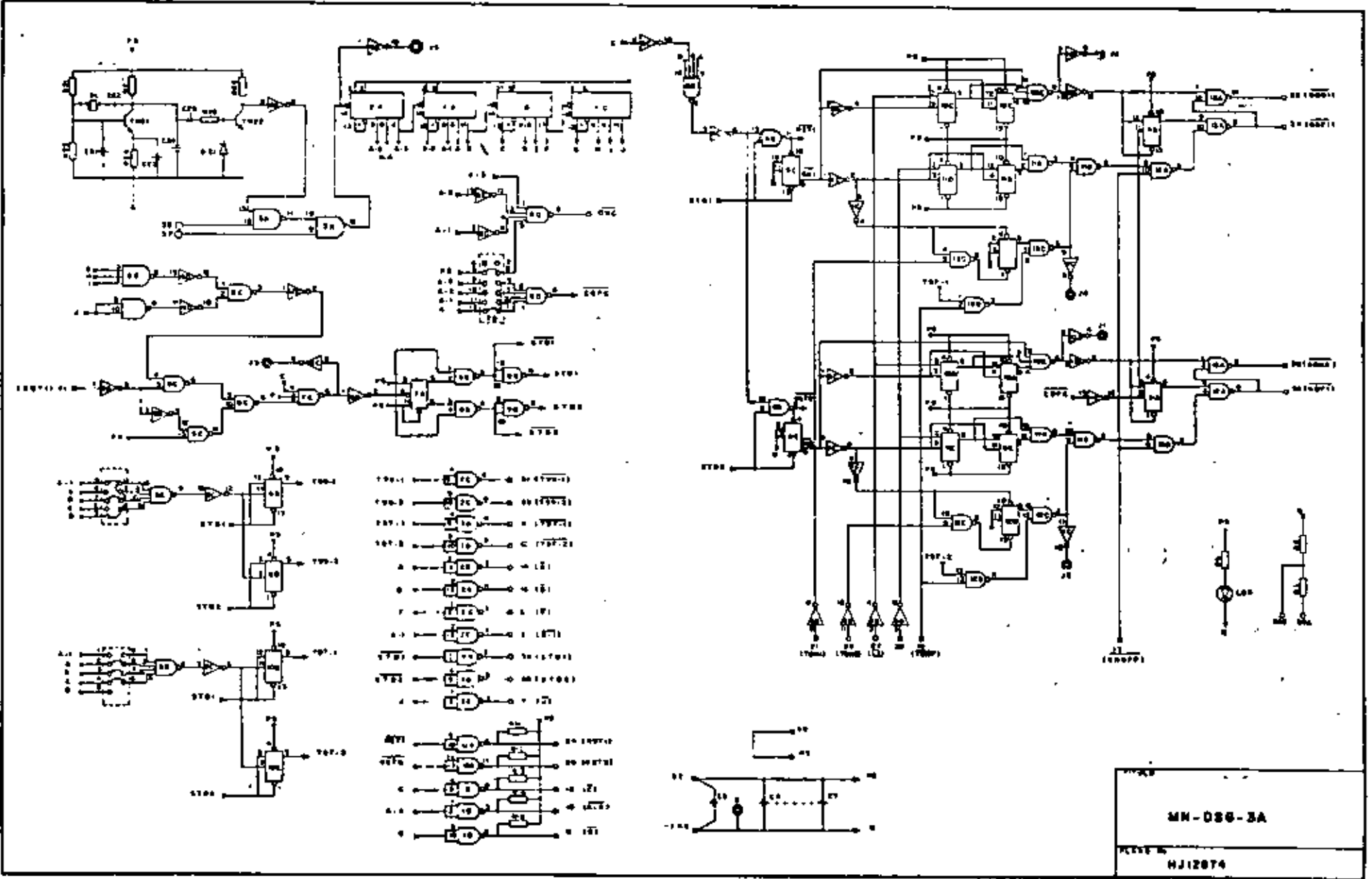
SECUENCIAS DE PULSOS DE
 TARJETA MN-ACC-1A

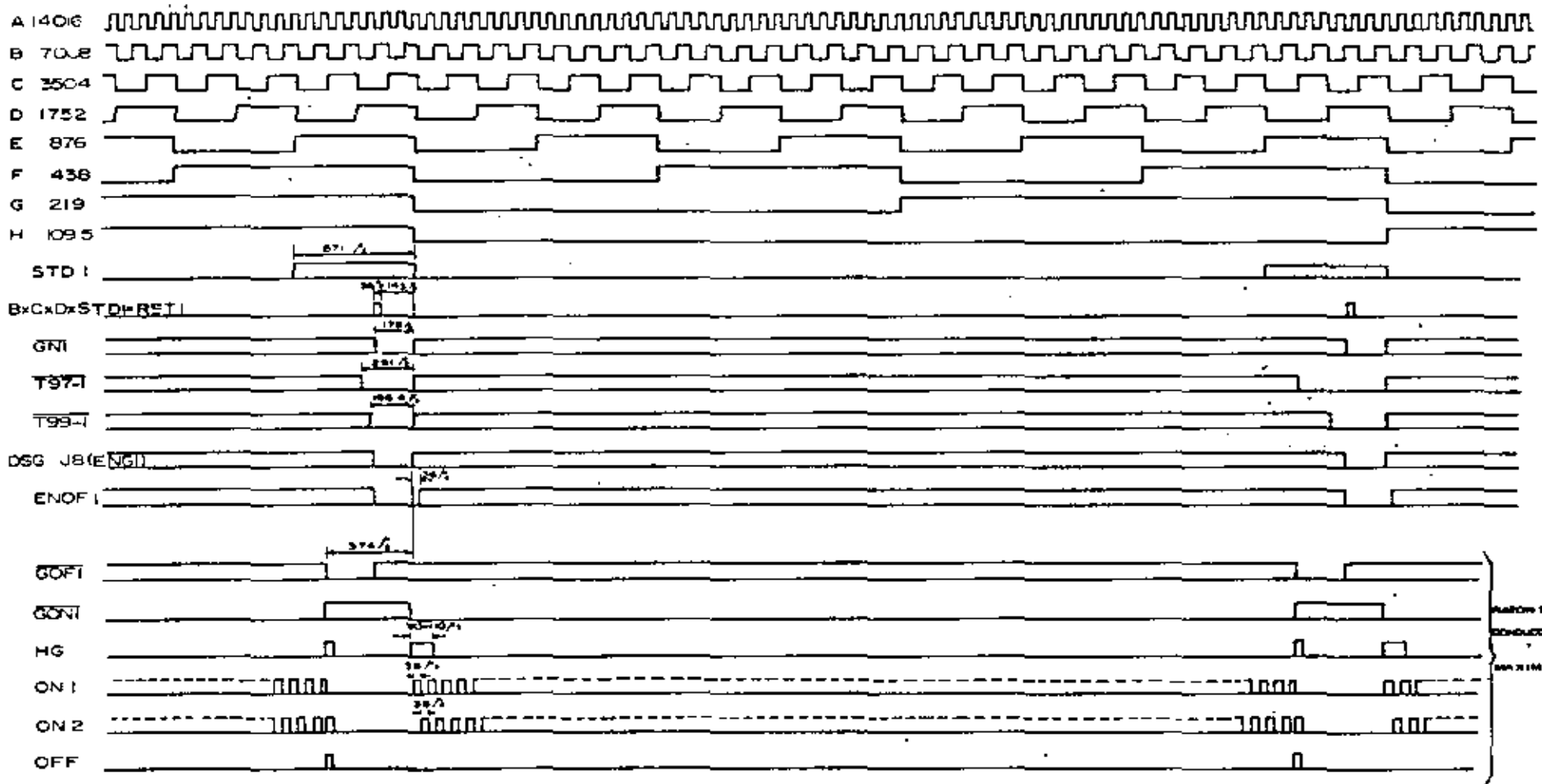
HU 18598



SECUENCIAS DE PULSOS DE
TARJETA MI-ACC-1A

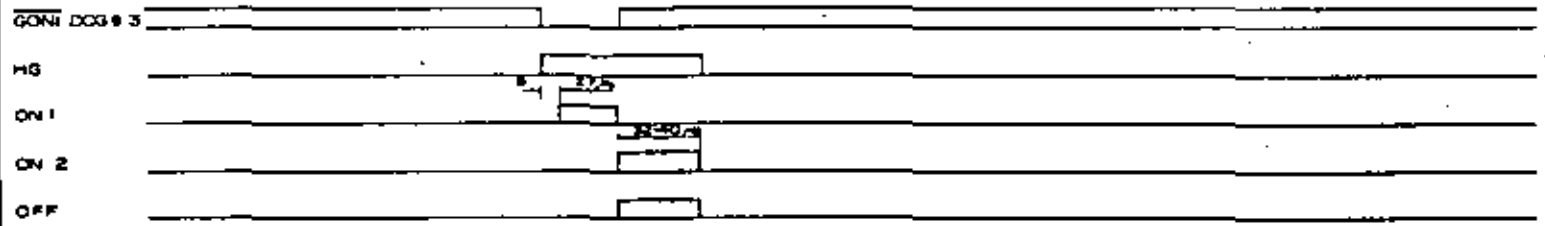
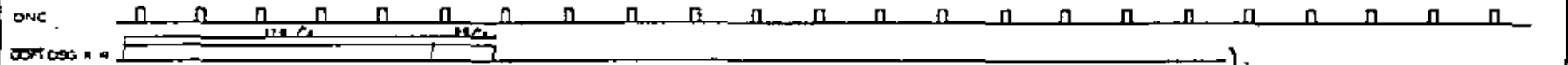
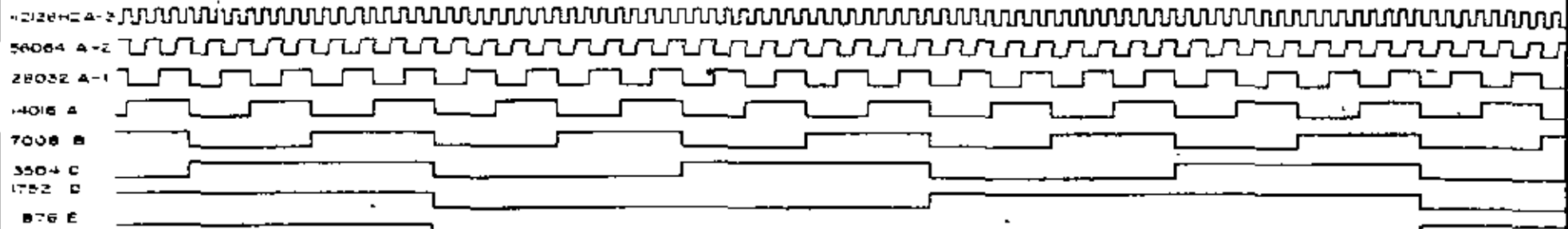
HU 18599



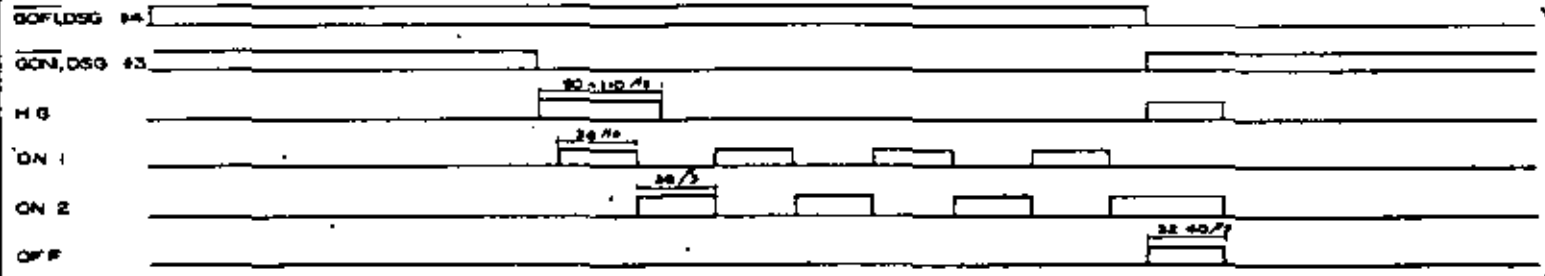


PARÓN DE
SOLUCIÓN
MAXIMA

		PULSOS DE SECUENCIA DE LOGICA	
			HU 18368

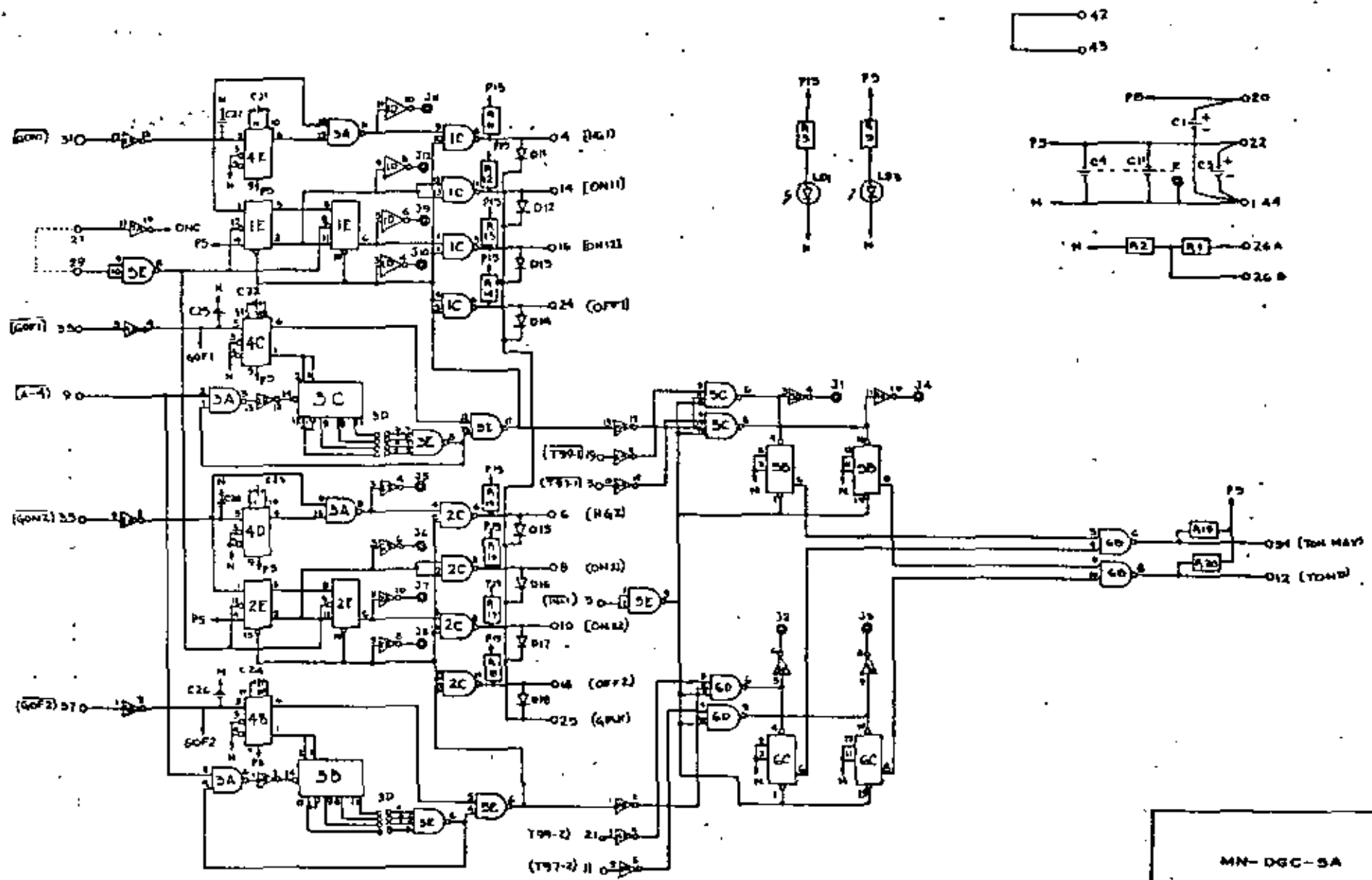


RAZON DE CONDUCCION MINIMA

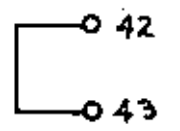
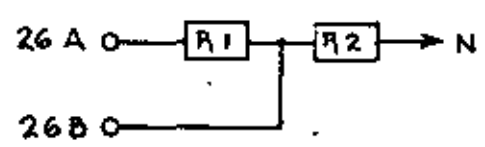
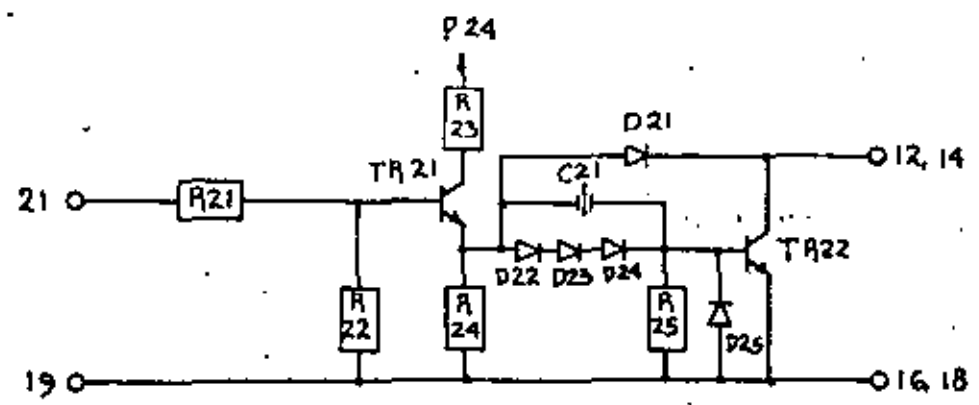
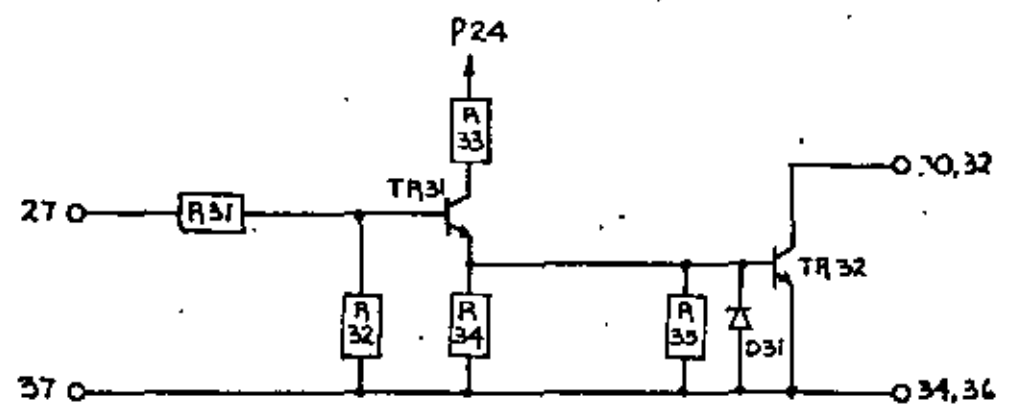
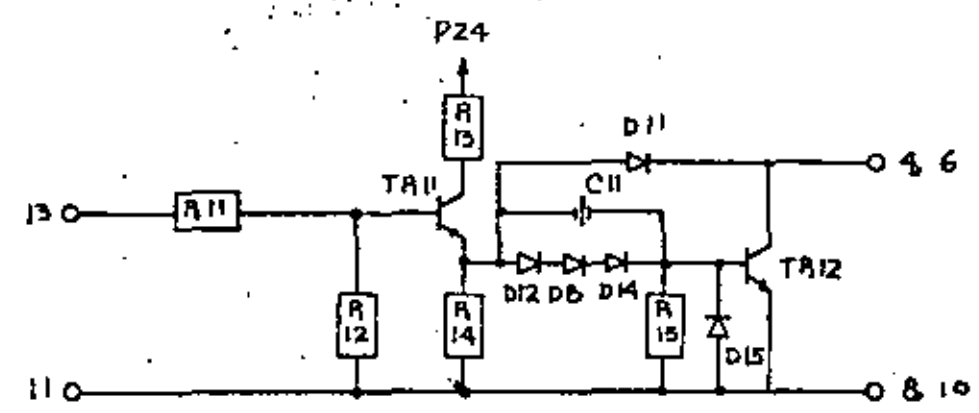
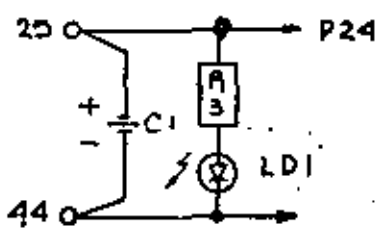


RAZON DE CONDUCCION NORMAL

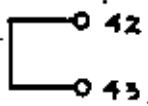
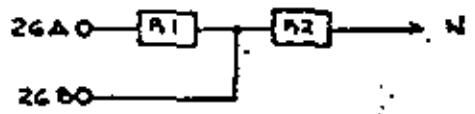
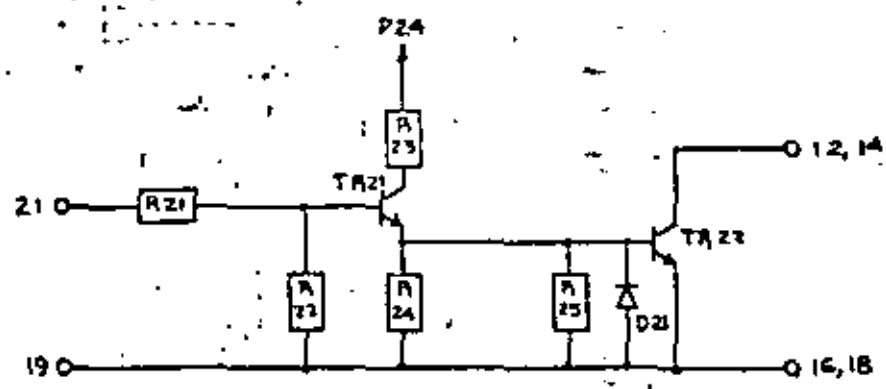
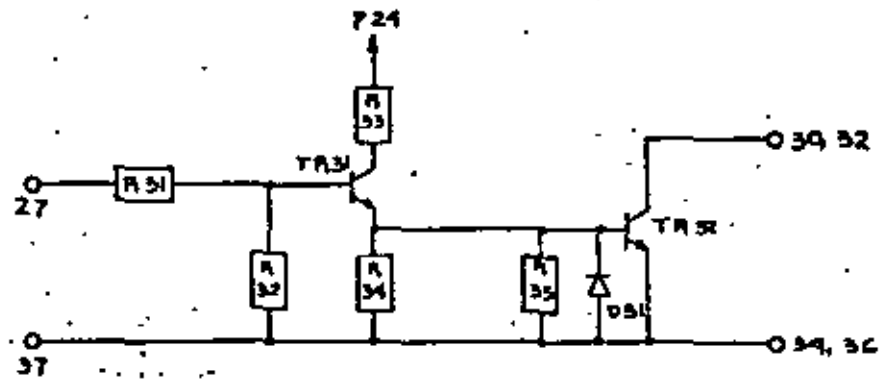
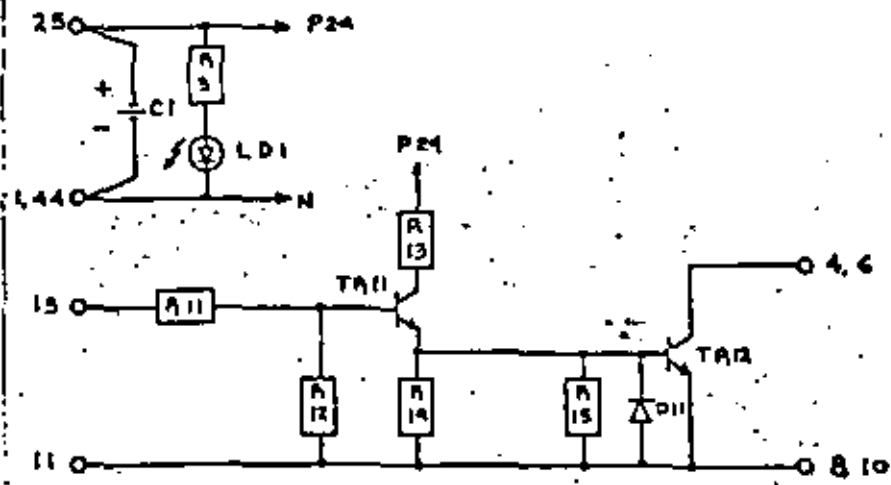
PULSOS DE SECUENCIA DE LOGICA
 PLANO No. HU 18369



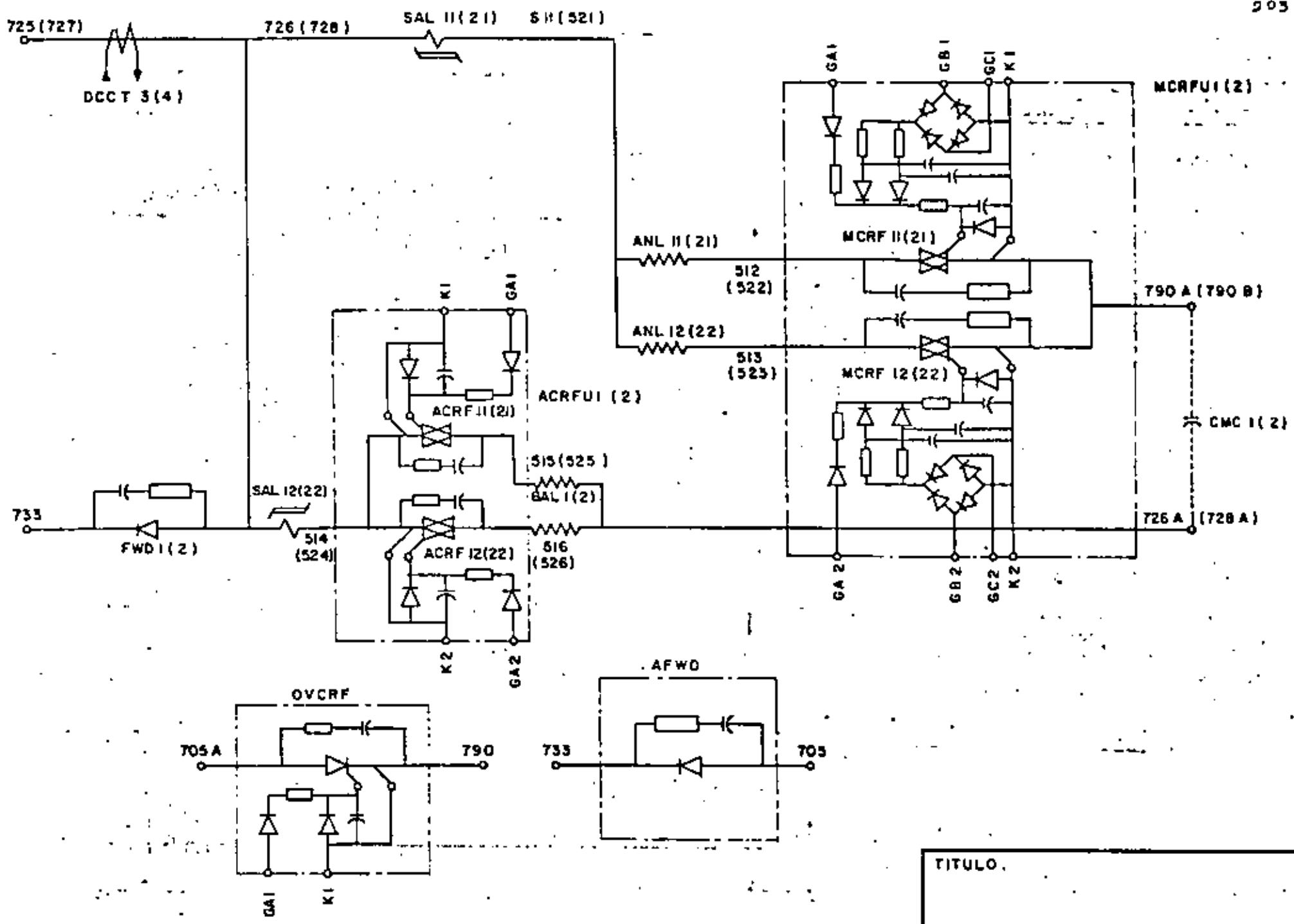
MN-DGC-5A
 HJ 12875



MN-9A-5A
 PLANO NO. HU 18 147

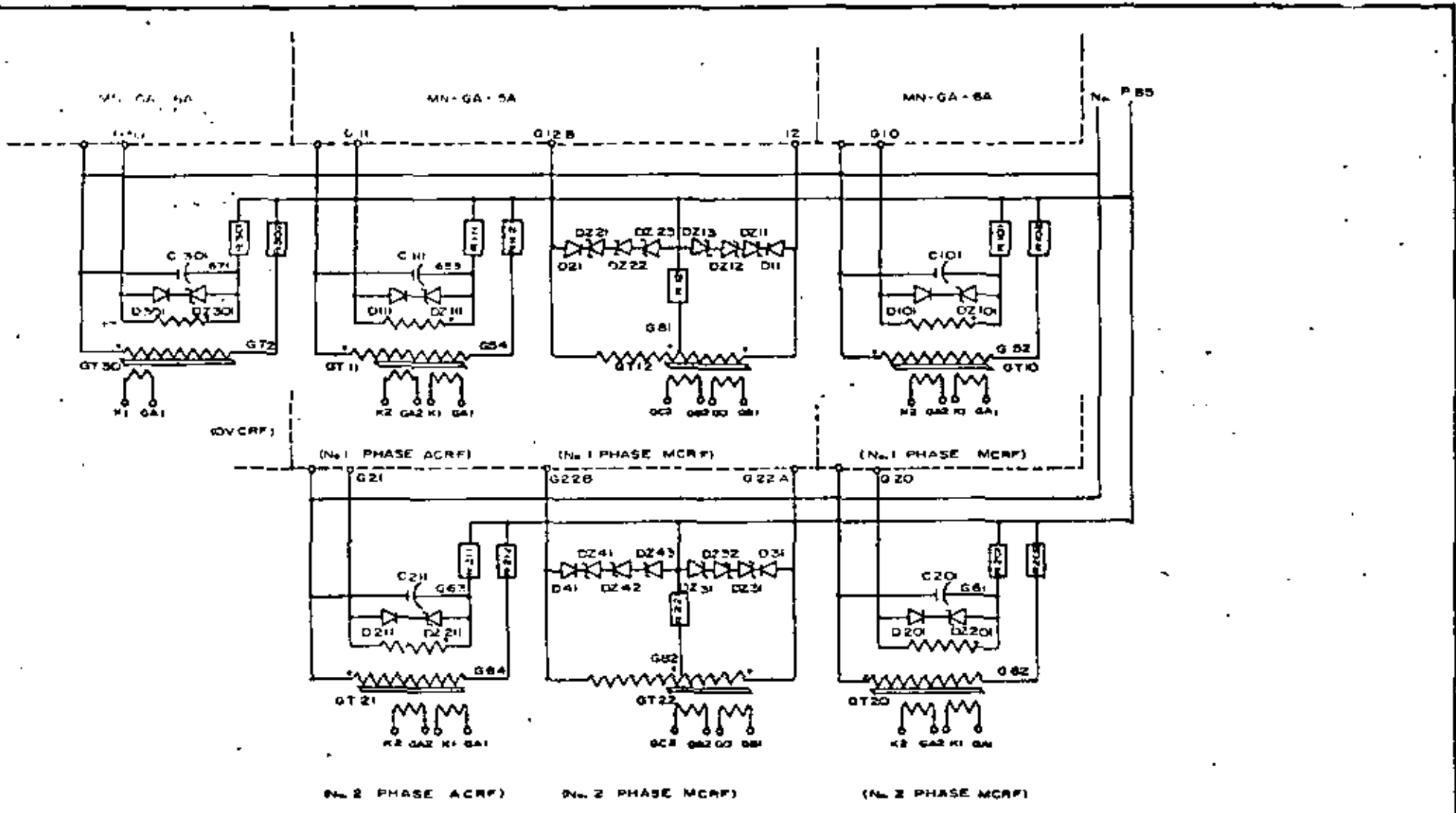


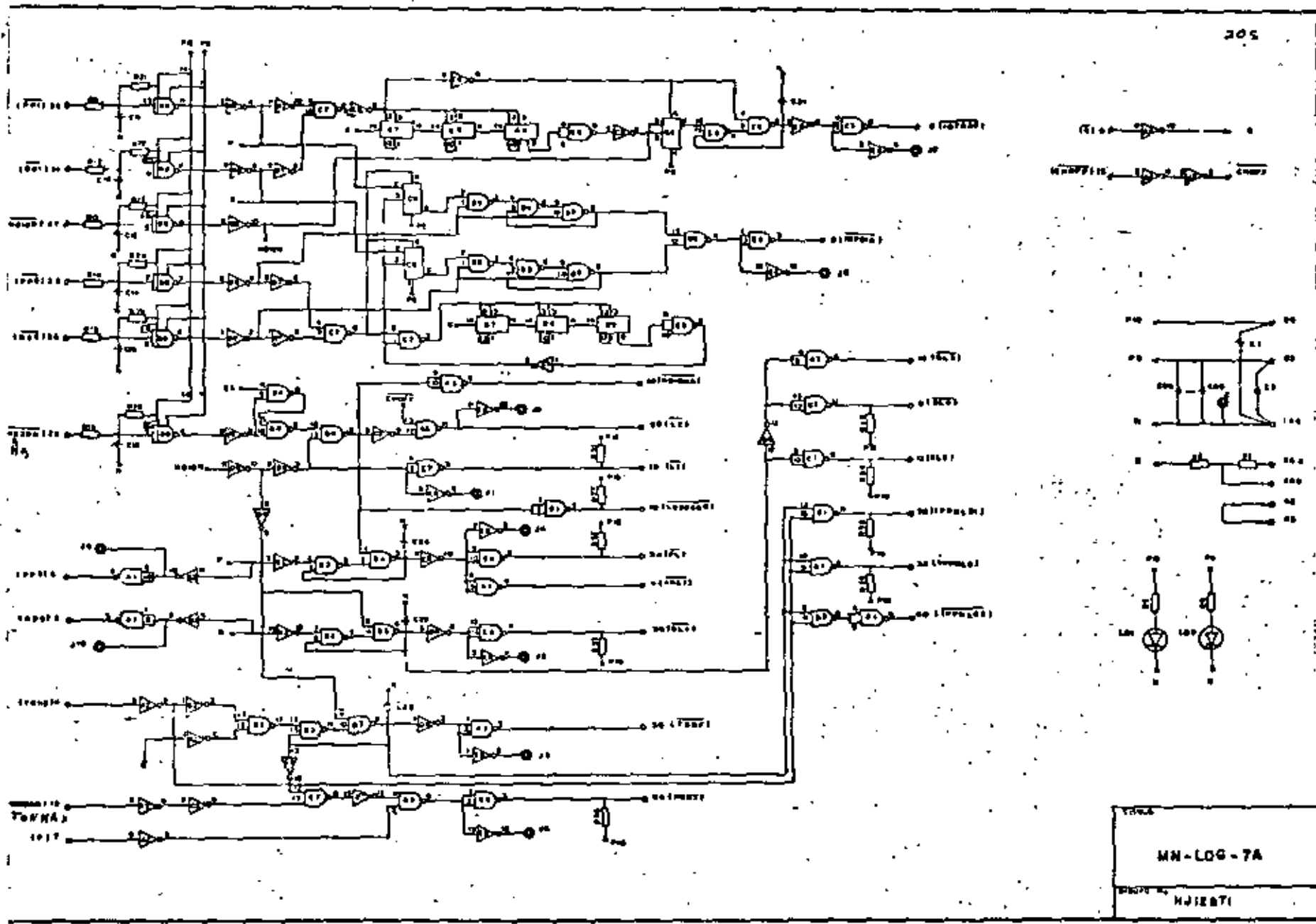
MN-6A-6A
 PLANS NO. HU 18148



NOTA: EL NUMERO ENTRE (-) ES PARA LA FASE 2.

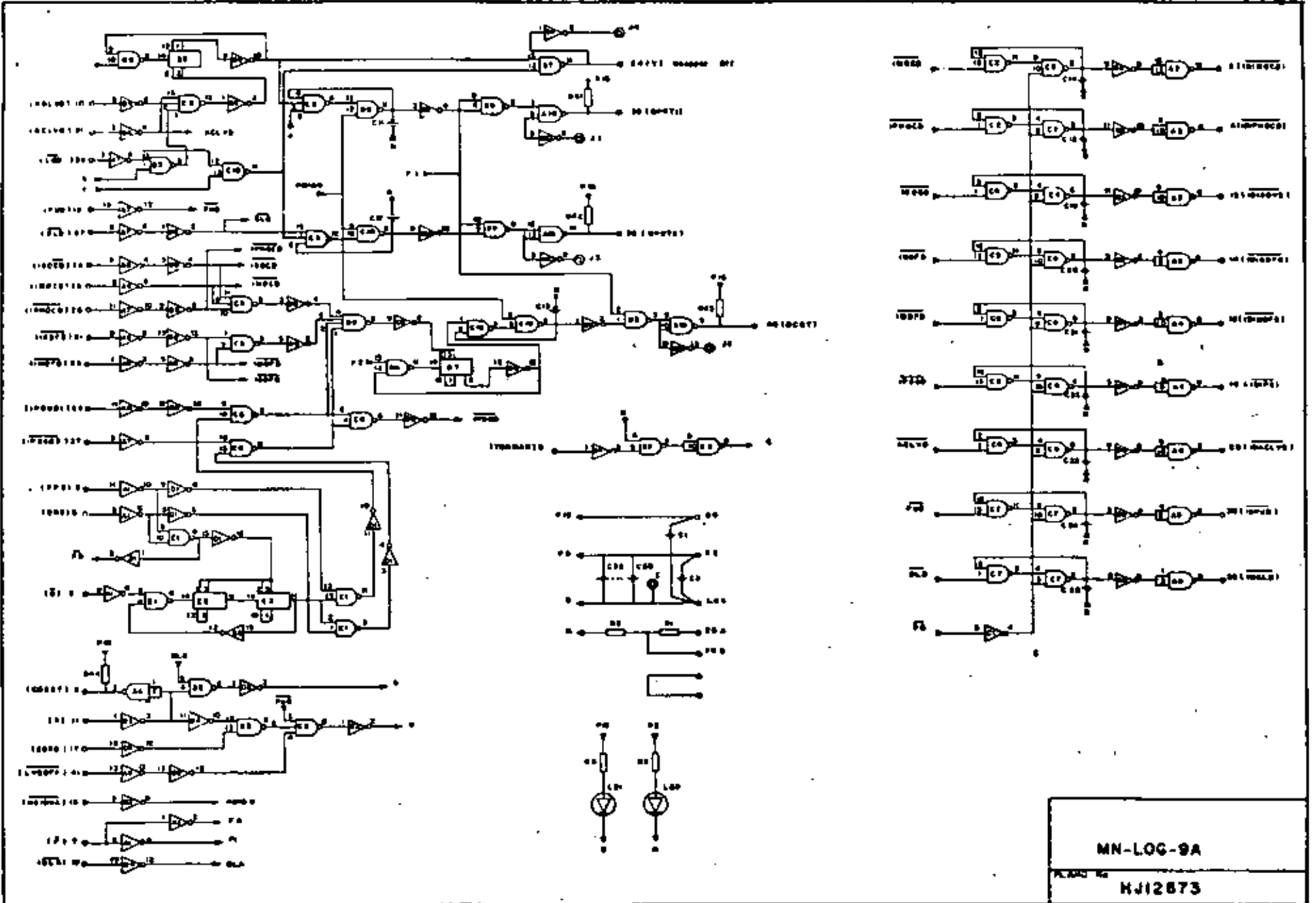
TITULO.
PLANO. NUM.
HU-00690



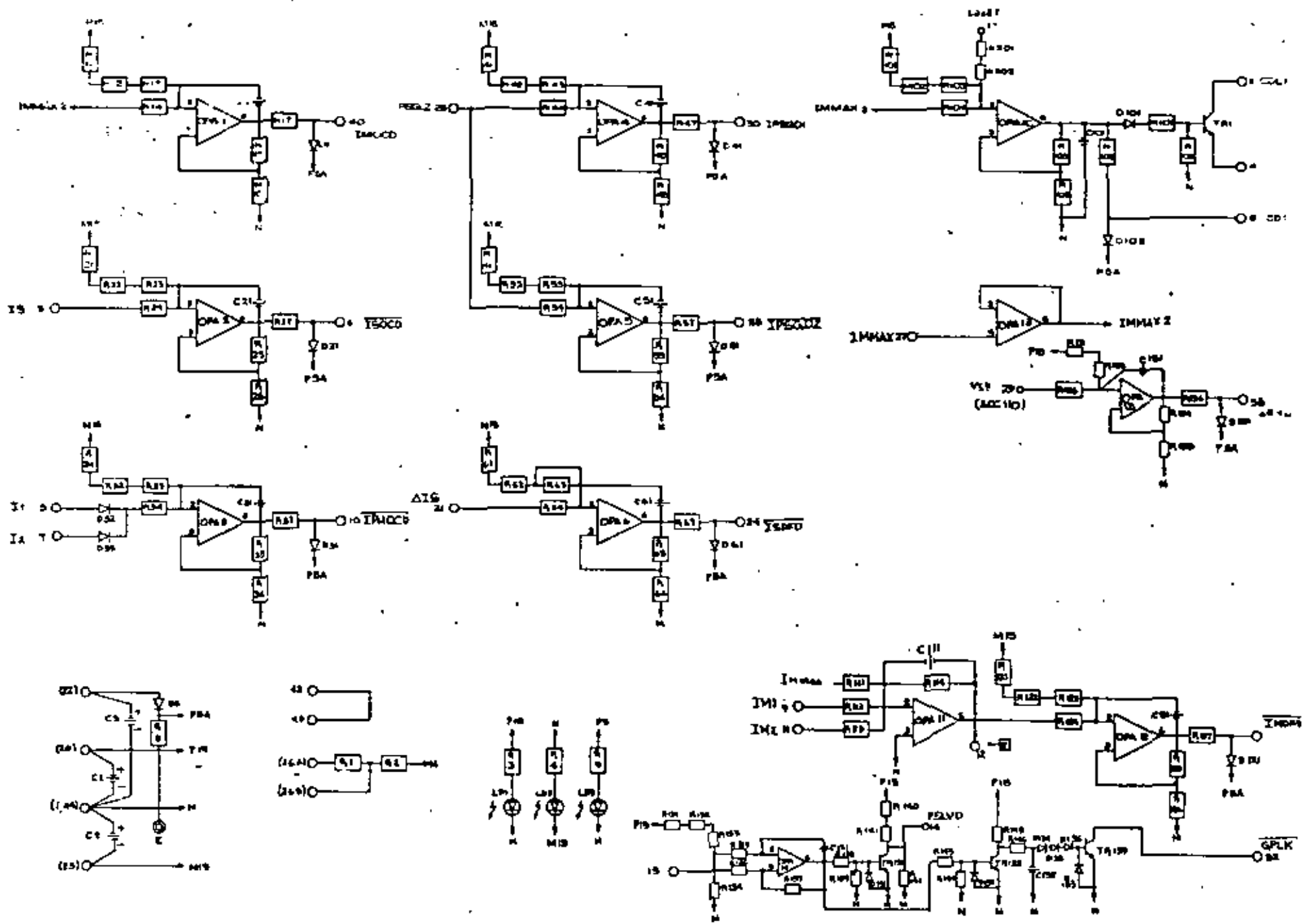


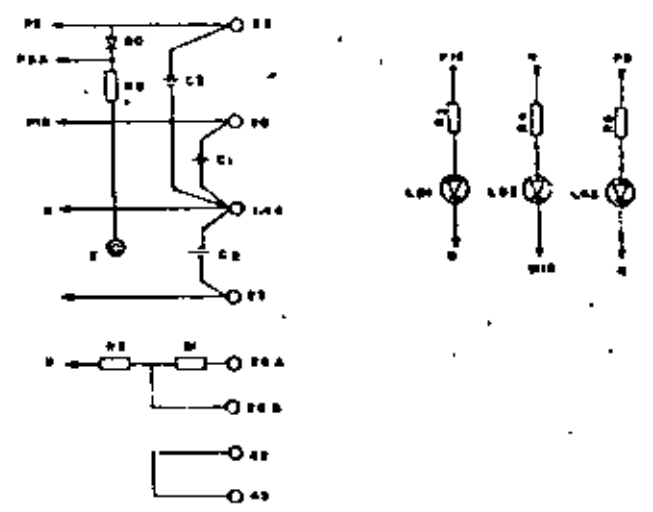
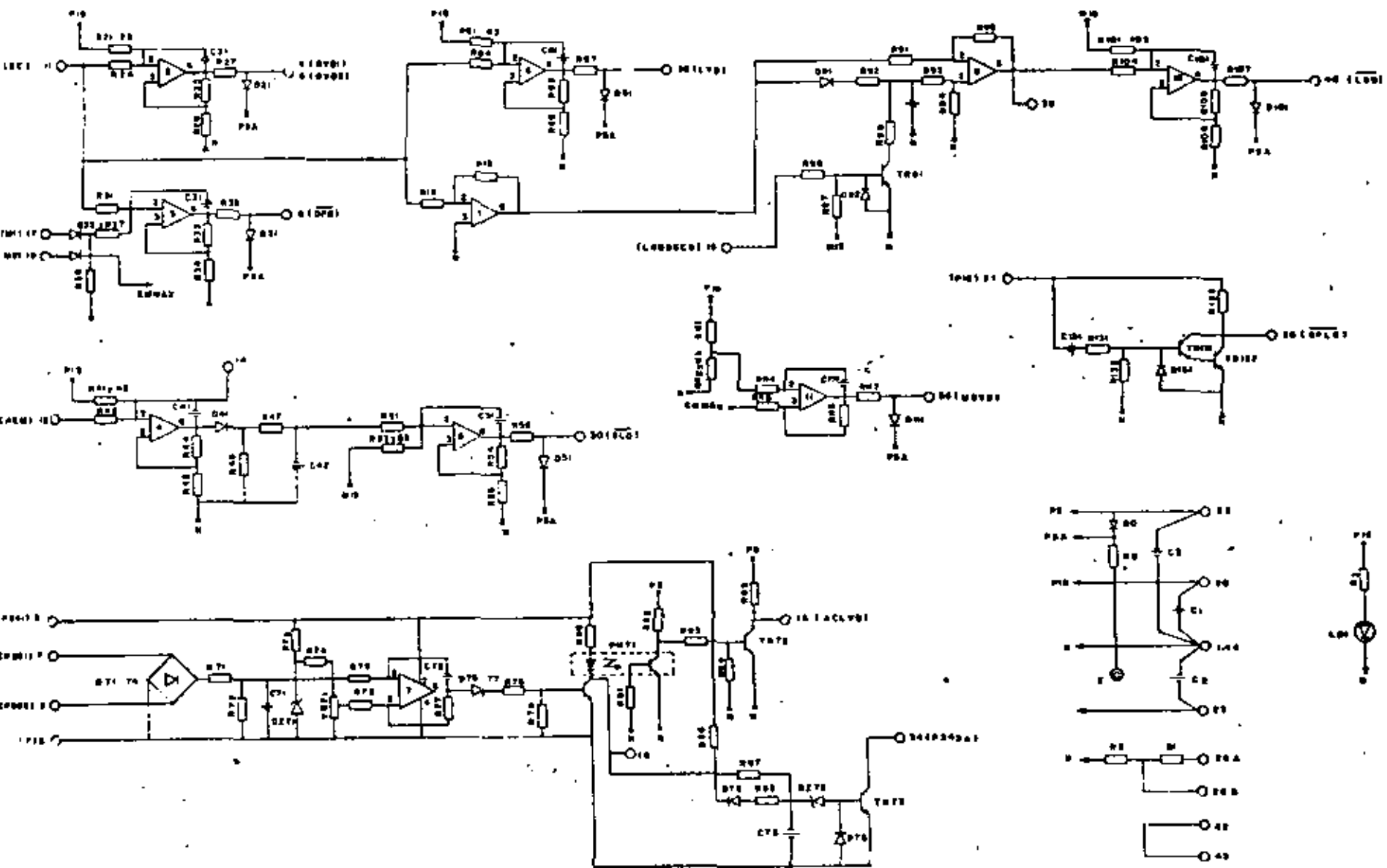
MN-LOG-7A

HJIEBTI



MN-LOG-9A
HJ12873





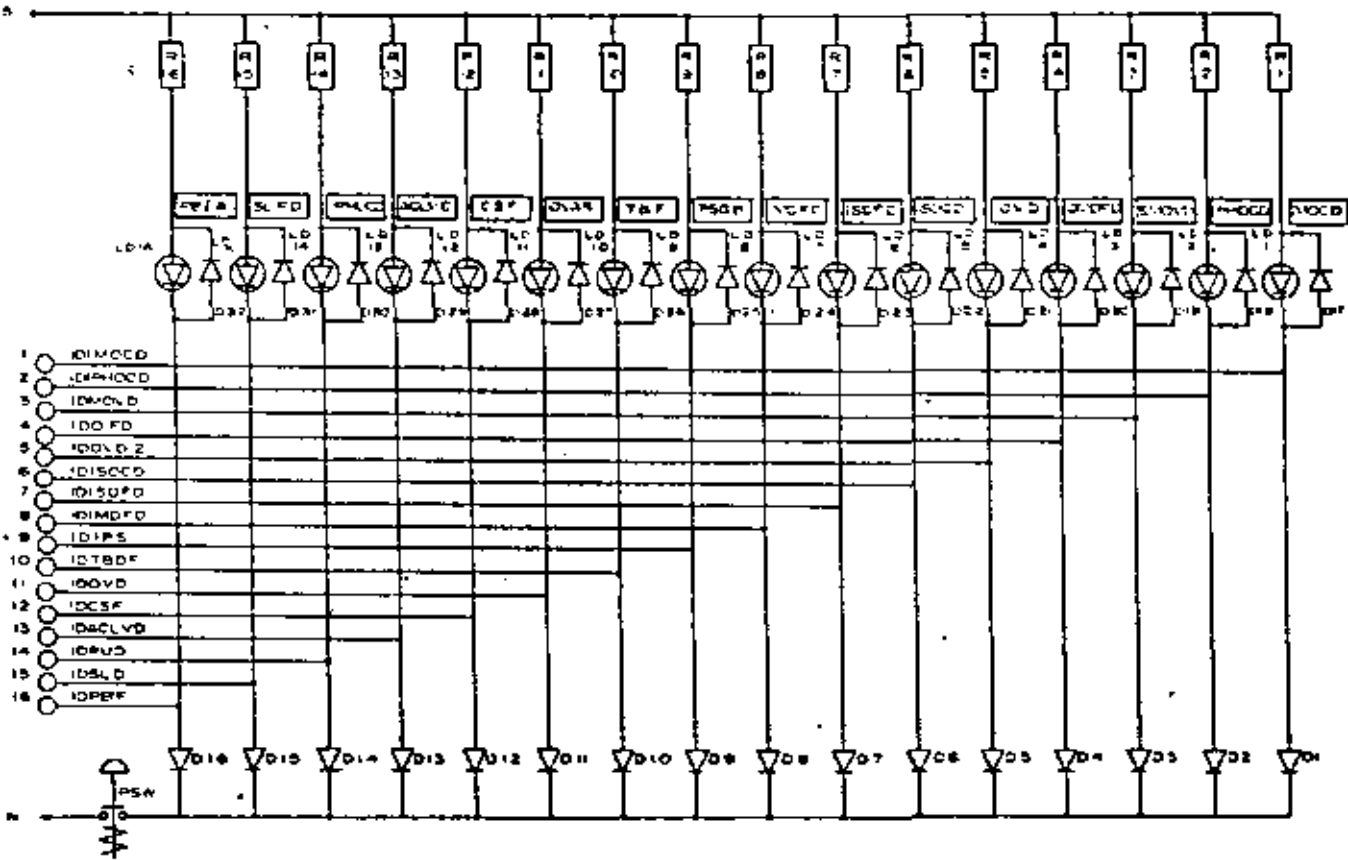
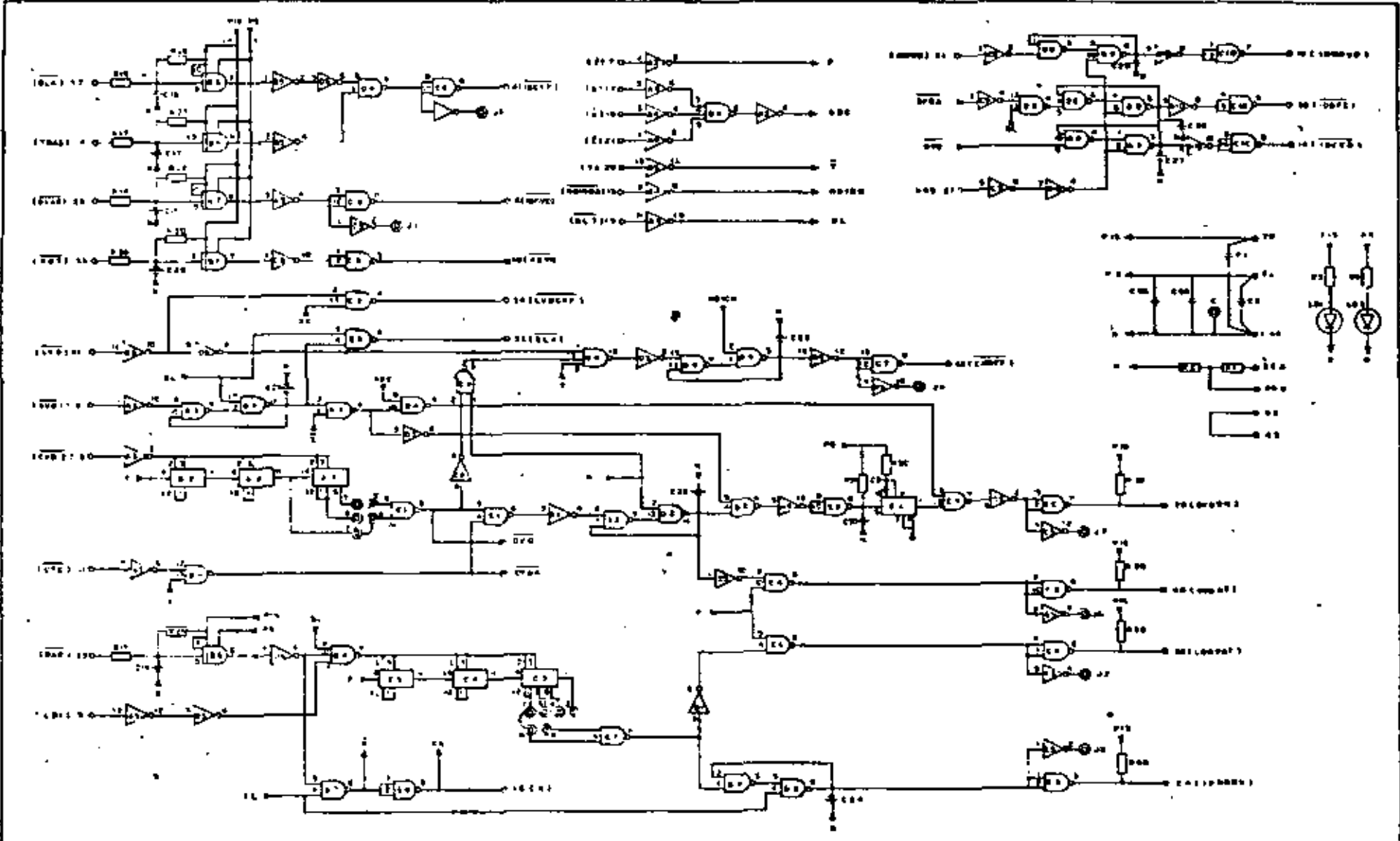
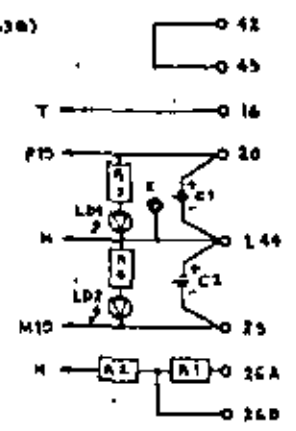
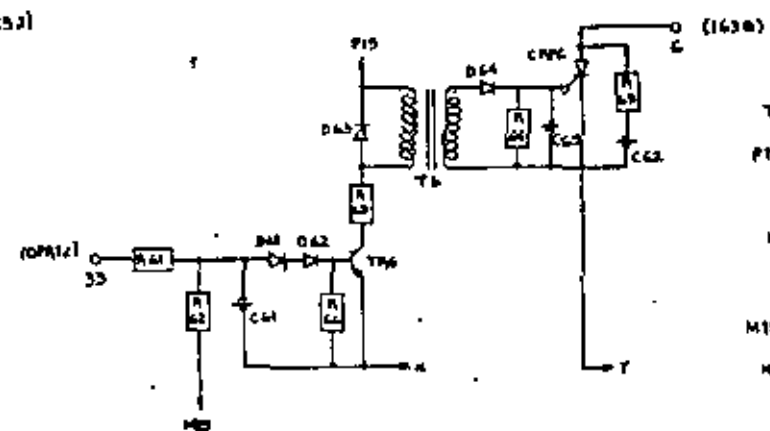
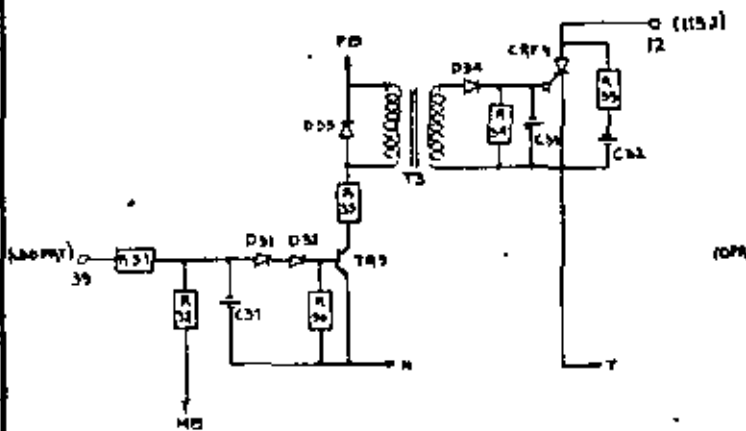
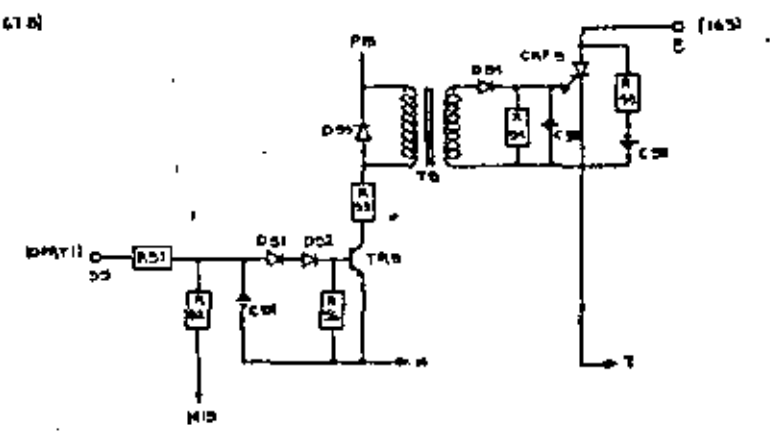
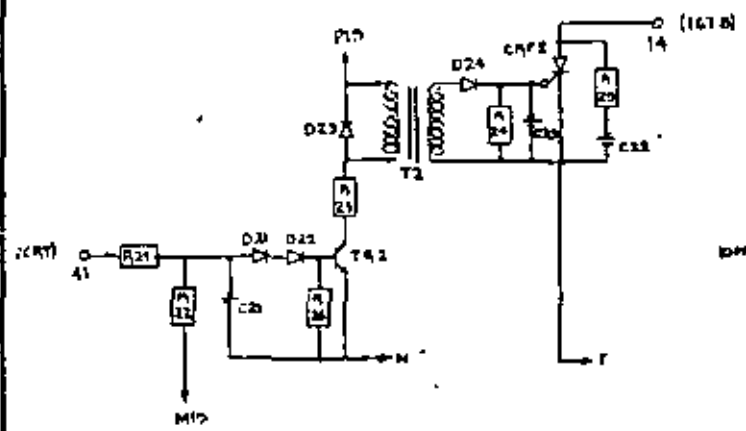
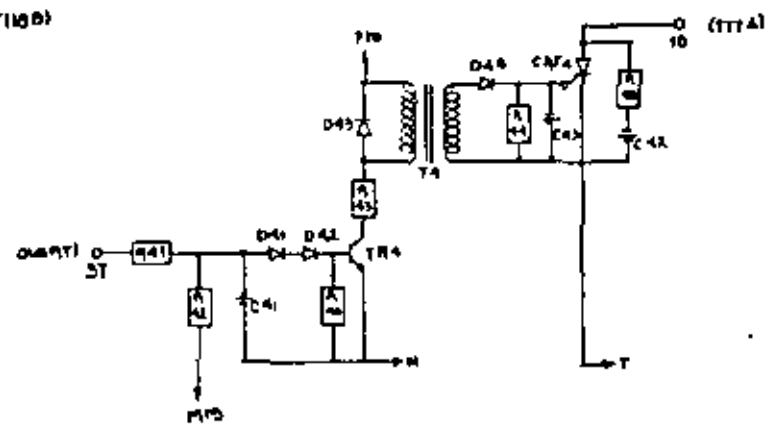
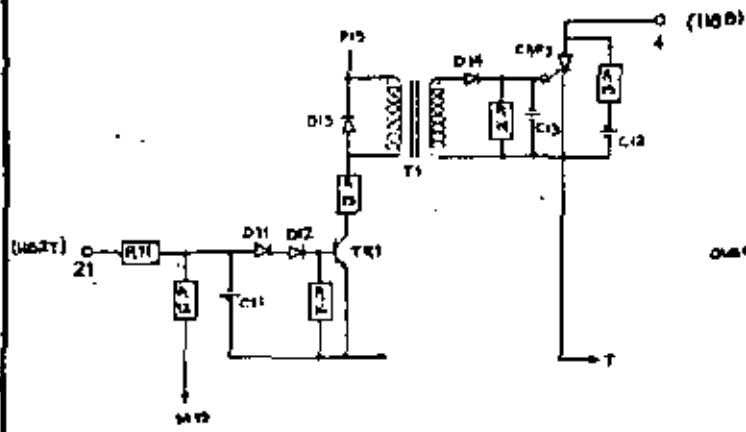


FIG.	REV.		
1	1		
		HU 40015	



	TITULO MN-LOG-8A
	PLANO HJ12672



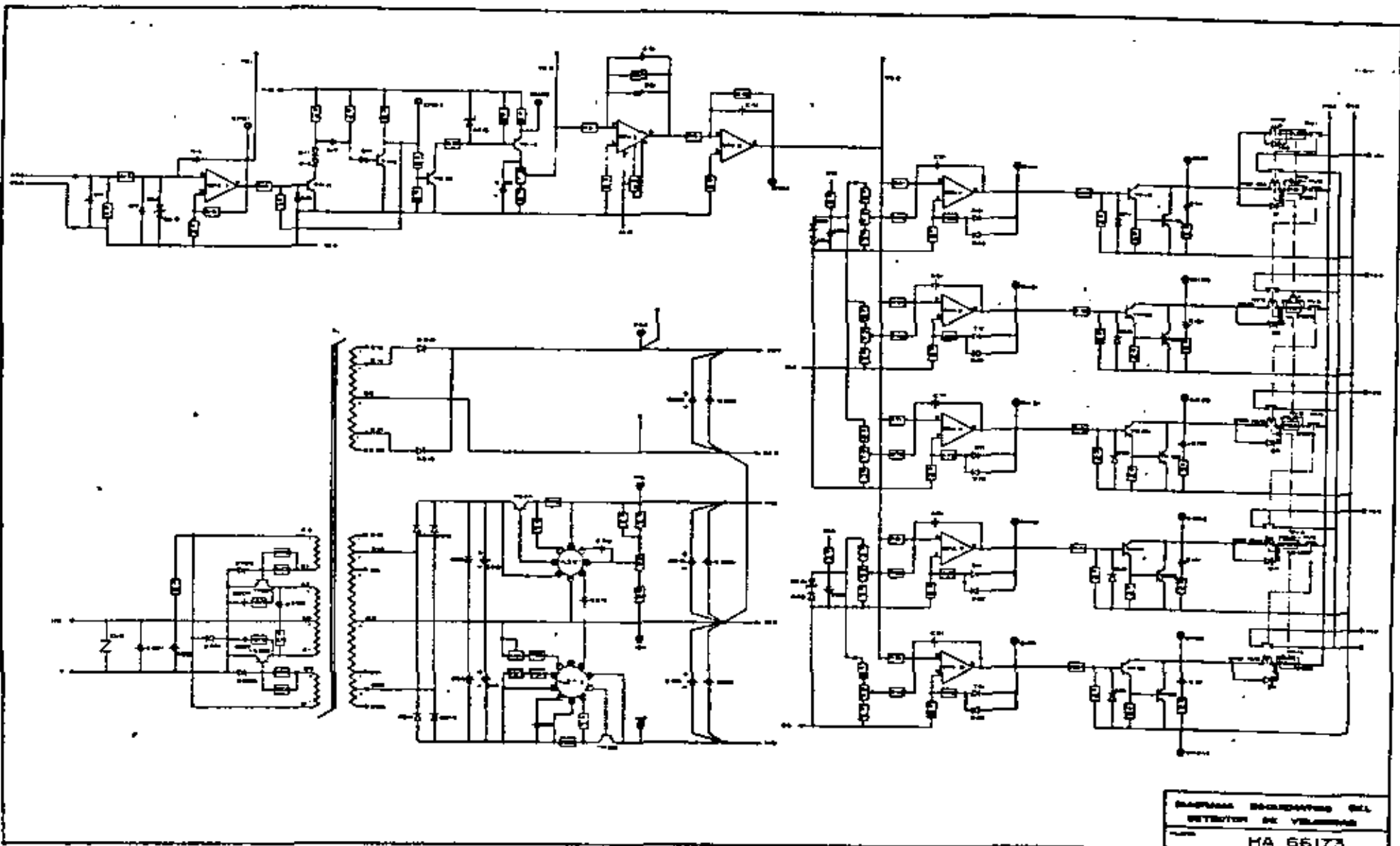
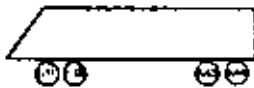
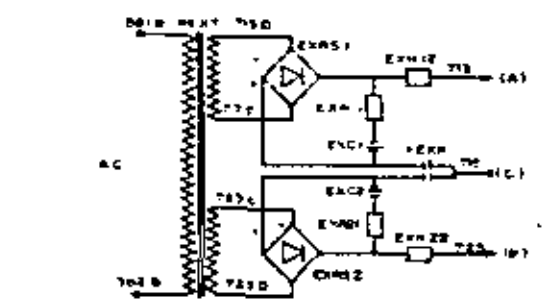
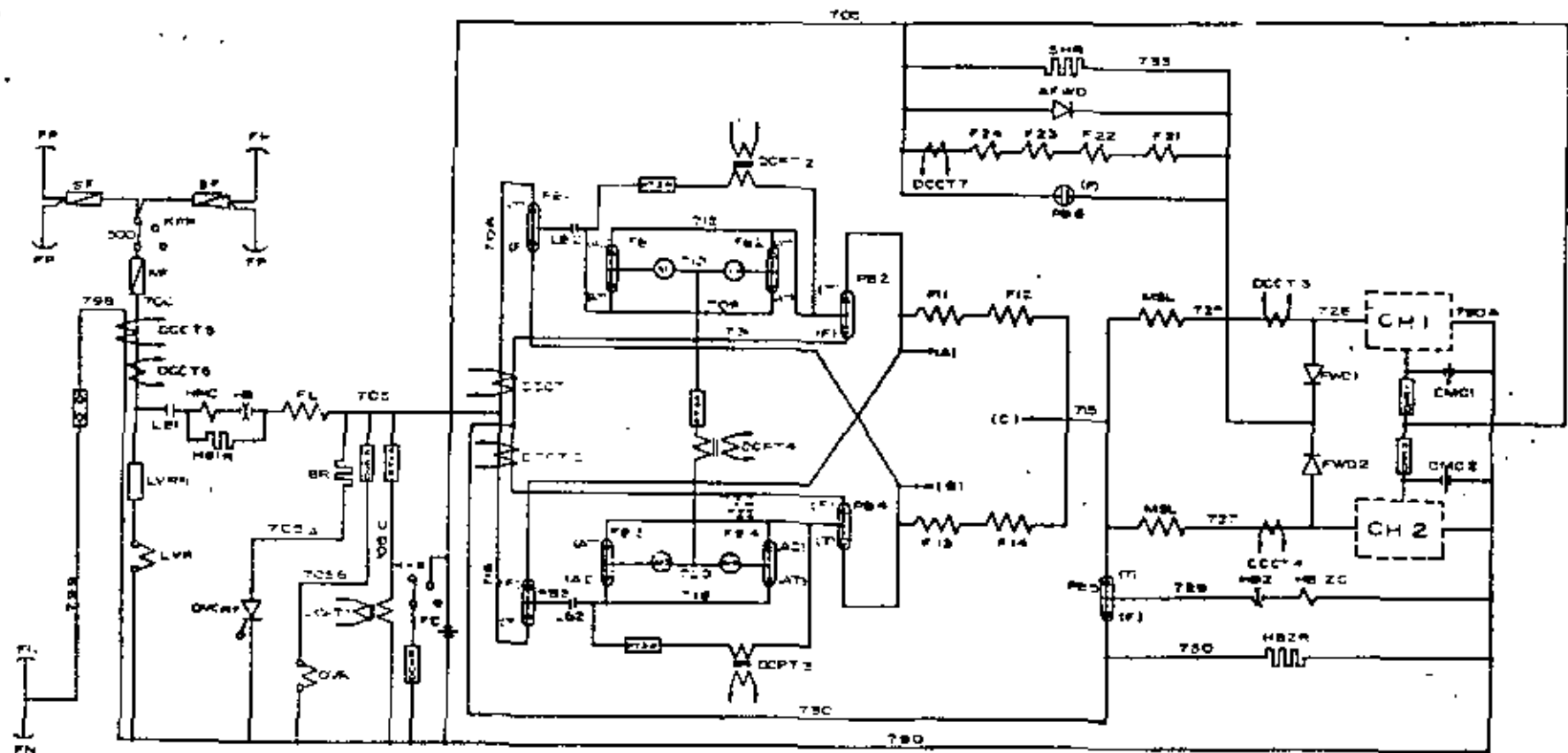
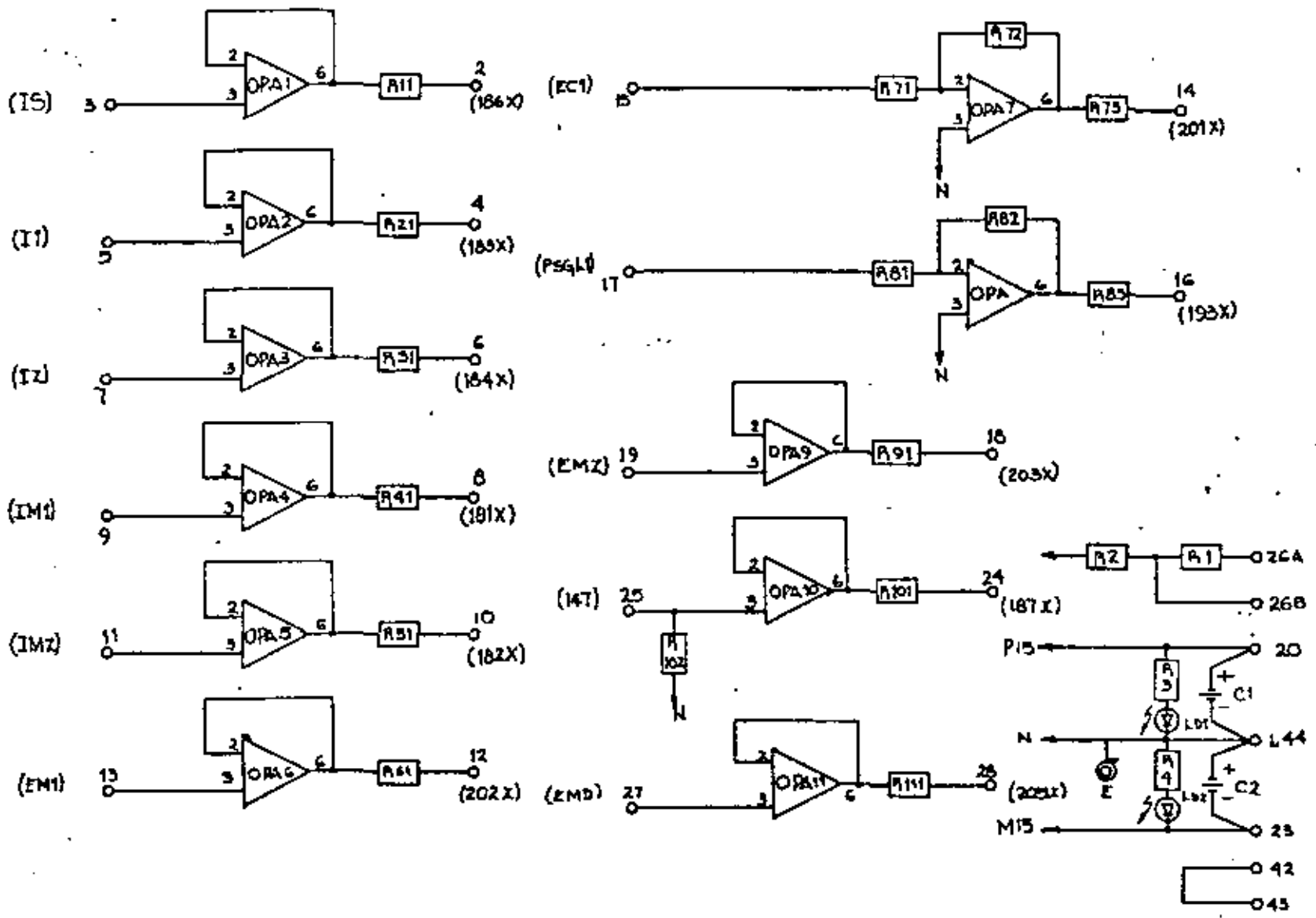


DIAGRAM DESCRIBING SET
 DETECTOR DE VELOCIDAD
 HA 66173



PB - Controlador Tracción Frenado
 (T) Tracción (F) Frenado
 FB - Controlador Aceleración-Arresto
 (AD) Aceleración, (AT) Arresto

ESQUEMA DE LOS
 CIRCUITOS DE POTENCIA
 HJ 07931



		MN-MNT-1A	
Exp. ACCY	The AMP		
Date	Page	HU 18146	

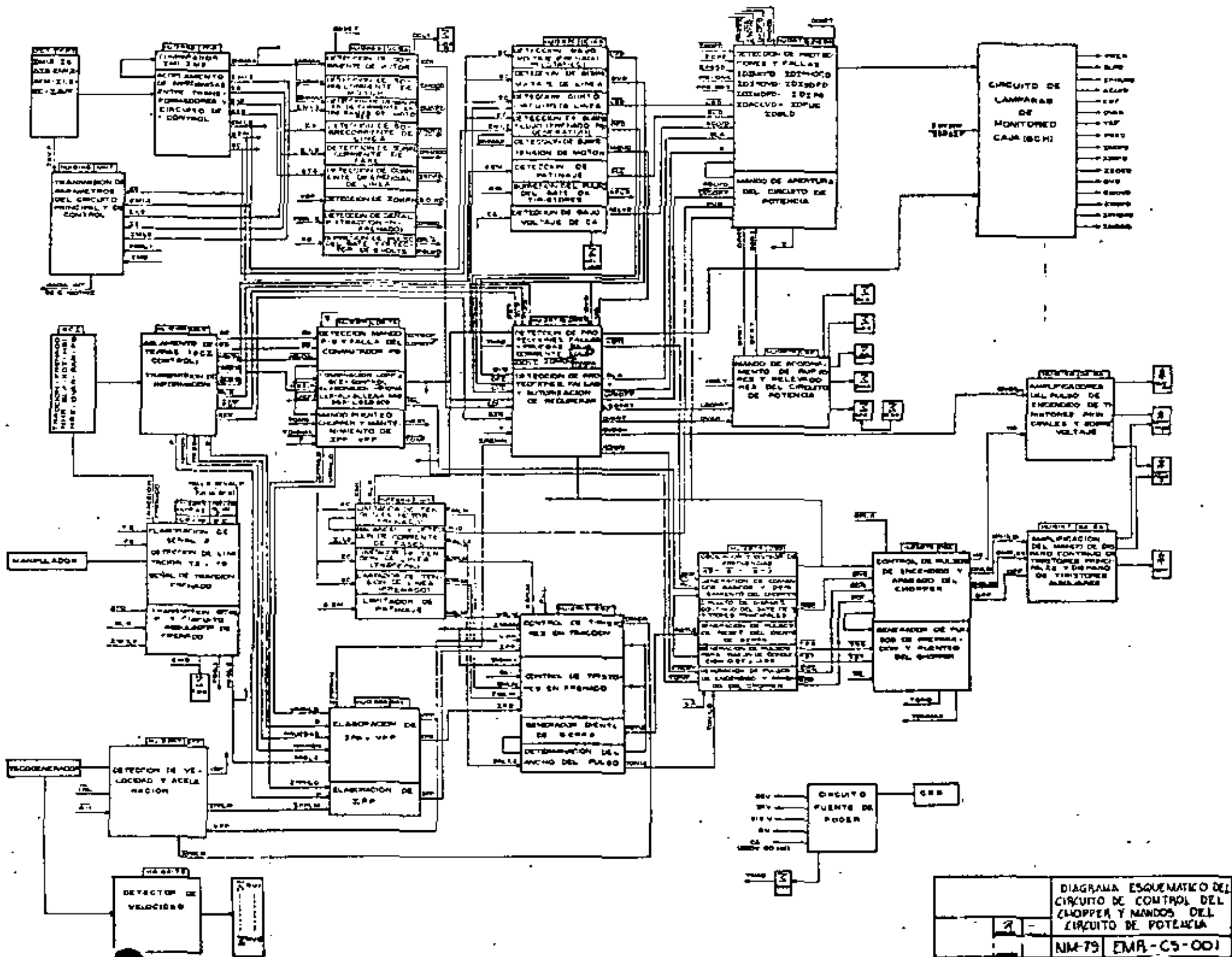


DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL CLOPPER Y MANDOS DEL CIRCUITO DE POTENCIA

NM-79 EMB-C5-001



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

CENTRO DE CONTROL DE CARGA

Ing Arturo Morales Collantes

Octubre, 1981

La producción de energía eléctrica es un proceso íntimamente ligado al desarrollo mundial, y por tal motivo existe el — compromiso de responder satisfactoriamente a la demanda impuesta por los avances de los países dentro de las más altas normas de calidad; en la actualidad la generalidad de los sistemas eléctricos de potencia ha alcanzado un alto grado de desarrollo, sus características de operación se han visto alteradas modificando — sustancialmente su comportamiento y haciendo más compleja la administración de sus componentes, lo cual ha hecho manifiesta la necesidad de implementar nuevos métodos de control, que hagan posible que cada uno de los elementos integrantes del sistema responda de una manera adecuada y permitan su operación continua, segura y económica.

Con el desarrollo de los sistemas eléctricos de potencia y la imperante necesidad de lograr sus objetivos fundamentales se hizo necesaria la planeación y el control de la operación, las cuales tuvieron como base las estadísticas existentes y las necesidades presentes, para desarrollar la programación de recursos necesarios para satisfacer la demanda en forma eficiente, y la — coordinación de los componentes del control con los componentes de potencia del sistema.

En la actualidad existe una marcada tendencia a automatizar los centros de control y despacho de carga, en los cuales — mediante el equipo de cómputo se realizan funciones de manejo de información, control y supervisión del equipo en forma rápida y — certera; además de elaborar los programas de aplicación y auxilio, para las técnicas de control de los sistemas eléctricos de potencia.

Un Sistema Eléctrico de Potencia (SEP), es el conjunto de elementos (generadores, transformadores, líneas de transmisión, etc.), que enlazan los centros de producción — con las zonas de distribución de energía eléctrica. Su principal objetivo es la producción y el transporte de energía — eléctrica de la mejor calidad al mínimo costo y en forma — continua para el suministro de los usuarios.

Los sistemas eléctricos de potencia en atención a sus dimensiones, pueden ser clasificados como pequeños y — grandes sistemas.

Son sistemas pequeños aquellos que producen volúmenes pequeños de energía, transmiten en niveles de voltaje relativamente bajos y operan por lo general en forma aislada, aunque pueden estar interconectados con otros sistemas; son por lo general autosuficientes para satisfacer su demanda, — para lo cual requieren una reserva considerable en relación a su capacidad instalada.

Son grandes sistemas los que debido al crecimiento de pequeños sistemas aislados que encuentran ventajosa su interconexión, se integran con objeto de administrar mejor sus recursos; estos sistemas manejan volúmenes considerables de energía y los transportan en niveles de voltaje lo suficiente altos para abatir las pérdidas.

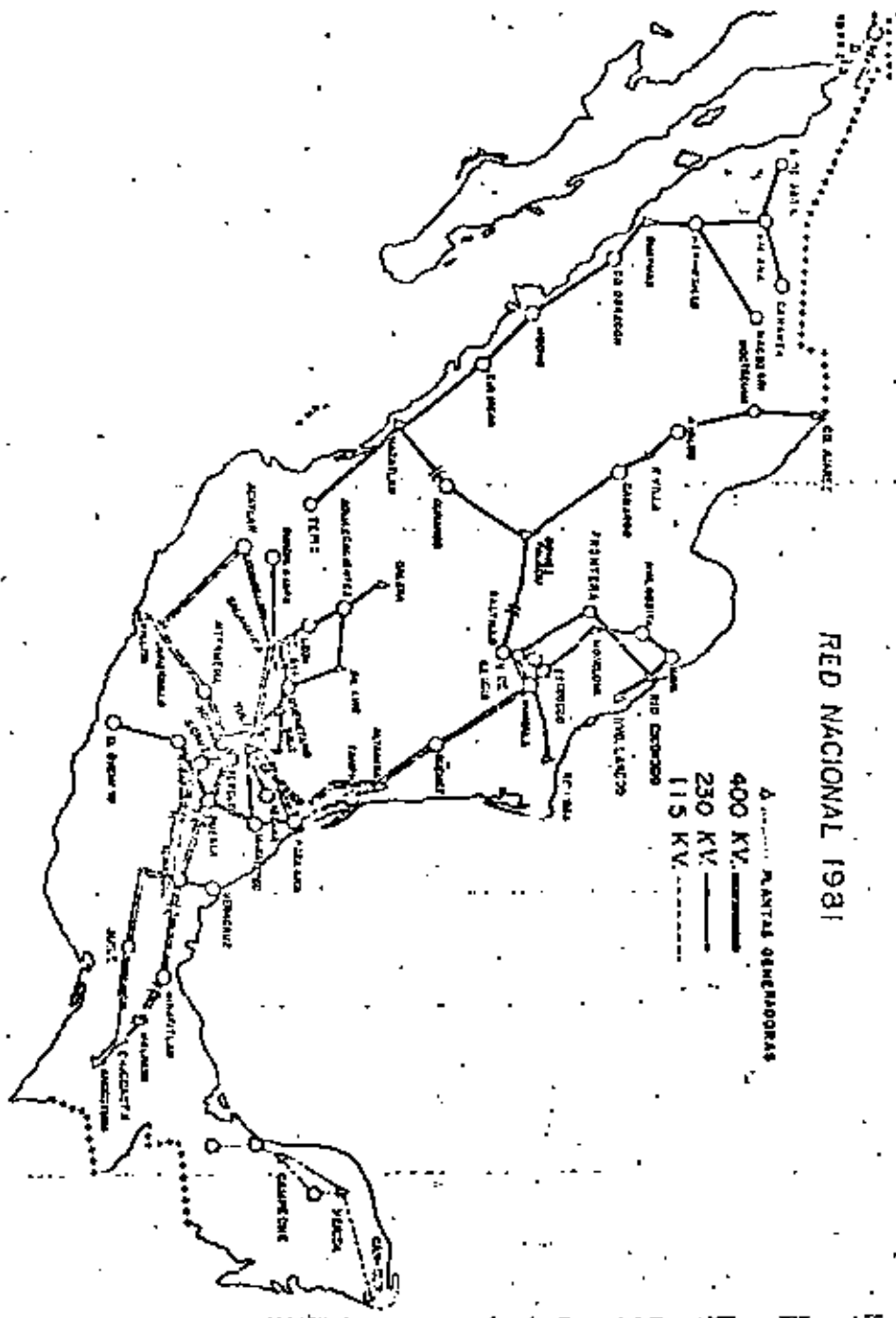
En general los SEP modernos grandes o pequeños, — son el resultado de la evolución de otros más simples que — originalmente se concibieron y que con el paso del tiempo —

han sufrido cambios que los han adaptado a las condiciones actuales, haciéndolos más robustos y funcionales.

El crecimiento de los SEP generalmente es debido a aumento de demanda, lo cual obliga a incrementar la producción de energía, que en la mayoría de los casos se obtiene con nuevas fuentes, instaladas a distancias considerables en relación con los centros de consumo, y por tal motivo es muy frecuente que cuando los aumentos de demanda son altos, las características de los circuitos de transmisión también se modifiquen; por esta razón es muy común que los sistemas de transmisión operen con diferentes niveles de voltaje, que desde luego pueden ser interconectados mediante transformadores, en los puntos en que las condiciones de la red lo requieran, con lo cual es posible darle una mayor robustez y una mejor posibilidad de distribución al flujo eléctrico, la figura 1 ilustra la red de transmisión del sistema nacional, en la que se pueden observar las características de los circuitos de transmisión.

Como el crecimiento de los SEP generalmente origina su expansión, cuando las condiciones son propicias y se interconectan con otros sistemas vecinos, se logra una mayor confiabilidad, una operación más económica, y la posibilidad de compartir sus reservas, tanto en condiciones normales como en caso de emergencia; además de muchas otras grandes ventajas que propician esta medida, razón por la cual, es aceptada mundialmente; sin embargo la operación de los SEP se hace más compleja cuanto mayor es el número de interconexiones, ya que cada vez es más difícil su supervisión, lo cual es fundamental para la prevención de contingencias, que pueden llegar a producirse efectos graves si no se toman providencias.

Fig. 1



RED NACIONAL 1981

En la Ciudad de México, el Sistema Eléctrico Nacional está constituido por ocho sistemas, de los cuales seis están interconectados constituyendo el Sistema Interconectado Nacional, formado por los sistemas interconectados norte y sur, y dos se encuentran aislados debido a su situación geográfica.

La tabla siguiente ilustra la forma en que está constituido dicho sistema:

Sistema			
Central	} Sistema Interconectado Sur	} Sistema	Interconectado
Oriental			
Occidental			
Noroeste	} Sistema Interconectado Norte	} Nacional	Interconectado
Norte			
Noreste			
Baja California Peninsular	} Aislados		

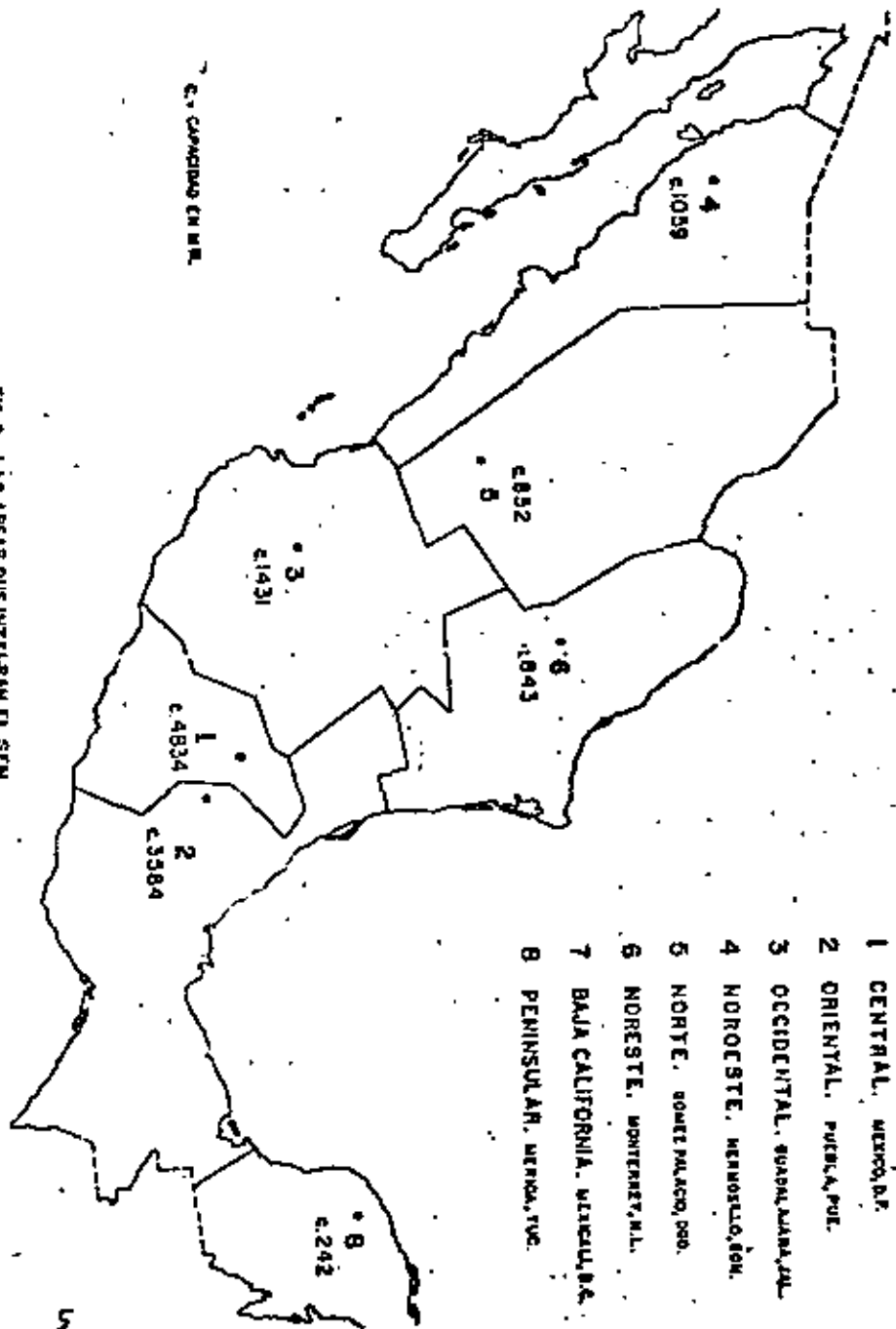
En la figura 2 se ve la división de áreas de control del sistema eléctrico nacional y la localización de sus centros de control y en la figura 3 la red de transmisión más importante del sistema Central.

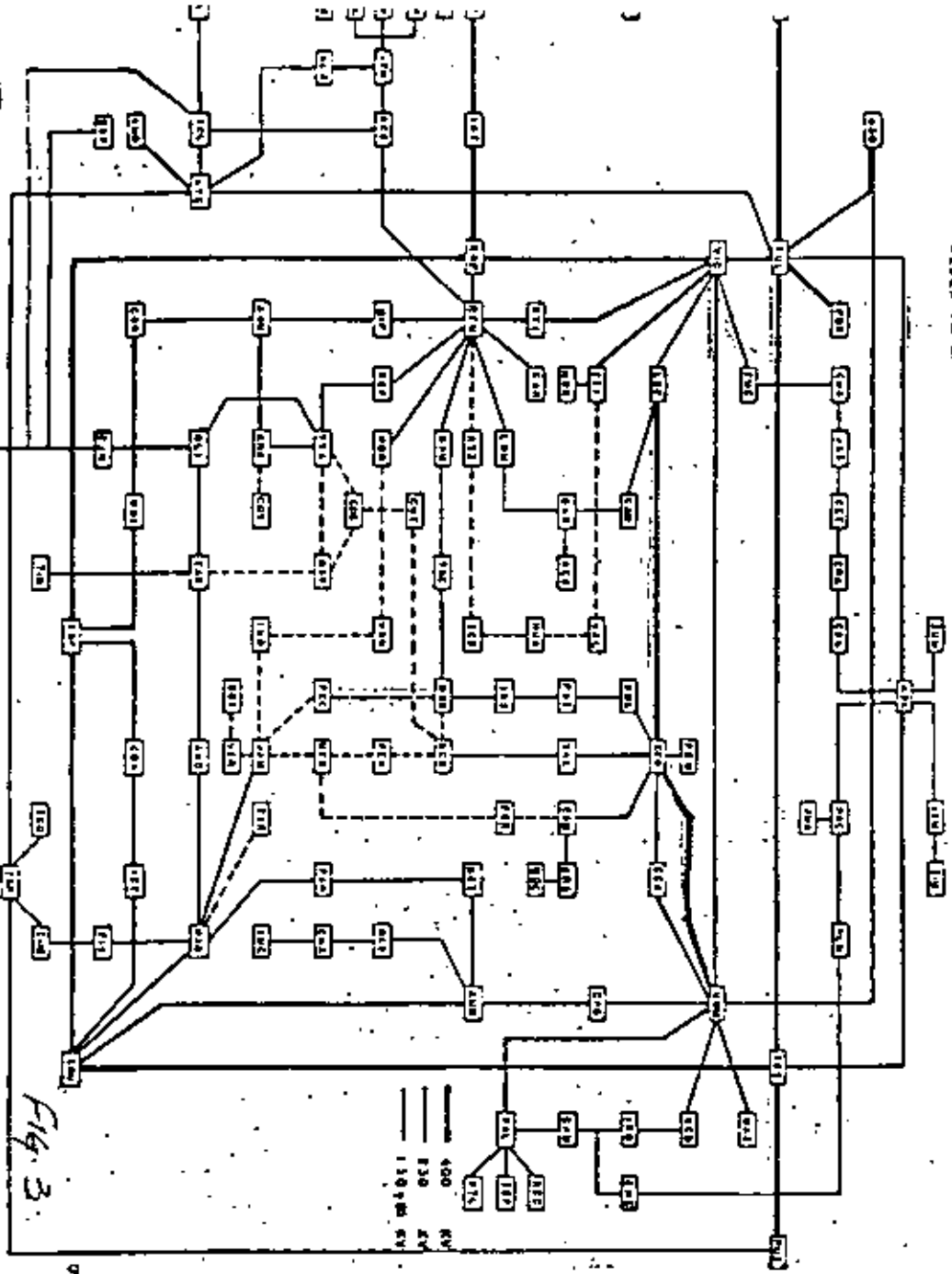
Estados de Operación de los Sistemas Eléctricos de Potencia.

Desde el punto de vista de operación es posible distinguir cinco estados de funcionamiento de un sistema, cada uno de ellos denota claramente las características de operación que prevalecen en él, y corresponde a una condición de riesgo para la operación del sistema; los estados de funcionamiento son: —

F14.2

FIG. 2.- LAS AREAS QUE INTERAMAN EL SEN.





Proces de Emergencia

normal, de alerta, de emergencia, de extrema emergencia y restitutivo.

Estado Normal.- Es aquel en el que la capacidad disponible en los diferentes elementos del sistema satisface las condiciones impuestas por la demanda y no existen restricciones de ningún tipo, todos los elementos integrantes del sistema operan en rangos de capacidad adecuados, y si tanto en generación como en transmisión existe capacidad de reserva el nivel de seguridad del sistema será adecuado respecto a las perturbaciones naturales originadas de la demanda.

Estado de Alerta.- Se presenta cuando la reserva de un sistema que opera en estado normal se pierde, reduciéndose el nivel de seguridad; sin embargo la capacidad instalada en el sistema satisface la demanda, es decir, no hay restricciones entre generación y demanda; en este caso no es una garantía que al presentarse alguna perturbación o disturbio, el sistema sea capaz de soportarla, y es posible que si los límites de seguridad se violan, el sistema pase a una condición de emergencia.

Estado de Emergencia.- Existe cuando la capacidad del sistema no satisface la demanda, operando algunos de sus elementos fuera de especificaciones y violándose los límites de seguridad; en este caso deben tomarse de inmediato medidas de control, tendientes a restablecer al sistema a su estado normal o al menos al estado de alerta; esto no es siempre fácil, ya que las condiciones que prevalecen en el sistema no son favorables para tomar acciones, pues debido a las restricciones existentes, las respuestas de los elementos de control son lentas sobre todo si estas no son automáticas.

Condición de Extrema Emergencia.- Se origina cuando las accio-

Fig. 3.

nes de control tomadas en un estado de emergencia fallan, produciéndose un disturbio, y ocasionando la pérdida de algunos de los componentes del sistema, con lo cual se pierde su robustez propiciando la inestabilidad; cuando los efectos son graves, pugna de sobrevenir la desarticulación total del sistema o bien separarse en islas autonómicas para abastecer su propia demanda, lo cual ya es una ventaja. Sin embargo sea cual sea el origen de un efecto de esta naturaleza, las medidas de control, deberán estar enfocadas a la conservación de la mayor parte de los elementos del sistema.

Estado Restaurativo.- Son las acciones tomadas después de que una desarticulación parcial o total del sistema se ha presentado, mediante ellas se busca su integración total en el mínimo tiempo posible. El estado restaurativo puede cambiar al sistema de un estado de extrema emergencia a un estado de alerta o normal, dependiendo las condiciones en que el sistema quedó después del disturbio y los procedimientos empleados para la restauración.

La figura 4 muestra en forma gráfica los posibles estados de operación de un sistema, así como la relación que entre ello se da; es posible observar que para que un sistema opere en estado normal, dentro de normas de seguridad adecuadas, debe contar con la reserva suficiente para soportar los efectos de las perturbaciones a que suele ser sometido, sin ser expuesto a efectos que pongan en peligro su estabilidad; fatalmente no siempre es posible, aún contando con la capacidad suficiente mantener estas condiciones ideales para el funcionamiento óptimo del sistema, ya que por diversas circunstancias un sistema se ve sujeto a restricciones, tanto de carga como de operación, las que minadas a

los posibles disturbios que eventualmente puedan presentarse, representan el más grave riesgo para su operación.

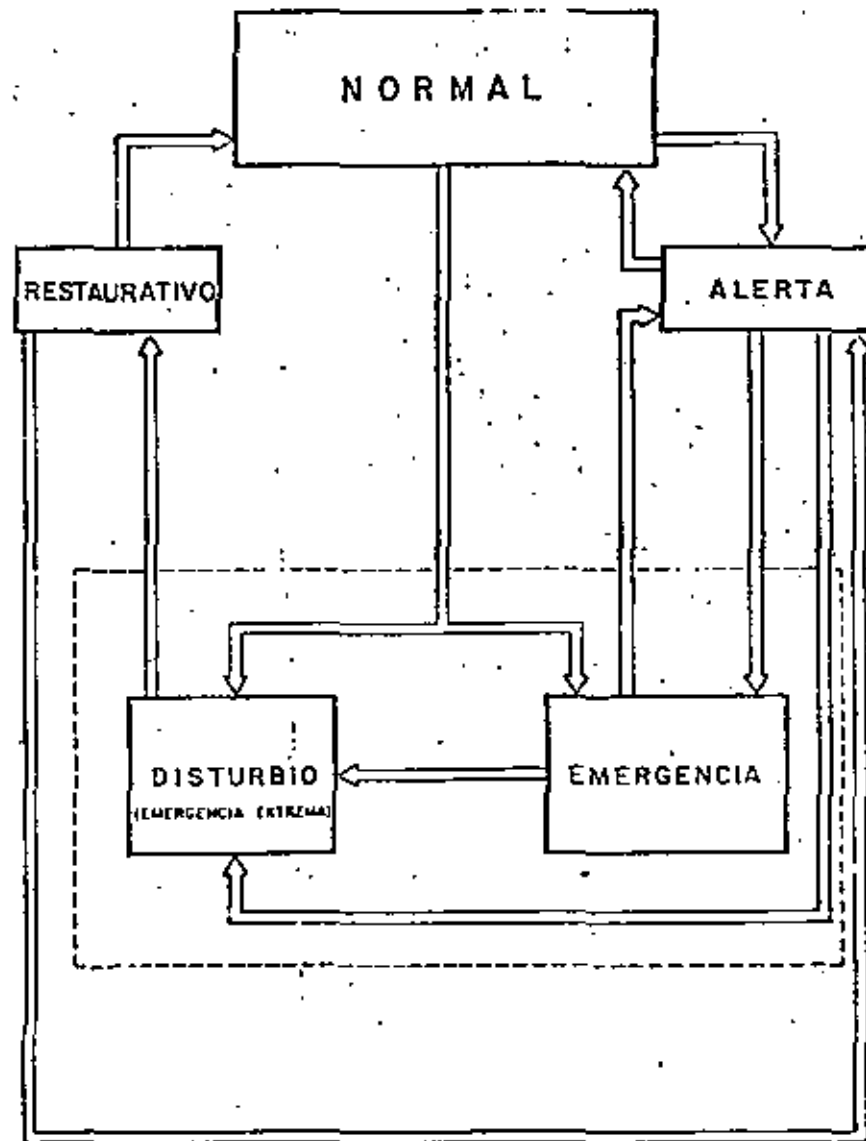
Comportamiento del Sistema ante Problemas de Operación.

Las restricciones de carga se presentan por deficiencia de capacidad disponible, lo cual obliga a tomar una serie de medidas, que van desde la de operación a rangos de frecuencia abajo de la normal, hasta la desconexión de carga cuando el problema se agudiza y se llega a una condición peligrosa para el equipo y/o el sistema.

Las restricciones de operación imponen límites de operación en los elementos del sistema, tales como potencia reactiva en generadores, voltajes en circuitos de transmisión y barras, cargas en transformadores, líneas e interruptores, etc., tanto para estado estable como para estado transitorio.

Cualquiera de estos dos problemas de operación o ambos, representan un serio riesgo para la estabilidad del sistema, ya que si no se aplican medidas adecuadas, propician la aparición de disturbios que se puedan originar de los estados normal de alerta o de emergencia; sin embargo las posibilidades y las consecuencias serán tanto mayores cuanto más críticas sean las condiciones de operación del sistema antes del disturbio.

Desde luego que no solo los disturbios ponen en peligro la estabilidad del sistema, ya que, sobretudo en grandes sistemas en los que las variaciones de carga son notablemente bruscas, se originan perturbaciones que aunque no tienen las dimensiones de un disturbio, la frecuencia con que acontecen es tal, que de no tomar medidas para contrarrestarlas, producirán graves efectos en el equipo, sobre todo en el de genera-



ESTADOS DE OPERACION DE UN SISTEMA ELECTRICO

ción.

Los riesgos desde luego serán tanto mayores cuanto más crítico sea el estado de operación del sistema, ya que una perturbación originada por un momento brusco de carga o pérdida de generación, en un sistema que no cuenta con capacidad de reserva suficiente, o bien el disparo de enlaces entre sistemas que separan áreas con déficit de generación, dan lugar a una disminución de frecuencia originada por la deficiencia de potencia suministrada al sistema deficitario, cuya característica de respuesta se muestra en la figura 5, en la cual es posible observar las respuestas para un sistema con déficit de reserva y un sistema con reserva suficiente y adecuadamente distribuida.

Como puede verse la desviación máxima de la frecuencia es mayor que la final o permanente, y se presenta en el estado transitorio; dicho valor y su comportamiento posterior, depende de la respuesta de los reguladores de velocidad de las máquinas correspondientes; en un sistema interconectado, el transitorio depende de la inercia del sistema.

Los efectos de baja frecuencia producen sobrecalentamiento en máquinas sobretodo en turbogeneradores de vapor que tienen enfriamiento interno, fatiga debido a esfuerzos en los alabes de las turbinas, voltajes generados anormales, y en general, afectan a los auxiliares de las máquinas que son dependientes de ellas; esto origina deficiencia en la respuesta de los generadores produciendo un derrateo en las mismas que no favorece nada la crisis por la que atraviesa la operación del sistema; sin embargo lo más grave es el efecto que este estado representa para las máquinas las cuales reducen notablemente su vida ver figura 6.

Los efectos producidos en las máquinas debido a la ope-

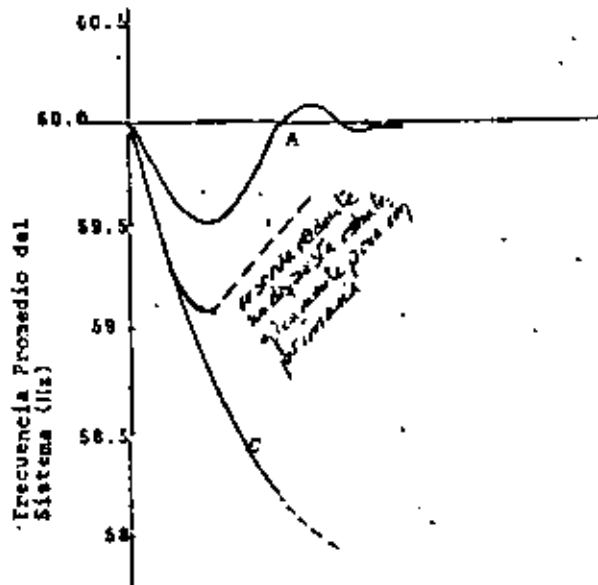


Fig. 5. Ejemplos del comportamiento de la frecuencia promedio de Sistemas al ocurrir pérdida brusca de generación.

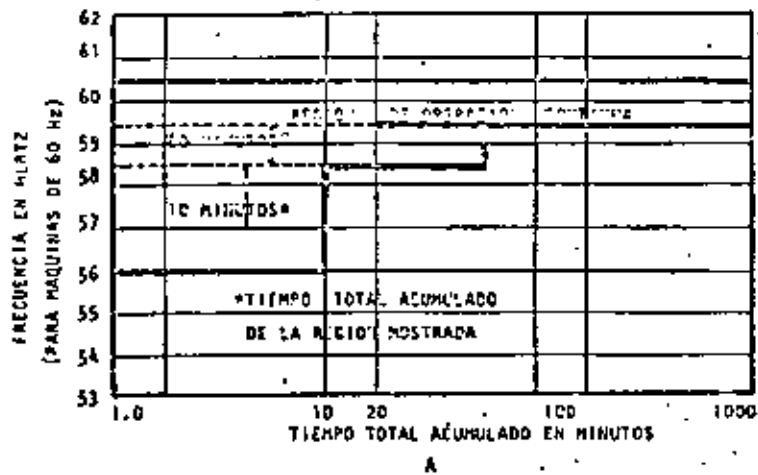
ración del sistema en condiciones de baja frecuencia varían según su tipo y capacidad, por lo que para sistemas interconectados, en los cuales generalmente participan en la producción máquinas de todos tipos, es recomendable que los límites de baja frecuencia continua para operación a plena carga no bajen de 59.5 y 59.4 cps. Con estos valores incluso la insuficiencia de flujo enfriado en turbogeneradores con enfriamiento interno no se considera crítico.

Los efectos de variación de frecuencia que causan daño a las máquinas no sólo se reducen a variaciones abajo de la frecuencia normal, también las operaciones a niveles de frecuencia alta producen efectos similares en los mismos rangos figura 7, sin embargo es mucho menos frecuente tener casos de alta que de baja frecuencia.

El límite de operación a baja frecuencia sostenida, depende del margen de capacidad requerido para afrontar las contingencias más probables sin que la frecuencia baja de 59.5 cps, la reducción considerada se refiere a la condición de estado estable o de estabilización de la frecuencia en su valor final y no al pico máximo que se produce durante el período transitorio de variación.

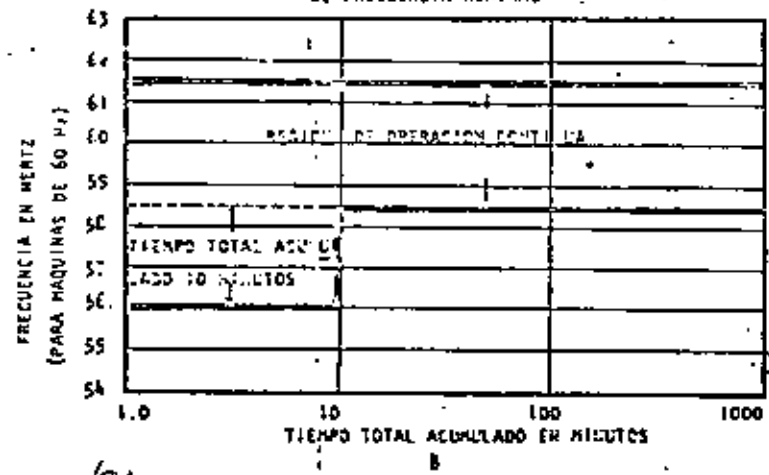
Durante condiciones de déficit de capacidad con reserva agotada, una caída de frecuencia provocada por una pérdida de generación provocará la acción de los gobernadores que tratarán de recuperar las condiciones originales; al llegar la frecuencia a su límite (59.5 cps) será necesario si los gobernadores ya no responden, desconectar a discreción la carga necesaria para controlar la frecuencia empleando cualquier procedimiento si se quiere conservar la integridad del sistema.

OPERACION DE LA TURBINA FUERA DE FRECUENCIA NOMINAL



Máquinas con alabes de 28' o mayores

OPERACION DE LA TURBINA FUERA DE FRECUENCIA NOMINAL



Máquinas con alabes de 28' o mayores

OPERACION

1. Razón.

La falla total de un sistema eléctrico tiene que ser prevenida. Por esta razón para ciertas variaciones de frecuencia el conjunto turbina-generador se debe mantener enlazado tanto tiempo como sea posible.

Solamente cuando se excedan ciertos valores límite la unidad será separada de la red y aislada completamente.

2. Rango de validez.

Esta instrucción establece los límites para las desviaciones con respecto a su velocidad nominal de las turbinas. Dichos límites se relacionan única y exclusivamente con la turbina y no incluyen los auxiliares.

3. Desviaciones permisibles de la velocidad nominal.

De +3 a -3% permisible.

De +3 a -4% 20 minutos y un total de 2 horas por año.

De +3 a -5% 10 minutos y un total de 1 hora por año.

Arriba de -5% 10 segundos.

% DE DESVIACION DE LA VELOCIDAD NOMINAL

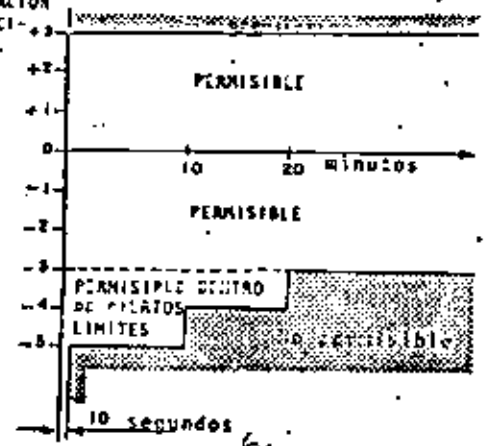


Fig 6b

OPERACION DE TURBINAS DE VAPOR A DESVIACIONES DE VELOCIDAD DE LA VELOCIDAD NOMINAL

Fig. 6a LIMITES EN TURBINAS DE VAPOR PARA OPERACION FUERA DE FRECUENCIA NOMINAL

76

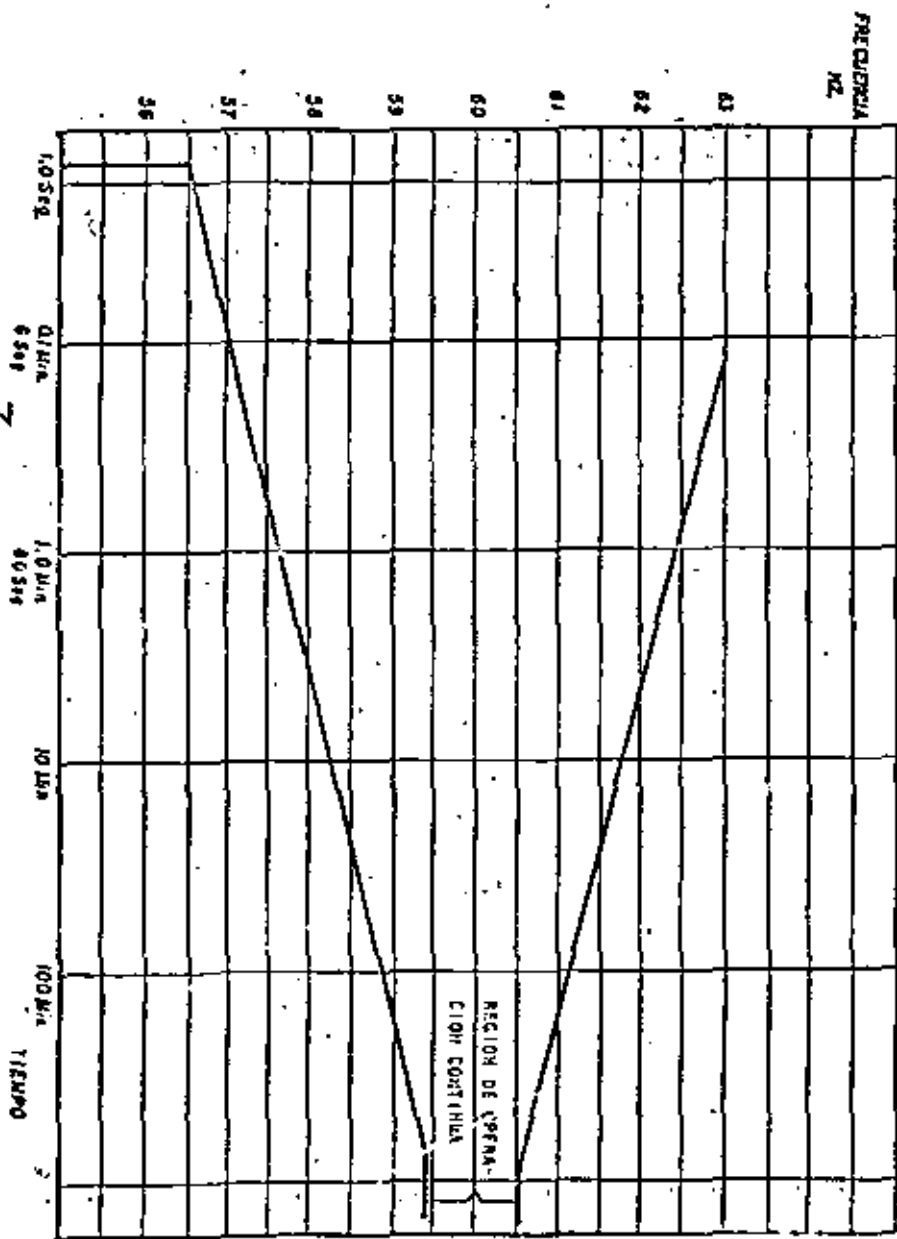


FIG. 7 UNIDAD DE FRECUENCIA DE LA TURBINA

Por supuesto que siempre que sea posible deberán emplearse técnicas de reducción de carga menos drásticas que las que se dan para condiciones de emergencia, tales como desconexión de carga seleccionada (poco importante), reducción de voltaje del sistema, y todas las medidas preventivas que se puedan tomar para evitar estos sucesos.

Algunas guías de generación recomiendan reservas entre 5 y 7% de la capacidad de consumo durante el pico, para satisfacer márgenes de seguridad en sistemas interconectados por efectos de baja frecuencia.

Es muy conveniente que exista una adecuada distribución de reserva entre las unidades que respondan al control de la generación cuando esta se realiza en forma automática, con objeto de lograr una mejor respuesta para contrarrestar la tendencia de abatimiento de la frecuencia; la figura 8 muestra el efecto de la deficiencia de generación en la frecuencia para un sistema que cuenta con reserva y con una distribución adecuada de sus generadores que respondan a efectos de regulación, de un sistema sin reserva y otros con reserva en diferente número de unidades, y con reserva mal distribuida.

La regulación efectiva o equivalente de un SEP es inversamente proporcional al número de unidades reguladoras, por lo cual es muy ventajoso distribuir la reserva rodante bajo regulación primaria en unidades generadoras con los gobernadores activos.

De los aspectos tratados resulta evidente que la primera limitación de los SEP es su operación en rango de frecuencia bajos, se estableció que para aquellos que cuentan con plantas térmicas en las que participan grandes turbogenerado-

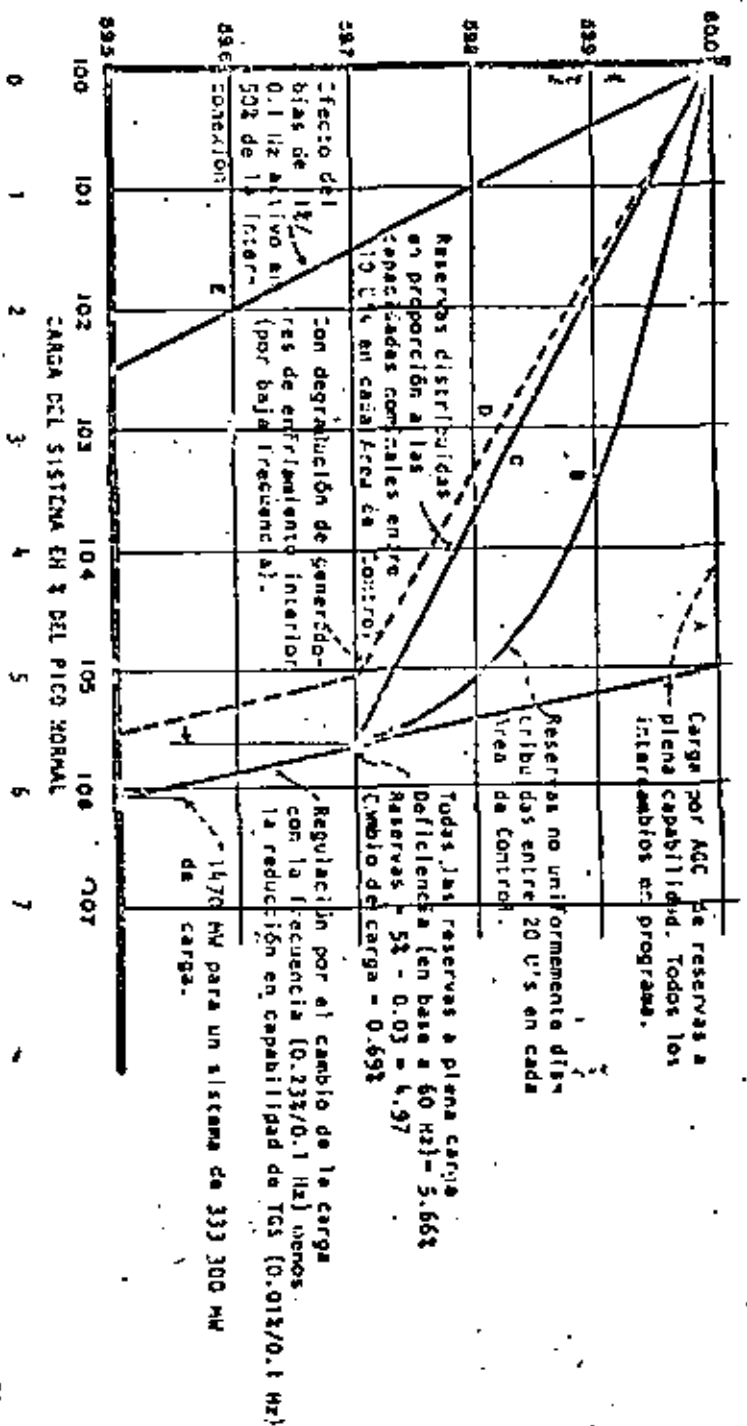
res el límite de frecuencia baja sostenida no deberá ser menor de 59.5 cps con objeto de preservar su vida útil. Si la frecuencia continua decreciendo por abajo de este límite (59.5 cps), las unidades sujetas a daños por fatiga deberán ser disparadas manual o automáticamente para evitarles daños mayores.

Como en los grandes sistemas la participación de los turbogeneradores, representa un alto porcentaje respecto de la producción total de energía eléctrica (mas del 70%), y tomando en cuenta que por lo menos el 50% de estas máquinas tienen límites de baja frecuencia especificados para 59.5 cps, sería muy imprudente permitir que la frecuencia bajara de este valor, sobretodo en sistemas interconectados, en las que se cuenta con áreas que tengan deficiencia de generación, ya que esto podrá ocasionar la pérdida de generación térmica desde cantidades modestas hasta grandes cantidades de energía, lo cual podría en el caso mas crítico dejar en serio riesgo la estabilidad del sistema.

En los SEP existen esquemas de protección por baja frecuencia que desconectan automáticamente bloques de carga seleccionada en diferentes rangos de frecuencia que van desde un límite arriba de 59.5 cps en adelante, algunos rangos típicos de operación de relevadores de baja frecuencia para 60 cps son: 59.3, 59.1, 58.9, 58.6 cps., etc.

La filosofía de estos esquemas de protección es bajo la premisa de operación aislada, con objeto de lograr que cada uno de los sistemas aislados o interconectados sea autosuficiente para lograr la recuperación rápida de la frecuencia perdida; los bloques de carga a desconectar por este concepto son grandes y dependiendo de las características del equipo del sistema y las condiciones de la perturbación podrán tener valores entr

Fig. B DEFICIENCIA DE GENERACION VS. FRECUENCIA DEL SISTEMA
PORCIENTO DE DEFICIENCIA DE GENERACION (EN TERMINOS DE CAPABILIDAD A 60 Hz).



el 5 y el 20% de la carga suministrada con los cuales los efectos de reducción de la vida útil de las máquinas debidos a perturbaciones es aceptable.

SEGURIDAD

La seguridad de la operación de los SEP es un aspecto que ha tomado gran importancia en la época actual, en que la interconexión de sistemas es una realidad y los riesgos a los que queda expuesto tanto mayores cuanto mas interconexiones tiene.

Se conoce como seguridad la habilidad que tiene un SEP que opera en condiciones normales, para soportar perturbaciones sin llegar a presentar condiciones de emergencia; los límites de seguridad los fijan las empresas eléctricas en base a sus políticas de operación y a criterios de contingencias en el equipo; la generalidad contemple salida de generadores, líneas, transformadores, barras, interruptores, etc., o algún otro tipo de perturbación que sola o en combinación con las anteriores podrá dar criterios de seguridad tan estrictos como costosos.

La seguridad de un sistema depende del estado de operación en que se encuentra, se pueda decir que un sistema es seguro, si operando en condiciones normales después de ocurrir un contingencia permanece en estado normal, y será inseguro si cambia su estado; las posibilidades de variación de estados normales de un SEP son ilimitadas, ya que tanto la variación de la demanda como la de generación son dinámicas y la disponibilidad de las instalaciones (generadores, interruptores, líneas, etc.) son variables debido a contingencias anteriores, mantenimiento etc., de tal manera que aun operando en condiciones normales un sistema puede tener diferentes niveles de seguridad, incluso llegar en un caso extremo a ser inseguro.

La seguridad que pueda tener la operación de un sistema empieza desde la etapa de planeación, un sistema bien planeado deberá garantizar un buen nivel de seguridad, una planeación deficiente difícilmente podrá alcanzar un grado de seguridad adecuado.

MÉTODOS DE CONTROL DE LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA.

Para lograr los objetivos básicos: generar y transportar energía eléctrica de calidad, operando económicamente y con un nivel de seguridad adecuado, los SEP necesitan coordinar todas sus actividades desde centros de control, lo cual para grandes sistemas se lleva a cabo mediante el auxilio de programas de aplicación, cuya función es mantenerlos en una secuencia de operación continua de estados normales, lo que requiere de la aplicación de equipo de computación, comunicaciones, medición y control.

Los programas de aplicación tienen como función el procesamiento de información para crear una base de datos confiable, que permita obtener soluciones óptimas de los problemas planteados.

El control de los sistemas eléctricos de potencia hasta hace poco tiempo fue responsabilidad exclusiva del operador del sistema, quien en base a su experiencia y con la información disponible, la cual por lo general era lenta y poco confiable, tomaba decisiones de las acciones que debía realizar para mantener la continuidad del sistema; pero su crecimiento e interconexiones con otros sistemas, aumentaron su complejidad e hicieron mas difícil su concepción y coordinación por los métodos tradicionales, obligando a aplicar técnicas de control acordes con el comportamiento del sistema, dando lugar a lo que hoy se conoce como Control Automático de Generación, Despacho Económico de Carga, Control Supervisor y de Adquisición de Datos, y la nueva filosofía del control de SEP: el Control con Seguridad.

Mediante el control automático de generación es posible administrar la generación requerida para satisfacer la demanda -- del sistema, manteniendo dentro de límites adecuados las variables frecuencia-potencia, mediante la repartición de la generación entre las unidades bajo control de regulación y coordinando la operación de los recursos disponibles. Estos programas son -- auxiliados por otros programas relacionados con la generación y -- demanda.

El control económico de generación tiene como objetivo la producción de la energía eléctrica, mediante los aprovechamientos térmicos o hidráulicos disponibles para satisfacer una demanda específica de la manera más económica. Es una función que se -- realiza en períodos que van de tres a veinte minutos, dependiendo de las condiciones del sistema, de la disponibilidad del equipo -- despachable tanto en forma manual como automática y de las políticas de operación; tomando en cuenta los costos de producción, los límites de generación de las unidades y plantas del sistema, la -- reserva rodante requerida, los márgenes de regulación y los flujos de potencia activa en líneas.

El control supervisorio y de adquisición de datos es -- una valiosa herramienta mediante la cual es posible conjugar todas las técnicas de control de los sistemas eléctricos de potencia, y el principal ingrediente de su seguridad, a través de él se establece la base de datos o estado actual del sistema mediante la recolección de la formación del propio SEP, los cuales despliega directamente en el área de control correspondiente. Los programas que procesan información son indispensables para la ejecución de otros programas, ya que constituyen filtros para la información y proporcionan modelos usados para otros programas.

DESCRIPCION DE LAS FUNCIONES DE UN CENTRO DE UN CONTROL

Los centros de control de los sistemas eléctricos de -- potencia tienen como actividades principales las funciones de -- producción de energía eléctrica, la planeación de la operación a corto plazo, la evaluación de la seguridad de los SEP, así como la supervisión y control de la ejecución de los programas de -- aplicación para condiciones normales del sistema o la modificación de los mismos cuando las condiciones lo requieran debido a la presencia de eventos no planeados.

Entre las funciones más importantes para el sistema se pueden considerar las siguientes:

- Pronóstico de demanda a corto plazo
- Programación hidrotérmica de unidades
- Programación de intercambios por áreas
- Despacho económico
- Evaluación de reservas
- Flujos de carga
- Análisis de Contingencias
- Costos de producción

CONCLUSIONES.

La interconexión de los SEP es una medida muy significativa, ya que permite una mejor administración de recursos manteniendo las características de continuidad, calidad y economía.

El desarrollo, interconexiones y el aumento de capacidad de las unidades y plantas generadoras de los SEP, hacen más compleja su operación y propicia graves problemas de estabilidad que deben ser eliminados.

La automatización de los centros de control es la mejor opción para contrarrestar los efectos producidos por el desarrollo de los SEP, ya que:

Permite un mejor nivel de información del estado del sistema.
Hace posible la toma de decisiones rápidas y certeras con lo cual es posible prevenir la salida y daños del equipo.
Da una mayor garantía de seguridad y economía en la operación del sistema.

El aumento del costo de combustibles y accesorios eléctricos y la reducción en los del equipo de computación, representan el principal incentivo para la aplicación de métodos de control que mejoren la seguridad y economía de los SEP.

REFERENCIAS

Análisis de Seguridad en estado estable de sistemas eléctricos de potencia.
Conferencia Mexicana 1979

F. Aboites

Aplicaciones de Control de los Sistemas eléctricos de potencia
Conferencia 1980

G. Arroyo

A real time optimizer for security dispatch
B F Wallenberg, N. O. Standlin IEEE 1974

Descripción funcional de Centros de Control 1980

S. A. Molina

Disparo de carga por baja frecuencia
Conferencia 1981

S. Guerrero S.

Energy Control Center Design
Conferencia IEEE 1977

Filosofía de la Operación
Conferencia Mexicana 1978

Jesús Sada G.

Operating under stress and strain
Lester H. Fink and J. Carlsen

Power System Control and protection
H Russell and M.E. Council





**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

CENTRO DE CONTROL DE CARGA

TEMA 1

**PROBLEMAS BASICAS DE OPERACION DE
LOS SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA
ESTADOS CARACTERISTICOS**

Ing. J. Luis Gómez Pineda

OCTUBRE, 1981

PROBLEMAS BÁSICAS DE OPERACIÓN DE LOS SISTEMAS
ELECTRICOS DE POTENCIA - ESTADOS CARACTERÍSTICOS.

Ing. J. L. Gómez Pineda
C. L. y F. C.

I. INTRODUCCION

La operación de Sistemas Eléctricos de Potencia, como la mayoría de los procesos de producción, está sujeta a un conjunto de estados dinámicos que dependen fundamentalmente de los siguientes considerandos:

- A) Demanda de la producción, que en este caso se refiere a la "carga" eléctrica, aprovechando directa ó indirectamente la energía eléctrica, con un comportamiento constantemente variable.
- B) Satisfacción de la demanda con las características exigidas aprovechen de adecuadamente los "recursos" del sistema en sus elementos de Generación, Transmisión y Distribución de potencial eléctrico.

II. ESTADOS OPERATIVOS DE LOS SISTEMAS ELECTRICOS.

El comportamiento constantemente variable de la demanda, se debe:

- A) Al aprovechamiento de la energía que en gran parte, depende de las necesidades humanas y sociales; variable por su naturaleza.
- B) A variaciones internas del propio sistema, como consecuencia de los cambios y aprovechamiento de la disponibilidad de recursos, para adecuarse a la demanda.
- C) A variaciones súbitas e inesperadas, consecuencia de factores internos en los propios elementos del sistema ó factores externos al sistema, que se reflejan como variaciones súbitas de la demanda y que como consecuencia modifican la estructura de la red eléctrica. En base a -

los factores mencionados, que determinarían el comportamiento de los sistemas eléctricos, se pueden identificar los TRES ESTADOS de operación, características; a saber:

- 1) ESTADO NORMAL de operación; que exige ciertas funciones operativas para adecuar los recursos disponibles del sistema a las variaciones NORMALES de la demanda, buscando satisfacer fundamentalmente características de calidad, economía y seguridad del servicio.

Las funciones básicas en este estado están relacionadas con:

- La supervisión de las magnitudes y condiciones que determinan el comportamiento de los elementos del sistema.
- Acciones de control y/o regulación en los elementos del sistema para adecuarse a las variaciones dinámicas de la demanda, cuidando las condiciones operativas de los elementos, sin la violación de sus propias restricciones de seguridad.
- Funciones de análisis desarrolladas en el ámbito del "tiempo real" de operación del sistema, que permitan identificar planeadamente en cualquier intervalo de tiempo, las condiciones actuales del sistema y definir las acciones de control necesarias para adecuarse en forma óptima y segura a las variaciones de la demanda y al propio sistema.

- 2) ESTADO ANORMAL de operación, dependiente de múltiples factores indeseables pero al mismo tiempo inevitables. Como es de esperarse, la presencia ó duración de este estado debe reducirse al mínimo posible por los efectos que provoca en los elementos ó en las condiciones transitorias para adecuarse a variaciones súbitas.

Las condiciones operativas anormales exigen un conjunto particu-

lar de funciones para:

- Detectar casi instantáneamente las condiciones anormales sob-
- Las y establecer las acciones de control para eliminar inmedia-
- tamente estas condiciones y asegurar el restablecimiento diná-
- mico del sistema a condiciones estables después de su variación
- transitoria durante el período anormal, así como el mínimo de -
- daños en los elementos.

- Detectar condiciones anormales no súbitas, eliminar las mismas

y minimizar sus efectos en los elementos.

- Suministrar información para las funciones requeridas en el sistema

de mantener a condiciones anormales, con objeto de discriminar

las causas y aplicar acciones correctivas.

3) ESTADO DE RECUPERACION O READAPTACION, como consecuencia de la salida de un estado anormal que conduce al sistema a un nuevo estado que no necesariamente se considera totalmente normal, principalmente por cambios en la disponibilidad de elementos o modificaciones sustanciales de la configuración de la red y cuyos consecuencias puedan ser:

- Incapacidad para satisfacer totalmente a los requerimientos de la demanda.
- Un estado de operación aparentemente normal, pero susceptible de haberse resistido un subsiguiente estado anormal o contingencia, que lo pudiere conducir a condiciones más críticas e incluso a un desplazamiento parcial o total (disturbio).

Estos con mas o estado operativo indican nuevamente la necesidad

dad de un conjunto de funciones operativas exigidas ya sea a "operadores humanos" u "operadores automáticos" entre las que se contienen las siguientes:

- Restauración de elementos por fallas fugaces.
- Restauración de elementos o conjuntos de elementos, desconectados del sistema como consecuencia de fallas permanentes en otros.
- Puesta en servicio de elementos disponibles de reserva.
- Restauración de conjuntos de instalaciones o áreas considerables del sistema como consecuencia de fallas más severas o mala operación de los sistemas de protección.
- Desconexión controlada de carga para mantener el balance generación - demanda, como consecuencia de pérdida de generación.
- Desconexión súbita de generación para mantener condiciones estables del sistema por desbalance generación - demanda, como consecuencia de pérdida súbita de la demanda.

III. REQUERIMIENTOS GENERALES.

De las funciones operativas que se requieren para hacer frente a cada uno de los ESTADOS característicos de los Sistemas Eléctricos de Potencia, se puede decir que la operación de los mismos se resume a una combinación de las siguientes FUNCIONES BASICAS:

A) Adquisición de datos o de información.

B) Análisis de los datos y toma de decisiones.

C) Ejecución de las acciones necesarias.

El desarrollo de estas funciones por conducto de recursos humanos ó automáticos, depende por una parte de las EXIGENCIAS que cada uno de los estados del sistema imponga y por otra parte de las POSIBILIDADES de los recursos para llevar a cabo parcial ó totalmente dichas funciones dentro - del marco de RESTRICCIONES humanas, técnicas y económicas.

Anteriormente se han mencionado en forma general las exigencias funcionales de cada uno de los estados, conviene indicar ahora algunos aspectos básicos sobre las restricciones humanas, técnicas y económicas a las que se ven sujetos los diferentes recursos operativos y ubicar así sus posibilidades para desarrollar las funciones básicas indicadas.

En cualquiera de los ESTADOS del sistema, las RESTRICCIONES impuestas para el desarrollo de las funciones operativas se pueden englobar en un conjunto de SATISFACCIONES los cuales (todos ellos) en mayor o en menor grado, intervienen y determinan los recursos operativos más adecuados, humanos ó automáticos, para ser aplicados.

El conjunto de satisfactores se puede describir jerárquicamente como sigue:

1. Las posibilidades que se exigen de los medios ó recursos operativos, para realizar las diferentes funciones básicas son:

- 1) Capacidad.
- 2) Precisión.
- 3) Rapidez.

2. Cumpliendo con las posibilidades anteriores, los recursos deben satis

facer funcionalmente los aspectos básicos:

- 1) Confiabilidad.
- 2) Seguridad.
- 3) Disponibilidad.

3. Un conjunto adicional de satisfactores que se refieren fundamentalmente a la implementación, operación y mantenimiento de los "recursos" - y estos particularmente enfocados a los recursos automáticos; se pueden sintetizar en una palabra: Flexibilidad.

IV. POSIBILIDADES DE LOS RECURSOS OPERATIVOS PARA SATISFACER LOS REQUERIMIENTOS DE OPERACION.

Se han descrito previamente de manera general los requerimientos que presentan cada uno de los estados característicos de operación de un sistema eléctrico y por otra parte las restricciones ó satisfactores que los propios recursos operativos deben cumplir.

Se mencionó que las funciones básicas que se deben desarrollar para operar un sistema eléctrico en cualquiera de sus estados son:

- A) Adquirir información ó datos pertinentes según el estado.
- B) Procesar los datos y analizar resultados para determinar las acciones correctivas necesarias.
- C) Llevar a cabo la ejecución de estas acciones correctivas.

En un sistema eléctrico complejo, constituido por una cantidad considerable de instalaciones y elementos, la realización de las funciones básicas operativas de:

- A) Adquirir una considerable cantidad de información periódicamente con-

- 7
- B) Procesar la información en base a teorías de análisis de redes, lógicas de control, análisis estocásticos, etc., en el ámbito del tiempo real.
 - C) Aplicar las acciones de control correctivas, con seguridad y también con rapidez. Exige recursos que están más allá de las posibilidades del ser humano.

Es por lo tanto evidente la necesidad de contar con recursos adicionales basados fundamentalmente en sistemas automáticos, que en base a la disponibilidad que nos ofrece el avance y desarrollo tecnológico en los campos de la electrónica, comunicaciones y computación, permitan la concepción de herramientas que complementan al hombre para desarrollar estas funciones eficazmente, cumpliendo adecuadamente con las responsabilidades operativas que en la actualidad exigen los sistemas eléctricos de potencia.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

CENTRO DE CONTROL DE CARGA

TEMA 2

**DESARROLLO HISTORICO DE RECURSOS PARA LA OPERACION DE
SISTEMAS ELECTRICOS EN SUS DIFERENTES ESTADOS**

Ing. J. Luis Gómez Pineda

OCTUBRE, 1981

DESARROLLO HISTORICO DE RECURSOS PARA LA OPERACION DE SISTEMAS ELECTRICOS EN SUS DIFERENTES ESTADOS.

Ing. J. L. Gómez Pinada
C. L. y F. C.

I. INTRODUCCION

La potencia eléctrica es indispensable para las costumbres modernas de vida de nuestra sociedad.

Se puede decir que el principio de la industria eléctrica tuvo lugar con la puesta en marcha de la primera estación de la Compañía Edison (Pearl Street Station) en la Ciudad de Nueva York, el 4 de septiembre de 1882.

Esta estación suministró potencia en su primera etapa, para abastecer una área de una milla cuadrada, comenzando a operar con 59 clientes y a finales del primer año este número creció a aproximadamente 500 clientes.

Ese mismo año de 1882 se instaló el primer generador impulsado por una turbina hidráulica en Wisconsin, así como la primera línea de transmisión fué construída en Alemania para operar en 2400 volts. de d.c. con una distancia de 60 Km. Hacia el año de 1887, operaban ya en los Estados Unidos 62 estaciones para proporcionar energía eléctrica.

Los primeros sistemas de Edison fueron de corriente continua a dos hilos. En 1884 la introducción del primer motor eléctrico

práctico y el incremento de la carga de alumbrado, hicieron necesaria la expansión de estos sistemas, desarrollándose el sistema de 3 hilos; sin embargo en 1885 se empezaron a sentir las limitaciones de suministrar energía solamente a distancias cortas desde las estaciones.

En 1889 se implementó la primera línea de transmisión con corriente alterna en E.U. en una fase, con 4000 volts, 200 KVA aprox. y 20 Km.

La primera línea trifásica entró en operación en Alemania en 1891, con 180 Km. y 12000 volts.

Durante este tiempo la frecuencia no se había normalizado y lo más común era de 133 Hz. En 1891 se reconoció la frecuencia de 60Hz como la estándar. En 1893 la aparición del convertidor síncrono introdujo la frecuencia de 25 Hz.

En 1896 se puso en operación una línea de 25 KV.

En 1903 la primera línea de 60KV en México.

De 1913 a 1953 el voltaje de transmisión creció gradualmente de 150KV hasta 300 KV.

En la actualidad conocemos que estos voltajes de transmisión han alcanzado en aplicaciones prácticas alrededor de 750KV en C.A. y arriba del millón de volts en C.C.

II. DESARROLLO DE LA APLICACION DE RECURSOS OPERATIVOS.

Ya que el objetivo de esta presentación es establecer la importancia y necesidad de los sistemas automáticos, como herramienta del ser humano para la operación de los sistemas eléctricos de potencia; empezaremos por describir el desarrollo de estas aplicaciones según su cronología.

A. ESTADO ANORMAL O DE EMERGENCIA.

Las exigencias extremas que caracterizan a este "estado" y la imposibilidad del elemento humano para satisfacerlas, originó las primeras aplicaciones de "recursos automáticos", en los Sistemas Eléctricos y los dispositivos y/o sistemas aplicados para este tipo de "estado" han sido y siguen siendo considerados como una clase especial de automatismos.

Precisamente por el hecho de que las funciones básicas en este caso, son las de "proteger" al sistema contra los efectos derivados de las condiciones anormales súbitas comúnmente identificadas como "fallas", a este tipo de automatismos se les conoce como "DISPOSITIVOS O SISTEMAS AUTOMÁTICOS DE PROTECCION".

El objetivo de los esquemas automáticos de protección es el minimizar las interrupciones del servicio y los daños al equipo como consecuencia de las fallas o fenómenos físicos accidentales. Los requerimientos funcionales críticos de esta aplicación, son particularmente; los TIEMPOS de realización de todas las funciones básicas, del orden de las decenas de milisegundo para los esquemas principales; los esquemas de respaldo necesarios para asegu-

rar la disponibilidad de esta función con tiempos de respuesta — del orden de fracciones de segundo y la alta seguridad y confiabilidad de operación de estos esquemas. La práctica común en ésta época, continúa con la aplicación de dispositivos dedicados a funciones específicas empleando técnicas de circuitos analógicos con la utilización cada vez mas frecuente de elementos electrónicos — de estado sólido.

El criterio de aplicación de estos dispositivos, más común hasta el momento ha sido con un enfoque de total descentralización, incluso a nivel de la subestación o planta, localizándolos a nivel de elementos: Generadores, Transformadores, líneas, etc.

Existe sin embargo la idea; que un sistema de protección ofrece ciertas desventajas cuando está aplicado individualmente por elementos; pero también existe la duda si un sistema centralizado a nivel subestación así podrá satisfacer los requerimientos de rapidez para procesar un cúmulo mayor de información y no presentará problemas de disponibilidad y seguridad.

Desde hace algunos años, se han aplicado en instalaciones de cierta importancia, esquemas de protección de respaldo, con un carácter centralizado a nivel subestación utilizando básicamente las acciones de control iniciadas por los esquemas primarios y adaptándolos a las condiciones viables de la edición.

Los esquemas descritos realizan sus funciones aprovechando la información localizada en la propia subestación ó planta; sin embargo existen algunas aplicaciones como la protección de líneas, que requieren esquemas en ambas estaciones terminales, coordinados —

por un intercambio de información entre ambos. En estos casos la transmisión de muy poca información se logra por medio de canales de comunicación dedicados, a gran velocidad y utilizando diversas técnicas de transmisión de información (Modulación de señales de datos en ondas portadoras de alta frecuencia, utilizando diversos medios).

También se han realizado desarrollos de sistemas de protección centralizados a nivel subestación en base a técnicas digitales de procesamiento, por medio de computadoras digitales de alta velocidad de respuesta, aplicando las filosofías de los esquemas de protección de distancia, para líneas de transmisión y los resultados de estos desarrollos puestos a prueba han sido prometedores funcionalmente, pero aún quedan por vencer varios aspectos, para hacerlos práctica y económicamente aplicables.

Las perspectivas más prometedoras en la aplicación de otras técnicas de protección por medio de sistemas centralizados en base digital parece enfocarse al área de los sistemas de protección de RESPALDO y más bien a un segundo nivel de respaldo, ya que las fallas de los dispositivos primarios locales, afectan generalmente más de una estación e incluso una área considerable del sistema y las exigencias en tiempo de operación son menos críticas.

En este caso se contempla la aplicación del sistema de protección a nivel zona ó incluso en gran escala a nivel sistema, con el aprovechamiento de técnicas digitales de transmisión y procesamiento de información; esta información podría estar relacionada con la dirección del flujo de potencia reactiva en los diferentes elementos del sistema, que procesada por una computadora central, permitiría determinar el sitio de la falla y las acciones neces-

rias para limitar al mínimo los efectos de la misma.

Como puede observarse, las posibilidades de los recursos operativos humanos para hacer frente a este estado crítico de operación de los sistemas eléctricos, son nulas y la sola interacción por parte del hombre, corresponde al análisis posterior del funcionamiento de estos esquemas para determinar las posibles causas y localización probable de las mismas.

Esto último implica la necesidad de disponer de la información derivada de la operación de los esquemas automáticos de protección en forma rápida y clara, donde la función automática de ADQUISICIÓN DE DATOS juega un papel muy importante.

Adicionalmente se puede mencionar, que en algunas aplicaciones donde se cuenta con sistemas centralizados de adquisición de información y procesamiento en base digital, es posible realizar la función de diagnóstico y localización de fallos en forma automática. (Principalmente en aplicaciones de control del Área de Distribución).

B. ESTADO NORMAL

Abundando en lo dicho anteriormente, las funciones operativas exigidas por este "estado", se refieren principalmente a las necesidades dinámicas de control y supervisión para adecuar al sistema en la forma mas precisa posible a las condiciones de la demanda, tratando de satisfacer los requerimientos de CALIDAD, ECONOMIA Y SEGURIDAD.

Para la satisfacción de estas exigencias es clara la necesidad de-

contar con la información más completa de las condiciones operativas del sistema, disponer de los medios para analizar la información con gran rapidez y obtener decisiones óptimas y por último contar con los medios para ejecutar también con rapidez las acciones de control necesarias.

Durante los primeros años de desarrollo de los sistemas eléctricos, algunas de estas funciones fueron desarrolladas exclusivamente aprovechando recursos humanos y podría asegurarse que hasta hace pocos años y a pesar de la disponibilidad de algunos sistemas automáticos para satisfacer parte de estas funciones, éstas seguían siendo desarrolladas manualmente en varios sistemas.

Claro está que las exigencias no eran tan rigurosas ni las funciones requeridas tan complejas, mientras los sistemas eran pequeños y simples.

Los primeros dispositivos automáticos para adecuar el sistema a las condiciones variables de la demanda, se aplicaron a nivel individual en los propios elementos del sistema: reguladores de velocidad y voltaje en generadores, cambiadores automáticos de derivaciones de transformadores, conexión y desconexión automática de capacitores, etc. Sin embargo estos medios solo podrían mejorar puntualmente o por zonas, las características de calidad, principalmente el voltaje, sin regular al sistema en su conjunto y sin satisfacer aún los requisitos de economía y seguridad.

Posteriormente la implementación de sistemas automáticos con una estructura en base analógica y centralizada a nivel sistema, permitieron llevar con mayor eficacia el control de la generación asociado con funciones de despacho económico. Paralelamente y con objeto de

mejorar las funciones de supervisión del estado de la red y de las instalaciones, se implementaron sistemas de control supervisorio - también en base a estructuras analógicas con diferentes criterios de aplicación (por grupos de instalaciones, por regiones o centralizado a nivel sistema), presentando los datos del sistema a los operadores humanos por conducto de diversos medios como: graficadores de las magnitudes más importantes, lámparas indicadoras, alarmas sonoras, etc., para el análisis y toma de decisiones por parte de dichos operadores y suministrando los medios para la aplicación de acciones de control remoto.

El desarrollo de sistemas de control supervisorio y adquisición de datos en base digital, comenzaron a substituir gradualmente los sistemas anteriores, permitiendo la aplicación integral de funciones de control y despacho y mejorando los medios para presentar la información en forma compacta y estructurada con ciertas prioridades y cronología a través de pantallas de rayos catódicos.

Con los sistemas descritos anteriormente se podrían satisfacer algunas de las funciones exigidas para el control de este estado de operación, quedando aún pendiente el aspecto importante que significa mantener el estado normal del Sistema Eléctrico, en una situación SEGURA, minimizando las posibilidades de que éste se aproxime ó sea factible de llevarlo a una condición débil, susceptible a un desplazamiento parcial ó total con la presencia de alguna contingencia probable.

Esta necesidad operativa, ha conducido en los últimos años al desarrollo de nuevas estructuras de centros de control de sistemas, integrando todos los requerimientos funcionales manuales y automáticos, tanto del sistema de generación como del de transmisión.

9

Esto ha llevado a la conjunción de estructuras que anteriormente existían separadas, en una sola estructura.

Tratándose de pequeños sistemas, esta conjunción generalmente se realiza en un sólo centro de control, pero tratándose de sistemas grandes interconectados, con centros de control regional ó de área, esta integración se realiza, interconectando los diferentes centros con un centro coordinador.

Estos centros de control que comenzaron a ponerse en servicio a principios de ésta década, contemplan funciones entre otras como las siguientes:

- Control automático de generación.
- Cálculos de despacho económico.
- Control supervisorio.
- Análisis de seguridad en estado permanente.
- Estimación de estados.
- Flujos en líneas.
- Control emergente (desconexión automática de carga, desconexión automática de generación, desconexión de líneas y/o bancos de transformación).

C. ESTADO DE RECUPERACIÓN O READAPTACION.

Para desarrollar las funciones indicadas y minimizar los efectos en la demanda conduciendo el sistema a un estado normal lo más rápido posible; es indudable que la mayoría de dichas funciones exigen la aplicación de dispositivos o sistemas automáticos.

10

De las funciones descritas, se observa que algunas pueden ser realizadas a nivel elementos, otras a nivel subestación o planta y las restantes requieren de una función coordinada a nivel región o sistema.

Las aplicaciones más frecuentes son aquellas funciones de restauración automática que se realizan a nivel de elemento, la mayor parte de ellas controladas directamente por los esquemas primarios de protección. El desarrollo de dispositivos automáticos para la acción de "recierre" de circuitos y medios para el control automático de voltaje a nivel de subestaciones, vino a hacer posible y práctica la existencia de subestaciones desatendidas.

Aquellas funciones que requieren de sistemas automáticos a nivel subestación son menos frecuentes, pero sus efectos en caso de no realizarse son más críticos ya sea para el sistema ó para la demanda.

Algunas de estas exigencias se han compensado desde el diseño de la configuración de las estaciones, buscando arreglos con ciertos grados de redundancia que permiten minimizar los efectos de los fallos, simplificando las funciones automáticas de restauración a nivel subestación por conducto de esquemas muy simplificados.

Gran parte de estas funciones se pueden desarrollar aprovechando la información local a nivel de la subestación ó planta y es aquí donde ha habido menos desarrollo y aplicación de sistemas automáticos y donde se vislumbran mayores necesidades de aplicación y perspectivas factibles de desarrollo inmediato con la implementación de sistemas "inteligentes" a nivel subestación, con la habilidad de desarrollar funciones múltiples, capaces de adaptarse a los cambios

funcional o de estructuras, de permitir la reducción del flujo de información entre las subestaciones y centros coordinadores de operación, de reducir la carga de procesamiento de funciones automáticas en dichos centros que se pueden compartir por las diferentes subestaciones ó plantas y de requerir de estos centros solamente comandos de iniciación para la aplicación de las funciones automáticas necesarias a nivel subestación. Aplicaciones de este último caso se tienen en el arranque y paro automático de unidades de generación.

El avance y desarrollo de las técnicas digitales en base a microprocesadores con las ventajas económicas inherentes, hace pensar con grandes posibilidades de la aplicación cercana de estos sistemas inteligentes a nivel subestación ó planta y también en la influencia que tendrán en la organización futura de los sistemas automáticos para determinar sus grados de centralización y descentralización en la aplicación de estas funciones. Algunas aplicaciones ya existen, sin embargo aún no han sido explotadas suficientemente.

Para las funciones que requieren de una coordinación centralizada, la implementación de los primeros sistemas analógicos de adquisición de datos y medios de control remoto con ciertas funciones de supervisión a nivel de uno o más centros coordinadores de control, permitieron auxiliar en las funciones de análisis y toma de decisiones para efectuar las acciones de restauración, funciones que en la mayoría de los casos se han realizado bajo la responsabilidad de operadores humanos.

Aún con la aplicación de estos sistemas, las características automáticas de dichos sistemas, se han concentrado fundamentalmente en

las funciones de adquisición y transmisión de información, procesamiento de la información para realizar tareas de supervisión y presentación de datos en forma concentrada y simple a los operadores responsables. Solo en algunos pocos sistemas se han implementado algunas funciones de control automático centralizado como los relacionados con la desconexión automática de carga.

De lo anterior se desprende que las ventajas de desarrollar funciones automáticas de restauración ó readaptación a nivel subestación ó planta contando con los sistemas centralizados descritos antes, son muy relativas y tampoco es muy clara la posibilidad de implementar funciones automáticas de restauración a nivel centralizado de región o sistema, particularmente por la complejidad cada vez mayor de los mismos y las diversas situaciones posibles.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

CENTRO DE CONTROL DE CARGA

TEMA 3

**DESCRIPCION FUNCIONAL DE UN SISTEMA DE ADQUISICION DE
DATOS Y CONTROL SUPERVISORIO**

Ing. J. Luis Gómez Pineda

OCTUBRE, 1981

1.- Descripción funcional de un Sistema de Adquisición de Datos y Control Supervisorio (SCADA).

1.1 Teoría funcional de los sistemas de control.

1.1.1 La operación y control de un proceso.

Para la operación y control de cualquier proceso, se requiere contar con información del mismo y disponer de los medios de control necesarios para poder modificar su estado en un momento dado, buscando tener una operación óptima. Además, se requiere información histórica o estadística para realizar diversos estudios y así poder mejorar la calidad del proceso.

El sistema total de control puede considerarse formado por dos subsistemas: (1) el sistema controlado o llamado proceso y (2) el sistema controlador; éste último comprende todos los dispositivos para realizar mediciones, para realizar cálculos de control y para efectuar las acciones de control y es en el proceso en donde estas acciones son efectivamente implementadas. Los dos subsistemas actúan estrechamente y ambos tienen sus propias características que deben ser bien conocidas para que el sistema total de control sea efectivo.

En todos los procesos se manejan diversas variables las que pueden clasificarse como sigue:

- u. Variables de control. Son aquellas cuyos valores pueden ajustarse por el sistema de control para llevar el proceso a un estado deseado; por ejemplo potencia generada, voltaje de generación.
- w. Variables no controlables. Son aquellas cuyos valores afectan la operación del proceso pero no están sujetas a ajustes por el sistema de control, por ejemplo la

demanda de potencia eléctrica en los diferentes nodos de la red eléctrica.

- x. Variables de estado o variables controladas. Son aquellas que nos describen el estado del proceso, como por ejemplo el voltaje y ángulo asociados a cada uno de los nodos de la red. Algunas de ellas no son accesibles directamente, por ejemplo: el ángulo de fase de los voltajes de los nodos de la red.
- z. Variables medidas. Son aquellas que a través de un sistema de medición nos permiten conocer las variables de estado. El sistema de medición invariablemente introducirá errores v.
- m. Variables manipuladas. Son aquellas cuyos valores se obtienen a la salida del sistema de control del proceso.

Las variables de control y las variables manipuladas únicamente difieren en magnitud. Los actuadores son los dispositivos encargados de amplificar los valores de las variables manipuladas y ejercer la acción correctiva deseada sobre el elemento de control, que puede ser una válvula, un reóstato, un quemador, u otro dispositivo de control. Los actuadores pueden ser eléctricos, hidráulicos, neumáticos, o una combinación de ellos.

El sistema de medición está constituido por dispositivos que detectan o sensan el valor o el cambio en el valor de las variables que describen el estado del proceso, tales como temperatura, flujo, velocidad, voltaje, etc. Se han desarrollado un sinnúmero de dispositivos que convierten esas representaciones analógicas en formas medibles, tales como termómetros, voltímetros, etc.

Las variables del proceso se miden y se controlan por numerosas razones, pudiendo mencionar entre otras: la calidad del producto, el ahorro de materiales, la prueba e inspección de la producción, la seguridad de la planta, la contabilidad del proceso, etc.

1.1.2 Control analógico de trayectoria cerrada.

La figura 1 muestra un sistema convencional de control analógico con retroalimentación. La variable de estado x se supervisa continuamente un sensor, obteniéndose la variable medida z , la cual se compara con un valor de referencia para dar un error e . El controlador analógico genera un cambio en la variable de control u mediante la variable manipulada m aplicada por medio del actuador, hasta lograr que el error sea cero.

Debido a la trayectoria de retroalimentación la ley de control puede provocar inestabilidad. La acción de control determina la corrección necesaria para mantener la variable medida en el punto de referencia. Si la retroalimentación es positiva, o sea, en el mismo sentido que la desviación de la variable controlada, el error se acrecienta y el proceso no puede controlarse; la retroalimentación negativa hará que la desviación se reduzca.

Las variables manipuladas están relacionadas con el error mediante leyes de control bien definidas. Dichas leyes de control pueden ser expresadas matemáticamente en tres formas: ecuaciones lineales o proporcionales, ecuaciones integrales y ecuaciones diferenciales, o una combinación de éstas. Dependiendo de la forma de la ecuación empleada, será el modo de control: proporcional, integral, proporcional-integral-derivativo, etc.

El principal problema de estos sistemas es el diseño del controlador, que está relacionado con lo riguroso de los requerimientos del sistema de control, con la cantidad de variables y con la complejidad del proceso.

En los sistemas eléctricos de potencia el proceso en estado normal requiere controlar el voltaje en gran cantidad de barras, mantener la frecuencia dentro de cierta tolerancia, mantener las salidas de los generadores en puntos económicamente óptimos y mantener los flujos de potencia en las líneas de enla-

ca dentro de niveles especificados, pudiendo citarse como ejemplo el control automático de carga-frecuencia de un sistema eléctrico, representado esquemáticamente en la figura 2 para una sola área.

Este tipo de control analógico está siendo sustituido por la aplicación de sistemas digitales de control, que por sus características proporcionan ventajas adicionales.

Además, cuando se emplea un sistema analógico, la utilización de los soportes de comunicación para transmitir los datos a un lugar central es poco eficiente, incrementando considerablemente los costos de comunicación.

1.1.3 Control digital directo.

En un control digital directo, una computadora digital calcula los valores de las variables manipuladas directamente de las variables de estado, de los puntos de referencia y de otras mediciones del proceso y las acciones de control se aplican directamente al proceso, como se muestra en la figura 3. Las variables manipuladas son calculadas por medio de la computadora digital, por lo que la ley de control del controlador analógico es sustituida por ecuaciones de diferencias o algoritmos de control discretos.

Además de las funciones mencionadas, la computadora digital puede programarse para realizar otras funciones tales como supervisar datos y alarmar por violación de límites, obtener reportes y realizar otras secuencias y funciones lógicas relacionadas con el control del proceso. Estas funciones generalmente no son consideradas como parte del control digital directo, en sí, sino como auxiliares del mismo.

Generalmente los sistemas de medición y los actuadores manejan información analógi-

ca; por tanto, será necesario contar con convertidores analógico/digital en el sistema de medición o en la interfaz de entrada a la computadora y convertidores digital/analógico en la interfaz de salida de la computadora o en los propios actuadores. Esto viene a constituir un sistema de control híbrido.

1.2 Importancia y objetivos del sistema SCADA.

1.2.1 Control de sistemas de potencia.

La operación y control de los sistemas de potencia involucran el manejo de gran cantidad de variables para obtener la estrategia óptima de operación mediante algoritmos de control que resultan muy complejos para sistemas de control analógicos, requiere de una alta confiabilidad de operación, requiere transmisión de información a grandes distancias y requiere de datos para estadística, reportes y estudios del sistema figuras 4 y 5.

La utilización de computadoras digitales orientadas al control de procesos resulta adecuada para resolver favorablemente los problemas que presenta la operación y control de un sistema de potencia, ya que pueden realizar en forma precisa y confiable la obtención y procesamiento de la información, para presentarla en terminales de operación de una manera fácil de interpretar por los operadores del sistema, los que pueden decidir, utilizando dicha información, las acciones de control necesarias para la correcta operación del sistema, prácticamente en forma instantánea y con gran seguridad. Además, los datos, reportes y estadísticas del sistema, se pueden obtener de una manera económica y rápida.

Los esquemas de control con computadoras digitales deben prever la posibilidad de fallas de equipos que configuren dichos esquemas y que afecten la continuidad del

servicio; por ello, generalmente se usan esquemas duales (2 computadoras, interfaces dobles, canales de comunicación con respaldo, etc.). En estos casos, una computadora trabaja en línea, llevando la responsabilidad del control, y la otra está operando en respaldo; ésta última generalmente se utiliza para realizar estudios o trabajos fuera de línea, necesarios para la actualización y/o desarrollo de nueva programación de aplicación.

En un sistema de potencia, la obtención de información se refiere a potencia real y reactiva, corriente, voltaje, frecuencia, estados o posición de dispositivos, etc., y las acciones de control están relacionadas con apertura o cierre de interruptores y cuchillas, cambiadores de derivaciones de transformadores, etc., como se muestra en la figura 6. A este respecto, los esquemas de control con computadora digital operan en un ámbito de tiempo real, esto, es la velocidad con que se adquiere la información y/o se realizan las acciones de control es mayor que la velocidad de cambio de las variables medidas, dentro de cierto rango de variación. Esto es válido en el estado normal del sistema.

Junto con los dispositivos automáticos a nivel local, tales como reguladores de velocidad y reguladores de voltaje de generadores, cambiadores automáticos de derivación en transformadores, etc., y el desarrollo de la transmisión digital de datos y de la capacidad de las computadoras, la implementación de esquemas centralizados de control con computadoras digitales que hacen posible la adquisición, transmisión y procesamiento de gran cantidad de información a muy alta velocidad y proporcionan los medios para un control en línea y en tiempo real, es posible realizar funciones tendientes a lograr los objetivos fundamentales en la operación de un sistema eléctrico en estado normal, que se pueden resumir en:

- La continuidad del servicio, que garantiza el suministro de energía al usuario en una forma confiable, mediante una supervisión, y manejo racional de los elementos del sistema.
- La calidad del servicio, representada por los niveles de voltaje y frecuencia ofrecidos al usuario.
- La economía en la operación, que garantiza el uso de unidades generadoras de tal manera que se minimicen los costos de operación.
- La seguridad del sistema, que es la condición de operación normal que permita soportar perturbaciones sin pasar a estados de emergencia.

Se puede mencionar que el sistema de adquisición de datos y control supervisorio representa la estructura básica en la operación de sistemas eléctricos ya que proporciona la información necesaria a otros programas de aplicación y suministra los medios para realizar las acciones de control necesarias.

Así, los programas de control automático de Generación, Flujos de carga en línea, Despacho económico de carga, Análisis de seguridad, etc., aprovechan parte de la información obtenida, procesada y presentada a los operadores, por el sistema de adquisición de datos y control supervisorio.

1.3 Estructura general, funciones e interrelaciones de los elementos involucrados en un sistema SCADA.

El control supervisorio y adquisición de datos realiza un conjunto de funciones que pueden resumirse como: control remoto, indicación y supervisión automática de

estados, alarmas y telemedición de datos. El control remoto significa realizar operaciones sobre interruptores, cuchillas, cambiadores de derivaciones, entrada y salida de bancos de capacitores, unidades generadoras y otros aparatos. La indicación de estos suministra información de las posiciones de interruptores, cuchillas, cambiadores de derivaciones y otros equipos. La supervisión e indicación de alarmas muestran fallas de equipos, violaciones de límites preestablecidos de temperatura, presión, voltaje, corriente o de cualquier otra cantidad medida, o detecta acciones no autorizadas. La telemedición de datos suministra un flujo de información de cualquier cantidad medible que se desea.

Las funciones básicas de un sistema digital de control supervisorio y adquisición de datos aplicado a la operación de sistemas eléctricos de potencia, se pueden resumir entonces en:

- Obtención de datos.
- Procesamiento de información.
- Realización de acciones de control.

Mediante estas funciones será posible tener una imagen en "tiempo real" de las condiciones de operación del sistema eléctrico y se podrán tomar decisiones y realizar acciones de control "en línea" sobre los elementos del sistema. (fig. 7).

Para realizar satisfactoriamente estas funciones que son básicas para estructurar centros de control de energía de un sistema de potencia, que nos garantice la continuidad y la calidad del servicio y la economía en la operación, el sistema de control supervisorio y adquisición de datos se puede considerar formado por los siguientes subsistemas:

- I Subsistema de adquisición de datos y control. Tiene como objetivo fundamental recabar la información, transmitirla al

centro de control y recibirla en el mismo centro, cumpliendo con un conjunto de condiciones restrictivas.

La estructura necesaria para lograr estos objetivos del subsistema de adquisición de datos, implica la configuración de un conjunto de soportes como son:

- Equipo de medición y señalización. Son los dispositivos sensores encargados de adquirir la información directamente de los elementos de la subestación. Están formados por sensores analógicos y sensores digitales.
- Equipo terminal remoto. Necesario para enlazar los dispositivos sensores y/o controladores del sistema eléctrico que envían o reciben la información al o del centro de control.
- Soportes de comunicación. Conjunto de elementos para suministrar el medio de transmisión y/o recepción de la información con el centro de control.
- Controladores de comunicación. Enlaza el subsistema computadora con los medios de comunicación. Es la interfaz que permite acoplar y adaptar las señales recibidas o transmitidas desde o hacia las terminales remotas y el subsistema computadora.

II Subsistemas computadora y de programación. - Este subsistema representa el "corazón" del sistema de control, y está formado por el conjunto equipos (hardware) y el soporte de programación (software).

Los componentes principales incluyen:

Computadora o unidad central de procesamiento. Controlador principal y medio para el desarrollo de operaciones aritméticas y lógicas, diseñada para operar en tiempo real.

Periféricos. Dispositivos para permitir

la comunicación con la computadora en un lenguaje de salida práctico para el humano y de entrada con el formato adecuado para ser utilizado en la propia computadora.

Controlador de entrada/salida. Cuya función es transmitir información entre la computadora y los elementos del subsistema interfaz-hombre/máquina.

Subsistema de programación (software). Es el elemento quizá de mayor importancia en un sistema de control digital, ya que se trata del "cerebro" del sistema; sus responsabilidades funcionales son las fundamentales en el control del proceso.

III Subsistema interfaz hombre/máquina. Representa el medio de enlace entre el sistema de control y el hombre. Suministra el medio de comunicación y cumple con una serie de funciones que le permiten al operador una interacción lo más simple posible y a la vez lo auxilian en la obtención de datos complementarios inherentes a la operación del sistema eléctrico. (Reportes, formatos, información, estadística, etc.). Los componentes principales son:

Terminales de operación, mediante las cuales el operador del sistema eléctrico interactúa de una manera sencilla con el sistema de control. Está constituido por tubos de rayos catódicos y teclados asociados.

Impresores, que mantienen una huella histórica de las condiciones del sistema eléctrico.

Tableros mímicos, que presentan en forma global las condiciones de la red eléctrica, mediante lámparas que se actualizan en forma dinámica según la posición de elementos en las subestaciones.

IV Subsistemas auxiliares. Necesarios para la correcta operación del sistema de control, entre los que se pueden citar los siguientes:

- . Sistema de alimentación no interrumpible, para un suministro confiable de energía al centro de control.
- . Edificio, que proporcione todas las facilidades para la instalación del centro de control.
- . Personal operativo, encargado del buen funcionamiento del sistema de control y del sistema de potencia.
- . Etc.

1.4 Errores en el proceso de adquisición de información y procesos de verificación de información.

Los errores involucrados en la adquisición de información pueden ser originados por la calidad de los dispositivos sensores o introducidos durante el proceso de la transmisión de información.

1.4.1 Errores por calidad de elementos.

A través de las variables medidas se tiene un conocimiento de las variables de estado; estos datos serán más o menos precisos dependiendo de los errores que los sistemas de medición introduzcan, por lo que será necesario contar con una cadena de instrumentación adecuada. Esta cadena está formada por transformadores de instrumentos, transductores que son los sensores analógicos y convertidores analógico/digital, cuyos errores intrínsecos son datos estadísticos que proporciona el fabricante de los elementos. Sin embargo cada uno de estos elementos está sujeto también a fallar, por lo que en muchos casos se tendrá más de un sistema de medición para conocer una variable de estado, es decir, se tendrá redundancia en la medición.

La estimación de estados es un procedimiento

que permite asegurar la validez de datos obtenidos de un conjunto de mediciones redundantes, detectando, identificando y eliminando las mediciones incorrectas y obteniendo una mejor estimación de las variables de estado mediante algoritmos matemáticos de minimización de errores. Con las cantidades estimadas, se podrán calcular las variables de estado que no fueron medidas.

Mediante este procedimiento, el conjunto de variables calculadas generalmente tiene un valor más preciso que las variables medidas dentro de cierto intervalo de confianza; estos valores podrán ser usados posteriormente por otros programas que los necesiten.

El estado de los elementos que configuran la red eléctrica, se sensa a través de la posición de contactos de relevadores auxiliares de los interruptores y cuchillas. Estos relevadores auxiliares deben ser altamente confiables para no introducir errores en la información adquirida, ya que ésta es básica para determinar las condiciones reales de operación de la red eléctrica y realizar confiablemente el análisis de seguridad del sistema, la estimación de estados, o alguna otra función de aplicación.

1.4.2 Errores durante la transmisión de información.

La información obtenida por la terminal remota es transmitida en forma digital mediante series de bits al centro de control para su procesamiento y posterior utilización.

Durante esta transmisión es probable que se altere la información por ruido inducido en los soportes de comunicación, por lo que es necesario que todos los mensajes sean chequeados para detectar y eliminar la información errónea y evitar que sea introducida a la base de datos.

Existen métodos de detección de errores de este tipo, siendo el de verificación por paridad

(par o impar) un método simple pero no muy eficiente. Al adicionar más bits de paridad se incrementa la eficiencia del método, llegando a constituir códigos de detección de errores que se generan durante la creación del mensaje y se transmiten con el mismo para compararse en el extremo receptor con el código generado con el mensaje recibido.

En caso de existir errores en la transmisión ambos códigos generado y recibido no serán iguales y la información deberá ser desechada.

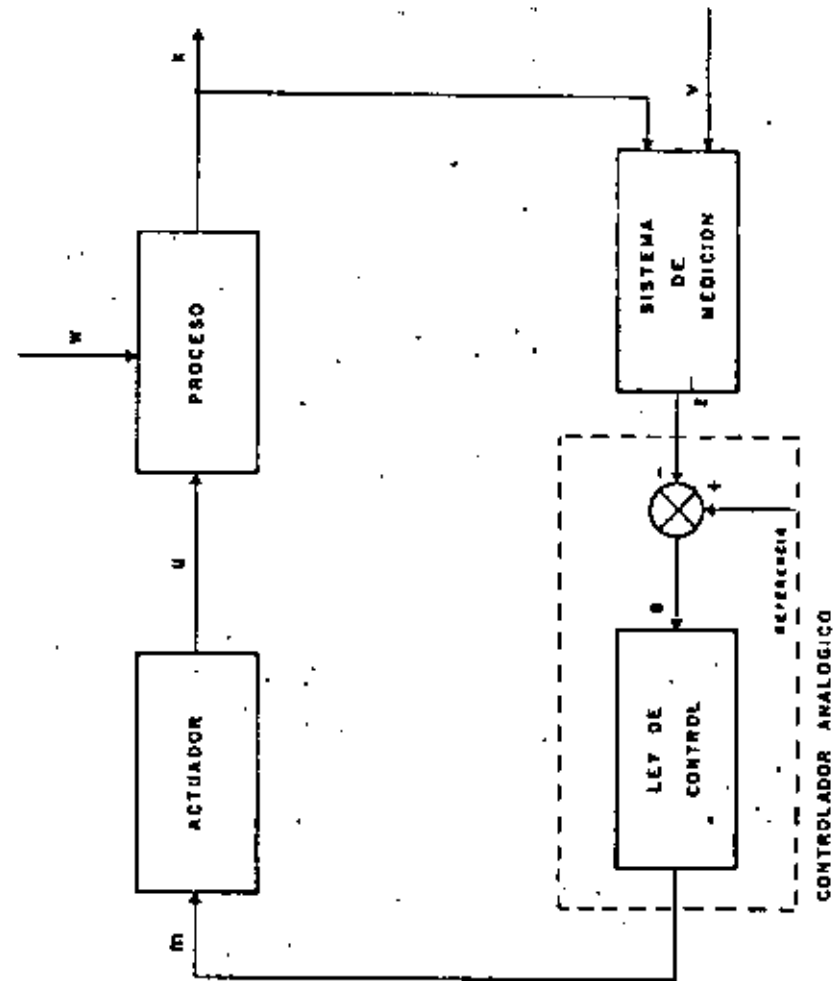


FIG - 1

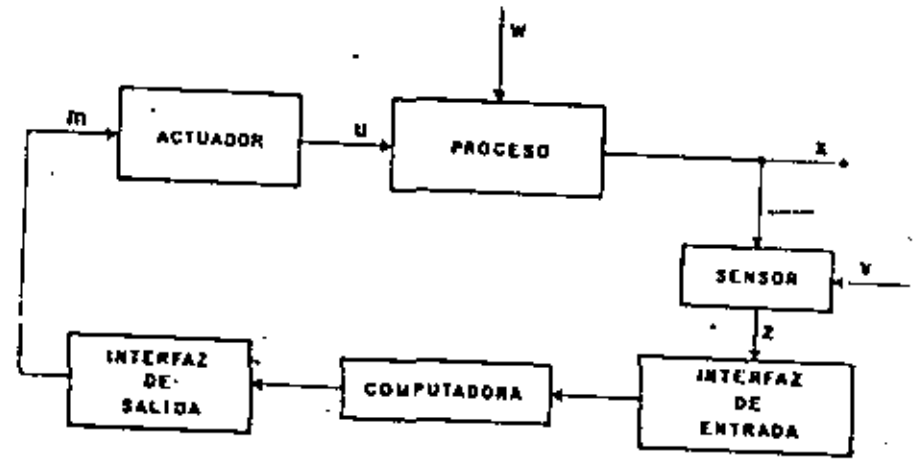
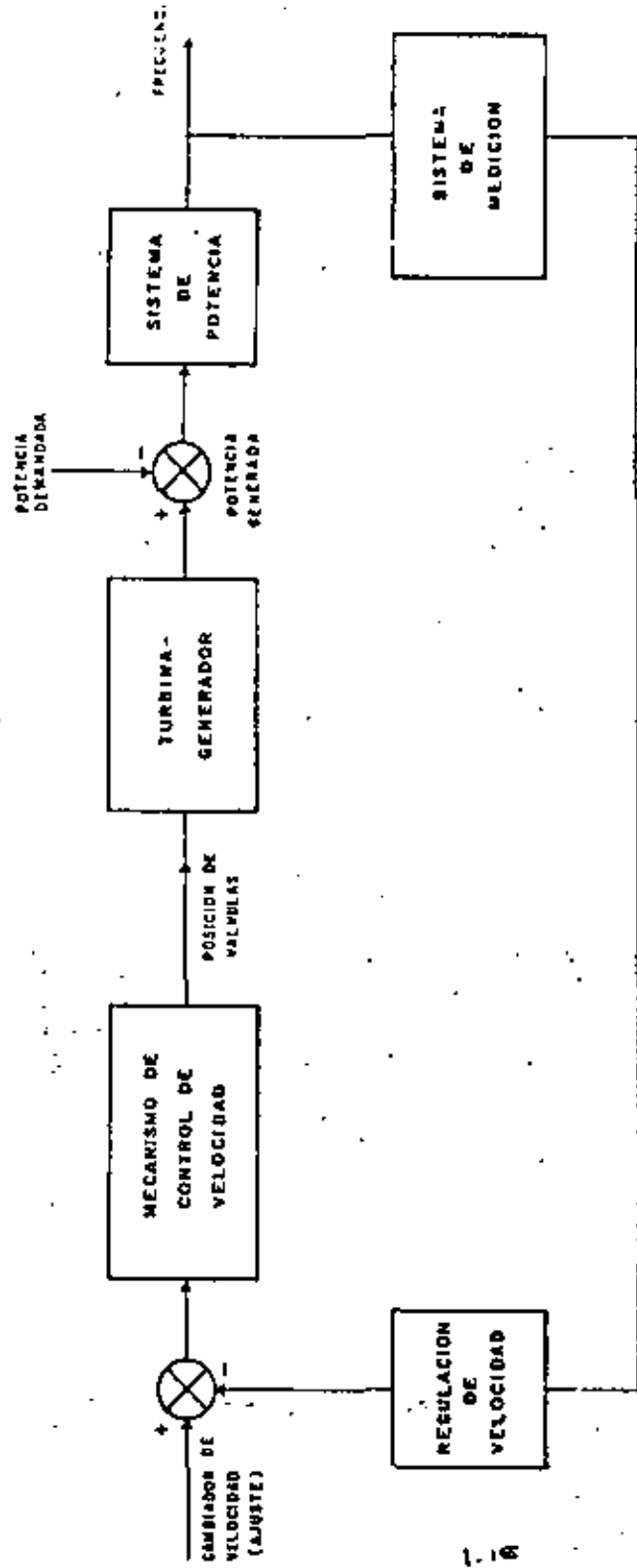


FIG. 3

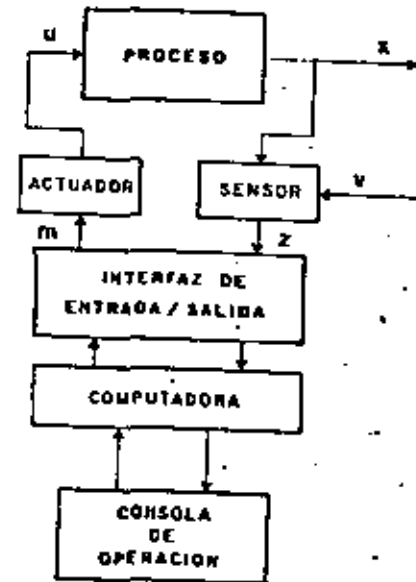


FIG. 4

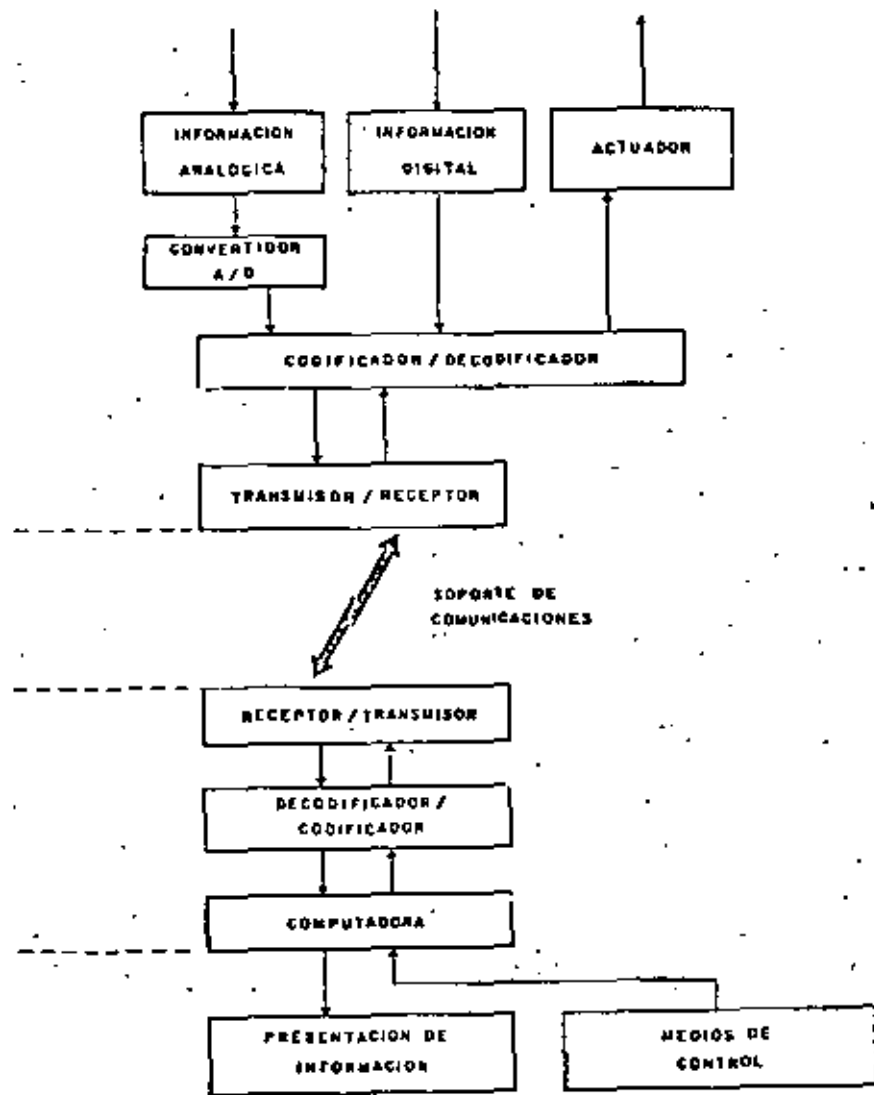


FIG 5

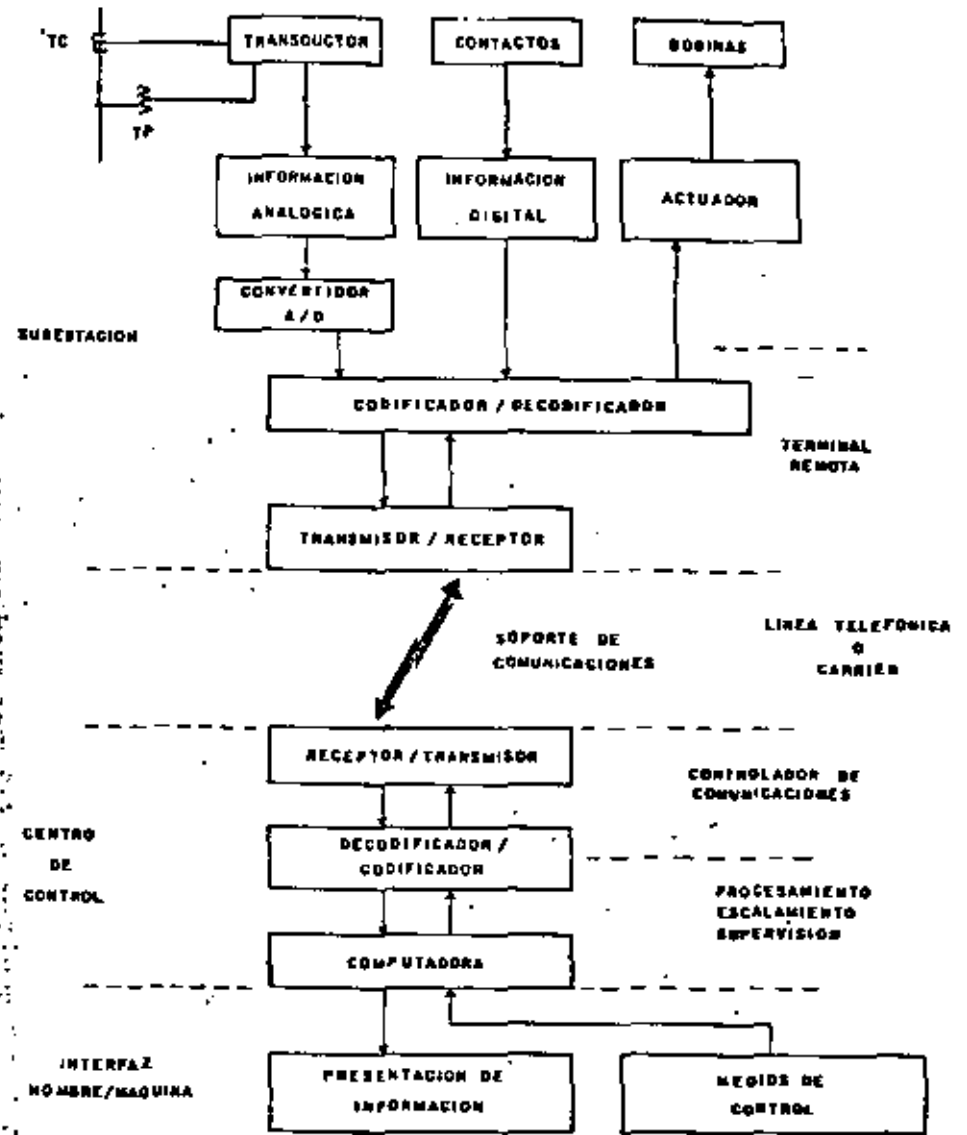


FIG 6

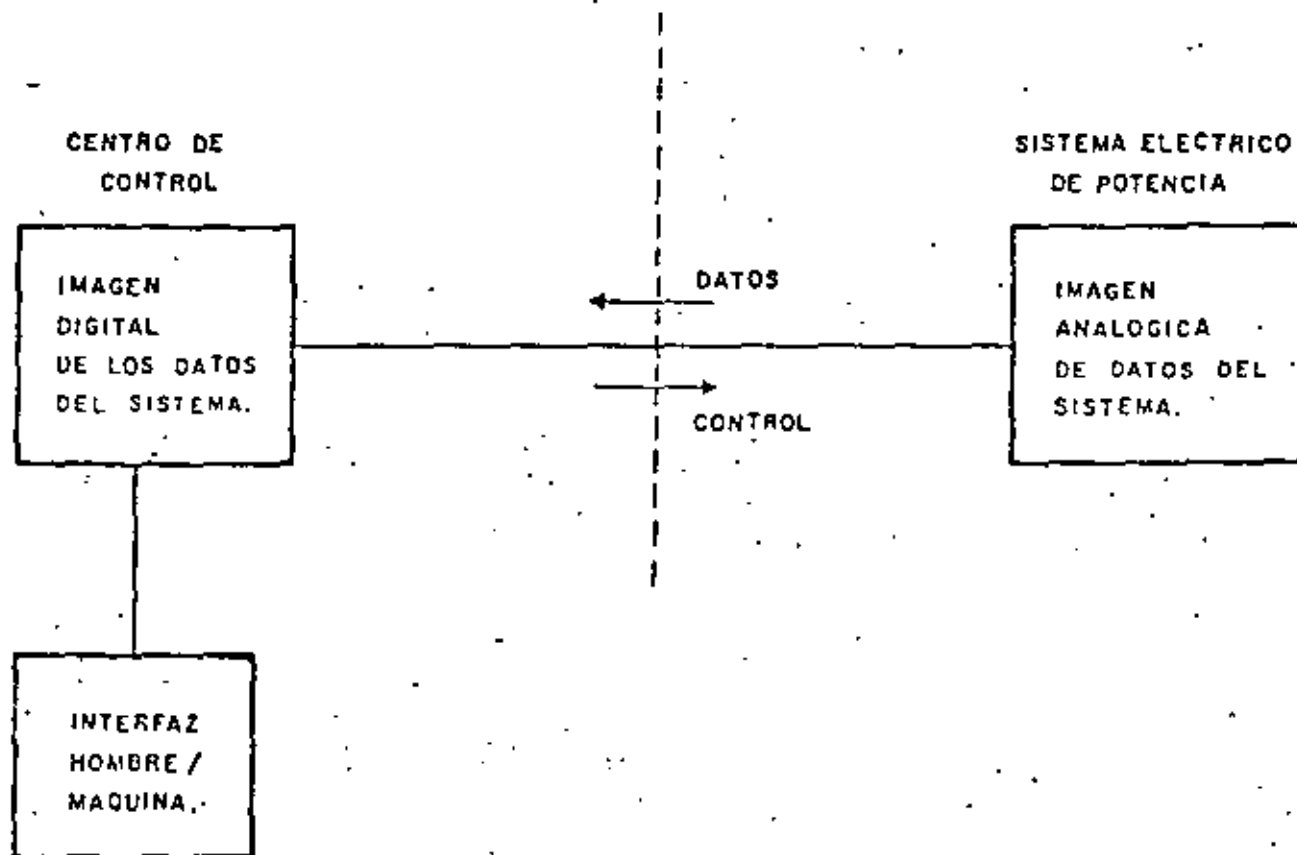


FIG. 7r



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

CENTRO DE CONTROL DE CARGA

TEMA 4

REDUNDANCIA EN EL EQUIPAMIENTO DE CENTROS DE CONTROL

Ing. J. Luis Gómez Pineda

OCTUBRE, 1981

5. REDUNDANCIA EN EL EQUIPAMIENTO DE CENTROS DE CONTROL.

5.1 Conceptos básicos de confiabilidad.

La confiabilidad se puede definir como la probabilidad de que un componente cumpla sus funciones, durante un tiempo determinado cuando es colocado en condiciones ambientales especificadas.

El término componente denomina las partes que no se reparan durante su vida útil. Si un componente falla se retira de la población bajo consideración. Generalmente es sustituido por un componente nuevo, pero no se excluye la posibilidad de que algunos dañados se reparen, siempre y cuando se recuperen sus propiedades originales, en cuyo caso se le considera como un componente nuevo.

El término equipo o sistema, denomina un ensamble de componentes. El término "complejo" se le añade cuando el número de componentes es grande.

Se dice que un sistema está en estado de falla cuando se le termina su capacidad para desarrollar la función que tiene asignada.

Si la confiabilidad se define como la probabilidad de que un componente desarrolle una función especificada, bajo condiciones ambientales establecidas, por un período de tiempo dado, entonces la confiabilidad puede expresarse como un número real entre 0 y 1, donde 0 representa la ocurrencia segura de la falla y 1, la inoccurrencia de la falla. Si P es la probabilidad de que un sistema no falle y F es la probabilidad de que falle, se debe cumplir:

$$P + F = 1 \quad (5-1)$$

La confianza que un usuario le tiene a un sistema en particular está directamente relacionada con su confiabilidad. Sin embargo calcular la confiabilidad de un sistema complejo puede ser muy difícil.

5.1.1 Sistemas con redundancia.

Dependiendo del nivel de confiabilidad que se requiera de un sistema, será necesario adicionar una deter-

minada cantidad de elementos a la cantidad mínima con la que se puede ensamblar el sistema. A continuación se presentan con un enfoque de probabilidad los conceptos básicos de confiabilidad considerando los posibles arreglos redundantes.

Si se toman en cuenta dos sistemas S_1 y S_2 y asignamos las variables aleatorias x y y como sus tiempos de falla y si $x(t)$ es el tiempo de operación para S_1 desde $t=0$ hasta su falla y $y(t)$ para S_2 , la función de distribución $F_x(t)$ será la probabilidad de que S_1 falle antes del tiempo t (iniciando en $t=0$) y $F_y(t)$ es la función de distribución de S_2 . La probabilidad que S_1 falle en el intervalo $(t, t + \Delta t)$ será igual a $f_x(t)\Delta t$, donde $f_x(x)$ es la función de densidad de x y similarmente para y . La función de distribución conjunta $F_{xy}(t_1, t_2)$ es igual a la probabilidad que S_1 falle antes de t_1 y S_2 falle antes de t_2 . Existen tres formas básicas de conectar estos dos sistemas para formar un nuevo sistema combinado como se ilustra en la figura 5-1 para los que se aplican las siguientes definiciones:

Conexión serie. Se dice que un sistema está conectado en serie si el sistema combinado S falla cuando al menos uno de ellos falla (esto no necesariamente implica una conexión física en serie). Si z , es una variable aleatoria que representa el tiempo de falla para el sistema combinado, su tiempo de operación $Z(t)$ de S será el mínimo de los dos números $x(t)$ y $y(t)$, por lo tanto la variable aleatoria z relaciona x y y por:

$$z = \min(x, y) \quad (5-2)$$

Conexión paralelo. En este caso se tiene que un sistema combinado falla solamente si ambos sistemas fallan, resultando obvio que:

$$z = \max(x, y) \quad (5-3)$$

Conexión con un elemento en espera. En este caso, S_1 se pone en operación al tiempo $t=0$, mientras S_2 está en espera. S_2 se pone en operación en el momento que S_1 falla. El sistema combinado falla cuando S_2 falla. Se ve claro que el tiempo de operación $z(t)$ de S es igual a la suma de los tiempos $x(t)$ y $y(t)$ que como ya se indicó son los tiempos de funcionamiento de cada sistema; por lo tanto la nueva variable aleatoria z está relacionada con las otras dos por:

$$z = \text{suma}(x, y)$$

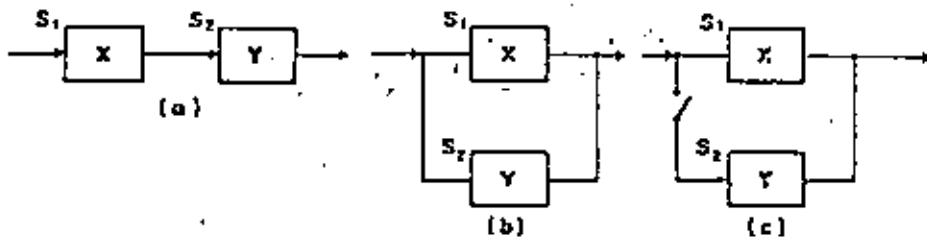


FIG. 5-1' ARREGLOS BASICOS DE REDUNDANCIA (a) SERIE, (b) PARALELO Y (c) CON UN ELEMENTO EN ESPERA.

Un sistema combinado de orden n con redundancia en serie (S₁, S₂, ..., S_n) falla si cualquier S_i falla. Si las fallas son totalmente independientes y si P₁, P₂, ..., P_n son las confiabilidades correspondientes, la confiabilidad del sistema combinado P está dado por:

$$P = P_1 P_2 \dots P_n \quad (5-4)$$

y para un sistema con redundancia en paralelo se tiene:

$$P = 1 - (1 - P_1) (1 - P_2) \dots (1 - P_n) = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - P_i) \quad (5-5)$$

En la práctica no es posible utilizar la redundancia en forma irrestricta debido a limitaciones de: complejidad, costo, tamaño, etc. Además, en muchos casos el empleo de redundancia implica el uso de elementos adicionales, los que están sujetos también a posibles fallas.

Ejemplo: Si representamos esquemáticamente un sistema combinado como el de la figura 5-2, con confiabilidades P₁, ..., P₇, la confiabilidad P del sistema combinado está dado por:

$$P = P_1 P_2 [1 - (1 - P_3) (1 - P_4) (1 - P_5) (1 - P_6) (1 - P_7)] [1 - (1 - P_8) (1 - P_9)]$$

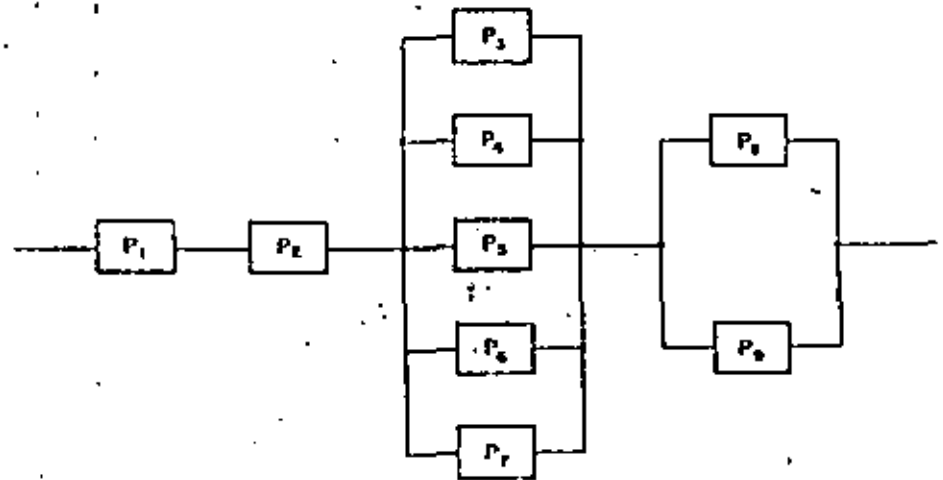


FIG. 5-2' SISTEMA COMBINADO CON REDUNDANCIA SERIE PARALELO.

Algunos sistemas usan redundancia sin que necesariamente se identifiquen claramente los elementos redundantes y/o su tipo (serie, paralelo, etc.). El concepto de redundancia no se aplica solo para elementos físicos; se encuentra en la transmisión de información, código de un programa, etc. En ocasiones disminuye la posibilidad de que una falla en alguna componente cause trastornos al usuario de un sistema. Por ejemplo el empleo de relevadores con redundancia serie baja el riesgo de daños por contacto pegado; q. considerar que un controlador toma diversas acciones, dependiendo del tiempo que dure cerrado un contacto que lo comanda.

Otros dos conceptos íntimamente relacionados con la confiabilidad de un sistema que impactan también la redundancia son: disponibilidad y facilidad de mantenimiento.

Disponibilidad de un sistema. La disponibilidad de un sistema se refiere al tiempo útil de operación con respecto a un periodo de interés y puede calcularse con la siguiente fórmula:

$$A = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR} \times 100$$

(5-6)

donde :

A = disponibilidad
 MTBF = tiempo medio entre fallas
 MTTR = tiempo medio por reparación

Facilidades de mantenimiento. La disponibilidad de un sistema se incrementa a medida que se aumenta el factor MTBF y se disminuye el factor MTTR. Para lograr esto es necesario aplicar adecuadamente los mantenimientos correctivos y preventivos.

5.1.2 Variación de la confiabilidad con el tiempo.

Se distinguen tres tipos de mortandad básicos: (1) - mortandad infantil, (2) mortandad casual o aleatoria y (3) mortandad por fatiga. Estos tres tipos de mortandad se representan mediante la curva de tasa de falla de la figura 5-3 ("curva tina de baño"). De los tipos de mortandad, el único dependiente directo del tiempo es el tercero ya que la tasa de falla aumenta con su paso.

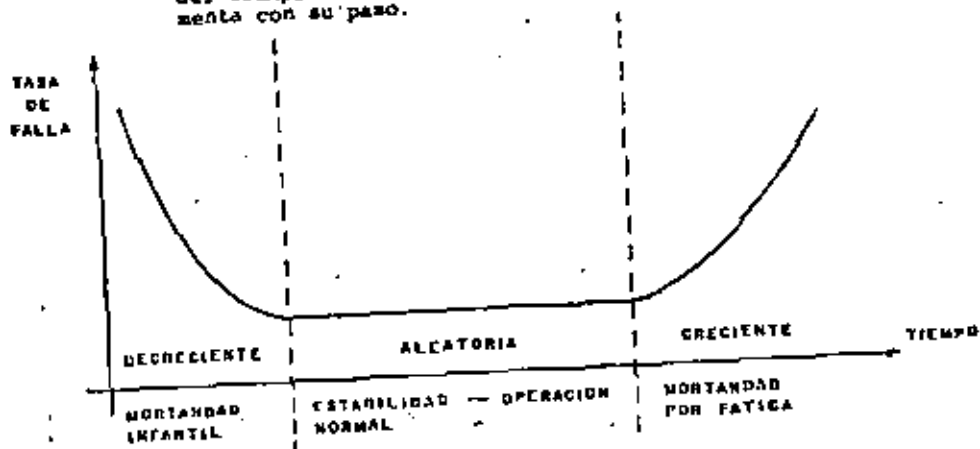


FIG. 5-3. VARIACION DE LA CONFIABILIDAD CON EL TIEMPO.

5.1.3 Redundancia en la transmisión de información.

La redundancia en la transmisión de información mejora la calidad del "hardware" usado. La técnica más simple de redundancia consiste en enviar un mensaje dos veces. Si se reciben dos mensajes idénticos se concluye que se tienen dos versiones correctas y si no son iguales que al menos uno es incorrecto y se intenta de nuevo. Una técnica mucho menos costosa (tiempo) consiste en utilizar un bit de paridad. A un mensaje con una secuencia de n bits (con valores lógicos 0 y 1) se le adiciona otro bit al final del mensaje, cuyo valor depende de que existan un número par o impar, del total de n+1 bits, con valor 1. Si el valor del bit de paridad es incorrecto se concluye que el mensaje contiene basura.

Un bit de paridad es adecuado para detectar un solo error en un mensaje. Esta limitación se mejora al adicionar más bits de paridad. Por ejemplo, si un mensaje de 16 bits se arregla en una matriz cuadrada de 4 x 4 bits y se extiende con bits de paridad a una matriz de 5 x 5 bits, figura 5-4. Cuando se recibe el mensaje de 25 bits se examinan sus 5 renglones y sus 5 columnas para detectar posibles errores de paridad. Si un bit se altera durante la transmisión, un renglón y una columna darán errores de paridad señalando con su intersección el bit malo, el que puede ser corregido.

Existen diversas técnicas de redundancia para detectar errores en la transmisión de información, pero no son infalibles y existe un determinado grado de confianza de recibir mensajes correctos. Si en el proceso de transmisión de información existen diversas acciones más o menos críticas que dependen del contenido de un mensaje, lo que procede es determinar el número mínimo de bits redundantes y aumentar la confianza con algún protocolo de comunicaciones que asegure prácticamente un 100% de confiabilidad en este proceso. Por ejemplo si se tiene un protocolo de comunicaciones entre un equipo maestro central y diversos equipos remotos, empleados para supervisar y comandar dispositivos en subestaciones. Es razonable dar más confiabilidad a los mensajes usados para el comando de dispositivos que a los empleados para adquirir datos de los mismos. La figura 5-5 ilustra la técnica de verificación antes de operar.

la que se basa en la retransmisión de mensajes, lo que constituye el segundo nivel de redundancia (el primero es por bits). En este protocolo la estación maestra envía a la remota un mensaje de selección de un punto y una función. La terminal remota correspondiente verifica que no sea un mensaje alterado y transmite a la maestra el mensaje recibido, pero como lo interpretó. La maestra compara los dos mensajes y si no hay errores comanda a la remota con un mensaje de operación.

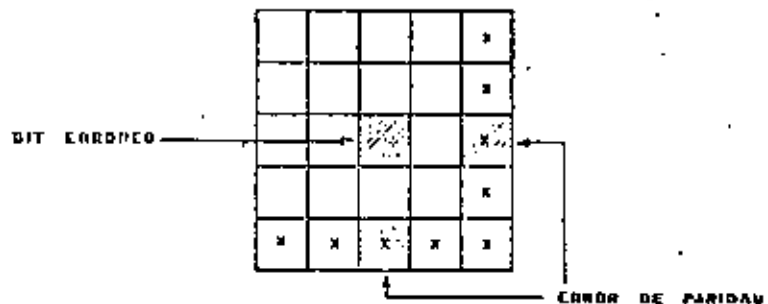


FIG. 5-4 REPRESENTACION MATRICIAL DE UN MENSAJE DE 15 BITS.

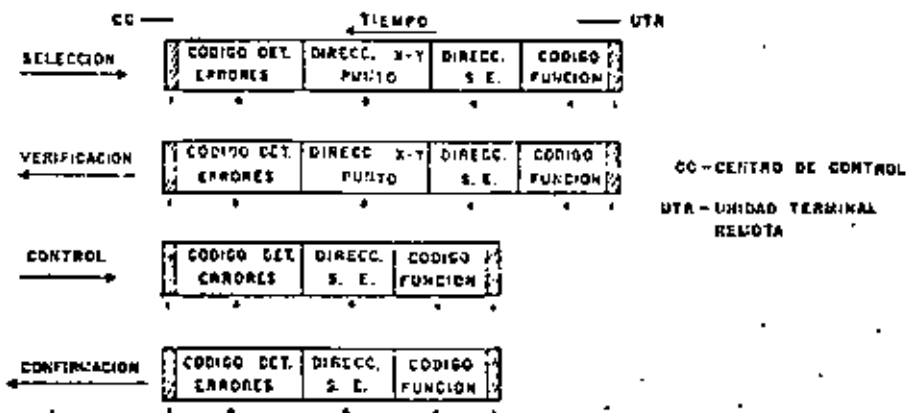


Figura 5-5 Protocolo de comunicaciones con verificación antes de operar.

5.1.4 Redundancias en programación.

En sistemas de programas se usan diversos tipos de redundancia entre los que se pueden mencionar: (1) para disminuir errores de ejecución, (2) para cumplir con los requisitos funcionales del sistema integral y (3) para facilidad de mantenimiento.

Redundancia para disminuir errores de ejecución.

Algunos ejemplos son:

- Calcular algunas funciones dos veces y comparar resultados. Podría hacerse el cálculo con el mismo procedimiento o con algún procedimiento alterno. Calcular una raíz cuadrada dos veces mediante algún algoritmo y comparar resultados, o bien al obtener la raíz cuadrada elevar al cuadrado el resultado y comparar este valor con el argumento. Esta redundancia es muy costosa en cuanto a tiempo y memoria y no en todos los casos se justifica.
- Verificar rangos. Comprobar que una función exponencial dé por resultado una cantidad positiva, que una función seno esté entre +1 y -1, etc.
- Iniciar variables dos veces.

Redundancia por Requisitos funcionales.

En ocasiones la redundancia de la programación está determinada por las características de la función relacionada. Para ilustrar lo enunciado, considerar nuevamente la transmisión de información de la figura 5-5. En lo que se refiere al equipo maestro central y si las terminales remotas son programables, el control del protocolo de comunicaciones se lleva a cabo por la programación en ambos extremos teniendo una redundancia inherente.

Otro ejemplo de este tipo de redundancia es: (1) en los sistemas SCADA, se hacen un determinado número de intentos, para establecer comunicación con los equipos remotos cuando los mensajes están alterados por ruido, o bien no hay respuesta, (2) recuperación de información por errores en los equipos.

Redundancia para facilidad de mantenimiento.

Algunos ejemplos son:

- Empleo de nemónicos que relacionen un nombre, una definición o una acción.
- Empleo de comentarios.

La redundancia en un sistema de programación lo hace más complicado, pero a veces es indispensable para aumentar la disponibilidad y la confiabilidad de los equipos.

5.2 Configuraciones de control aplicadas a centros de despacho de sistemas eléctricos de potencia.

5.2.1 Configuración mínima de control.

La figura 5-6 muestra la configuración mínima de control que podría emplearse para operar y supervisar un sistema eléctrico de potencia. En esta configuración se hace la siguiente subdivisión:

- Equipo de cómputo.
- Interfaz hombre-máquina.
- Soportes de comunicaciones.
- Terminales remotas.
- Fuentes de alimentación.
- Aire acondicionado.

5.2.1.1. Equipo de cómputo.

Un sistema de cómputo en su estructura más simple se configura con una computadora y una unidad de entrada/salida. Cuando un sistema de este tipo se emplea para operar y supervisar un sistema eléctrico de potencia es necesario aumentar controladores para comunicar la computadora con los equipos de la interfaz hombre máquina y las terminales remotas.

Es posible contar con un sistema de cómputo con memoria principal autosuficiente, no se requiere memoria auxiliar, para soportar a la computadora en el almacenamiento de programación y datos del proceso. Por razones de confiabilidad puede considerarse ideal que un sistema tenga memoria principal autosuficiente (las memorias auxiliares en el mercado, cuentan con partes mecánicas). Sin embargo, en las aplicaciones actuales del control de sistemas eléctricos de potencia lo anterior no se aplica y el uso de memorias auxiliares resulta indispensable, ya que casi siempre se requiere de una gran cantidad de programación y de un volumen tremendo de datos que hacen que la capacidad de memoria sea muy grande.

Es recomendable disponer de una buena capacidad de memoria principal. Con esto se lograría aumentar la confiabilidad del sistema ya que se puede disminuir la frecuencia de acceso a memoria auxiliar. Al disponer de más memoria principal, pueden residir en ésta, más datos y programas.

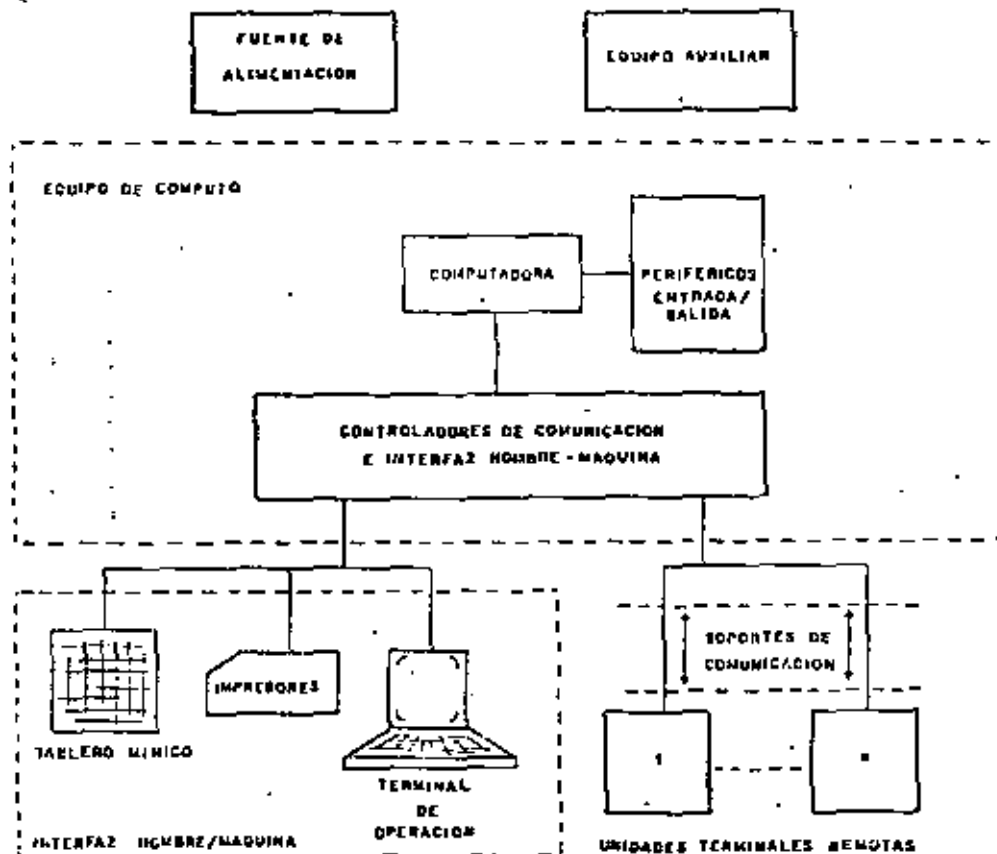


FIG. 5-6. CONFIGURACION MINIMA DE CONTROL CON COMPUTADORA.

Los controladores de comunicación e interfaz hombre máquina son equipos poderosos y en algunos casos se configuran en base a minicomputadoras o microcomputadoras, con lo que se tiene más versatilidad, capacidad y confiabilidad.

Los controladores de comunicación tienen la función principal de convertir información paralela a serie y viceversa acoplando dos velocidades de operación diferentes. Tienen a su cargo la detección de mensajes erróneos, evitando que la computadora reciba datos inconfiables.

Los controladores de la interfaz hombre-máquina permiten acoplar con la computadora las terminales de operación, impresores y tableros mímicos. En algunas ocasiones se configuran en base a minicomputadoras con lo que se auxilia grandemente a la computadora principal ya que se mantiene en su memoria tablas con información de símbolos, mensajes, etc., y tienen capacidad de conformar páginas de información para su presentación, requiriendo únicamente las coordenadas y claves para realizar esta tarea.

Usualmente estos controladores manejan a los impresores. En cuanto al Tablero mímico, generalmente se emplea otro controlador denominado interfaz local del proceso, el que se aprovecha también para alimentar a la computadora con información disponible a nivel local, e.g. frecuencia del sistema.

La configuración mínima en el equipamiento de centros de despacho no satisface el principio de alta disponibilidad. Simplemente, si la computadora falla perdemos todo el sistema, lo cual no se acepta en la gran mayoría de los casos.

Es indispensable que todo el equipo empleado como son computadoras, memorias auxiliares, controladoras, etc. sean de muy buena calidad para asegurar una alta disponibilidad, que se tengan detecciones de error de paridad, detección de falla de energía, de violación de protección de programas o equipos, etc.

5.2.1.2. Interfaz hombre-máquina.

La interfaz hombre-máquina está constituida por terminales de operación, impresores y diagramas mímicos.

cos. La información que se presenta al operador se organiza de tal forma que su interpretación sea sencilla. Además de disponer de medios de control permitiendo que las acciones requeridas sean simples para dar un alto grado de seguridad en la operación

5.2.1.3. Soportes de comunicaciones.

Los soportes de comunicación que comúnmente se emplean para enlazar los controladores de comunicación con los equipos terminales remotos son: (1) líneas telefónicas, (2) radio VHF, (3) microondas y (4) corrientes portadoras sobre líneas de alta tensión. Además, se encuentran en uso equipos de multiplexamiento en PCM, PDM, etc. con lo que se bajan los elevados costos de los soportes.

Para la aplicación que nos ocupa, no es posible decir llanamente que soporte de comunicación de los enumerados es más confiable. Por ejemplo, las líneas telefónicas pueden ser muy confiables si tienen características constructivas especiales, con acondicionamiento, etc. Sobre el radio VHF puede decirse que las señales de transmisión están sujetas a demoras y a interferencias, pero su aplicación es frecuente. Las microondas también están sujetas a interferencias aunque se considera que la transmisión en UHF es más confiable que en VHF. La comunicación de corrientes portadoras sobre líneas de alta tensión es muy confiable; sin embargo, para comunicar una terminal remota con un centro de control es necesario relevar la señal con algún otro soporte, e.g. línea telefónica.

5.2.1.4. Terminales remotas.

Existen dos tipos de terminales remotas: de alambre fijo y programables. Con la primera clase se tiene suficiente experiencia, para asegurar que son muy confiables. Las programables ya se están empleando con éxito y se dice que pueden ser más confiables por tener menos componentes, pero esta aseveración debe fundamentarse con una buena estadística, de la que no se dispone. Las terminales remotas programables pueden realizar con facilidad funciones adicionales con que las de alambre fijo resultan muy costosas.

5.2.1.5. Fuentes de alimentación.

Para el correcto funcionamiento de un sistema de control es necesario contar con una alimentación altamente confiable, empleando por lo general un sistema llamado ininterrumpible.

Un sistema de alimentación ininterrumpible consiste de una alimentación primaria de corriente alterna (ca) la que se rectifica y luego se invierte. El principio redundante de rectificar y luego invertir se aprovecha en este caso para suministrar una señal de alimentación controlada en tensión y frecuencia. Previendo la pérdida total o momentánea de la señal primaria de ca, se conecta una batería antes del inversor con lo que se asegura la disponibilidad continua en el suministro de energía a los equipos del centro de control.

5.2.1.6. Aire acondicionado.

El aire acondicionado debe ser altamente confiable ya que el equipo de cómputo está hecho para trabajar en este tipo de ambiente. Además, se debe prever un filtraje adecuado porque el polvo incrementa notablemente la tasa de fallas de los equipos, sobre todo de elementos sensibles como son los discos. También debe controlarse el nivel de humedad conforme a las especificaciones de este tipo de equipos.

5.3 Importancia y efectos de la redundancia en sistemas de control.

La configuración de control de la figura 5-6 no asegura una buena disponibilidad para controlar y supervisar un sistema eléctrico de potencia.

La disponibilidad del sistema de control en cada una de sus partes se define en base a una organización jerárquica de funciones y sus niveles requeridos dependen de varios factores y de las políticas operativas de cada compañía. Por ejemplo, la función SCADA será de mayor disponibilidad si se aplica la política de operación de subestaciones desatendidas en vez de atendidas. También, la función SCADA es de mayor disponibilidad que algunas otras a las que soporta de alguna forma, e.g. despacho económico de generación, análisis en línea de seguridad, etc.

La disponibilidad de las funciones se logra mediante dos caminos: (1) por redundancia y calidad de los equipos y (2) por características funcionales del sistema integral (equipos y programación). En los puntos siguientes se analizan algunos aspectos en los sistemas de control.

5.3.1 Redundancias en el equipo de cómputo.

Para satisfacer la disponibilidad de funciones críticas es necesario comenzar por equipar el sistema de cómputo de tal manera que se asegure una disponibilidad prácticamente del 100%.

La figura 5-7 representa un sistema dual con un canal de datos para el intercambio de información entre computadoras. Otra alternativa se da en la figura 5-8 en donde la comunicación entre computadoras se hace por medio de una memoria compartida. La filosofía de operación de un sistema como los anteriores se basa en que uno de los sistemas de cómputo (S₁) trabaja en el modo de control y el otro en el modo de espera (S₂), tomando el estado activo sólo en caso de falla del primero. El tipo de redundancia empleado en la parte de cómputo es similar al mostrado en la figura 5-1C, en donde el sistema combinado falla hasta que S₂ falla.

La disponibilidad en un sistema de cómputo depende en forma directa de los siguientes factores:

- Calidad y características del equipo.
- Calidad de la programación.
- Continuidad y calidad del sistema de alimentación.
- Continuidad y calidad del aire acondicionado.
- Mantenimiento de equipos y programación.

Es usual tener redundancias extras para incrementar la disponibilidad del sistema. Por ejemplo, previendo la pérdida en el suministro de alimentación, contar con baterías de conservación en memoria principal y reiniciación automática del proceso una vez que ésta se recobra.

En lo que respecta a los controladores de comunicación e interfaz hombre-máquina la redundancia recomendada es la tipo paralelo, balanceando adecuadamente la carga en cada uno de ellos y asegurando que uno respalde con efectividad al otro. Por ejemplo, los puertos de uno de los controladores de comunicación, empleados para enlazar las terminales remotas, deben respaldarse por los puertos del otro controlador para que la falla parcial o total en uno no resulte crítica para el desarrollo de las funciones.

Para ilustrar como impactan las características funcionales del sistema en el incremento de la disponibilidad de las funciones, considerar las siguientes habilidades relacionadas con la adquisición de datos:

- La pérdida de comunicación con una terminal remota es definitiva si se fracasa después de varios intentos, (dos o tres).
- Reintentos de establecer comunicación con terminales remotas (e.g. cada 5 minutos) que han sido declaradas fuera por el sistema.

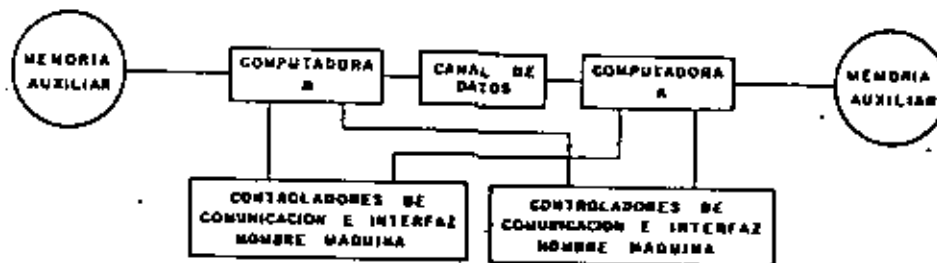


FIG. 5-7: SISTEMA DUAL CON CANAL DE DATOS.

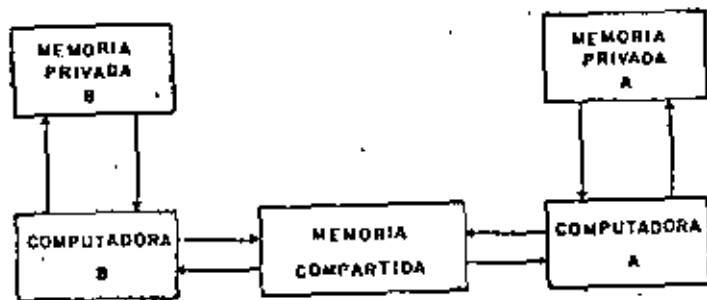


FIG 3-8- SISTEMA DUAL CON MEMORIA COMPARTIDA

5.3.2 Redundancias en la interfaz hombre-máquina.

El equipamiento de la interfaz hombre máquina depende de varios factores:

- Cantidad de personal operativo que hace uso.
- Disponibilidad.
- Facilidad de operación que se pretenda.
- Costos.

Una interfaz hombre-máquina mínima puede considerarse constituida por el siguiente tipo de equipos.

- Terminales de operación con pantallas de video.
- Impresores.

Terminales de operación.

Para establecer el nivel de redundancia que se requiere prever en este equipo, partamos de un caso hipotético en donde se tienen tres operadores que hacen uso de la interfaz hombre máquina para cumplir sus tareas. Si se considera que no existe redundancia en el personal y que debemos satisfacer el principio de máxima disponibilidad, es necesario

culminar la redundancia paralelo antes sugerida para los controladores de video duplicando el número de unidades. La forma de configurar estos equipos sería la siguiente:

- Cada terminal de operación conformará una estación de operación con dos pantallas de video y usualmente con un solo teclado.
- Las unidades de video de una estación se comunicarán con la computadora por diferente controlador.

El tener este grado de redundancia ayuda a satisfacer el objetivo de facilidad de operación ya que en condiciones normales se dispone de dos unidades de video en las que se puede acceder información en forma simultánea, entre otras ventajas.

Impresores.

El nivel de disponibilidad de los impresores no es tan crítico como el caso de las terminales de operación y la redundancia se define más bien de la versatilidad funcional de este equipo. Es usual tener impresores de eventos y alarmas (uno por operador) y un impresor rápido para reportes estadísticos (si el volumen de datos a imprimir lo justifica). Es común que uno o algunos respalden a los otros, sin tener que adicionar más elementos para lograr una redundancia completa, de manera que, cuando uno de estos falla se toma otro como alterno y si éste también falla otro y así sucesivamente.

Tableros mímicos.

Se les puede considerar como otra redundancia de las terminales de operación y que no son indispensables para la operación del sistema, sin embargo, la mayoría de las compañías consideran muy recomendable su uso.

El nivel de redundancia de éstos se prevee a nivel del controlador, aún cuando en algunos casos no se aplica, aceptando la posibilidad de que esta función falle.

5.3.3 Redundancia en los soportes de comunicación.

Los soportes de comunicación resultan muy costosos y pueden no ser justificable tener un sistema totalmente redundante. Algunas veces se aplican esquemas de canales compartidos por dos o más terminales remotas, pero esto no siempre es posible por restricciones impuestas a los tiempos de exploración de la información.

Algunas terminales remotas pueden requerir de una alta disponibilidad y para éstas sí definir redundancia en los soportes.

Además, como se indicó, existen redundancias funcionales del sistema, i.e. hacer varios intentos para establecer una buena comunicación; reintentos automáticos después de declararse fuera un canal automáticamente, etc.

5.3.4 Redundancia en las terminales remotas.

La redundancia en una terminal remota completa no se aplica por razones de costo, complejidad en la instalación en el campo y porque en general, en este tipo de instalaciones siempre se cuenta con soporte operativo para emergencias. Sin embargo como ya se dijo, estos equipos son muy confiables y las fallas momentáneas se salvan por la redundancia funcional explicada en el punto anterior.

También si se cuenta con la función de estimación de estados se puede considerar respaldada en parte la terminal remota ya que en caso de falla total pueden estimarse los estados de la red.

5.3.5 Redundancia en los sistemas de alimentación.

Se explicó anteriormente la justificación de utilizar sistemas ininterrumpibles de alimentación. También es usual respaldar el servicio primario de c.a. por medio de plantas de emergencia. Si se va a dar servicio a un sistema de control dual otra posibilidad es separar el suministro de alimentación como se

muestra en la figura 5-5, lo que resulta muy recomendable.

5.3.6 Aire acondicionado.

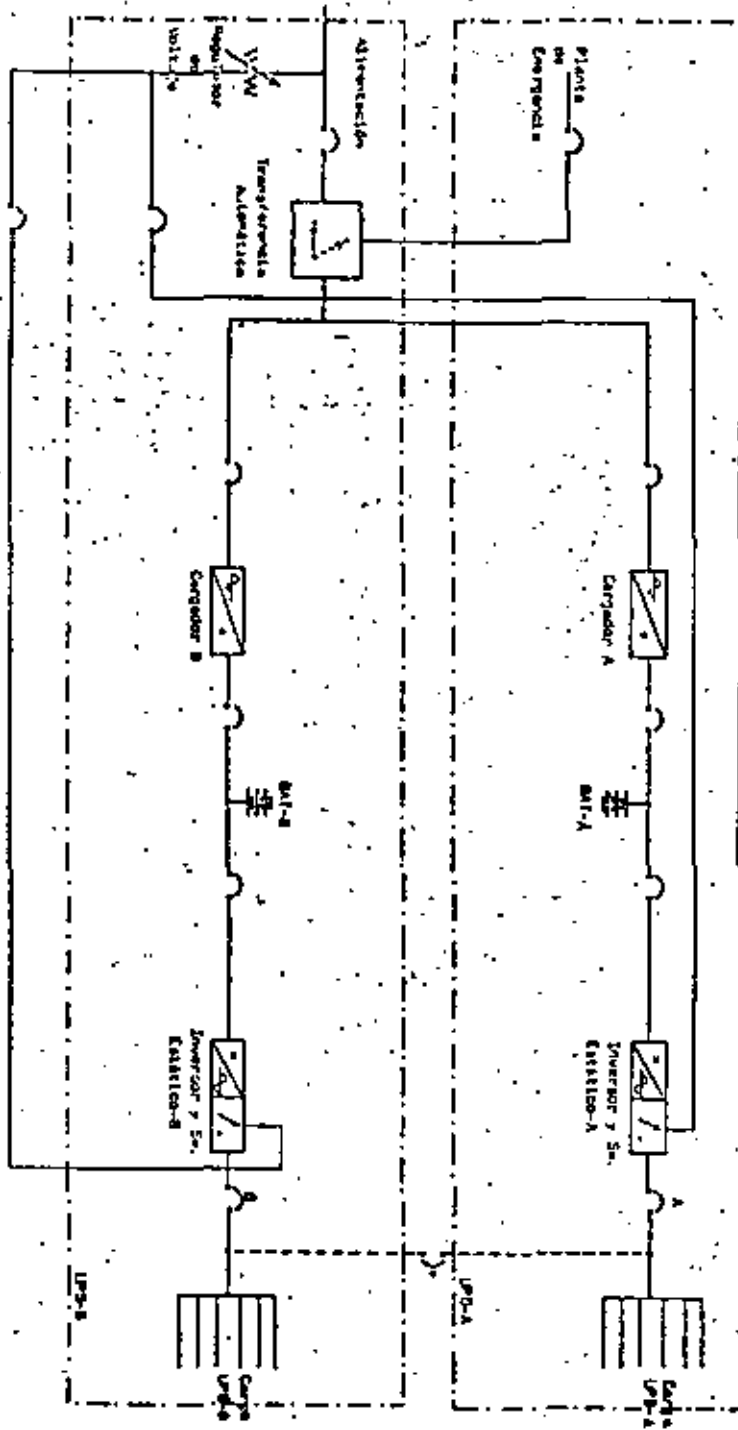
Se deberán prever las redundancias para dar una confiabilidad en el suministro de aire acondicionado prácticamente del 100%.

REFERENCIAS .

1. Probability, Random Variables, and Stochastic Processes
Athanasios Papoulis, McGraw-Hill
2. Digital Computer Process Control
Cecil L. Smith, International Text book Company-1972
3. Microprocesadores 8080 e Interfaces
Octavio P. García Narciá, ESIME-1980
4. Proceedings Annual Reliability and Maintainability Symposium 1978, IEEE Catalog number 77CH1308-6R
 - a. Redundancy Techniques for Software Quality (páginas 86-93) Peter G. Anderson.
 - b. Fault Tree Analysis with Probability Evaluation (páginas 306-311) C.L. Proctor, Ashok M. Kothari
 - c. RAM Techniques in the Electric Power Industry (páginas 336-341) Edward T. Parascos
5. Curso Tutorial IEEE. Impartido en México, D.F. en julio de 1977, texto del curso 77TU0010-9-PWR
 - a. An Overview of Power System Control Centers. Tomas E. Dy Liacco.
 - b. The Computer Subsystem. M.S. Blynn
6. Aplicación de Sistemas de Control en los Centros de Despacho de Redes Eléctricas.
 - A. Frausto - MEXICON 1978, IEEE.

5-7-72

FIGURA 4. INTERRUPTOR DE EMERGENCIAS (E) para UN CENTRO DE CONTROL



NOTA: Este interruptor se instalará en el área de control y se deberá poder operar solamente cuando los interruptores A y B estén abiertos. De tal forma que se evite un mal funcionamiento de la carga total del sistema.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

DESCRIPCION FUNCIONAL DE CENTROS DE CONTROL

DR. SERGIO ALAIN MOLINA GARCIA

OCTUBRE, 1981

1.- INTRODUCCION

La tarea principal de un centro de control en sistemas eléctricos de potencia, está formada fundamentalmente por las funciones de:

- Preparar los programas de generación diaria y semanal.
- Modificación de estos programas de acuerdo con los eventos no-programados que se presentan durante la operación del sistema.
- Supervisar y controlar la ejecución de los programas verificando la seguridad y economía de la operación, minuto a minuto, del sistema.

La tendencia actual hacia la automatización de los centros de control, se basa fundamentalmente en que:

Los sistemas de generación, transmisión y distribución se están haciendo cada vez más complejos a consecuencia del aumento de las interconexiones.

Es cada vez más difícil obtener una visión glo

bal del sistema, lo cual es esencial para definir criterios de prevención de efectos en cascada de los posibles disturbios en el sistema.

Aún cuando, debido principalmente a la interconexión, las interrupciones han sido cada vez menores, el no disponer de medidas especiales ocasionará que los disturbios puedan tener consecuencias más serias, ocurriendo interrupciones de mayor duración. Esto se debe fundamentalmente a la mayor dificultad para determinar sus causas y al mayor número de acciones que tienen que ser coordinadas para restablecer el servicio a las condiciones normales.

Los métodos modernos de adquisición automática de datos, con transmisión y procesamiento por medio de computadoras, permiten procesar el volumen de información requerido para la evaluación de la seguridad del sistema.

Así, los procedimientos de análisis y algoritmos sofisticados para la supervisión del sistema pueden ser integrados al centro de control.

La tendencia actual es hacia la automatización de los centros de despacho, donde normalmente el operador recibe la información de las condiciones del sistema a través de la radio, el teléfono y, en ocasiones, de un equipo supervisorio.

En los nuevos centros de control, las funciones de recopilación de información son relevadas del operador por el equipo de cómputo. Además, lo

que es más importante, es el cambio de un despacho de generación o control supervisorio limitado, a un concepto de un sistema integrado de supervisión, control y manejo de información.

A medida que el sistema crece y aumenta su complejidad, los problemas de operación son diferentes a los de un sistema con pocas interconexiones y números relativamente pequeños de componentes. El tipo y características de estos problemas varían de un sistema a otro.

Tradicionalmente, la solución de los problemas de la operación día a día y aún minuto a minuto han recaído sobre el elemento humano. El operador basado en su experiencia y con la información disponible, toma las decisiones que juzga convenientes con criterios puramente cualitativos.

El desarrollo del control de sistemas de potencia ha evolucionado en primera instancia alrededor del control automático de la frecuencia y en segunda sobre el despacho económico de unidades asociado al propio control automático de generación. A fines de la década de los 60's, a consecuencia del apagón de 1965 en Nueva York, se incluyó el concepto de seguridad en los centros de despacho.

Al incluir este último aspecto, se produjo la necesidad de aumentar la capacidad de procesamiento de información, de tal manera que el operador contara con información actual de las condiciones del sistema y en forma tal que el acceso a la misma y su presentación fuera sencilla y rápida.

El incorporar la función de seguridad en los centros de control, requiere de funciones de control tanto manuales como automáticas.

Dentro de este sistema, el operador juega un papel fundamental.

2.- PROBLEMAS OPERATIVOS.

La operación de un sistema de potencia tiene básicamente dos conjuntos de restricciones: las restricciones de carga y las restricciones de operación. Las restricciones de carga obligan a satisfacer la demanda del sistema. Las restricciones de operación imponen límites de operación máximos o mínimos sobre las variables del sistema y están asociadas con limitaciones tanto en estado estable como en estado transitorio. Las restricciones de carga son modeladas matemáticamente por las ecuaciones del flujo de potencia. Las restricciones de operación se pueden expresar en forma de desigualdades, tales como cargas en los equipos, voltajes de bus, potencia reactiva máxima y mínima de generador, etc.

En nuestro caso centraremos la atención a la operación del sistema en condiciones normales. Las funciones para la supervisión y control del sistema de potencia en un centro de control estarán concentrados en condiciones normales.

La operación del sistema en forma segura y económica, estará basada en las acciones de control que se lleven a cabo en el estado normal del sistema.

El objetivo de un centro de control, de acuerdo al desarrollo logrado, será el de mantener el sistema operando en estado normal.

Para cumplir con los objetivos de un centro de control, los componentes y el mismo sistema de cómputo deberán considerar los siguientes conceptos: facilidad de mantenimiento, confiabilidad y disponibilidad. Estos conceptos los ilustraremos más adelante.

3.- CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES Y FUNCIONES.

En México, tanto por el propio desarrollo histórico de los sistemas como por la situación geográfica de los mismos, la necesidad de varios centros de control ha sido patente. La operación actual del sistema a través de seis áreas y dos sistemas aislados se refleja en la formación de seis centros de control de área que forman el sistema interconectado nacional, más los centros de los sistemas peninsulares. La integración de estos centros con el CENACE se logra con la jerarquía de computadoras indicada en la figura 1.

El volumen de información a manejar en los centros de control, demanda funciones manuales, automáticas y procedimientos para formar un banco de datos confiable, consistente. Para lograr estos fines, se han aplicado técnicas de filtrado y estimación de estado.

El tubo de rayos catódicos ha sido un valioso auxiliar para el operador y sus decisiones son apoyadas por la presentación de información coherente y completa del estado de la red eléctrica.

Las características y funciones que tienen algunos centros de control son:

- . Estructuras jerárquicas formadas por varios niveles de cómputo.
- . Computadora y periféricos redundantes.
- . Equipo de telemedición y recolección de datos.
- . Tubos de rayos catódicos de colores.
- . Diagramas mímicos dinámicos
- . Control automático de generación
- . Despacho económico
- . Control automático de voltaje
- . Control supervisorio
- . Análisis de seguridad en estado estable
- . Estimación de Estado
- . Flujo de carga del operador.
- . Flujos óptimos
- . Análisis automático del sistema de cómputo y periféricos
- . Corte automático de carga

Restablecimiento automático de circuitos.

De acuerdo con las características propias de cada sistema, los centros de control han incorporado algunas de las funciones anteriormente descritas.

A continuación se describen brevemente las funciones más comunes en los actuales centros de control.

Control automático de generación.- Esta función determina la generación requerida para satisfacer la carga actual del sistema y repartir la generación entre las unidades bajo regulación, coordinando la operación de los recursos de generación disponibles.

Los algoritmos básicos de control han sido desde hace tiempo probados, y los resultados han sido satisfactorios. Su aplicación en un centro de control requiere agregar algunos módulos que realizan la conexión con el medio en tiempo-real. Estos módulos permiten la iniciación de la función de CAG, la coordinación con otros programas que están relacionados con el reparto de generación, el manejo de la información de y hacia las unidades generadoras y la comunicación con el operador a través del tubo de rayos catódicos.

Despacho Económico.- Esta función se ejecuta dentro de periodos que van desde 3 ó 4 minutos hasta 20 minutos, dependiendo de las condiciones del sistema y de las políticas de operación del sistema. El uso de factores de penalización calculados para las condiciones de ope-

ración cuando se efectúa el cálculo del despacho económico es altamente recomendable. El despacho económico se hará tomando en cuenta toda la generación que se pueda despachar tanto en forma manual como automática, mas la generación base.

Control Supervisorio.- La incorporación del control supervisorio de interruptores no es cosa sencilla, puesto que normalmente este tipo de operaciones han sido realizadas a nivel de sub-estación, por lo que en una primera etapa solamente se reportan los cambios de estado y gradualmente se pueden ir incorporando funciones de tele-mando.

Supervisión del sistema.- Esta función requiere de la medición de una gran cantidad de puntos en el sistema. A través del tubo de rayos catódicos y el software adecuado, esta función proporciona al operador las condiciones actuales del sistema.

Estimación de estado.- La información del sistema, que se obtiene a través de las terminales remotas, normalmente contiene errores que pueden ser relativamente grandes, producidos por errores en el equipo de medición, del equipo de comunicaciones, transductores, convertidores analógico-digitales, etc. Al procesado de la información del estado del sistema, incluyendo la configuración topológica del sistema, a través de un método estadístico para obtener el vector de estado del sistema, formado por los voltajes nodales complejos del modelo eléctrico del sistema, se le conoce co-

no estimación de estado. Esta función permite detectar e identificar errores en la telemedición o en los parámetros del modelo eléctrico del sistema.

Análisis de seguridad en estado estable. Dentro de esta función se incluyen las siguientes sub-funciones:

- Estudio de Flujos, análisis de contingencias y evaluación de reservas.
- El estudio de flujos permitirá realizar el análisis de las condiciones del sistema tanto actuales como futuras y el efecto de acciones planeadas sobre el sistema.
- El análisis de contingencias permitirá evaluar el impacto potencial de la salida de líneas y generadores sobre el sistema.
- La evaluación de reservas permitirá el reparto del margen de reserva entre los diferentes generadores, considerando dos tipos de reserva: rotante y "stand-by".

4.- COMPONENTES PRINCIPALES.

Los principales elementos que integran el sistema de control son:

- Equipo de adquisición de datos y control
- Equipo de comunicaciones
- Computadoras
- Interfaz Hombre/Máquina

- Sistema operativo de tiempo real
- Software de aplicaciones
- Fuente de alimentación ininterrumpida
- Edificio
- Elemento humano.

El subsistema de recolección de datos y control está formado por:

La unidad terminal remota (UTR). Este dispositivo constituye el interfaz entre la instrumentación y equipo de control con los canales de comunicación y el equipo de la estación maestra con el centro de control.

La programación asociada con la adquisición de datos, además de manejar el proceso de recolección de información y depositarla en la memoria de la computadora, también ejecuta chequeo de errores, conversión a unidades de ingeniería, chequeo de límites y la coordinación con programas de aplicación. La ejecución de estos programas deberá ser rápida y para lograrlo se tienen residentes en la memoria principal.

Tienen una prioridad elevada y deberán ser lo más independientes que sea posible del sistema operativo. El banco de datos en tiempo real deberá residir en la memoria principal.

El subsistema de comunicaciones. Los canales de comunicación serán canales dedicados a esta función. Además de la calidad del canal de comunicaciones, la trans

misión de datos requiere de un ancho de banda adecuado para lograr la transmisión a la velocidad deseada. La velocidad de transmisión de datos de las estaciones remotas al centro de control de área será de 1200 bauds. La velocidad entre el Centro Nacional de Control y los centros de control de área, será de 2400 bauds.

Los medios de comunicación típicos son:

Microondas, onda portadora, FM, UHF y línea telefónica.

Las características más importantes de los mensajes incluyen: seguridad, eficiencia, capacidad de direccionamiento y compatibilidad.

Los estándares dependen en gran medida del fabricante y de las características de su equipo.

La seguridad del mensaje es muy importante y existen varios esquemas de codificado para proporcionar la seguridad de la transmisión de la información. La eficiencia de la transmisión tiene una gran influencia en la selección de la velocidad y el número de canales de comunicación. La posibilidad de errores y el criterio de repetición de mensajes también deben ser considerados.

La capacidad de direccionamiento es fundamental puesto que puede llegar a limitar el crecimiento del sistema de adquisición de datos (No. de TR's, puntos medidos, etc.).

La compatibilidad es importante cuando se integran equipos de varios fabricantes.

La programación en el subsistema de comunicaciones constituye el elemento que determina qué datos deberán ser recolectados, los intervalos de barrido, la estructura del banco de datos, procesamiento de la información recibida, capacidad de crecimiento y los interfaces del usuario con el banco de datos.

Subsistema de cómputo. - Este subsistema constituye la parte vital del centro de control.

Los componentes básicos que integran este equipo son:

- Unidad central de proceso,
- Dispositivos controladores de Entrada/Salida,
- Memoria principal y equipo periférico.

La unidad central del proceso es el ejecutor y coordinador. Realiza las operaciones aritméticas y las decisiones lógicas. La memoria principal almacena los programas y los datos requeridos por aquellos. Los controladores de entrada/salida realizan la transmisión de datos entre la memoria principal y los periféricos, mientras que los periféricos convierten la información en forma legible al operador y en formatos adecuados para su uso por la computadora.

La unidad central de proceso, bajo la dirección del sistema operativo, ejecutará los programas de aplicación, los cuales a su vez proporcionarán la supervisión y control del sistema de potencia y el banco de datos del centro de control.

En la figura 2 se ilustra la configuración de una computadora y su equipo periférico.

El equipo de cómputo para el tipo de aplicación de que estamos hablando, requerirá que se consideren factores como: longitud de palabra, tamaño máximo de memoria principal, memoria auxiliar y capacidad de transferencia de información.

La longitud de palabra será de 24 bits como mínimo y las capacidades de memoria principal serán del orden de dos y medio millones de bytes. La memoria auxiliar es un elemento crucial para una respuesta rápida del sistema. La capacidad de transferencia de información entre la memoria principal y la auxiliar es crítica, ya que, dado el volumen de información que se maneja, éste representa una carga considerable sobre el proceso de transferencia de entrada/salida.

La unidad central de proceso interpreta las instrucciones de los programas, compara valores, accesa la memoria auxiliar y controla el flujo de datos de entrada y salida. La unidad central de proceso conecta la memoria principal y el equipo de entrada/salida por medio de buses. La operación de un bus puede ser de dos tipos: comunicación síncrona y asíncrona. La operación asíncrona requiere la respuesta del dispositivo solicitado y es generalmente relativamente lenta. Un bus síncrono puede ser más rápido pero su operación requiere de control a través de un reloj maestro, lo cual impone ciertas restricciones y arreglos menos flexibles de los componentes del sistema.

La memoria principal puede ser de dos tipos: de núcleo magnético y de estado sólido.

La memoria de núcleo, aunque más vieja, tiene una ventaja notable sobre la de estado sólido: es no-volátil. Esto se refiere a que su información no se pierde cuando pierde la fuente de alimentación.

La memoria de estado sólido, aunque volátil, puede ser usada en conjunción con sistemas de alimentación y no interrumpibles. Los tiempos de acceso asociados a las memorias de estado sólido son del orden de 250 nanosegundos.

El tamaño de la memoria principal está generalmente determinado por las necesidades de los programas y datos residentes, el mayor programa que se requiera en el área restante y el área destinada a crecimiento sin necesidad de utilizar otros módulos adicionales a la memoria.

En el ambiente de tiempo-real, la operación concurrente de los diferentes tipos de programas requiere de mecanismos de protección de la memoria para prevenir la destrucción inadvertida de programas.

Esto puede llevarse a cabo por medio de hardware o software.

Configuración del subsistema de cómputo. Las características deseadas de respuesta, disponibilidad y facilidad de mantenimiento, imponen la necesidad de utilizar más de una computadora. Si a lo señalado anteriormente agregamos las funciones de procesamiento de información, evaluación de seguridad y planeación de la operación; la carga de cómputo será considerable.

En la mayor parte de los centros de control, el criterio de una configuración dual es dominante. La figura 3 ilustra en forma esquemática esta disposición. La línea punteada representa el enlace de "fail over".

En el esquema dual, el sistema de cómputo tiene una imagen de espejo: los dos equipos poseen idénticos componentes. Cada uno está formado por un procesador central, memoria principal y memoria auxiliar.

La distribución de funciones puede asignarse a los dos procesadores. Las funciones críticas se efectuarán en uno de ellos, al que se le llamará en-línea. El resto de las funciones se realizará en el procesador de respaldo, o fuera de línea.

En caso de falla de la computadora en-línea, se suspenden las funciones no-críticas del procesador de respaldo, para que éste tome las funciones críticas, convirtiéndose así en el procesador en-línea.

Otro esquema sería el tener todas las funciones de supervisión y control, independientemente de su importancia, en la computadora en-línea, para que la otra fuese utilizada para cálculos fuera de línea, desarrollo de programas, etc. En caso de falla de la computadora en-línea, la computadora de respaldo tomará sus funciones. El procedimiento de transferencia de funciones puede ser manual o automático, y es denominado esquema de "fail-over".

En la figura 4 se ilustra una de las configuraciones más usuales. Se tienen dos niveles de cómputo, que denominaremos frontal y de proceso. La distribución

de funciones se efectúa de la siguiente manera: en el nivel frontal se asignan las funciones de recolección de datos, el manejo de las señales de control y, en general, todas las comunicaciones. En el segundo nivel de proceso se realizan las funciones que requieren una gran cantidad de cálculos y almacenamiento en la memoria principal.

En la figura 5 se presenta una variación donde se incluye una memoria compartida, en la cual se almacena el banco de datos de tiempo real. En estos tipos de configuración, el esquema de "fail-over" se aplica a la imagen de espejo de cada nivel de cómputo.

Interfaz hombre/máquina (H/M)

La comunicación entre el operador y el equipo de supervisión y control del sistema de potencia, se efectúa fundamentalmente a través de la terminal de tubo de rayos catódicos (TRC). Este dispositivo constituye la ventana para observar y modificar, si así se desea, el comportamiento del sistema en estado estable.

En la actualidad, el tubo de rayos catódicos puede proporcionar toda la salida y entrada de información requerida en el centro de control.

Los desplegados en el TRC deberán estar diseñados de forma tal que llenen las necesidades de la interacción hombre/máquina para: la operación del sistema de potencia, diagnóstico del sistema de control, desarrollo de programación, mantenimiento del banco de datos y de los propios desplegados.

El operador, a través del TRC, debe tener la facilidad de:

- supervisar y/o controlar:
 - . la generación y carga del sistema
 - . las condiciones de la red eléctrica en estado estable
 - . el estado de interruptores.
 - . las maniobras en subestaciones y plantas
 - . las alarmas del sistema eléctrico
 - . las alarmas del sistema de cómputo
 - . la seguridad del sistema
 - . los cortes y restablecimientos de carga
- planear las maniobras de operación
- anotar y reportar la información de la operación tanto del sistema eléctrico como de control
- cancelar y modificar datos dinámicos y estáticos
- invalidar o reiniciar cualquier función en tiempo real

La capacidad de modificar cualquier dato, de invalidar su barrido, o no utilizarlo en los programas de aplicación es necesaria, ya que es muy probable la presencia de datos erróneos. El operador puede además requerir la modificación de algún parámetro del sistema, por lo que debe disponer de medios para actualizar en forma manual cualquier dato, ya sea faltante o cancelado.

Bajo ciertas condiciones anormales, algún programa de tiempo real puede fallar o producir resultados erróneos que contribuyan a la degradación de la operación del sistema de cómputo y de potencia. En esos casos, el

operador debe tener la capacidad de cancelar o suprimir temporalmente cualquier función.

El operador deberá disponer de la flexibilidad suficiente para modificar las características de operación del sistema de cómputo, suprimiendo algunas funciones cuando lo considere conveniente.

La supervisión y diagnóstico del equipo del centro de control se hará a través del TRC. Esta función incluirá:

- . Un resumen del estado actual de cada estación remota, indicando si la estación está participando en el barrido. Si es así, reportar si algunas condiciones se desvían de lo normal. A través de este resumen, el operador o el propio personal de mantenimiento podrán poner dentro del barrido a las estaciones remotas (UTR's).
- . Desplegado dinámico de la información que se recibe de la UTR.
- . Resumen de errores del enlace de comunicaciones, indicando el número de veces que algún tipo de error o falla se ha presentado.
- . Desplegado de la actividad en tiempo-real de la computadora, indicando en forma dinámica los programas que se están ejecutando y los que están programados para ejecución.
- . Capacidad a través del TRC, de copiar en memoria auxiliar datos de tiempo-real seleccionados por el operador.

Desarrollo de programas y mantenimiento del sistema de control

A lo largo de la vida de un sistema eléctrico de potencia en constante crecimiento, éste es modificado con nuevas instalaciones, cambios en las políticas operativas, etc. De la misma manera, el centro de control requiere constantes cambios a la estructura del software.

La necesidad de probar e integrar los cambios al software del sistema, la adición de nuevas terminales remotas, modificaciones, etc., en un ambiente que sea semejante al de tiempo-real, reclama que se disponga de procedimientos de prueba que faciliten esta tarea.

A través de desplegados adecuados y usando la computadora de respaldo, el personal de mantenimiento puede crear las condiciones de prueba y simulación para verificar los cambios que se desea incorporar al sistema. Si se encuentran errores o no se cumplen las condiciones deseadas, el conjunto de desplegados de prueba deberá permitir las modificaciones pertinentes, hasta obtener los resultados deseados. Esta forma de interacción para probar las modificaciones contribuye a reducir los tiempos de prueba y puesta a punto de programas nuevos y modificaciones a los actuales.

El sistema de mantenimiento del propio grupo de desplegados podrá hacerse a través del TRC. Esta programación considera funciones como: corrección de errores en tablas y programas, adición de nuevas instalaciones, modificaciones a los formatos de los desplegados, y prueba y verificación de las modificaciones y adiciones efectuadas.

Un sistema adecuado de mantenimiento de archivos es una función que servirá tanto al operador como al personal de mantenimiento. Creará la infraestructura que define los desplegados y su fuente de datos, identifica la información de entrada a los formatos y establece los enlaces con otros conjuntos de desplegados o programas.

Respuesta del sistema de control

El operador deberá recibir una respuesta inmediata a sus solicitudes de información, la cual le indicará instantáneamente que el sistema de cómputo ha recibido su solicitud y lo está atendiendo. Habrá casos en que se requiera un gran volumen de cálculos, y la respuesta le indicará que la actividad solicitada se está ejecutando. Una vez terminada su ejecución, se le indicará que los resultados se encuentran disponibles.

Lo anterior nos lleva al concepto de respuesta en dos pasos, el primero de los cuales constituye el accionamiento por el operador, de uno de los dispositivos de entrada, como la pluma de luz, una tecla de funciones, etc., lo que genera una interrupción a la computadora, la cual debe responder prácticamente en forma instantánea, a través del TRC. Esta respuesta le indicará al operador que su solicitud ha sido correcta y atendida. Si esta solicitud requiere poco procesamiento, la respuesta deberá obtenerse en un tiempo no mayor de 2 segundos en promedio.

En el caso de una tarea que requiere un período relativamente largo de ejecución, la salida deberá esperar hasta que el operador desee analizarla, solamente indicándole cuándo la información deseada está disponible.

Esta indicación estará activa hasta que el operador indique que está enterado. Así, él tendrá al TRC dispuesto para las funciones que esté ejecutando, y solo cuando solicite la revisión de los resultados, éstos aparecerán en su pantalla.

La recepción de los resultados por el operador constituye el segundo paso del concepto de respuesta.

Organización de desplegados

La presentación de información al operador se organiza siguiendo el criterio de pasar de lo general a lo particular.

En un desplegado se tendría un menú de los diferentes conjuntos de desplegados que se tienen en el sistema. En el siguiente nivel, por ejemplo, se podría tener la descripción gráfica de toda la red nacional. En el siguiente, información a nivel de área y, finalmente, otro a nivel de subestación o planta. En el segundo y tercer niveles deberá ser posible pasar directamente a otro desplegado en el mismo nivel, con una sola acción del operador.

La conveniencia del manejo de los desplegados con gran flexibilidad, facilita la supervisión y hace más accesible la información al operador.

El concepto del diseño, de pasar de lo general a lo particular, es muy útil cuando existen desplegados con varias páginas. Por ejemplo, en una lista muy larga no será necesario que el operador tenga que llamar varias páginas, antes de llegar a la deseada.

Esta flexibilidad es muy importante, especialmente cuando el operador se ha familiarizado con el sistema y puede saltar algunos pasos del procedimiento.

En centros de control donde se tiene control supervisorio, los desplegados correspondientes a éste deberán ser una guía para el operador, siguiendo una secuencia programada de pasos. Esta secuencia se desarrolla como sigue: selección del dispositivo sobre el que se va a actuar; selección de la función, ejecución de la acción deseada, confirmación de la acción efectuada y reconocimiento de la misma.

Manejo de alarmas.

Las funciones asociadas con la supervisión y control del sistema de potencia y con el diagnóstico del sistema de cómputo, generan información que debe notificar al operador de los cambios en las condiciones del sistema.

La notificación de alarmas al operador deberá conformarse de manera que no le constituyan una molestia constante, ni distracciones innecesarias. Esta es una área que debe manejarse con cuidado, puesto que aún con una buena estructura de alarmas siempre existe el peligro de alarmar en condiciones que no sean relevantes a la supervisión, y no se tomen en cuenta las verdaderas necesidades del operador.

Cualquier situación anormal que no sea importante para la ejecución del trabajo del operador, no debe distraerlo de sus actividades.

Sistema Operativo de Tiempo-Real (SOTR)

En todos los sistemas de cómputo, independientemente de su tipo, ya sea de aplicación particular o de propósito general, la parte medular (SOTR), lo que determina su capacidad, su manejo de recursos, la respuesta del sistema, está estrechamente vinculada a la eficiencia de su sistema operativo.

El costo de desarrollo, los años-hombre de trabajo invertido en el software y los costos futuros de mantenimiento, operación y desarrollo del software, dependen fundamentalmente del sistema operativo y en nuestro caso del SOTR.

En el ambiente de tiempo real, el sistema operativo lleva la función de repartir, ordenada y eficientemente, el tiempo y la memoria de la unidad central de proceso, la memoria principal, la transferencia de información a la memoria auxiliar y a los dispositivos de entrada/salida.

El SOTR se acomoda dentro de la estructura de interrupciones y prioridades de la computadora. La figura 6 ilustra un esquema de dicha estructura.

La operación del propio SOTR demanda recursos de memoria y tiempo del sistema de cómputo. Los SOTR comúnmente utilizados requieren del orden de 90 a 300 kilo bytes de memoria principal y del 5 al 25% del tiempo de la unidad central de proceso. El objetivo del SO es el de maximizar su operación, minimizando el uso de los recursos.

El SOTR está integrado fundamentalmente por los siguientes programas: el ejecutivo, el programador de

tareas periódicas, el procesador de entrada/salida, manejo de archivos, generador del sistema y contabilidad del proceso de cómputo.

El software mencionado anteriormente constituye el núcleo del SOTR por lo que se refiere a la ejecución múltiple de programas. Adicionalmente incluiremos el software de apoyo, integrado por los programas que proporcionan facilidades para el mantenimiento y desarrollo del sistema. En esta parte se incluyen los programas de utilería, el lenguaje ensamblador, el compilador FORTRAN, de manejo del banco de datos y de desplegados. Las figuras 6 y 7 ilustran esquemáticamente los programas mencionados.

Software de aplicaciones.

Con este término se denomina al conjunto de programas de computadora requeridos en el centro de control para lograr la operación segura y económica del sistema de potencia interconectado. Las funciones asociadas son: determinación de la topología de la red, estimación de estado, despacho económico restringido, cálculo automático de intercambios, cálculo de costos de producción, cálculo de reservas, análisis de contingencias, flujo de carga del operador, pronóstico de carga a corto plazo, coordinación de la generación hidráulica y térmica a corto plazo, e impresión de reportes y eventos.

Fuente de alimentación ininterrumpible

La fuente de alimentación al subsistema de cómputo puede soportar variaciones de voltaje y frecuencia. Normalmente, la alimentación de línea puede variar hasta $\pm 10\%$ y la frecuencia entre ± 0.5 ciclos. Sin embargo, los transitorios de voltaje o la pérdida de potencia pueden causar daños en el equipo de cómputo. La unidad central de proceso tiene generalmente un detector muy sensible a la falla de potencia, y una vez activado inicia una salida ordenada del sistema de cómputo. Esta detección de la falla de alimentación es obtenida en un tiempo del orden de medio ciclo (60 Hz) para asegurar que los niveles de las fuentes internas de la computadora pueden realizar completamente la salida ordenada del sistema de cómputo. Aún cuando la alimentación de potencia sea restablecida inmediatamente y la computadora se recupere en forma ordenada, con cada interrupción se produce una pérdida de información y de control. Además, transitorios de frecuencias elevadas en la fuente de alimentación, que no detecta el dispositivo de pérdida de alimentación, pueden afectar la operación normal y producir errores dentro de la computadora.

La forma de evitar todos esos problemas es disponer de una fuente ininterrumpible de alimentación (FIA).

La FIA está integrada por un inversor, batería y cargador de batería, donde el inversor convierte la corriente directa de la batería a corriente alterna para la alimentación del equipo y el cargador de baterías mantiene las condiciones de carga en el nivel adecuado.

Edificio

En este punto se deben considerar criterios de seguridad y ambientales que no están dentro de los propósitos del presente trabajo.

Basta mencionar que el equipo de cómputo requiere condiciones muy rígidas de humedad, temperatura y limpieza del aire, que deben ser controladas dentro de límites muy estrechos.

Elemento humano

El centro de control existe fundamentalmente para cerrar el lazo de control del sistema eléctrico a través del operador. Durante todas las etapas, desde su concepción hasta su operación en forma cotidiana, el grupo de personas involucrado deberá estar formado por personal con experiencia en sistemas de potencia, con capacidad para asimilar y desarrollar el software del sistema, experiencia en equipos de cómputo y en operación de sistemas de potencia. Los programas de capacitación deberán considerar los aspectos mencionados.

Conclusiones

El objetivo principal de un centro de control es el de manejar la respuesta a las condiciones cambiantes de la operación del sistema eléctrico.

El principio fundamental es el de respuesta por excepción. Resolver primero el problema de mayor prioridad y no el primero que se presente.

El hardware y el software de un centro de control deberán tener las características de: confiabilidad, disponibilidad y facilidad de mantenimiento.

Los méritos fundamentales de un sistema de interacción H/M son la flexibilidad que ofrece y su corto tiempo de respuesta.

En términos generales, los beneficios que puede proporcionar un centro de control son:

- Mayor seguridad en la operación del sistema
- Prevención potencial de la salida de algún equipo
- Prevención potencial de daños al equipo
- Un mejor nivel de información para la toma de decisiones.

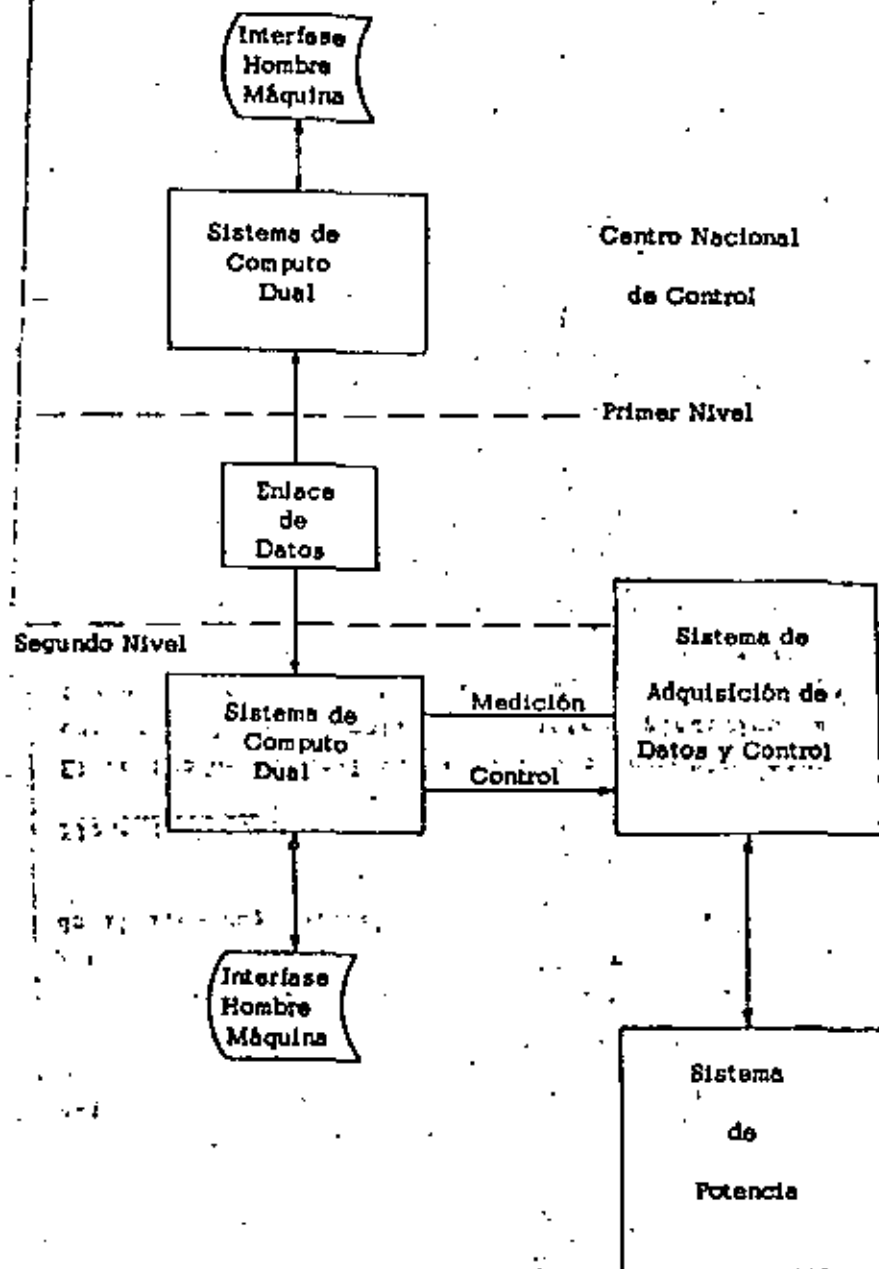


Fig. 1.

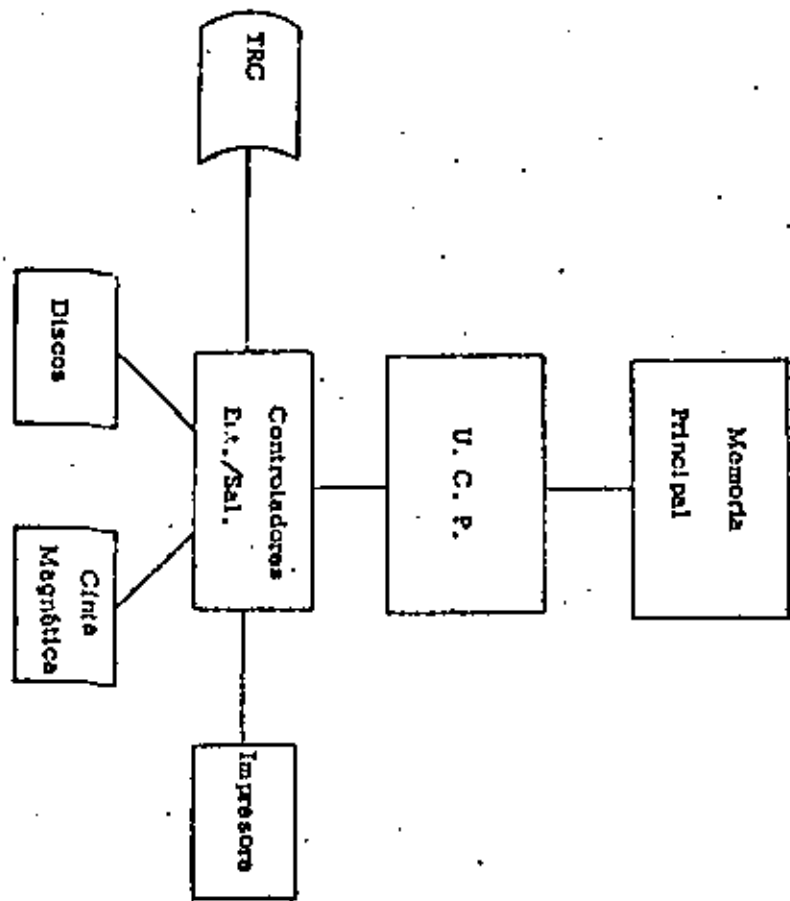


FIG. 2. Sistema de Computo

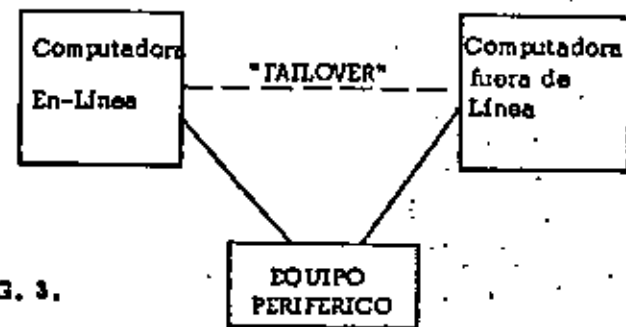


FIG. 3.

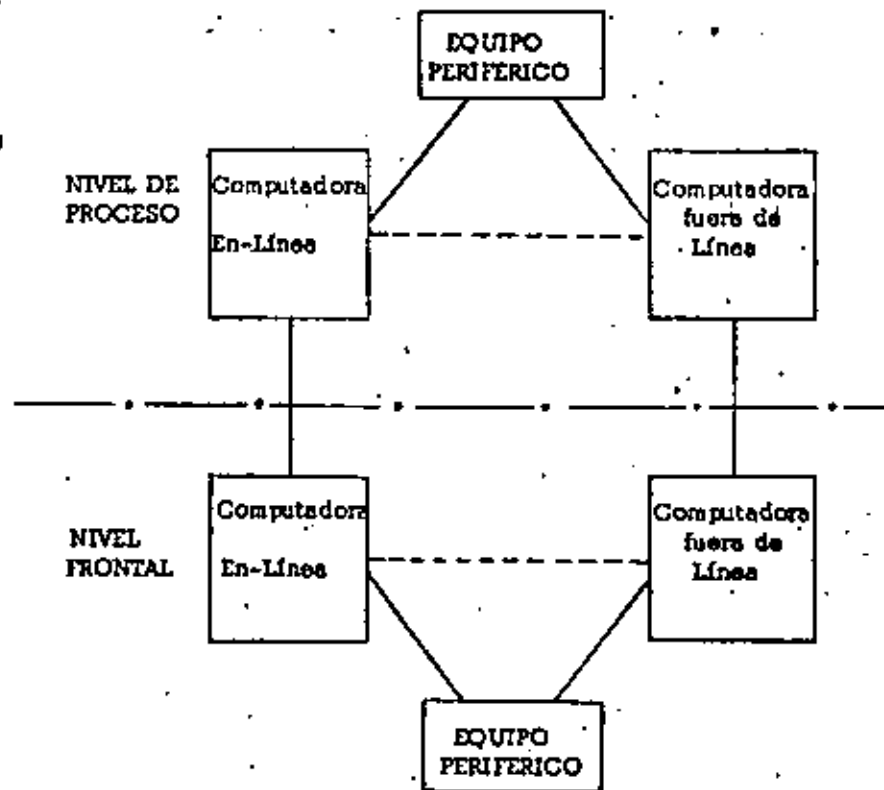


FIG. 4.

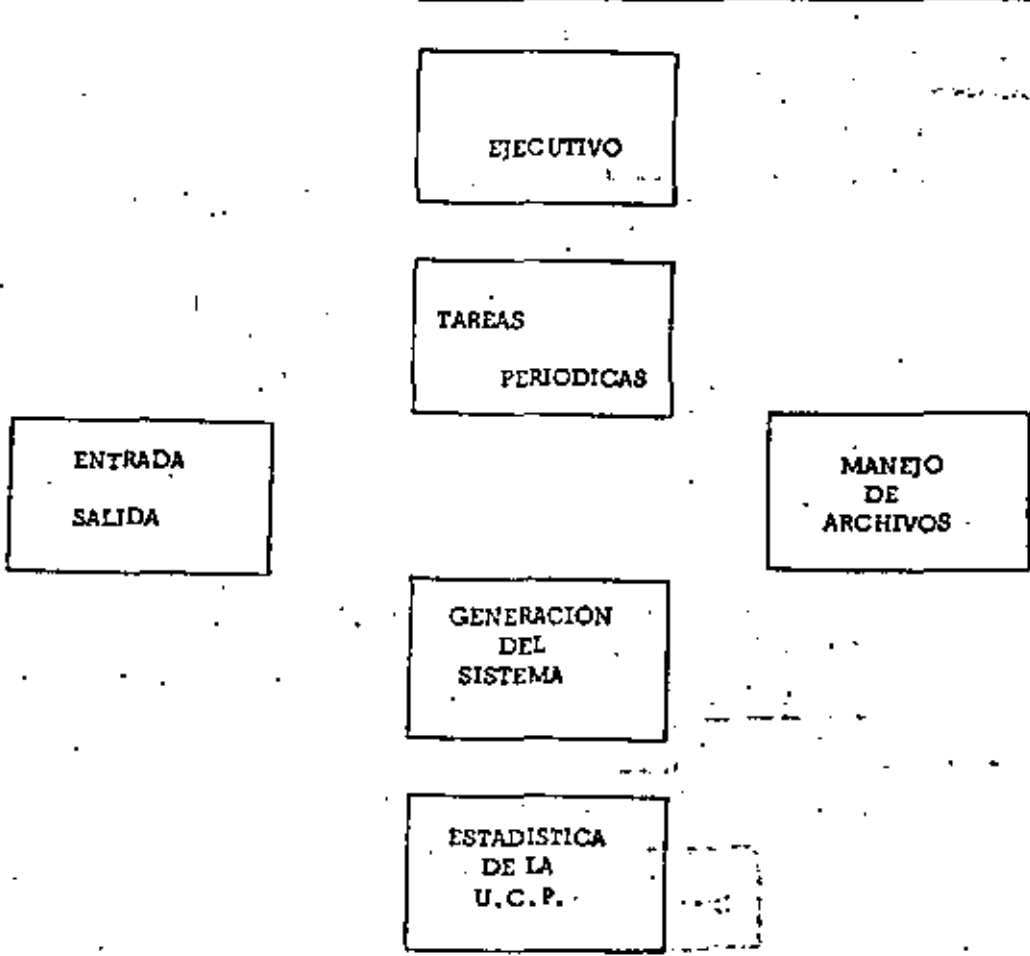
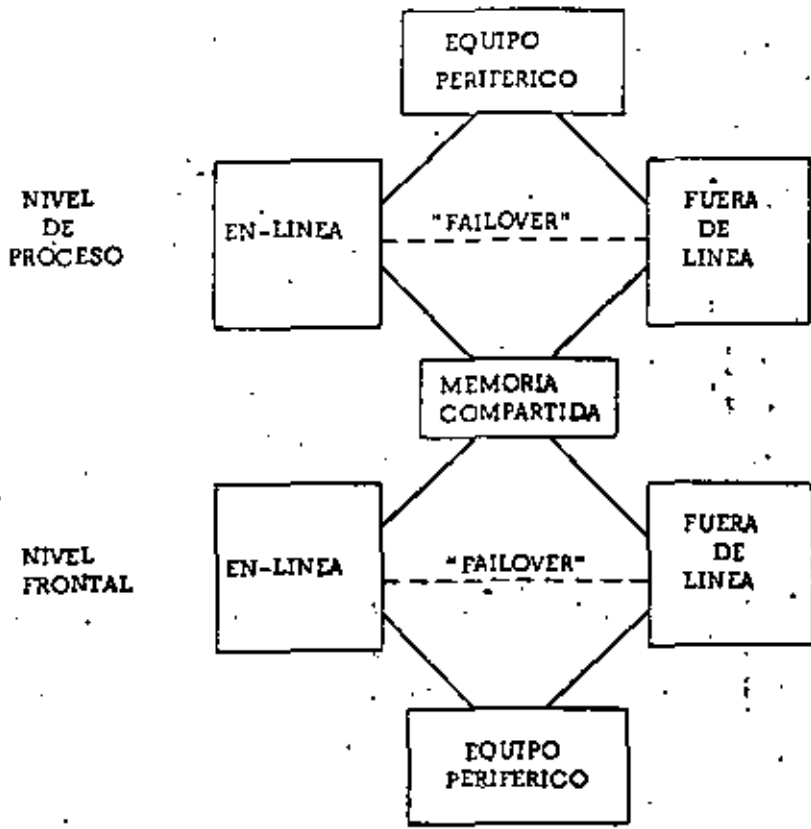


FIG. 6. MODULOS DEL SOTR

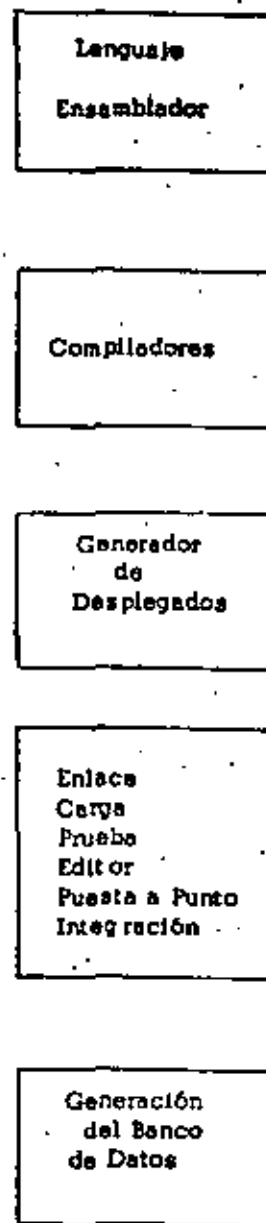


FIG. 7 Módulos del Software de Apoyo.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

TRANSMISION DE CORRIENTE DIRECTA

ING. AUGUSTO HINTZE VALDES

OCTUBRE, 1981

TRANSMISION EN CORRIENTE DIRECTA

- TRANSMISION A LARGAS DISTANCIAS (> 450 KMS)

LINEAS DE AC COMPENSADAS

LINEAS DE DC

- CONEXION DE DOS SISTEMAS "FUERTES"

LINEA DE AC DE GRAN CAPACIDAD

LINEA DE DC DE LA CAPACIDAD DESEADA.

- TRANSMISION - DISTRIBUCION - SUBTERRANEA.

CABLES COMPENSADOS

CABLES DE DC

- OPERACION ASINCRONA
- CAMBIO DE FRECUENCIA
- TRANSMISION POR CABLE
- CAPACIDAD DE CORTO CIRCUITO INVARIABLE
- CONTROL DE FLUJO DE POTENCIA - RAPIDO-
- INCREMENTO EN LIMITE DE ESTABILIDAD (MODULACION DE POTENCIA)
- VELOCIDAD DE OPERACION VARIABLE EN PLANTAS HIDROELECTRICAS.
- MAS POTENCIA POR EL MISMO DERECHO DE PASO
- AUMENTO DE POTENCIA EN LINEA DE AC EXISTENTE.
- CONSIDERACIONES AMBIENTALES.

PARA UNA LONGITUD DE AISLAMIENTO DADA.

$$K = \frac{\text{Voltaje de DC}}{\text{Voltaje de AC (RMS)}} \approx 1$$
$$= \frac{E_f}{V_d}$$

SI LA LINEA PASA POR ZONAS LIBRES DE CONTAMINACION $K \rightarrow \sqrt{2}$

DEBIDO A SOBRETENSIONES POR SWITCHEO, FALLAS, RELASO DE CARGA ETC.

$$K_1 = \frac{\text{NIVEL DE AISLAMIENTO}}{\text{VOLTAJE NOMINAL}} \approx 2.5$$

PARA DC

$$K_2 = \frac{\text{NIVEL DE AISLAMIENTO}}{\text{VOLTAJE NOMINAL}} = 1.7$$

\therefore RELACION DE AISLAMIENTO R

$$R = \frac{\text{LONGITUD DE AISLAMIENTO POR FASE DE AC}}{\text{LONGITUD DE AISLAMIENTO POR POLO DE DC}}$$
$$= \frac{K K_1 E_f}{K_2 V_d} \approx \frac{2.5}{1.7} = 1.47 \quad | E_f = V_d$$

o BIEN $V_d = 1.47 E_f$

EJEMPLOS.

I.- COMPARESE AC CON DC PARA TRANSMITIR LA MISMA POTENCIA USANDO EL MISMO CONDUCTOR Y LAS MISMAS PERDIDAS.

$$AC - \cos \phi = 1 -$$

$$P_{AC} = 3 V_f I_L$$

$$PERDIDAS = 3 I_L^2 R$$

DC

$$P_{DC} = 2 V_d I_d$$

$$PERDIDAS = 2 I_d^2 R$$

IGUALANDO PERDIDAS

$$3 I_L^2 R = 2 I_d^2 R$$

$$I_d = \sqrt{\frac{3}{2}} I_L$$

IGUALANDO POTENCIAS.

$$3 V_f I_L = 2 V_d I_d$$

$$\Rightarrow V_d = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} V_f$$

$$V_d = \sqrt{\frac{3}{2}} V_f$$

SE DIJO QUE $R = \frac{K \cdot K_1}{K_2} \frac{V_f}{V_d} = 1.2$

DC OPERA A MAYOR VOLTAJE PERO REQUIERE MENOR AISLAMIENTO

EJEMPLO 2

CAPACIDAD DE TRANSMISION DE UN CIRCUITO DOBLE DE AC EXISTENTE

1.- EN BASE A LA MISMA CORRIENTE POR CONDUCTOR Y AL MISMO AISLAMIENTO.

$$P_{AC} = 2 \times 3 E_f I_L$$

$E_f \rightarrow$ voltaje de fase.

LOS DOS CIRCUITOS 3 ϕ SE CONVIERTEN EN 3 CIRCUITOS DE DC CADA UNO CON $\pm V_d$ A TIERRA.

$$P_{DC} = 6 V_d I_d$$

$$I_L = I_d$$

PARA EL MISMO AISLAMIENTO

$$V_d = 1.47 E_f$$

$$\therefore \frac{P_{DC}}{P_{AC}} = \frac{6 V_d I_d}{6 E_f I_L} = 1.47$$

LAS PERDIDAS SON IGUALES PARA AMBOS SISTEMAS.

$$\frac{\% \text{ PERDIDAS EN DC}}{\% \text{ PERDIDAS EN AC}} = \frac{\frac{\text{Perdidas EN DC}}{P_{DC}}}{\frac{\text{Perdidas EN AC}}{P_{AC}}} = \frac{P_{AC}}{P_{DC}} = 0.68$$

EJEMPLO 2 - CONT -

II EN BASE AL MISMO PORCENTAJE DE PERDIDAS
Y EL MISMO AISLAMIENTO.

SE SABE QUE $V_L = \frac{K \cdot K_1}{K_2} E_p \approx 1.47 E_p$

$$\frac{\text{Perdidas en DC}}{P_{DC}} = \frac{\text{Perdidas en AC}}{P_{AC}}$$

$$\frac{6 I_d^2 R}{6 E_f I_d} = \frac{6 I_L^2 R}{6 E_f I_L}$$

$$\Rightarrow I_d = \frac{V_a}{E_f} I_L = 1.47 I_L$$

$$\therefore \frac{P_{DC}}{P_{AC}} = \left(\frac{K \cdot K_1}{K_2} \right)^2 \approx 1.47^2 = 2.16$$

DESVENTAJAS

- CONDICIONES ONEROSAS PARA INTERRUPTIR CORRIENTES QUE NUNCA PASAN POR CERO POR ELLO, CONEXIONES INTERMEDIAS NO SON RECOMENDABLES. SWITCHEO EFECTUADO POR ACCION DE LOS CONVERTIDORES.
- TRANSFORMACION DE VOLTAJE REQUERIDO EN AMBOS EXTREMOS DE LA LINEA.
- CONVERTIDORES ABSORVEN POTENCIA REACTIVA (40-60% DE LA CAPACIDAD DE LA LINEA). ESTA POTENCIA DEBE COMPENSARSE LOCALMENTE
- HARMONICAS TANTO VOLTAJE COMO CORRIENTE DE DC PIERDEN SU FORMA SENOIDAL POR LO QUE UNA CONSIDERABLE PORCION DE ARMONICAS ES INTRODUCIDA EN AMBOS SISTEMAS.
 $(V/N \pm 1)$ $V \rightarrow$ No. de pulsos (volutas)
 $N = 0, 1, 2, \dots$
- COSTO DE ESTACIONES DE DC ENTRE 3 Y 5 VECES EL DE LAS EQUIVALENTES EN AC

TIPOS DE TRANSMISION DE DC

MONOPOLAR

1 CONDUCTOR (-), RETORNO POR TIERRA

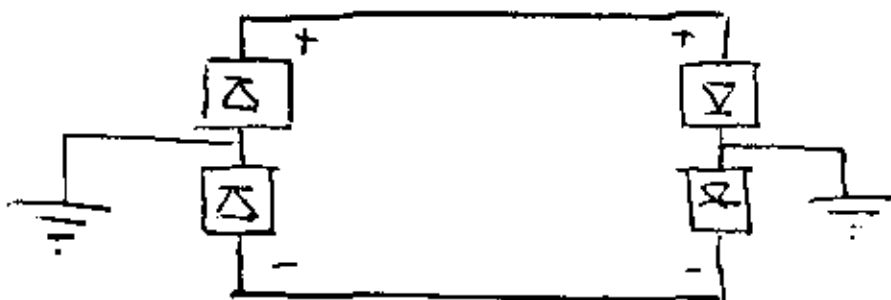
HOMOPOLAR

2 O MAS CONDUCTORES DE IGUAL POLARIDAD CON RETORNO POR TIERRA.

EN CASO DE FALLA EL OTRO O LOS OTROS PUEDEN LLEVAR LA MITAD O $1 - \frac{1}{n}$ DE LA POTENCIA.

BIPOLAR.

DOS CONDUCTORES (-) y (+), DOS CONVERTIDORES EN SERIE POR TERMINAL. NEUTROS ATERRIZADOS. CORRIENTES IGUALES. NO FLUYE CORRIENTE A TIERRA. EN EMERGENCIAS UN CONDUCTOR LLEVA LA MITAD DE LA POTENCIA USANDO LA TIERRA COMO RETORNO.



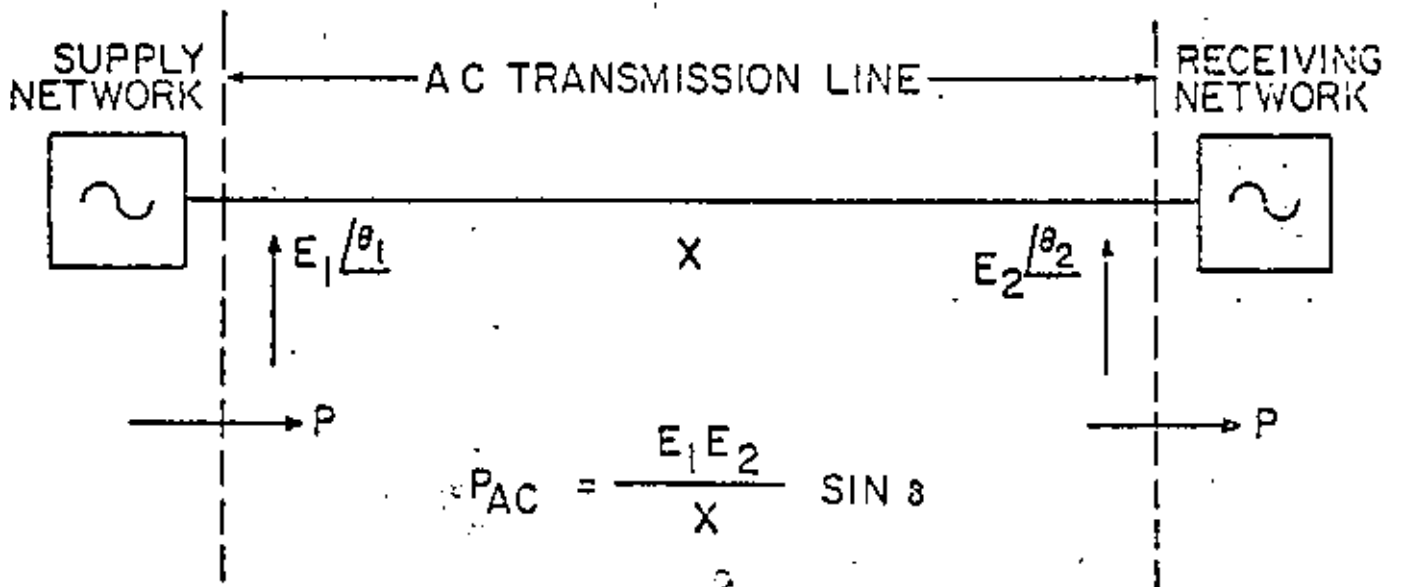


FIGURE I
AC TRANSMISSION

PRINCIPIO DE RECTIFICACION

BASADO EN LA GENERACION DE VOLTAJES DE DC UTILIZANDO SEGMENTOS DE ONDAS DE VOLTAJE SENOIDALES

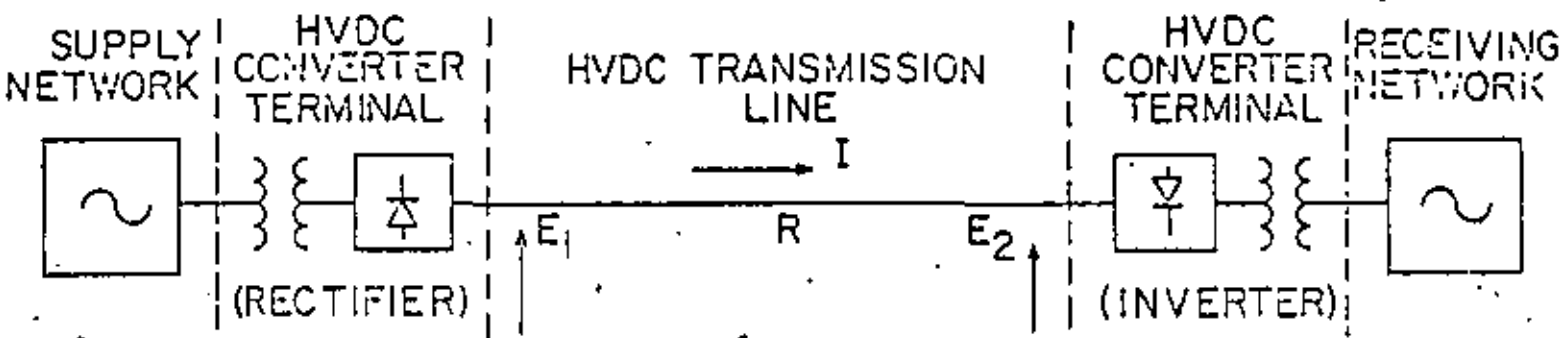
UNIDAD CONVERTIDORA

- TRANSFORMADOR
- PUENTE CONVERTIDOR
- EQUIPO DE CONTROL
- ARTEFACTOS DE SWITCHEO

EL VOLTAJE ATRAVES DE LOS TERMINALES DEL PUENTE RECTIFICADOR ES POSITIVO CUANDO EL TERMINAL DE CÁTODOS COMUNES ES POSITIVO. LO CONTRARIO ES VALIDO PARA EL INVERSOR.

$V_c > V_a$
RECTIFICADOR

$V_a > V_c$
INVERSOR



$$E_1 - IR - E_2 = 0$$

$$I = \frac{E_1 - E_2}{R}$$

$$P_1 = E_1 I = E_1 \frac{E_1 - E_2}{R}$$

FIGURE 2
 HVDC TRANSMISSION SYSTEM
 POWER TRANSFER

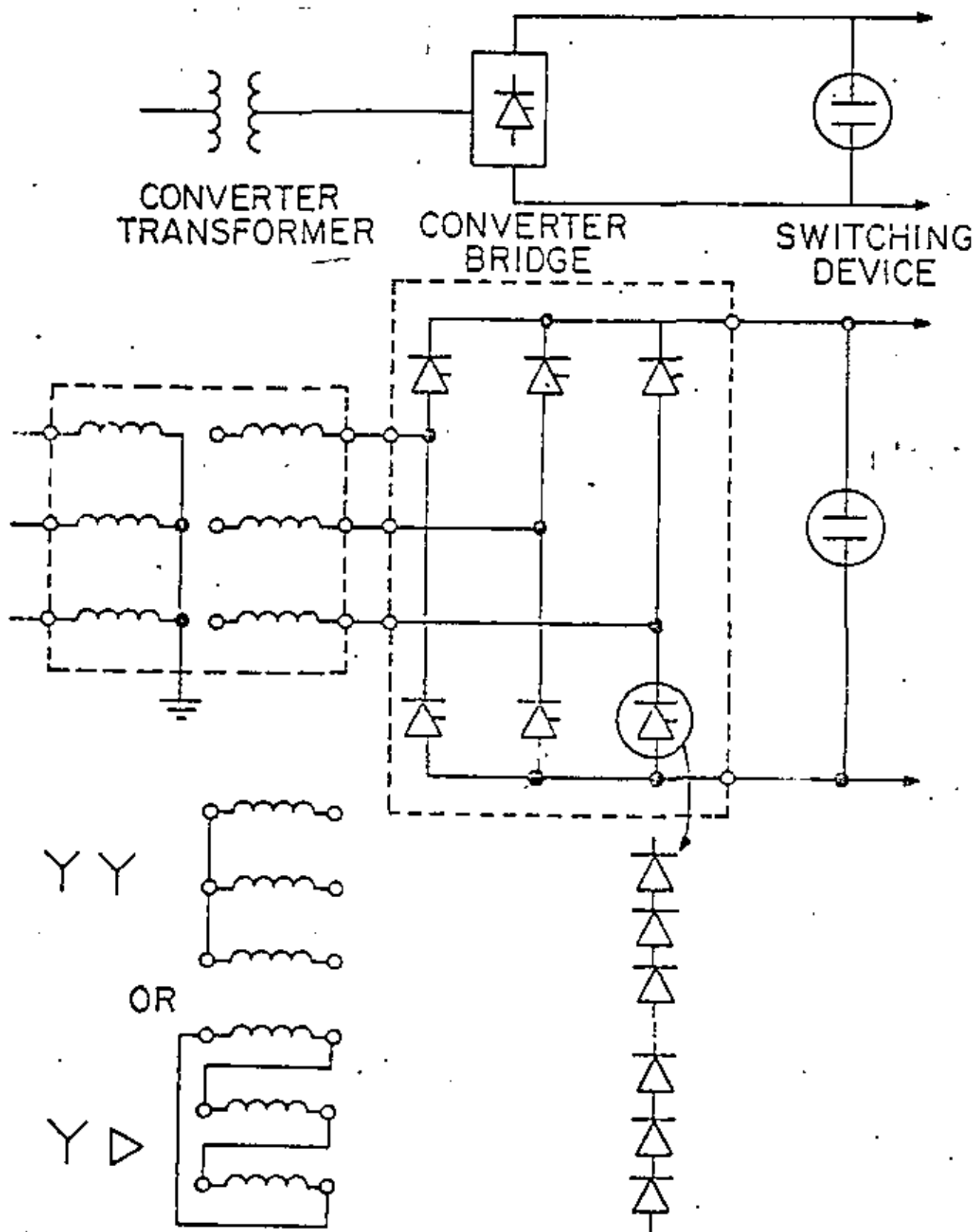


FIGURE 3
CONVERTER UNIT

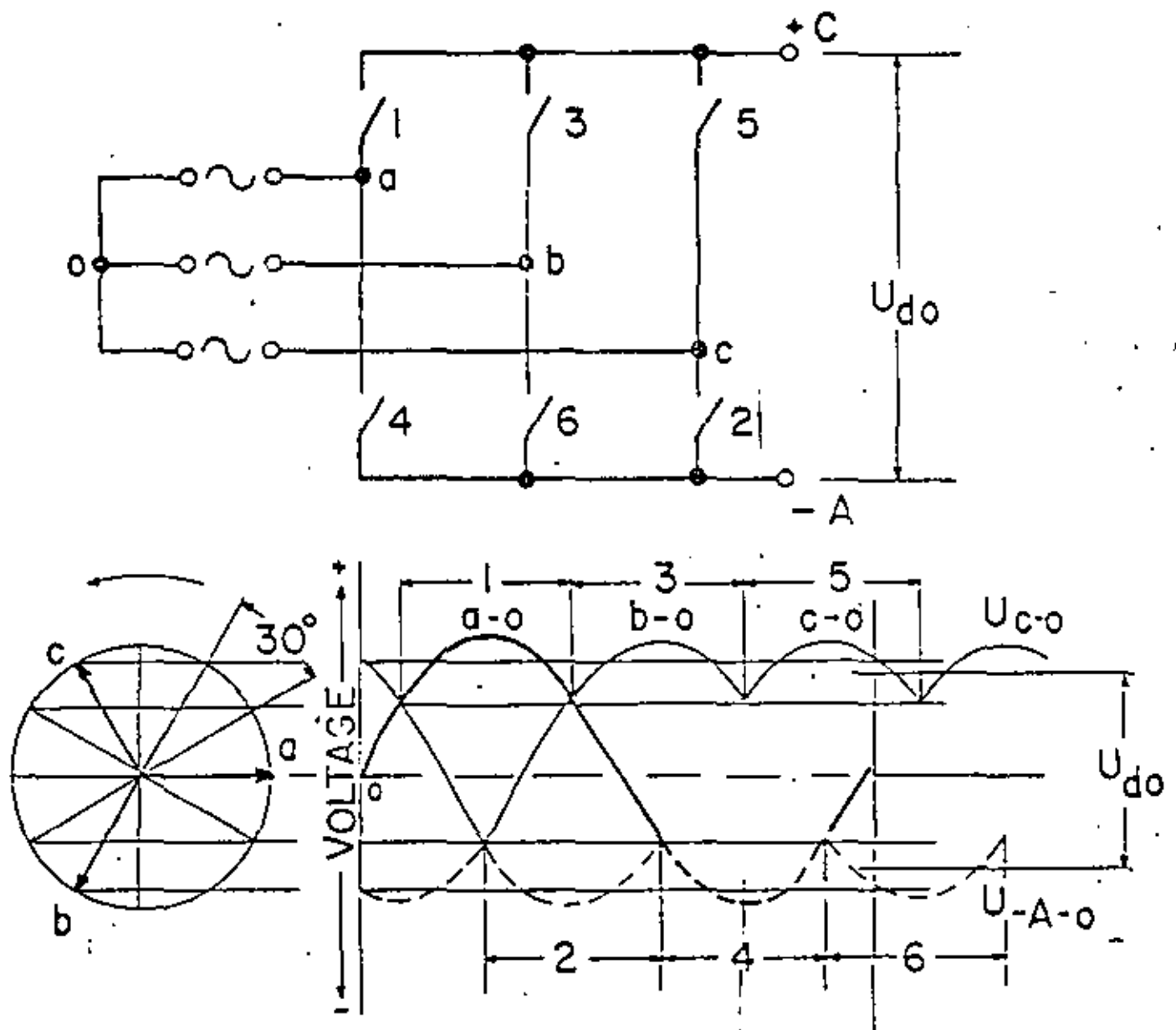
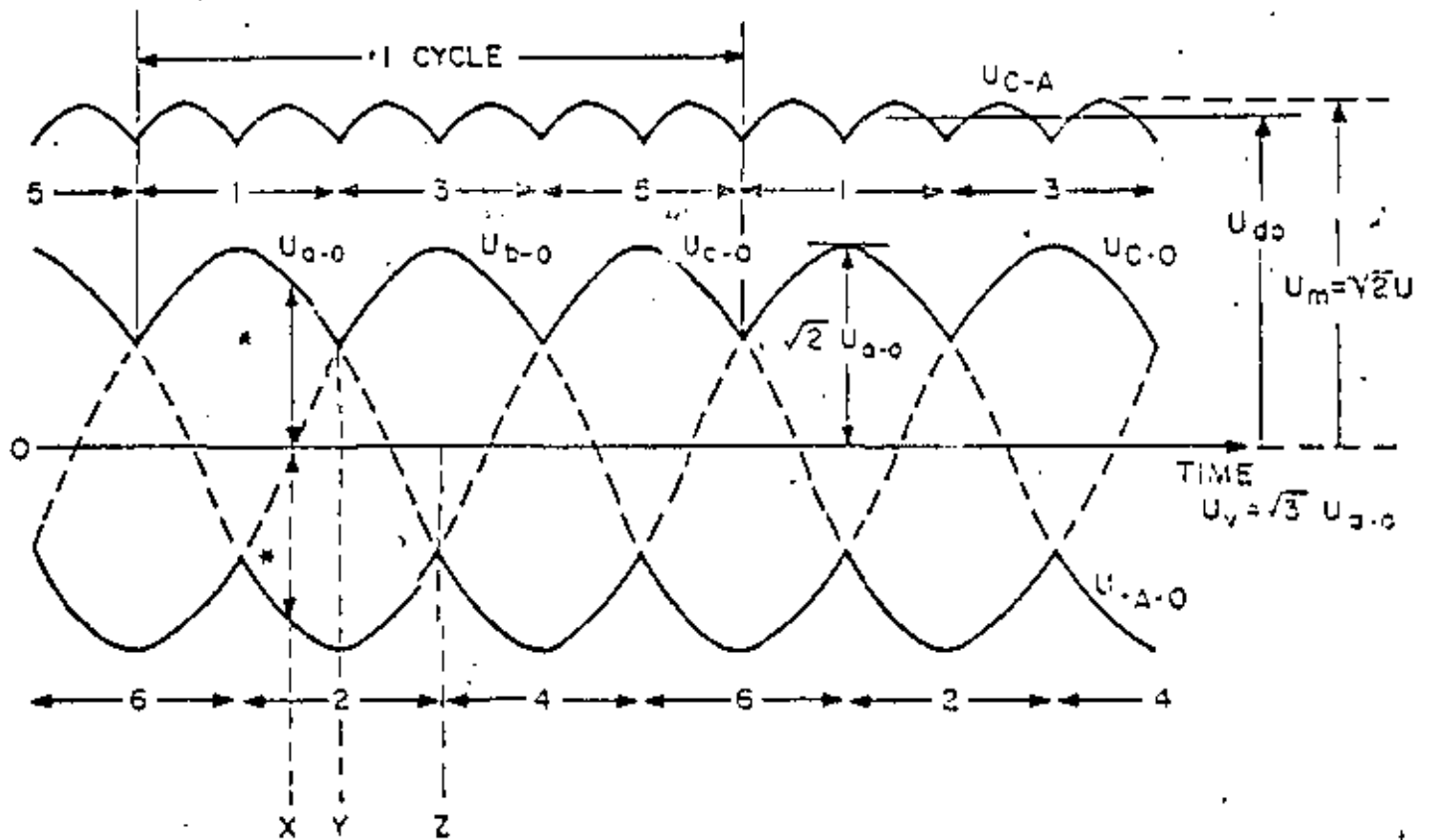
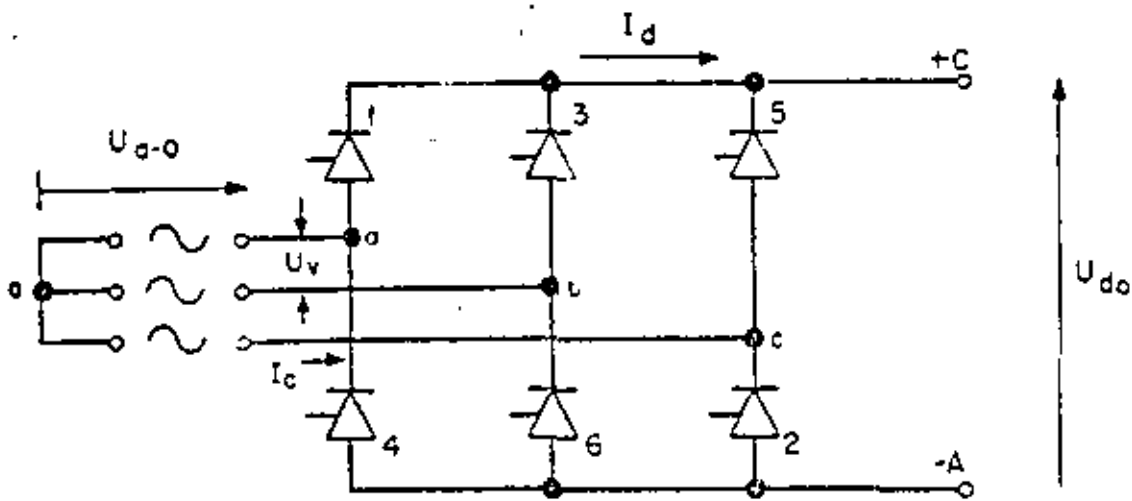


FIGURE 4
CONVERTER OPERATION



* INDICATES EQUAL MAGNITUDES

FIGURE 5
IDEALIZED RECTIFIER
VOLTAGE WAVES

14

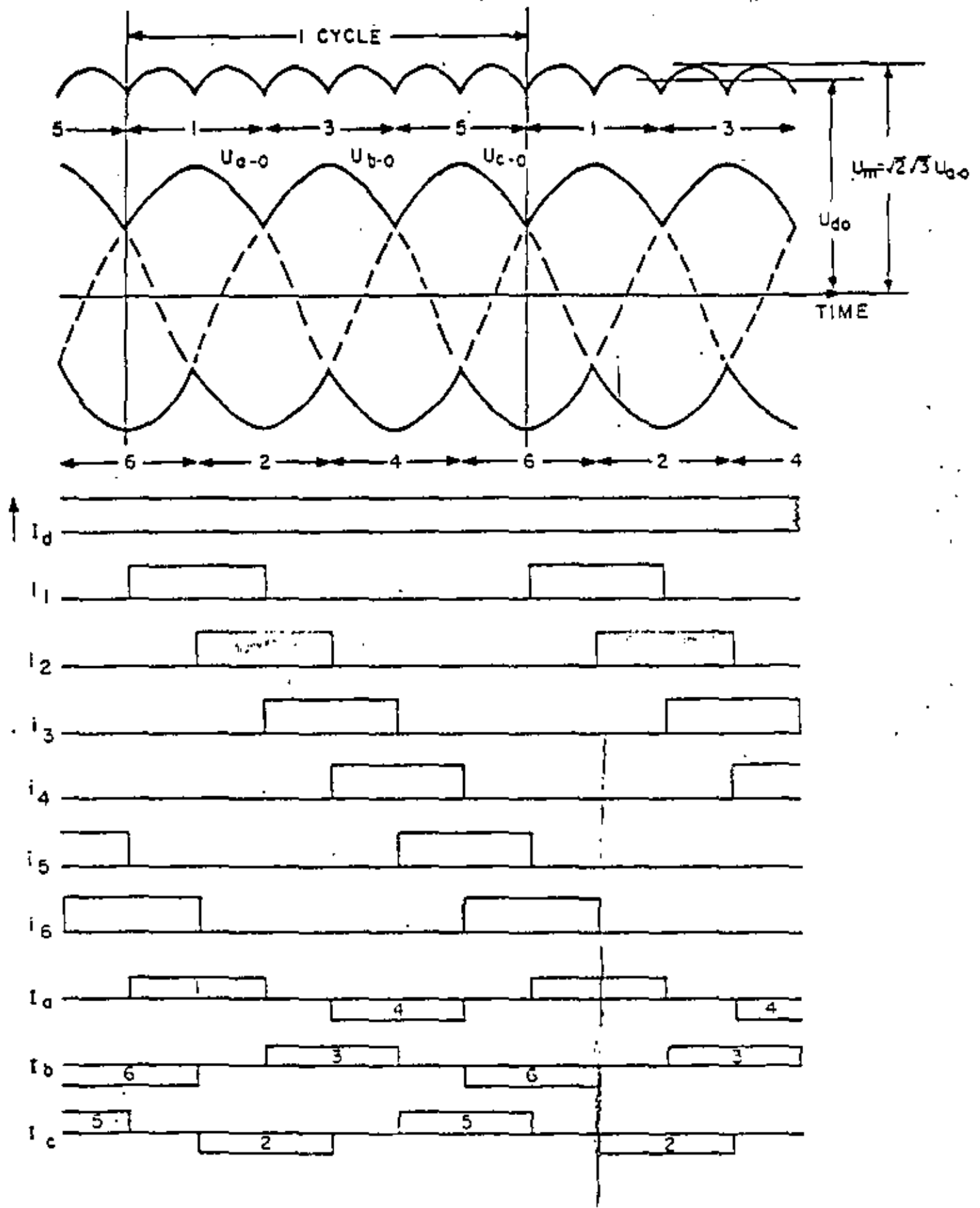


FIGURE 6
 IDEALIZED RECTIFIER
 CURRENTS IN EACH
 VALVE AND PHASE

EL CAMBIO DE FASE CONDUCTORA OCURRE A ANGULOS

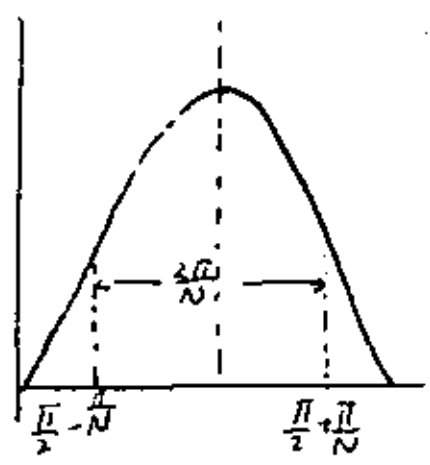
DE $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N}$ Y $\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}$ — CONDICIONES IDEALES —

N = No de fases.

A valores de voltaje

$$V = \hat{V} \text{SEN}(\pi/2 - \pi/N)$$

EL VALOR MEDIO DEL VOLTAJE RECTIFICADO ES:



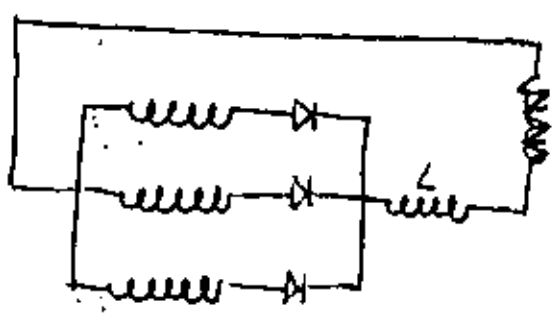
$$\begin{aligned}
 U_{d0} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2 - \pi/N}^{\pi/2 + \pi/N} \hat{V} \cos \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{N}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \hat{V} \cos \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{N}{2\pi} \hat{V} \text{SEN} \omega t \Big|_{-\pi/3}^{\pi/3}
 \end{aligned}$$

$$= \frac{N}{2\pi} \hat{V} [\text{SEN} \frac{\pi}{3} - \text{SEN}(-\frac{\pi}{3})]$$

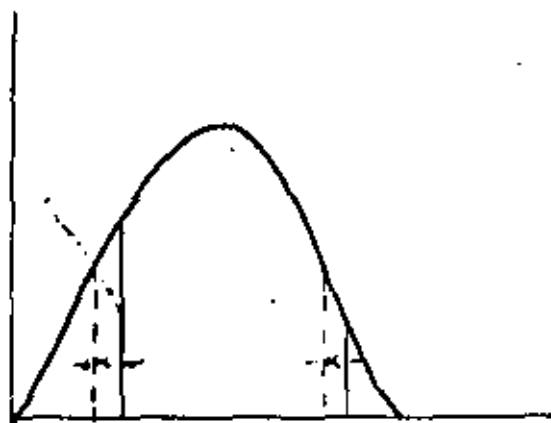
$$K_{d0} = \frac{N}{\pi} \hat{V} \text{SEN} \frac{\pi}{N}$$

0 $U_{d0} = \frac{3}{\pi} \hat{V} \text{SEN} 60^\circ = 0.83 \hat{V} \rightarrow 3 \text{ fases}$

$U_{d0} = 0.955 \hat{V} \rightarrow 6 \text{ fases}$



EL MOMENTO DE CAMBIO DE VALVULA ES CONTROLADO POR UN PULSO APLICADO A LA COMPUERTA DE LA FASE ENTRANTE. SI ESTE PULSO SE APLICA α y γ grados DESPUES DEL CRUCE NATURAL ENTRE ESTA FASE Y LA FASE SALIENTE:



$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} \hat{V} \cos \omega t$$

$$= \frac{3}{2\pi} \hat{V} [\text{SEN}(\frac{\pi}{3} + \alpha) + \text{SEN}(\frac{\pi}{3} - \alpha)]$$

$$= \frac{3}{2\pi} \hat{V} [\text{SEN}\frac{\pi}{3} \text{COS}\alpha + \text{SEN}\alpha \text{COS}\frac{\pi}{3} + \text{SEN}\frac{\pi}{3} \text{COS}\alpha - \text{SEN}\alpha \text{COS}\frac{\pi}{3}]$$

$$U_d = \frac{3}{\pi} \hat{V} \text{SEN} \frac{\pi}{3} \text{COS} \alpha$$

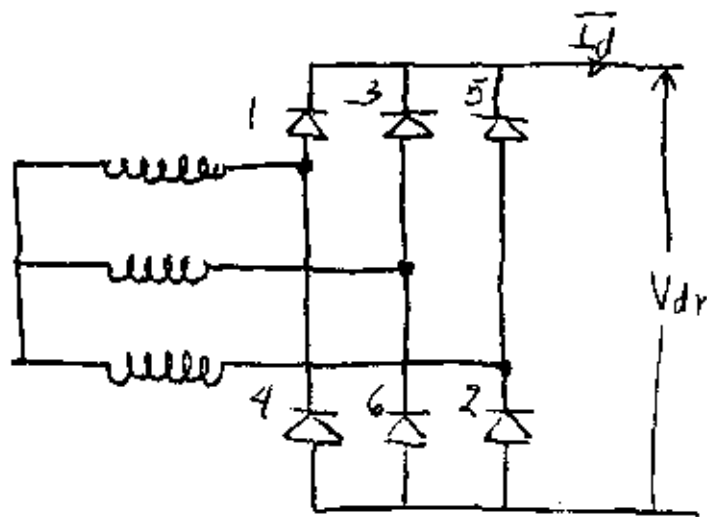
$$\left| \begin{aligned} \frac{3}{\pi} \hat{V} \text{SEN} \frac{\pi}{3} &= V_{d0} \\ \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \hat{V} &= V_{d0} \quad | \quad \hat{V} = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{d0} \end{aligned} \right.$$

$$\therefore U_d = U_{d0} \text{COS} \alpha$$

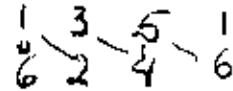
$$\text{AREA PERDIDA} = V_{d0} - U_{d0} \text{COS} \alpha$$

$$= V_{d0} (1 - \text{COS} \alpha)$$

PARA UTILIZACION PRACTICA EL PUENTE RECTIFICADOR SE EMPLEA UNIVERSALMENTE, CAMBIANDO EL CIRCUITO DE 3 A 6 PULSOS - ONDA COMPLETA. EN ESTE CIRCUITO SIEMPRE HAY DOS VALVULAS EN SERIE



SC4



Los valores de V_{d0} y V_o ENCONTRADOS SON VALIDOS MULTIPLICADOS POR DOS

$$V_{od} = \frac{2 \int 3\sqrt{3}}{2\pi} = \frac{\sqrt{2} V_{rms} 3\sqrt{3}}{\pi} \quad | \quad 3 \text{ fases}$$

$$= \frac{5\sqrt{2} V_L}{\pi}$$

$$| \quad V_L = \sqrt{3} V_{rms}$$

$$V_d = V_{od} \cos \alpha$$

CONDICIONES REALES

PUESTO QUE $X_{\varphi} = X_s + X_r \neq 0$

\bar{I}_d NO CAMBIA INSTANTANEAMENTE DE I_d A CERO EN LA FASE SALIENTE NI DE CERO A I_d EN LA FASE ENTRANTE. DOS VALVULAS CONDUCEN SIMULTANEAMENTE DURANTE EL PERIODO DE CONMUTACION O ANGULO DE TRANSICIÓN (μ). AL COMENZAR A CONDUCIR LA FASE B, POR EJEMPLO, LAS FASES A Y B QUEDAN EN CORTOCIRCUITO Y EL VOLTAJE EN EL LADO DE CÁTODOS COMUNES ES IGUAL AL PROMEDIO DEL VOLTAJE DE LAS FASES EN CORTO, ES DECIR, $V_c = \frac{V_a + V_b}{2}$

DEBIDO A ESTO PUEDE VERSE EN LA FIG 8 QUE EL VOLTAJE NO CAMBIA A V_b HASTA EL FINAL DEL PERIODO DE CONMUTACION. $I_a = 0$, $I_b = I_d$.

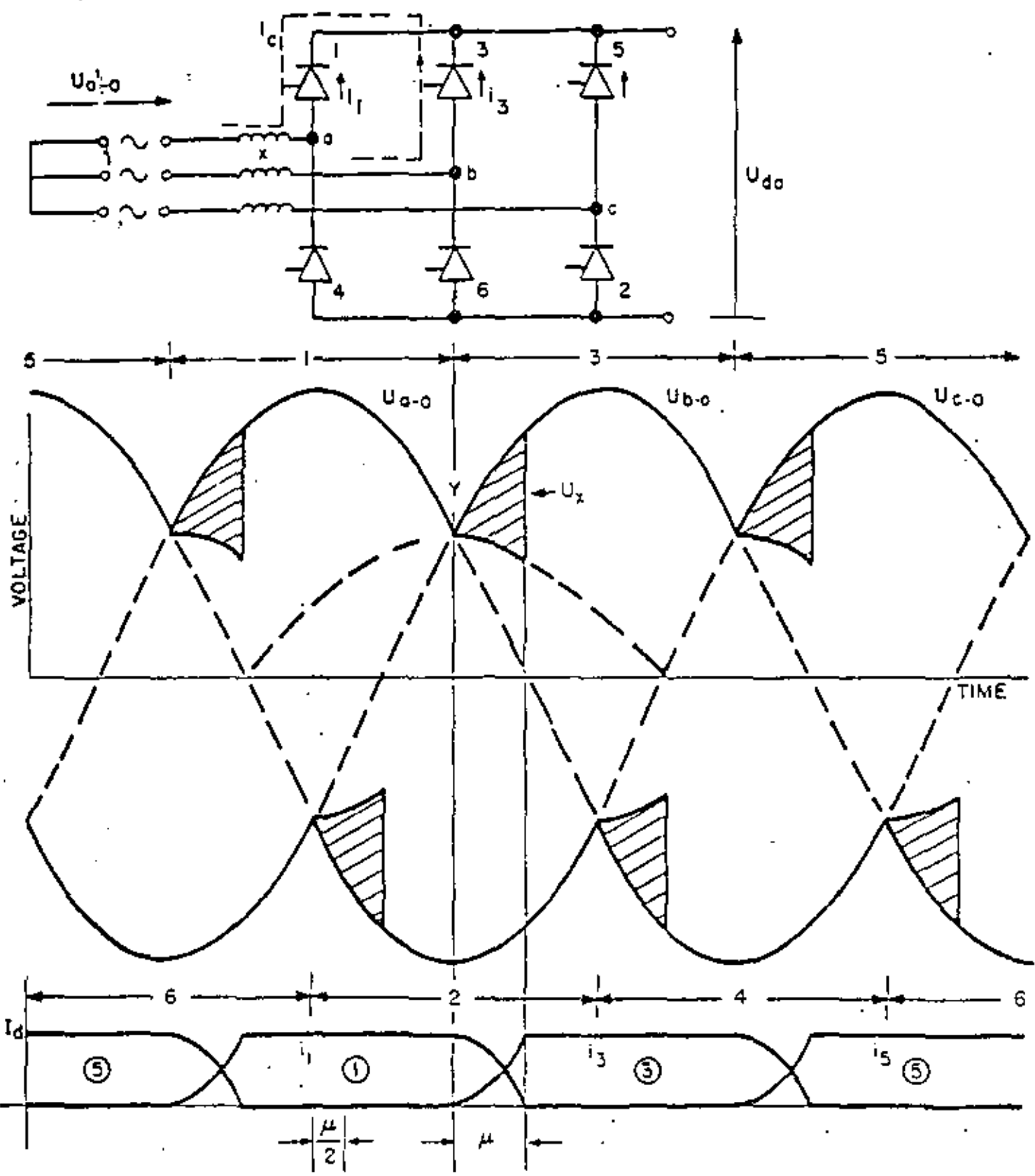
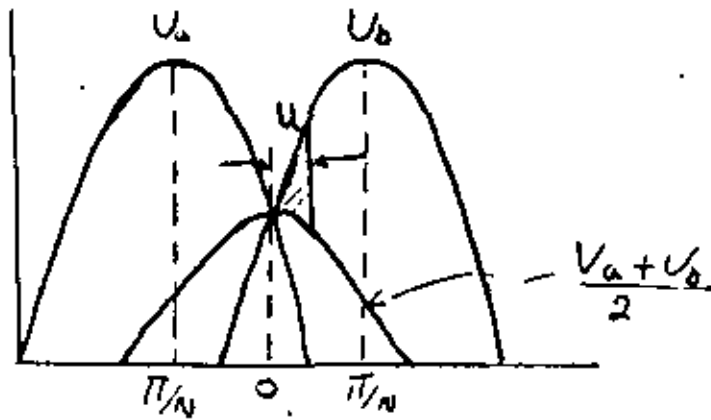


FIGURE 8
EFFECT OF
COMMUTATING REACTANCE

TOMANDO EN CUENTA EL ANGULO μ DE CONMUTACION EL VOLTAJE ENCONTRADO DEBERA SER MODIFICADO SUSTRAYENDOSELE EL VALOR PROMEDIO PERDIDO DURANTE DICHA CONMUTACION.



$$A_u \Rightarrow V_b - \frac{V_a + V_b}{2}$$

DE LA FIG.

$$\Rightarrow \frac{V_b - V_a}{2}$$

$$V_b = \hat{V} \cos(\omega t - \pi/N) = \hat{V} [\cos \omega t \sin \pi/N + \sin \omega t \cos \pi/N]$$

$$V_a = \hat{V} \cos(\omega t + \pi/N) = \hat{V} [\cos \omega t \sin \pi/N - \sin \omega t \cos \pi/N]$$

$$\frac{V_a - V_b}{2} = \hat{V} \sin \omega t \sin \pi/N$$

$$\therefore A_u = \int_0^{\mu} \hat{V} \sin \frac{\pi}{N} \sin \omega t d(\omega t)$$

$$= \hat{V} \sin \frac{\pi}{N} [1 - \cos \mu]$$

$$\Delta V = \frac{\text{AREA PERDIDA}}{2\pi/N} = \frac{N}{2\pi} \hat{V} \sin \frac{\pi}{N} [1 - \cos \mu]$$

$$= \frac{1}{2} V_0 [1 - \cos \mu]$$

$$V_0 = \frac{N}{\pi} \hat{V} \sin \frac{\pi}{N}$$

¿QUÉ $\alpha \neq 0$

SE INTEGRA ENTRA $\alpha + \mu$ Y α

$$\therefore \Delta V = \frac{1}{2} V_0 [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

Y EL VOLTAJE DEL LAADO DE DC ES.

$$V_d = V_o - V_o [1 - \cos \alpha] - \frac{1}{2} V_o [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

\nearrow
voltage sin carga

\downarrow
voltage perdido
por angulo de
control.

\uparrow
voltage perdido
por conmutacion

$$= V_o \cos \alpha - \frac{1}{2} V_o [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

$$V_d = \frac{V_o}{2} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)]$$

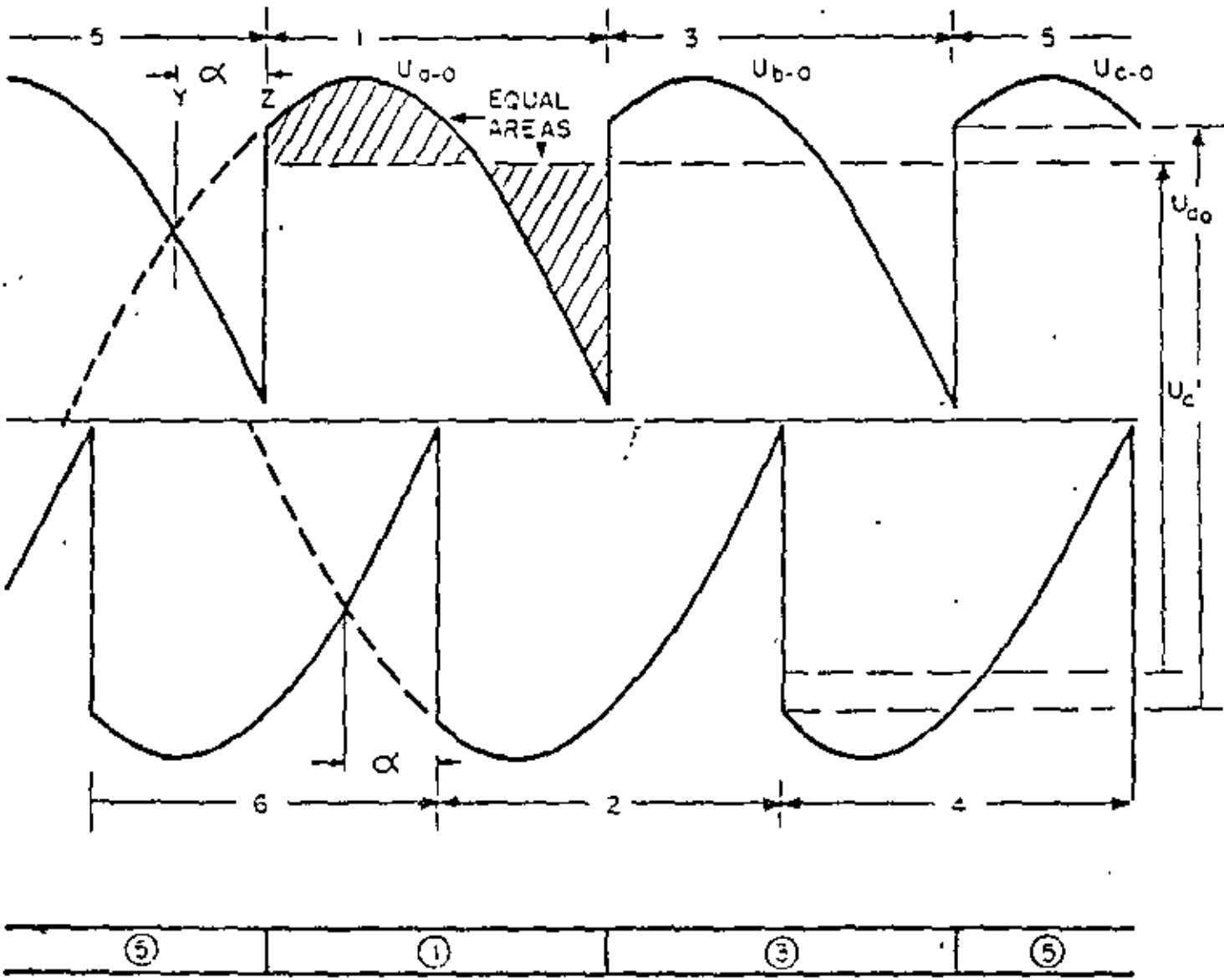
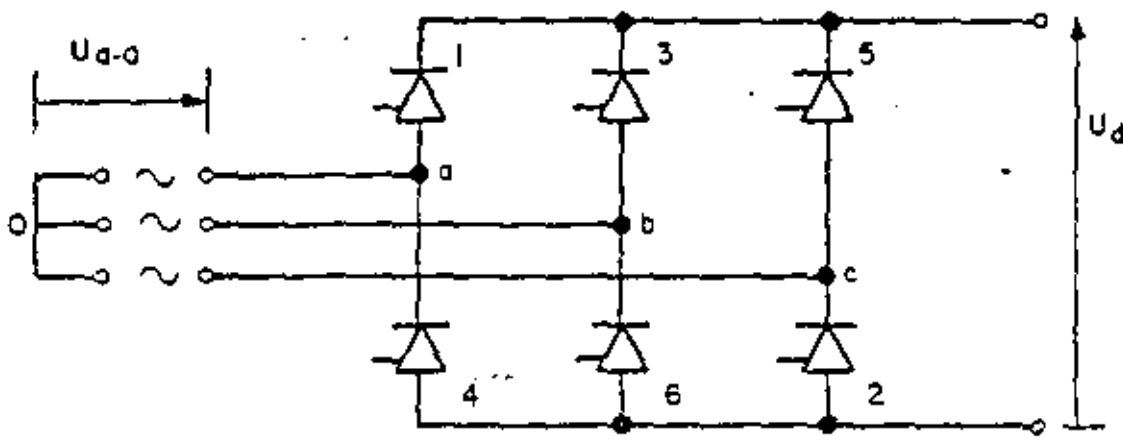


FIGURE 9
EFFECT OF PHASE CONTROL
IDEAL RECTIFIER CIRCUIT

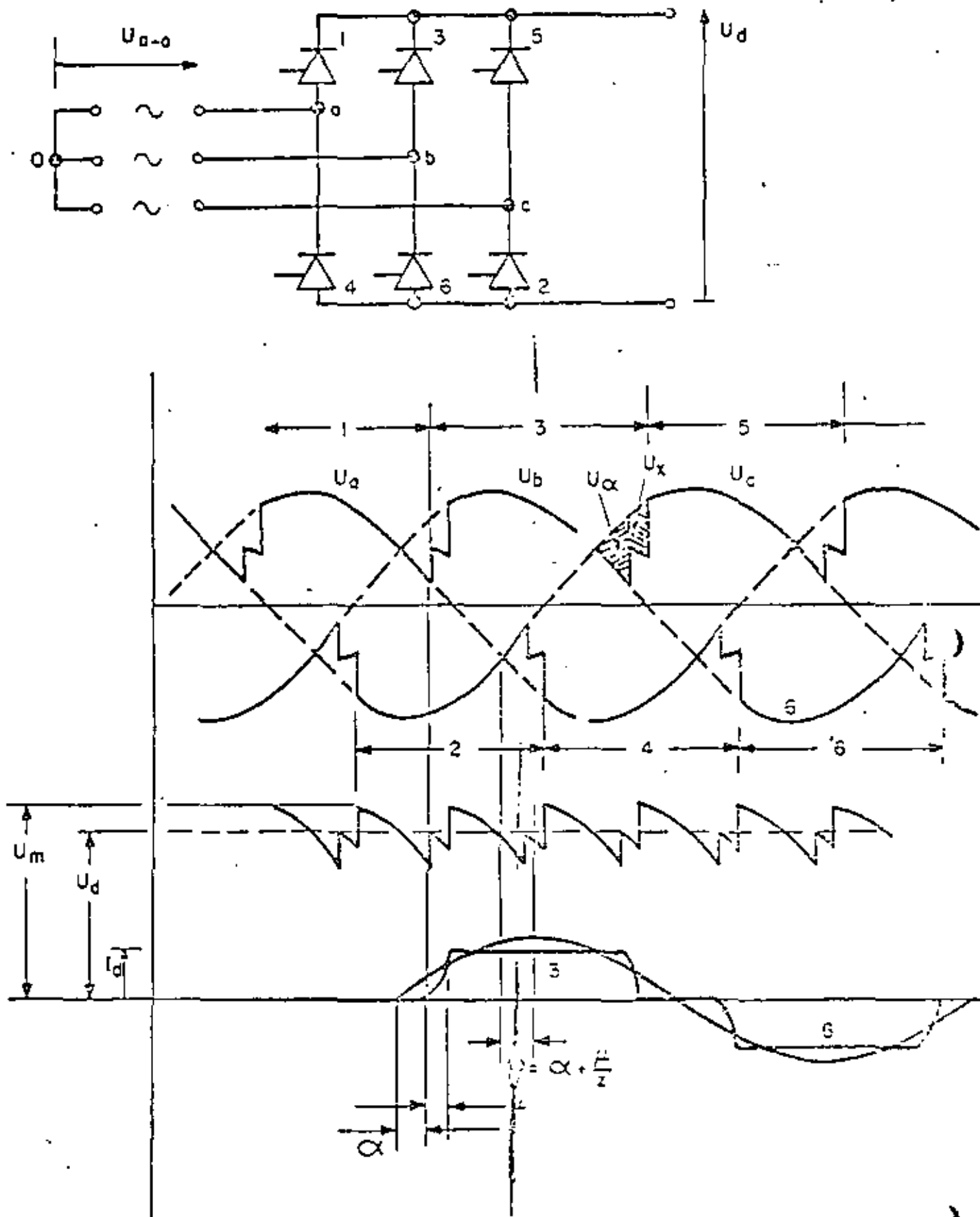
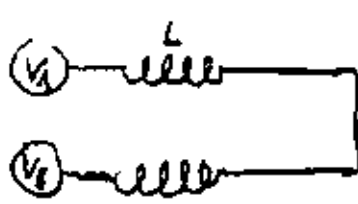


FIGURE 10
OPERATING CONDITION
RECTIFIER

22B

DESPRECIANDO LA CAIDA DE POTENCIAL EN LAS VALVULAS.

DURANTE EL PERIODO DE CONMUTACION EL SIGUIENTE DIAGRAMA ES VALIDO.



$$\hat{V}_L \text{ sen } \omega t = 2L \frac{di}{dt}$$

INDUCTANCIA DE DOS FASES EN SERIE

VOLTAJE ENTRE FASES

$$i_s = \frac{\hat{V}_L}{2L} \int \text{sen } \omega t dt$$

$$= -\frac{\hat{V}_L}{2\omega L} \text{cos } \omega t + A \quad \leftarrow \text{const. de int.}$$

Para $\omega t = \alpha \quad i_s = 0$

El cc se inicia al fin de α

$$A = \frac{\hat{V}_L}{2\omega L} \text{cos } \alpha$$

Para $\omega t = \alpha + \mu \quad i_s = I_d$

Sust.

$$I_d = \frac{V_L}{\sqrt{2} \omega L} [\text{cos } \alpha - \text{cos } (\alpha + \mu)] \quad \left| \quad \hat{V}_L = \sqrt{2} V_{L(\text{rms})} \right.$$

SE DIJO QUE PARA PUENTE DE TRES FASES

$$V_0 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_L$$

$V_L =$ voltaje RMS entre fases.

$$V_L = \frac{\pi V_0}{3\sqrt{2}}$$

SUST EN LA EXPRESION DE I_d $I_d = \frac{V_L}{\sqrt{2} \omega L} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$

$$I_d = \frac{\pi V_0}{\sqrt{3}\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2} X_L} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

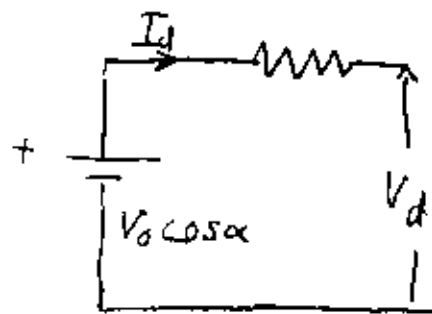
$$I_d = \frac{\pi V_0}{6 X} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

$$V_d = \frac{V_0}{2} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)] +$$

sumando I_d y V_d

$$\frac{3I_d X}{\pi} = \frac{V_0}{2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

$$V_d + \frac{3X}{\pi} I_d = V_0 \cos \alpha$$



La caída $\frac{3X}{\pi} I_d$ es el voltaje perdido debido a la conmutación y no a una resistencia física

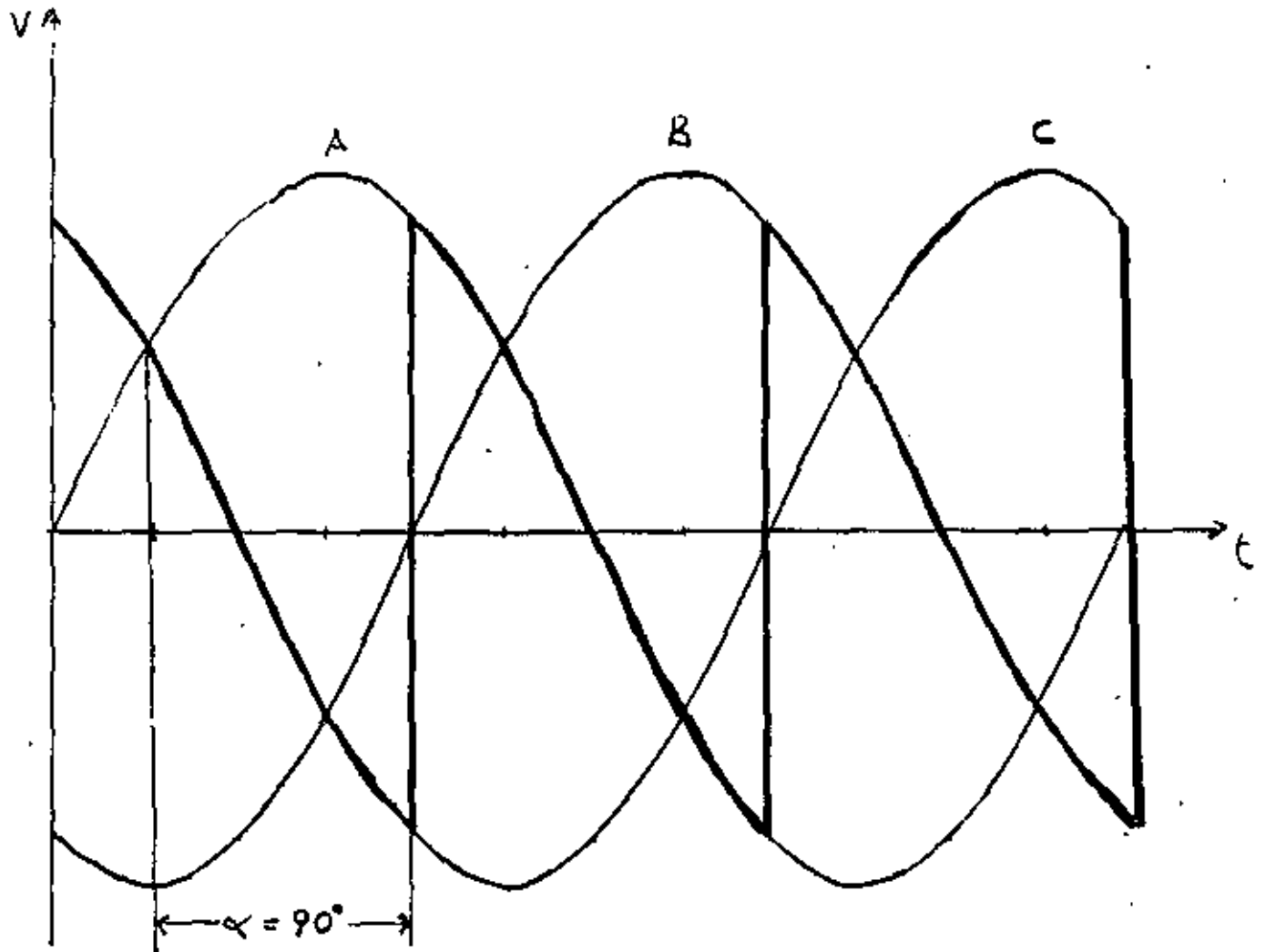
$$PF = \cos \varphi = \frac{1}{2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

Angulo de la corriente.

INVERSOR

Si el ángulo α aumenta, el voltaje de salida disminuye hasta volverse cero cuando $\alpha = 90^\circ$.

Para mayores ángulos de retardo el valor promedio de V_d se vuelve negativo.



RECTIFICADOR DE 3 FASES

3 PULSOS

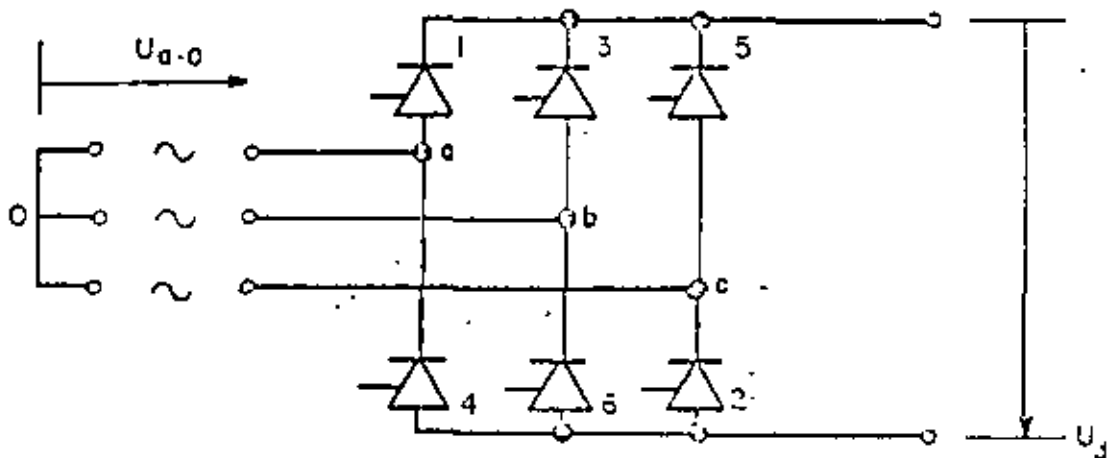
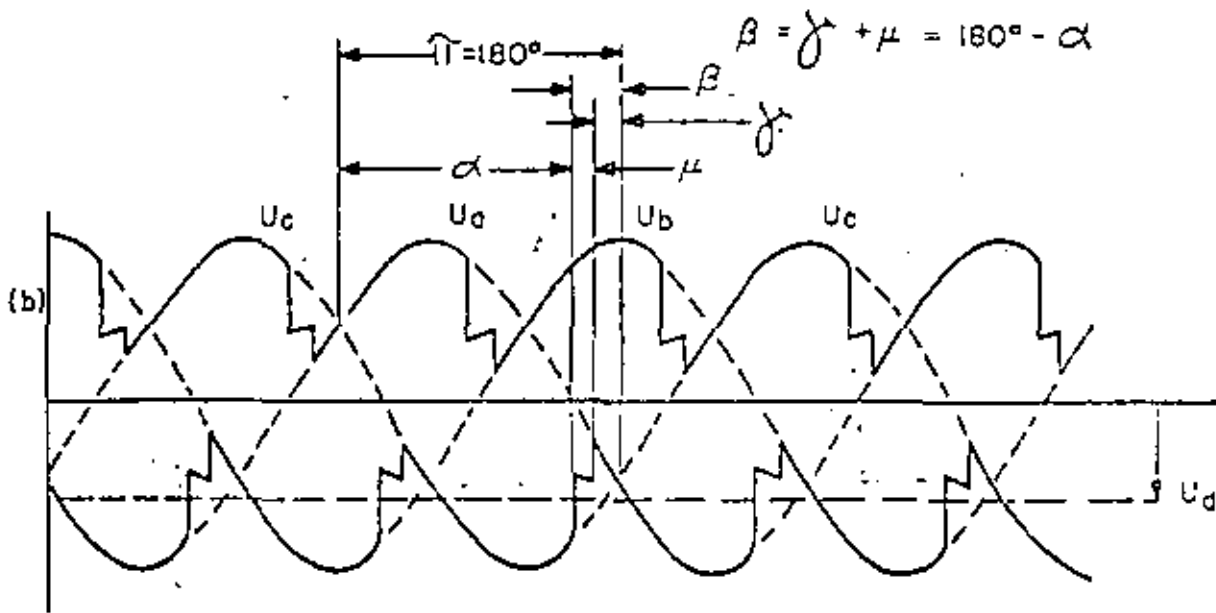
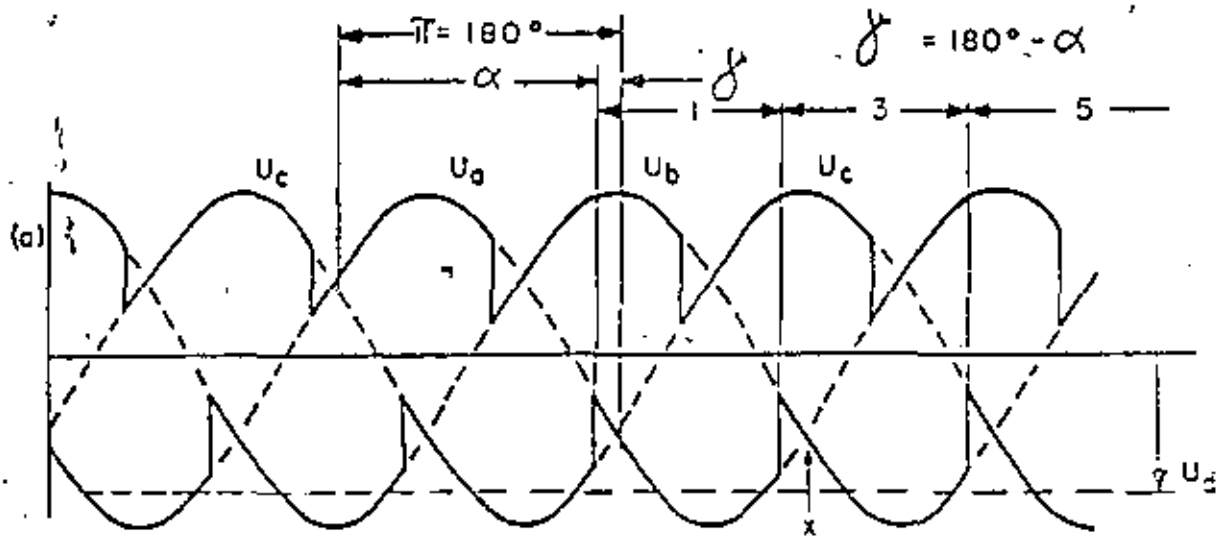


Figure 11
INVERTER OPERATION

γ \neq de extinción antes del punto donde la conmutación se vuelve imposible

$$\beta = \mu + \gamma$$

$$= 180 - \alpha$$

$$\alpha = 180 - \beta$$

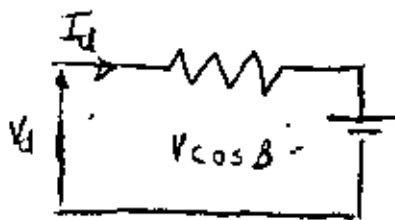
$$\mu = \beta - \gamma$$

Sustituyendo en las ecuaciones del rectificador

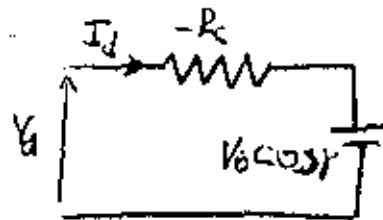
$$V_d = -V_0 \cos \beta - I_d R_c \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} R_c = \frac{3\lambda}{\pi}$$

$$V_d = -V_0 \cos \gamma + I_d R_c$$

Cuyos circuitos equivalentes son:



β constante



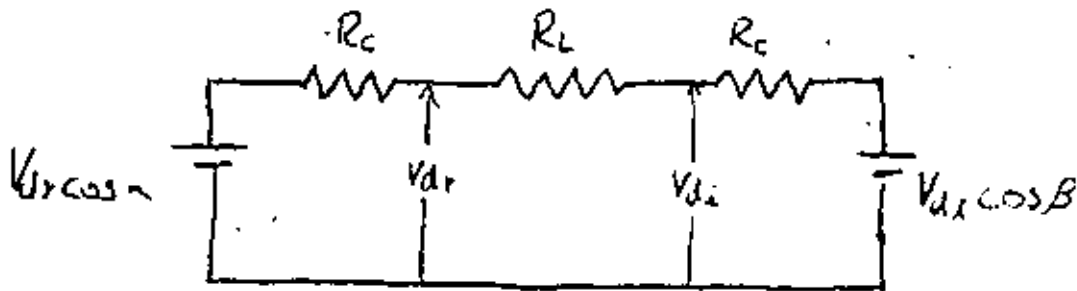
γ constante

CIRCUITO COMPLETO

B CONSTANT:

$$I_d = \frac{V_{dr} - V_{di}}{R_T} = \frac{V_{or} \cos \alpha - V_{oi} \cos \beta}{R_c + R_L + R_c}$$

o BIEN



SUMANDO LAS ECUACIONES DEL INVERSOR:

$$V_d = \frac{3\sqrt{2} V_L}{\pi} \cos \beta + \frac{3\omega L}{\pi} I_d$$

$$V_d = \frac{3\sqrt{2} V_L}{\pi} \cos \delta - \frac{3\omega L}{\pi} I_d$$

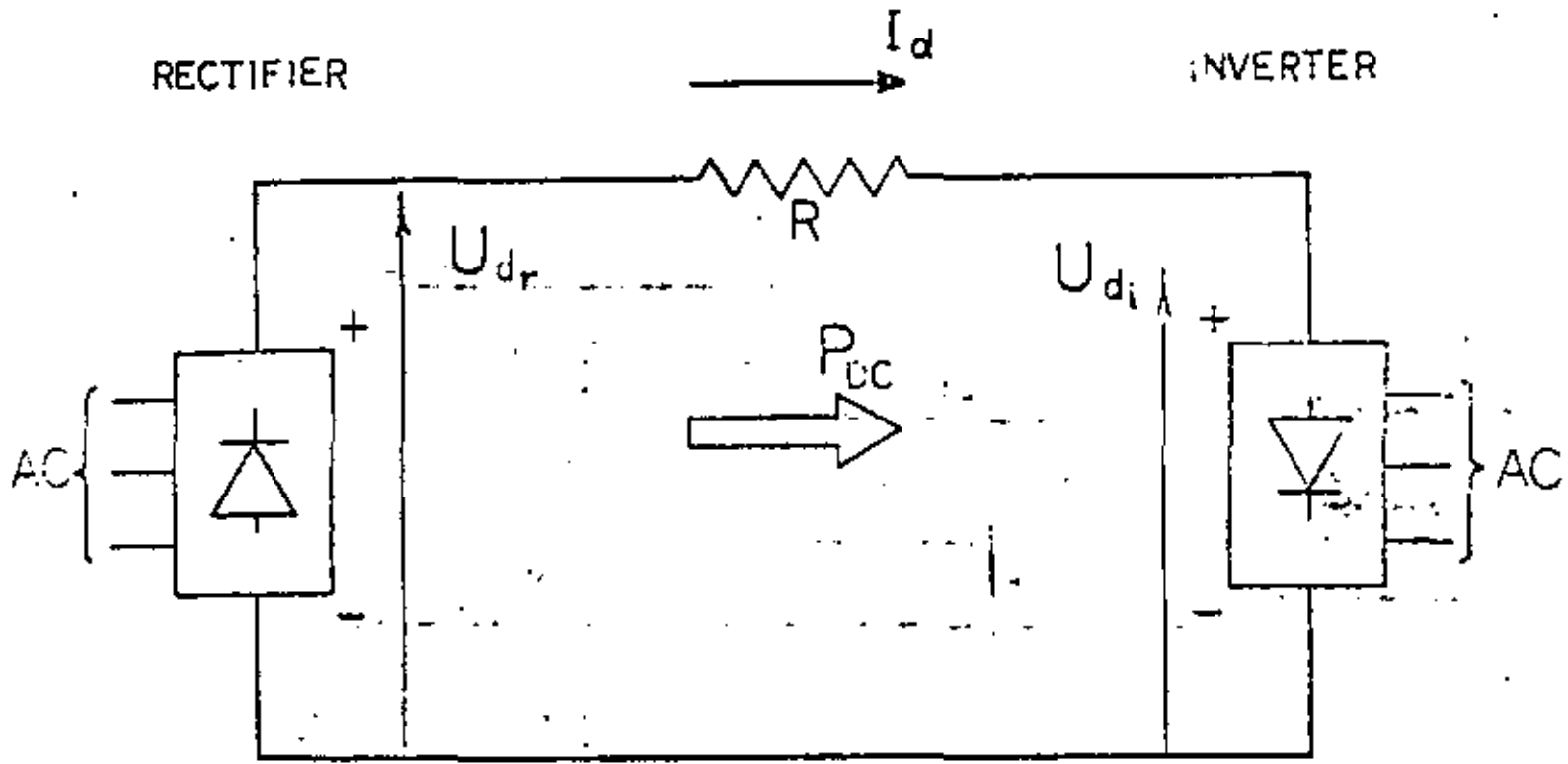
$$2V_d + \frac{3\sqrt{2} V_L}{\pi} (\cos \beta + \cos \delta)$$

Y

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} V_L (\cos \beta + \cos \delta)$$

RECTIFIER

INVERTER



$$P_r = U_{dr} I_d$$

$$= \frac{U_{dr} - U_{di}}{R}$$

$$= \frac{U_{dor} \cos \alpha - U_{doi} \cos \gamma}{R}$$

R

$U_{dor} \cos \alpha$

U_x

U_{dr}

$U_{doi} \cos \gamma$

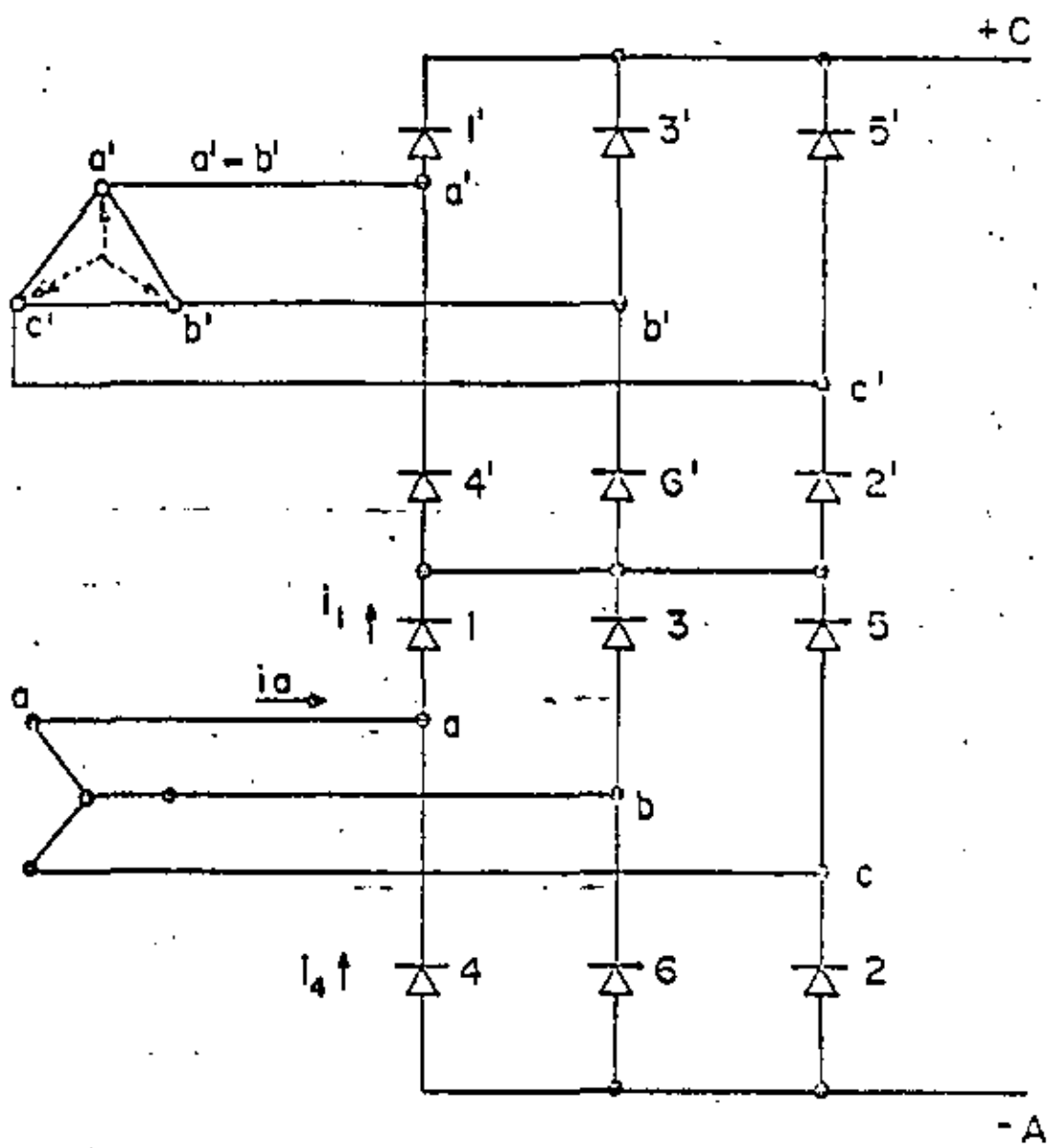
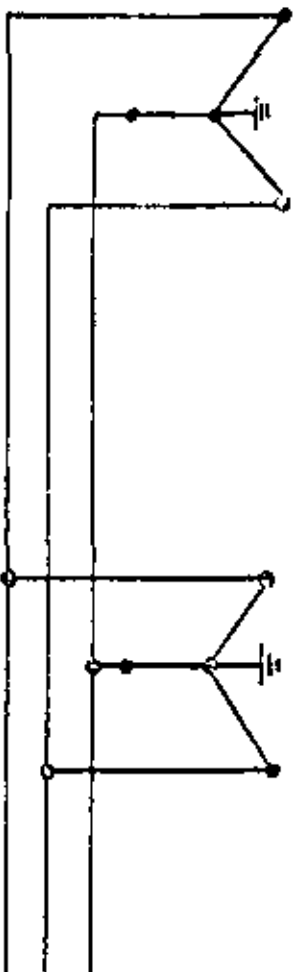
U_x

U_{di}

DC LINE DROP

FIGURE 14

CONTROL PRINCIPLE



$$i_a = i_1 - i_4$$

Figure 12
12 PULSE CONNECTION

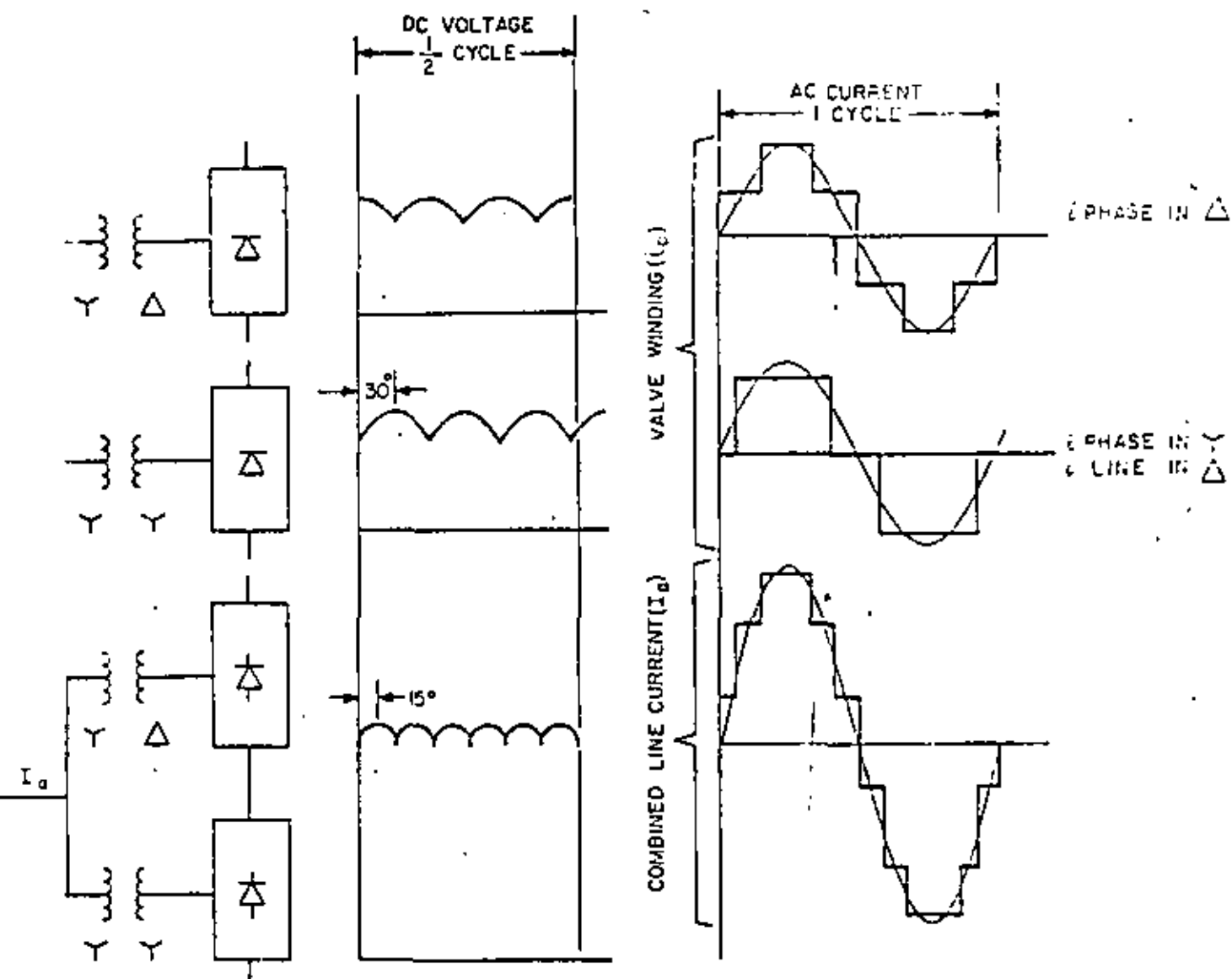


Figure 13
 12 PULSE OPERATION

RELACIONES DE POTENCIA EN TRANSMISION DE CORRIENTE DIRECTA.

Despreciando las pérdidas por conmutación

$$P_{AC} \rightarrow \boxed{N} \rightarrow P_{DC} \quad \text{RECTIFICADOR}$$
$$P_{AC} = P_{DC}$$

$$P_{DC} \rightarrow \boxed{I} \rightarrow P_{AC} \quad \text{INVERSOR}$$
$$P_{DC} = P_{AC}$$

Del lado rectificador (AC)

$$P_r = |V||I| \cos \alpha$$

$$Q_r = |V||I| \sin \alpha$$

INVERSOR

$$P_r = |V||I| \cos \gamma = VI \cos(\pi - \alpha)$$

$$Q_r = |V||I| \sin \gamma = VI \sin(\pi - \alpha)$$

$$P_{L70} \quad \cos(\pi - \alpha) = -\cos \alpha$$

$$\sin(\pi - \alpha) = \sin \alpha$$

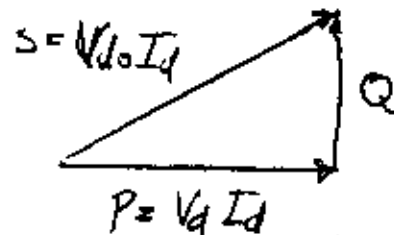
$$P_r = -VI \cos \alpha \quad |de DC \rightarrow AC$$

$$Q_r = VI \sin \alpha \quad |de AC \rightarrow DC.$$

TAMBIEN LA POTENCIA EN AC ESTA DADA POR

$$P = V_d I_d$$

$$S = V_{d0} I_d = P + jQ$$



$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$$

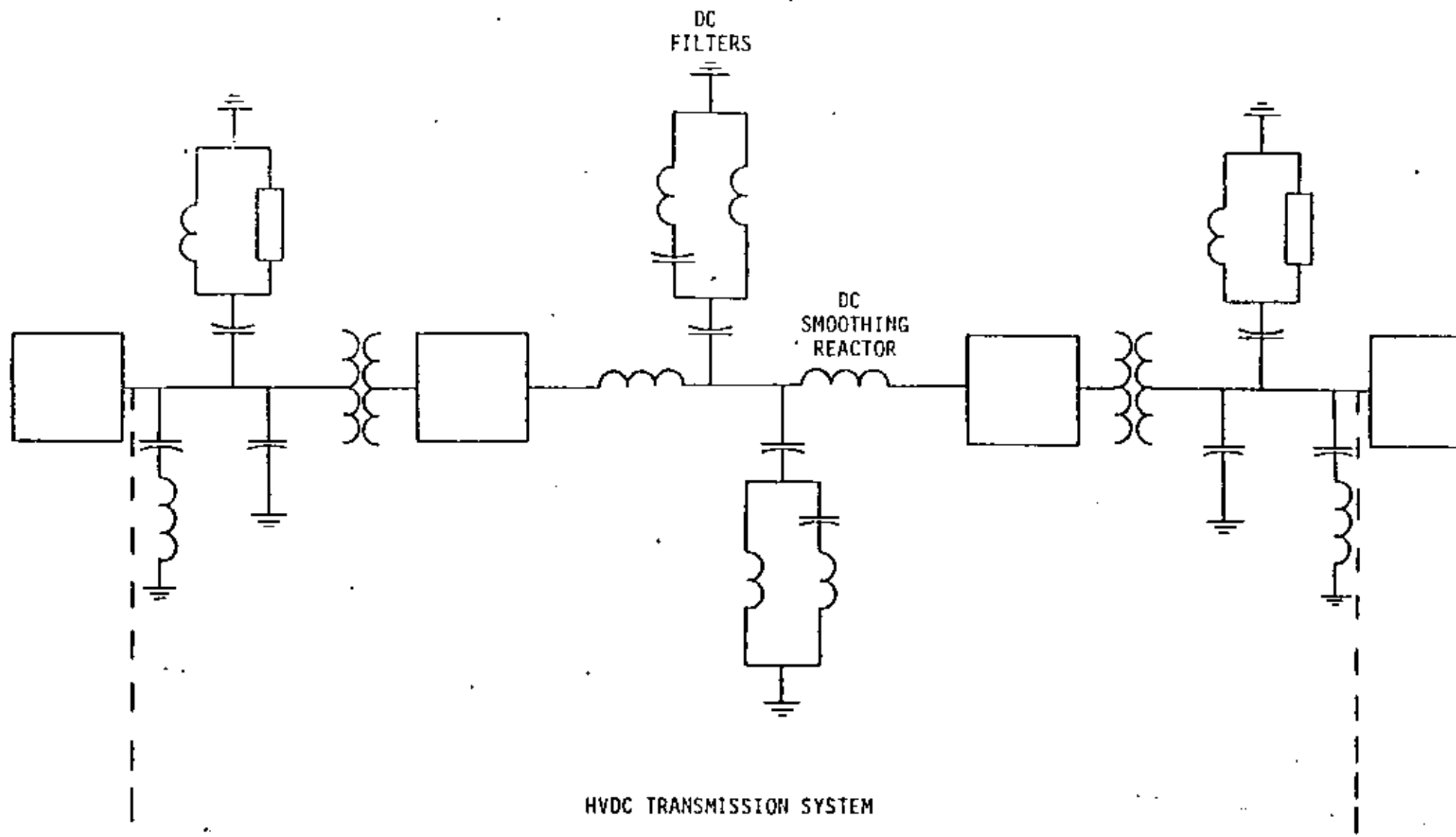
$$= \sqrt{V_{d0}^2 I_d^2 - V_d^2 I_d^2}$$

$$= I_d \sqrt{V_{d0}^2 - V_d^2}$$

$$= V_d I_d \sqrt{\frac{V_{d0}^2 - V_d^2}{V_d^2}}$$

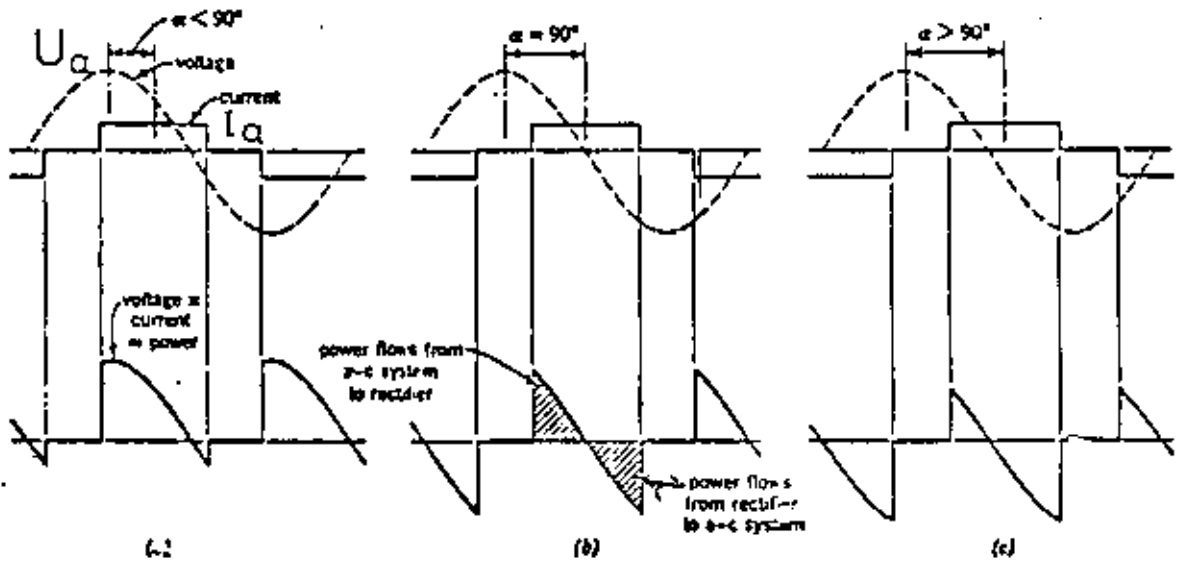
finalmente

$$Q = P \sqrt{\frac{V_{d0}^2}{V_d^2} - 1}$$



HVDC TRANSMISSION SYSTEM

FIGURE 3



Rectifier Operation

Active power =
positive.

Active power = 0

Inverter Operation

Active power =
negative.

FIGURE 15
POWER EXCHANGE .

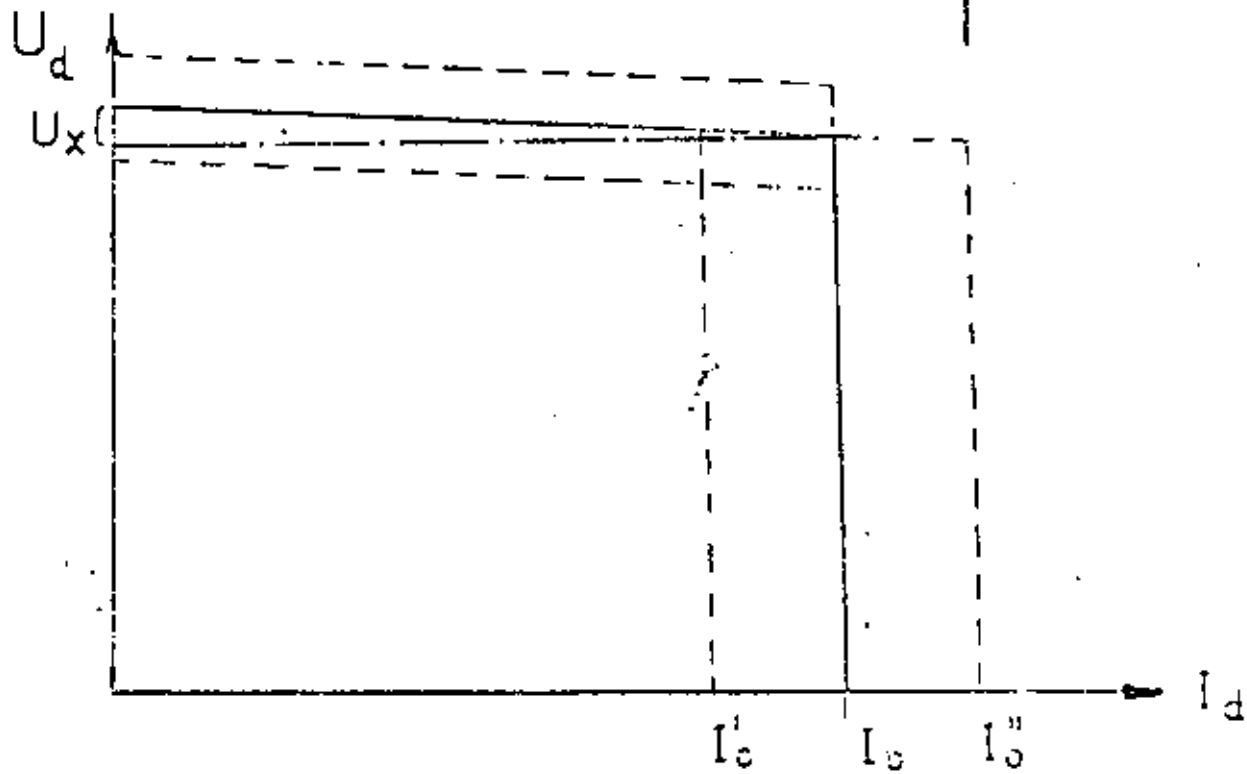
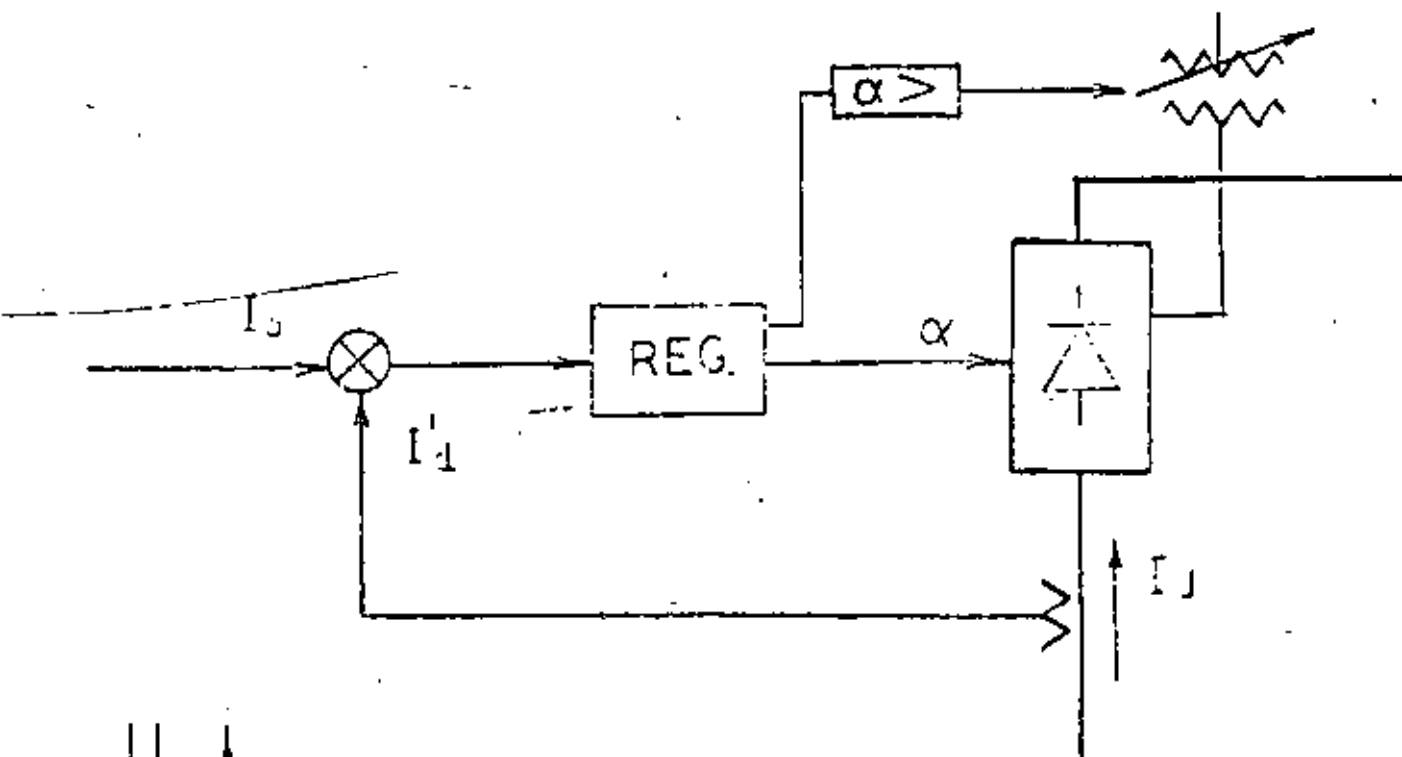


FIGURE 16
RECTIFIER CONTROL

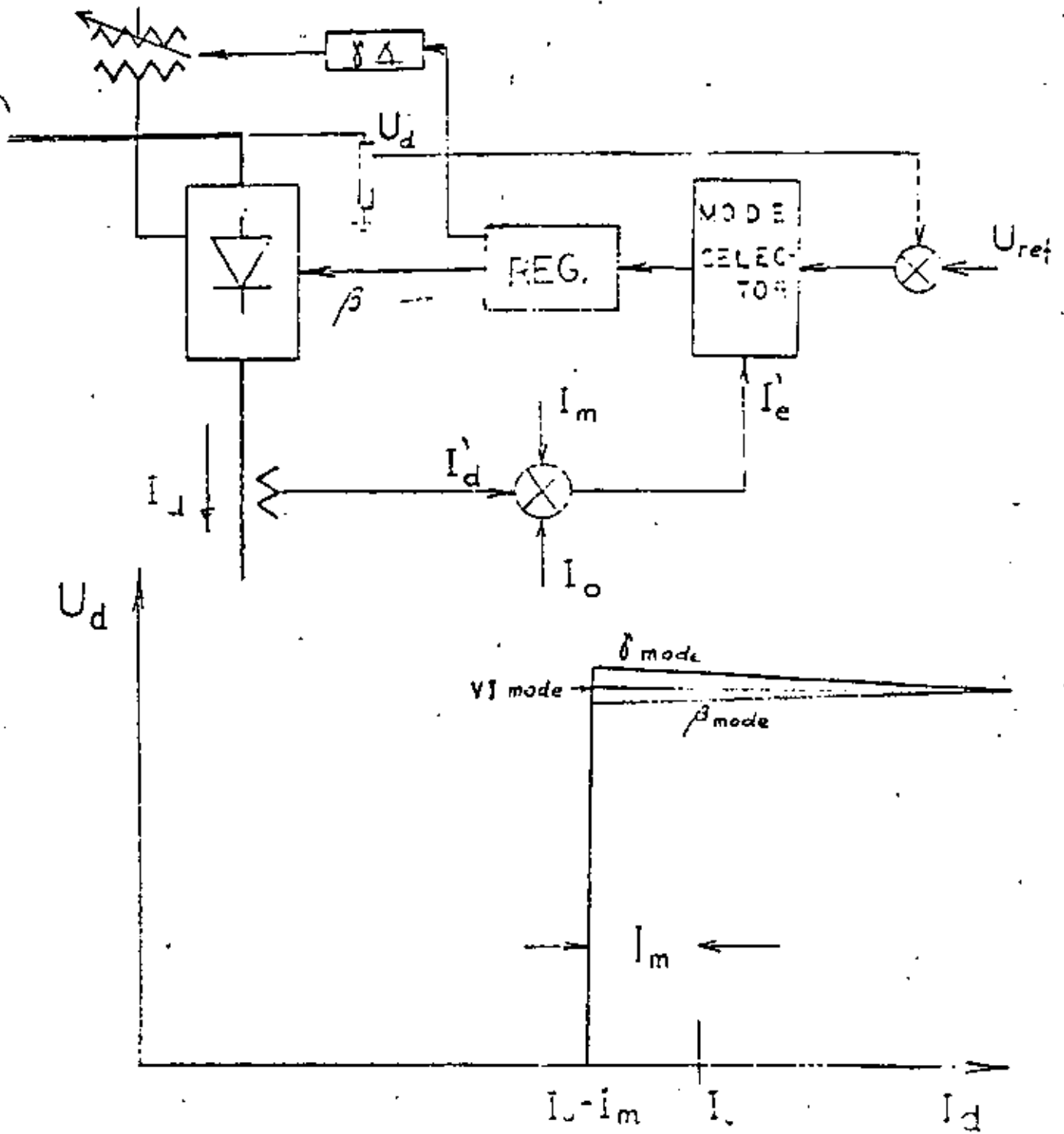


FIGURE 17
INVERTER CONTROL

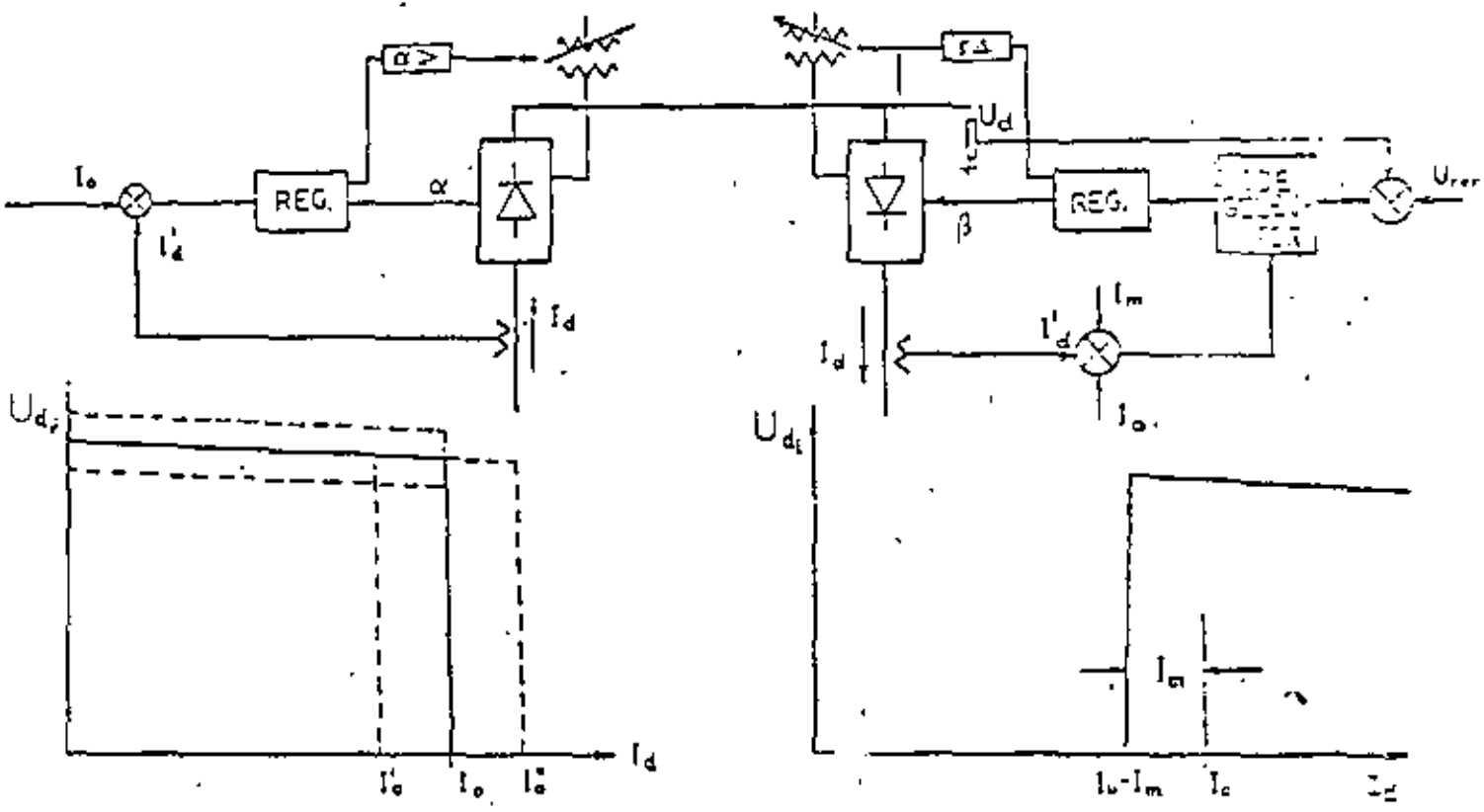


FIGURE 13
 HVDC TRANSMISSION SYSTEM
 CONTROL

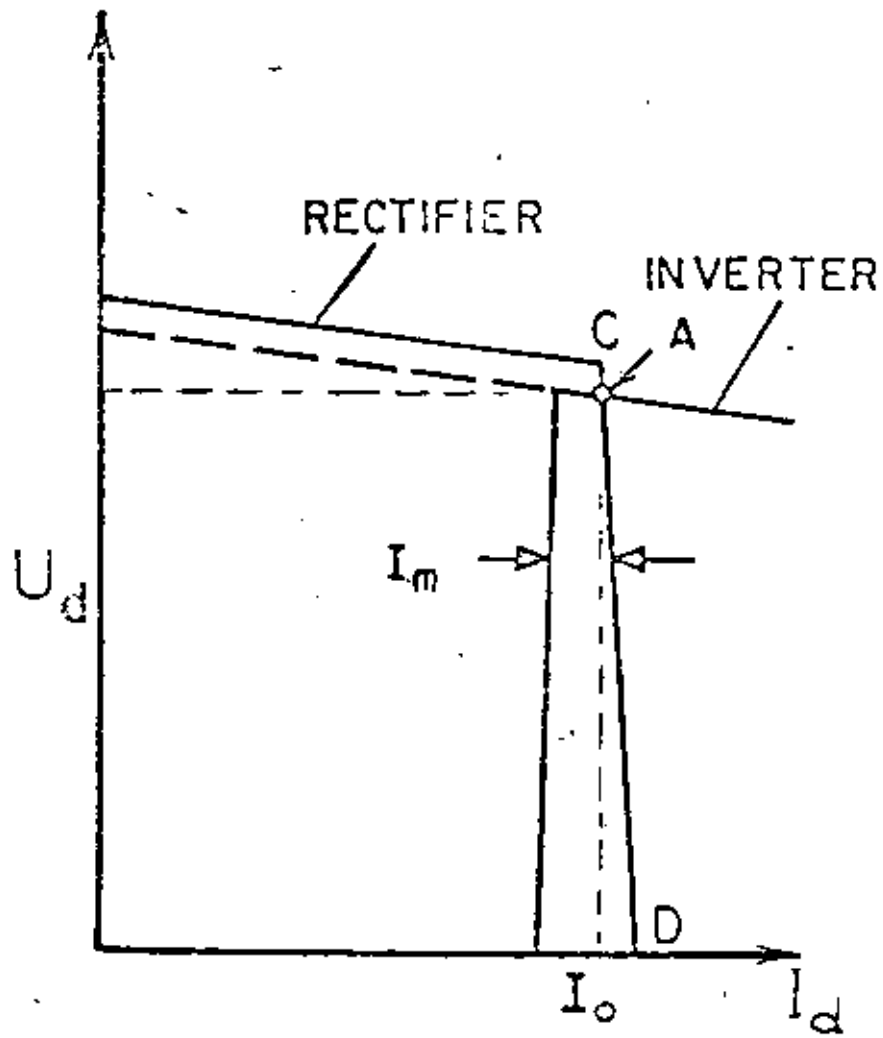


FIGURE 19
NORMAL CONTROL

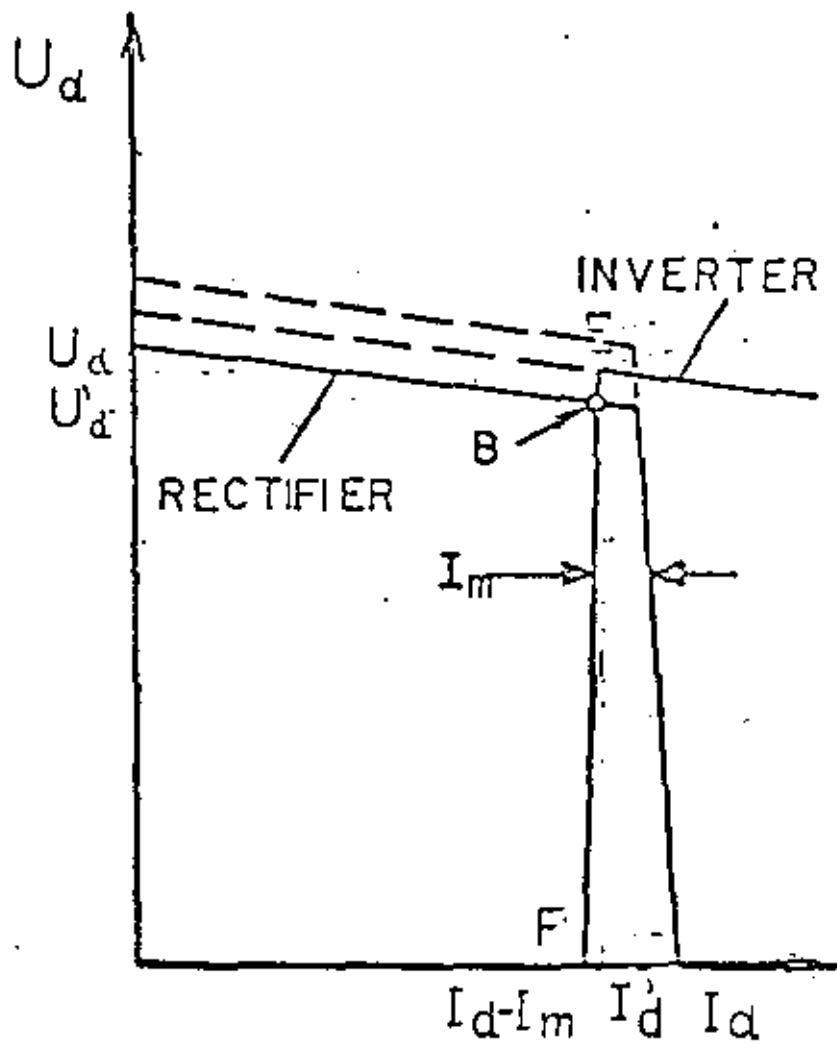
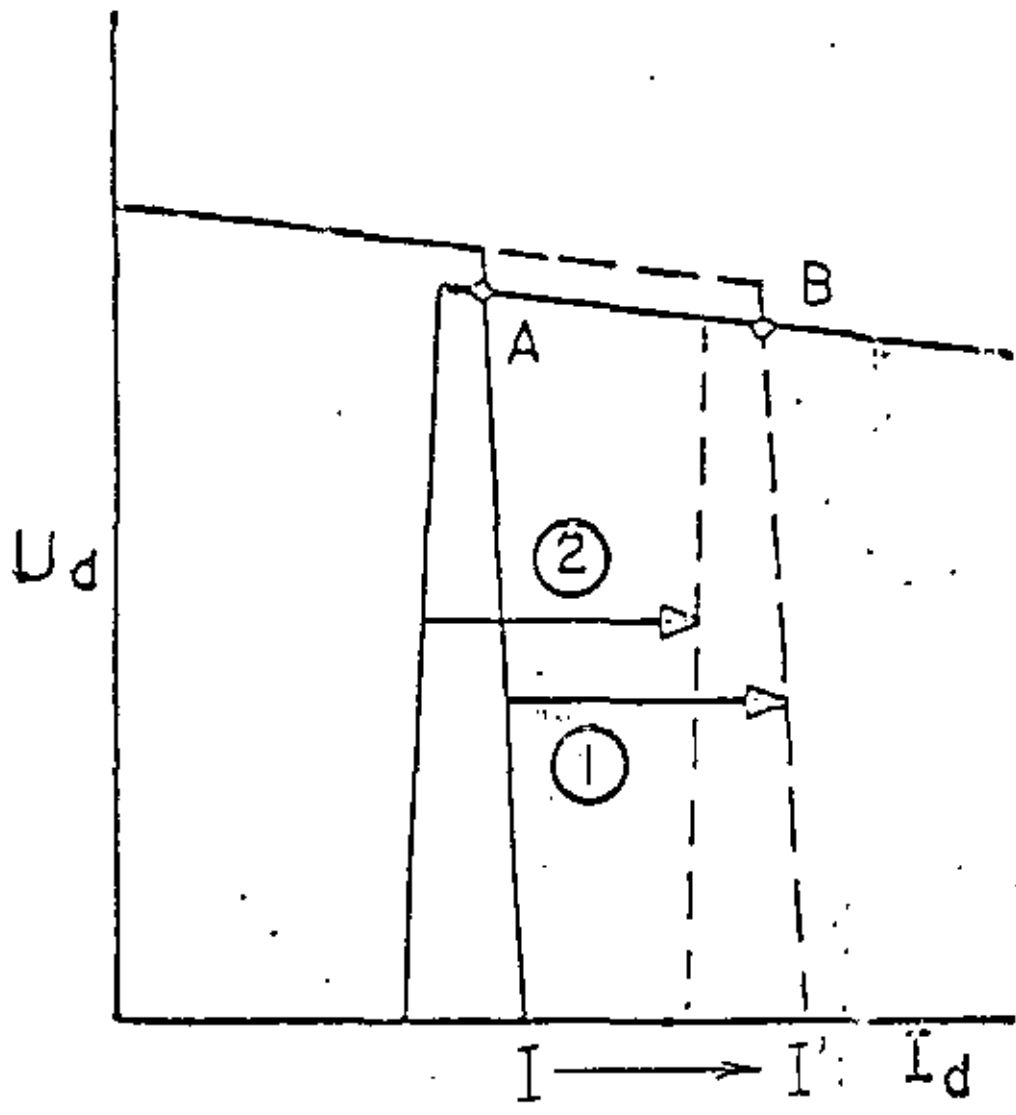


FIGURE 20
CURRENT MARGIN CONTROL



INCREASE OF CURRENT

FIGURE 21
 MANUAL CURRENT CHANGE
 INCREASE



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

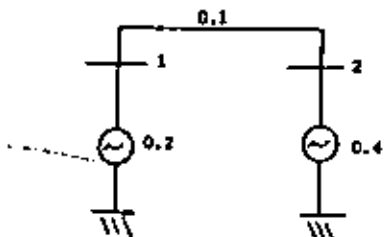
**METODOS MATRICIALES DE CALCULO DE FALLAS APLICADOS EN UN
SISTEMA DE LOS NODOS**

ING. RAFAEL GUERRERO CEPEDA

23 OCTUBRE, 1981

MÉTODOS MATRICIALES DE CALCULO DE FALLAS
 APLICADOS EN UN SISTEMA DE DOS NODOS

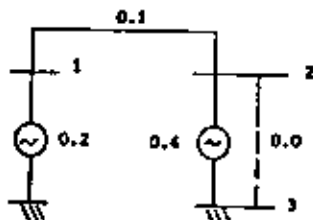
I-1



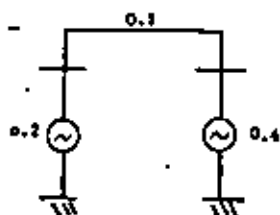
El objeto es obtener una idea de los procedimientos matriciales (Zloop y Zbus) para el cálculo de fallas. Se analiza el sistema de la figura -- primero empleando el método por mallas y más adelante por nodos.

El sistema elemental (2 nodos) es el de la Fig. 1

La aplicación del método por mallas (Zloop) requiere desde el planteamiento del problema, que en la red aparezca un elemento de impedancia - cero que conecte el bus o nodo con falla a la referencia. Lo anterior se ilustra en la siguiente figura:



La red es de dos mallas y aplicando conocimientos de circuitos eléctricos podrán formarse las ecuaciones de malla por inspección:

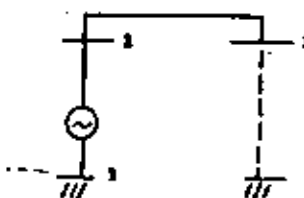


Se forma de la siguiente manera:
 Se dibujan sucesivamente los elementos 3-1, 1-2 y 2-3. La malla se formó en el momento de conectar el elemento 2-3 - por esta razón, los elementos 1-1 y 1-2 se denominan como "BRANCHES".

I-2

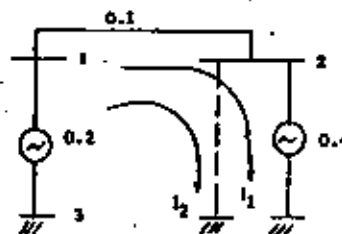
Y el elemento que formó la malla 2-3 recibe el nombre de "link".

Malla 2



(3-2) y (2-1) BRANCHES
 (1-0) LINK

Superponiendo las 2 mallas se obtiene lo siguiente:



Por los elementos catalogados como branches pueden circular una o más corrientes de malla; por los elementos catalogados como links sólo puede circular una.

Corriente de malla

Como consecuencia de lo anterior siempre resultará que la corriente de alguna malla será igual a la corriente del link que la cerró.

A partir de este momento se adopta como signo positivo de las corrientes, el de la que fluye de número menor a mayor (número de nodo).

Formación de las ecuaciones de malla

Para el caso particular actual, para las mallas (1) y (2) respectivamente podemos escribir:

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}$$

$$V_2 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22}$$

La ecuación matricial se puede escribir como:

$$[V] = [Z][I]$$

Donde [Z] es de la forma:

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.7 & 0.3 \\ 0.3 & 0.3 \end{bmatrix}$$

Se le denomina Z_{loop} y contiene los coeficientes de las ecuaciones de malla, siendo simétrica y pudiéndose formar por inspección de la siguiente manera:

Z_{11} es la impedancia propia de la malla 1 y es la suma de la impedancia de los elementos por donde circula I_1 .

Z_{12} impedancia mutua entre las mallas 1 y 2 y es la suma de las impedancias comunes a ambas mallas. Este elemento de la matriz será negativo si las corrientes circulan en sentidos contrarios y positivos si las corrientes circulan en la misma dirección.

Por ser matriz simétrica

$$Z_{12} = Z_{21}$$

Z_{22} impedancia propia de la malla 2 y es la suma de la impedancia de los elementos por donde circula I_2

Aplicando los conceptos anteriores se concluye que Z vale:

$$\begin{bmatrix} 0.7 & 0.3 \\ 0.3 & 0.3 \end{bmatrix}$$

Y la ecuación matricial $[V] = [Z][I]$ es:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.7 & 0.3 \\ 0.3 & 0.3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

La finalidad del procedimiento es medir la impedancia de Thevenin lo que implica la aplicación de dicho teorema para lo cual se requiere que los voltajes generados internos se pongan en corto circuito poniendo la resistencia interna de la fuente.

Por lo anterior el sistema de dos ecuaciones puede escribirse en la siguiente forma:

$$0 = 0.7I_1 + 0.3I_2 - 1$$

$$0 = 0.3I_1 + 0.3I_2 - 2$$

Artificio.

Se supone conocida I_2 y se le asigna un valor de 1 pu. El sistema original de dos ecuaciones con dos incógnitas se reduce a un sistema de una ecuación con una incógnita.

En 1

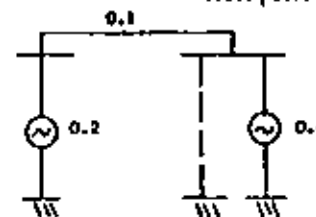
$$0 = 0.7I_1 + 0.3 \quad \text{ya que } I_2 = 1 \text{ pu.}$$

Por lo tanto:

$$I_1 = -\frac{0.3}{0.7} \text{ pu}$$

Este valor de I_1 se pudo obtener porque se supuso $I_2 = 1$ pu. (si $I_2 = 1$ pu como $I_{2-3} = I_2 = 1$ pu la I_{cc} se supuso conocida e igual a 1 pu). Lo más probable es que la solución final del problema dé $I_2 \neq 1$ ($I_2 = 5.833$ pu)

$$\begin{array}{r} 0.171 \\ 5.833 \\ \hline 0.3 \quad 0.4 \\ 3.333 \quad 2.90 \end{array}$$



Si en la ecuación de la malla 2 sustituimos los valores reales de I_1 e I_2 debe cumplirse la igualdad con cero.

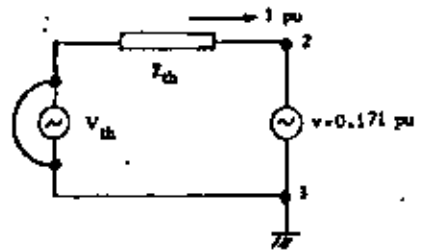
Si en la ecuación de la malla 2 sustituimos los valores supuestos (no reales) la igualdad no se cumple.

$$0.3 \times \left[-\frac{0.3}{0.7} \right] + 0.3(1) = 0.171$$

0.171 puede considerarse como una fuente de voltaje que debe intercalarse en la malla Núm. 2 para que I_2 sea 1 p.u.

Lo anterior se explica mediante el siguiente diagrama:

I-5

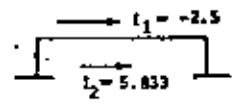


De aquí se puede obtener
 $Z_{ch} = 0.171/1$
 De donde $Z_{ch} = 0.171$
 Y por lo tanto $I_{cc} = \frac{1}{0.171}$
 $I_{cc} = 5.833$

Al suponer $I_2 = 1$ p.u., típicamente se inyectó en la malla una corriente de 1 p.u., que al circular por ella da los factores de distribución, por lo tanto, la corriente de la malla 1 vale

$$I_1 \text{ real} = 5.833 \left(\frac{-0.3}{0.7} \right) = -2.5 \text{ p.u.}$$

Si queremos calcular la corriente en el branch que une los nodos 1 y 2 procederemos como sigue:

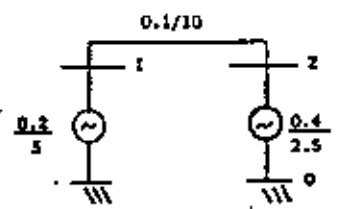


$$I_{1-2} = 5.833 - 2.5 = 3.333$$

y el problema quedó resuelto.

La aplicación del análisis por nodos (2 bus) consistirá en lo siguiente:

- 1) Formación por inspección de la matriz Y_{bus} del sistema propuesto. Así:



Y_{11}	Y_{12}
Y_{21}	Y_{22}

Donde Y_{11} es la admitancia propia del nodo 1, y la suma de las admitancias de los elementos que inciden en 1

I-6

Y_{12} es la admitancia mutua entre 1 y 2 (que tienen signo negativo) y es la suma de la admitancia de los elementos que conectan 1 con 2

$Y_{12} = Y_{21}$ ∴ Y_{bus} es una matriz simétrica

Por lo tanto:

15	-10
-10	12.5

Generalizando:

$$[I] = [Y_{bus}][V]$$

o bien

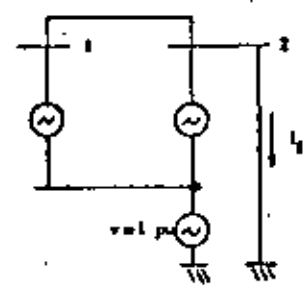
$$[Y_{bus}]^{-1}[I] = [Y_{bus}]^{-1}[Y_{bus}][V]$$

Finalmente:

$$[Y_{bus}]^{-1}[I] = [V] \quad [Z_{bus}][I] = [V]$$

Artificio

En la red elemental original aplicaremos entre el neutro y tierra una fuente generadora cuyo voltaje es 1 p.u. con la polaridad indicada.



La ecuación matricial:

$$[Z_{bus}][I] = [V]$$

podrá escribirse de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Donde I_1 e I_2 son extracciones o inyecciones de corrientes en el nodo que identifica el índice. El nodo 1 no tiene extracciones ni inyecciones, el 2 tiene una extracción que es $-I_2$

I-7 I-8

Solución final:

De $[Y_{bus}]$ deberá obtenerse $[Z_{bus}]$

$$\begin{bmatrix} 15 & -10 \\ -10 & 12.5 \end{bmatrix}^{-1} = [Z_{bus}] \quad [Z_{bus}] = \begin{bmatrix} \frac{12.5}{87.5} & \frac{10}{87.5} \\ \frac{10}{87.5} & \frac{15}{87.5} \end{bmatrix}$$

De Z_{bus} podrán obtenerse directamente corrientes de falla en cualquier nodo y las contribuciones aplicando la fórmula:

$$I_{fM} = \frac{-Z_{M1} + Z_{N1}}{Z_{11} + Z_{MN}}$$

Así: en el nodo 2 la falla total vale:

$$I_f = \frac{1}{Z_{22}} = \frac{1}{\frac{15}{87.5}} = 5.833 \text{ pu.}$$

Y las contribuciones:

$$I_{1-2} = \frac{-Z_{12} + Z_{22}}{Z_{22} + Z_{12}} = \frac{-\frac{10}{87.5} + \frac{15}{87.5}}{\frac{15}{87.5} \times 0.10} = 3.333 \text{ pu.}$$

$$I_{0-2} = \frac{Z_{22}}{Z_{22} + Z_{02}} = \frac{\frac{15}{87.5}}{(\frac{15}{87.5}) \times 0.40} = \frac{1}{0.4} = 2.500 \text{ pu.}$$

Que conciden con los resultados obtenidos anteriormente.

Por lo tanto la ecuación queda de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -I_f \end{bmatrix}$$

Respecto a los voltajes, no sabemos cuánto vale V_1 , pero conocemos el valor V_2

$$V_2 = -1 \text{ p.u.}$$

Valor justificado por el voltaje de la fuente indicada entre neutro y tierra. Por tanto, la ecuación queda como sigue:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -I_f \end{bmatrix}$$

De donde podemos obtener que:

$$-1 = 0 + Z_{22}(-I_f) \quad I_f = \frac{1}{Z_{22}}$$

Concluyéndose que los elementos diagonales de Z_{bus} son las impedancias de Thevenin.

De la misma última ecuación matricial podemos obtener:

$$V_1 = Z_{11} \times 0 + Z_{12}(-I_f); \quad I_f = \frac{1}{Z_{22}}$$

$$\text{y } V_1 = -\frac{Z_{12}}{Z_{22}}$$

Si deseamos calcular contribuciones, por ejemplo en la rama que une 1 con 2, hacemos lo siguiente:

$$I_{12} = \frac{V_1 - V_2}{z_{12}} = \frac{-\frac{Z_{12}}{Z_{22}} - (-1)}{z_{12}} = \frac{Z_{22} - Z_{12}}{Z_{22} z_{12}}$$

Este resultado puede conducir a una fórmula general para el cálculo de contribuciones

$$I_{fM} = \frac{-Z_{M1} + Z_{N1}}{Z_{11} + Z_{MN}}$$

Donde: M = nodo de salida
N = nodo de llegada
i = nodo fallado

12.-REDES EQUIVALENTES

CONCEPTOS GENERALES

El uso de equivalentes es tan frecuente, que inclusive se llega a pensar que la representación usual de los distintos elementos que conforman una red se basan en un concepto preciso, esto por supuesto es falso. Los equivalentes se emplean para:

Componentes lineales:

1.-Líneas.

Representadas mediante el circuito equivalente que contiene una resistencia serie R, una reactancia serie X y una admitancia en paralelo Y, todos ellos elementos constantes, lineales y bilaterales.

2.-Transformadores.

Representados mediante la reactancia de dispersión, despreciando la rama magnetizante de su circuito equivalente y si el tap está en otra posición que no sea la nominal se emplea un transformador ideal.

Componentes no-lineales:

1.-Generadores.

El elemento más complejo de la red, se suele representar mediante un voltaje constante atrás de una impedancia equivalente, o mediante una fuente de corriente constante. Por ser la fuente generadora de potencia su comportamiento está lejos de ser o corresponder al de una fuente de voltaje o corriente constantes.

2.-Cargas.

Las cargas suelen representarse como impedancias constantes o como corriente constante para la parte real e impedancia constante para la parte reactiva. Debe aceptarse sin embargo que, como tal, está compuesta por una infinidad de elementos diversos -máquinas inclusive- que se apartan del concepto del equivalente usado generalmente.

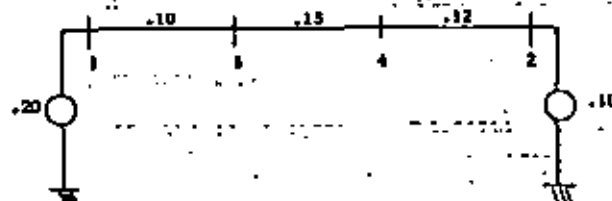
O sea que todos los elementos que usualmente conforman una red, se representan mediante circuitos equivalentes. Puede afirmarse que todos ellos se soportan en la generalización de los teoremas de Thevenin y Norton.

En algunos casos no sólo es conveniente sino necesario, reducir el tamaño de la red. Esto puede ser por limitaciones de cálculo o por no requerirse en ciertas regiones de la misma gran precisión.

El procedimiento que se indica enseguida, es tal vez el más rudimentario para la obtención de redes equivalentes, pero ha podido ser aplicado con buenos resultados en estudios de cortos circuitos, flujos y estabilidad.

Bien sabido es que la matriz Zbus formada para una red o sistema contiene las impedancias de entrada en la diagonal principal y las de transferencia en los elementos no-diagonales. Como una partición de Zbus, se puede obtener ZEQ que contiene impedancias de entrada (driving point) y de transferencia sólo de los buses retenidos. Lo anterior se explica enseguida con un ejemplo:

Para el sistema de cinco nodos de la figura, cuyos parámetros se anotan en el diagrama Zbus y ZEQ para los nodos 1 y 2 valen:



Zbus matrix table with 4 columns and 4 rows of values.

ZEQ matrix table with 2 columns and 2 rows of values.

* Leer páginas 92-97 de este mismo capítulo.

La inversión de ZEQ contiene las admitancias propias y de transferencia de la red por reducir, pero sólo para los nodos retenidos. Por lo tanto:

YEQ matrix table with 2 columns and 2 rows of values.

200 205

11

Nota: Otro modo de obtener Y_{EQ} , es mediante una reducción de la matriz Y_{bus} aplicado el algoritmo

$$Y_{ij}(nueva) = Y_{ij}(vieja) - \frac{Y_{i4} Y_{4j}}{Y_{44}}$$

O sea: Para el sistema propuesto Y_{bus} vale:

	1	2	3	4
1	15.0	-0	-10.0	-0
2		18.3333	-0	-8.3333
3			18.6667	-6.6667
4				15.0000

Si eliminamos los nodos 3 y 4 obtenemos, en dos pasos:

1er. paso: Eliminación del nodo 4 para: $i = 1, 2, 3$ $j = 1, 2, 3$ $l = 4$

$$Y_{11} = Y_{11} - (Y_{14} \times Y_{41}) / Y_{44} = 15.0$$

$$Y_{12} = Y_{12} - (Y_{14} \times Y_{42}) / Y_{44} = 0$$

$$Y_{13} = Y_{13} - (Y_{14} \times Y_{43}) / Y_{44} = -10$$

para: $i = 2$ $j = 2, 3$ $l = 4$

$$Y_{22} = Y_{22} - (Y_{24} \times Y_{42}) / Y_{44} = 13.70370$$

$$Y_{23} = Y_{23} - (Y_{24} \times Y_{43}) / Y_{44} = -3.70370$$

para: $i = 3$ $j = 3$

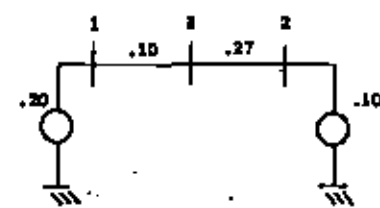
$$Y_{33} = Y_{33} - (Y_{34} \times Y_{43}) / Y_{44} = 13.70370$$

Lo que resultó queda:

	1	2	3
1	15	0	-10
2		13.70370	-3.70370
3			13.70370

12

$Y_{bus(1)}$ no es partición de Y_{bus} sino la matriz que corresponde a una red equivalente de la primera donde no aparece el nodo 4 y que puede verificarse (para este caso sencillo) por inspección.



	1	2	3
1	15	0	-10
2	0	13.70370	-3.70370
3	-10	-3.70370	13.70370

2o. paso: Eliminación del nodo 3 para: $i = 1$ $j = 1, 2$ $l = 3$

$$Y_{11} = Y_{11} - (Y_{13} \times Y_{31}) / Y_{33} = 7.70270$$

$$Y_{12} = Y_{12} - (Y_{13} \times Y_{32}) / Y_{33} = -2.70270$$

para: $i = 2$ $j = 2$

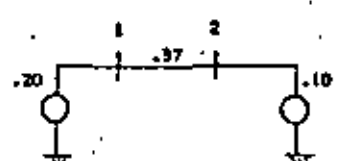
$$Y_{22} = Y_{22} - (Y_{23} \times Y_{32}) / Y_{33} = 12.70270$$

De donde

	1	2
1	7.7027	-2.70270
2	-2.70270	12.70270

$Y_{bus(2)}$ puede verificarse por inspección si se asocia a un sistema donde no aparecen los nodos (3) y (4)

Así



	1	2
1	7.7027	-2.7027
2	-2.70270	12.7027

Como se observa el procedimiento es consistente.

Conocida Y_{EQ} se podrá obtener Y_{EL} matriz cuadrada de orden igual al número de buses retenidos, en ella, los elementos diagonales representan la admittancia del nodo correspondiente a la referencia y los elementos no-diagonales representan la admittancia entre los nodos correspondientes. Para calcular los elementos de Y_{EL} ("y" minúsculas) se parte del hecho de que se conocen los elementos de Y_{EQ} ("Y" mayúsculas) y se procede como sigue:

$$y_{11} = \sum_{j=1}^n Y_{1j}$$

$$y_{1j} = -Y_{1j}$$

Por lo tanto:

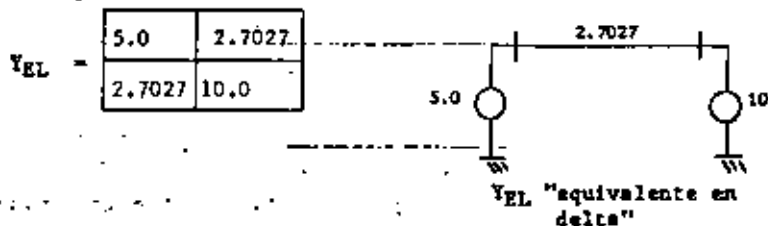
$$y_{11} = \sum_{j=1}^2 Y_{1j} = 7.7027 - 2.7027 = 5.0$$

$$y_{1j} = +2.7027$$

$$y_{22} = \sum_{j=1}^2 Y_{2j} = -2.7027 + 12.7027 = 10.0$$

Debe resaltarse el hecho de que al formar Y_{bus} las admitancias propias son la suma de todas las admitancias que inciden en el nodo y las admitancias mutuas la suma de admitancias que conectan los nodos correspondientes. La sumatoria $\sum_{j=1}^n Y_{ij}$ resta a la propia todas las mutuas por lo que Y_{ii} da directamente el "shunt" conectado al nodo correspondiente.

Por último:



El circuito o red equivalente que se desea deberá contener impedancias, no admitancias, para poder ser usado en forma inmediata. La matriz que contiene esa información será Z_{EL} y sus elementos se calculan del siguiente modo (a partir de Y_{EL})

$$z_{11} = \frac{1}{\sum_{j=1}^n Y_{1j}} \quad z_{1j} = \frac{-1}{Y_{1j}}$$

Efectuando las operaciones sugeridas se obtiene:

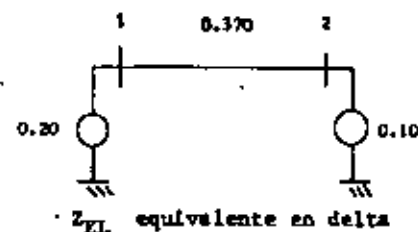
$$z_{11} = \frac{1}{7.7027 - 2.7027} = \frac{1}{5.0} = 0.20$$

$$z_{12} = \frac{-1}{2.7027} = 0.370$$

$$z_{22} = \frac{1}{-2.7027 + 12.7027} = \frac{1}{10}$$

y por lo tanto: Z_{EL} vale:

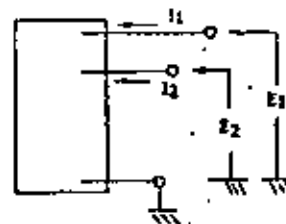
	1	2
1	0.20	0.370
2	0.370	0.10



Si algún elemento de Y_{EQ} es cero o muy pequeño, tal hecho significará que no existe conexión entre los buses correspondientes.

Generalización del Procedimiento:

En la red de la figura (red pasiva) se aplican E_1 y E_2 y fluyen I_1 e I_2 , como la red es pasiva todos los demás voltajes valen cero.



Podremos escribir las ecuaciones de malla de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & \dots & z_{1n} \\ z_{21} & z_{22} & \dots & z_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{n1} & z_{n2} & \dots & z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

De donde: $I_1 = E_1 \frac{\Delta_{11}}{\Delta Z} + E_2 \frac{\Delta_{21}}{\Delta Z}$

212

209

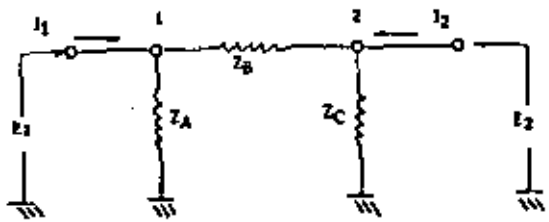
15

$$I_2 = E_1 \frac{\Delta_{12}}{\Delta Z} + E_2 \frac{\Delta_{22}}{\Delta Z}$$

Que pueden escribirse en forma matricial de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta_{11}}{\Delta Z} & \frac{\Delta_{21}}{\Delta Z} \\ \frac{\Delta_{12}}{\Delta Z} & \frac{\Delta_{22}}{\Delta Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Esta matriz pudiera ser similar a Y_{bus} correspondiente a la red de la figura siguiente:



$$\begin{bmatrix} \frac{1}{Z_A} + \frac{1}{Z_B} & -\frac{1}{Z_B} \\ -\frac{1}{Z_B} & \frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$[Y_{bus}] [E] = [I]$$

$$\text{Si: } Y_{11} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta Z} \quad (1) \quad Y_{22} = \frac{\Delta_{22}}{\Delta Z} \quad (2) \quad -Y_{21} = -Y_{12} = \frac{\Delta_{21}}{\Delta Z} \quad (3)$$

El resultado indica que una transformación o reducción a un equivalente en estrella o delta es siempre posible aunque los elementos de la red equivalente no sean realizables físicamente.

213

16

Por último, resulta obvio que para reducir una red de gran tamaño, en la cual los parámetros son números complejos, se deberá diseñar un programa para computadora. Nos permitimos sugerir como procedimiento más lógico el siguiente:

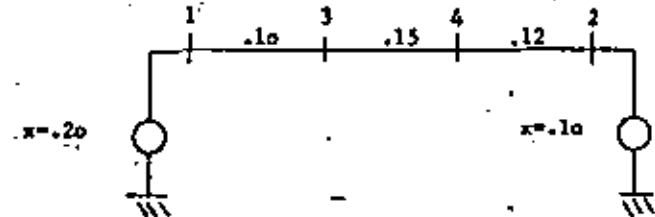
- 1o. Formar Y_{bus}
- 2o. Obtener a partir de Y_{bus} , Y_{EQ}
- 3o. A partir de Y_{EQ} obtener Z_{EL}

Con esto se evita el tener que invertir una matriz compleja (Z_{EQ}) que si bien es simétrica complica la labor de programación.

214 211

Obtención para el sistema propuesto como ejemplo, de Z_{bus} y sus comprobaciones.

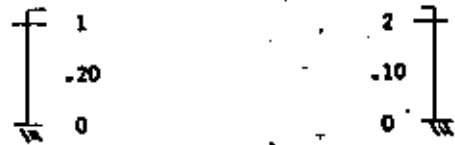
El sistema propuesto es el siguiente:



La formación de Z_{bus} se hará usando la tabla de la pág. 75

Elemento	"p" No es Nodo de Referencia	"q" Si es Nodo de Referencia
RAMA (Agrega nuevo nodo)	$Z_{qi} = Z_{pi}$ $i \neq q$ $Z_{qq} = Z_{pq} + Z_{pq}$ $i = q$	$Z_{qi} = 0$ $i \neq q$ $Z_{qq} = Z_{pq}$ $i = q$
CUERDA (No agrega nuevo nodo)	$Z_{li} = Z_{pi} - Z_{qi}$ $i \neq l$ $Z_{ll} = Z_{pl} - Z_{ql} + Z_{pq}$ $i = l$	$Z_{li} = -Z_{qi}$ $i \neq l$ $Z_{ll} = -Z_{ql} + Z_{pq}$ $i = l$

Y se inicia como sigue; primeros elementos que se adicionan:

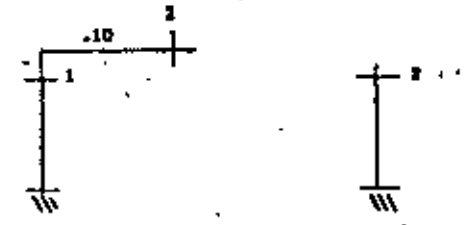


Z_{bus} vale:

$$Z_{bus} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} .20 & 0 \\ 0 & .10 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

215

Se adiciona enseguida el elemento 1 - 3



Aplicando el algoritmo:

$$p = 1$$

$$q = 3$$

$$i = 0, 1, 2, 3$$

"q" no es nodo de referencia

$$Z_{qi} = Z_{pi} \quad i \neq q$$

$$Z_{31} = Z_{11} = .20$$

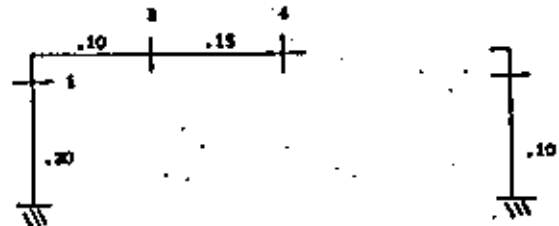
$$Z_{32} = Z_{12} = 0$$

$$Z_{33} = Z_{13} + Z_{pq} = .20 + .10 = .30$$

Se obtiene:

$$Z_{bus} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} .20 & 0 & .20 \\ 0 & .10 & 0 \\ .20 & 0 & .30 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Se adiciona ahora el elemento 3 - 4



Se aplica el algoritmo

$$p = 3$$

$$q = 4$$

$$i = 1, 2, 3, 4$$

"p" no es nodo de referencia

$$Z_{q1} = Z_{p1}$$

$$Z_{41} = Z_{31} = .20$$

$$Z_{42} = Z_{32} = 0$$

$$Z_{43} = Z_{33} = .30$$

$$Z_{44} = Z_{34} + z_{pq} = .30 + .15 = .45$$

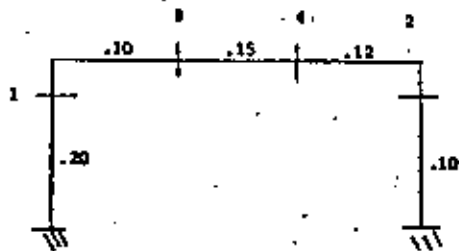
y Z_{bus} vale:

	1	2	3	4
1	.20	0	.20	.20
2	0	.10	0	0
3	.20	0	.30	.30
4	.20	0	.30	.45

$Z_{bus} =$

Se completa el sistema mediante la conexión o adición del elemento

$$2 - 4$$



Se aplica el algoritmo (no agrega nuevo bus o nodo)

$$p = 2$$

$$q = 4$$

$$i = 1, 2, 3, 4$$

$$Z_{L1} = Z_{p1} - Z_{q1}$$

$$Z_{L1} = Z_{21} - Z_{41} = 0 - .20 = -.20$$

$$Z_{L2} = Z_{22} - Z_{42} = .10 - 0 = .10$$

$$Z_{L3} = Z_{23} - Z_{43} = 0 - .30 = -.30$$

$$Z_{L4} = Z_{24} - Z_{44} = 0 - .45 = -.45$$

20

$$Z_{LL} = Z_{pL} - Z_{qL} + z_{pq}$$

$$= Z_{2L} - Z_{4L} + .12 = .10 + .45 + .12 = 0.670$$

Y se obtiene:

	1	2	3	4	L
1	.20	0	.20	.20	-.20
2	0	.10	0	0	.10
3	.20	0	.30	.30	-.30
4	.20	0	.30	.45	-.45
L	-.20	.10	-.30	-.45	.67

$Z_{bus} =$

Enseguida y como paso final, se procede a la eliminación del nodo ficticio "L"

El algoritmo es:

$$Z'_{ij} = Z_{ij} - \frac{Z_{iL} * Z_{Lj}}{Z_{LL}}$$

para: $i = 1$

$$j = 1, 2, 3, 4$$

$$Z'_{11} = Z_{11} - \frac{Z_{1L} * Z_{L1}}{Z_{LL}} = .20 - \frac{(-.20)(-.20)}{.67} = .14030$$

$$Z'_{12} = Z_{12} - \frac{Z_{1L} * Z_{L2}}{Z_{LL}} = 0 - \frac{(-.20)(.10)}{.67} = .02985$$

$$Z'_{13} = Z_{13} - \frac{Z_{1L} * Z_{L3}}{Z_{LL}} = .20 - \frac{(-.20)(-.30)}{.67} = .11045$$

$$Z'_{14} = Z_{14} - \frac{Z_{1L} * Z_{L4}}{Z_{LL}} = .20 - \frac{(-.20)(-.45)}{.67} = .06567$$

218

215

21

para: $i = 2$
 $j = 2, 3, 4$

$$Z_{22}^1 = Z_{22} - \frac{Z_{2L} * Z_{L2}}{Z_{LL}} = .10 - \frac{(.10)(.10)}{.67} = .08507$$

$$Z_{23}^1 = Z_{23} - \frac{Z_{2L} * Z_{L3}}{Z_{LL}} = 0 - \frac{(.10)(-.30)}{.67} = .04478$$

$$Z_{24}^1 = Z_{24} - \frac{Z_{2L} * Z_{L4}}{Z_{LL}} = 0 - \frac{(.10)(-.45)}{.67} = .06716$$

para: $i = 3$
 $j = 3, 4$

$$Z_{33}^1 = Z_{33} - \frac{Z_{3L} * Z_{L3}}{Z_{LL}} = .30 - \frac{(-.30)(-.30)}{.67} = .16567$$

$$Z_{34}^1 = Z_{34} - \frac{Z_{3L} * Z_{L4}}{Z_{LL}} = .30 - \frac{(-.30)(-.45)}{.67} = .09851$$

para: $i = 4$
 $j = 4$

$$Z_{44}^1 = Z_{44} - \frac{Z_{4L} * Z_{L4}}{Z_{LL}} = .45 - \frac{(-.45)(-.45)}{.67} = .14776$$

Por lo tanto:

Z_{bus}

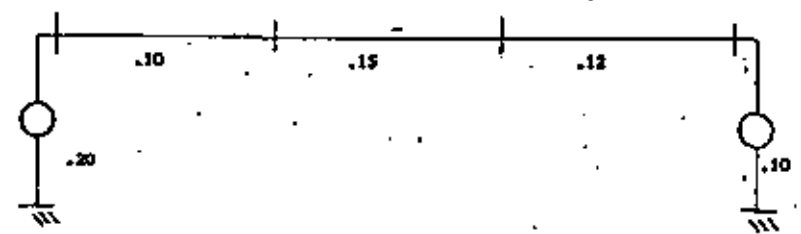
	1	2	3	4
1	.14030	.02985	.11045	.06567
2	.02985	.08507	.04478	.06716
3	.11045	.04478	.16567	.09851
4	.06567	.06716	.09851	.14776

217

22

Comprobación mediante el cálculo de fallas.

	.14030 7.12766	.16567 6.03604	.14776 6.76768	.08507 11.75439
.20 5	0.47 2.12766	.30 3.333	.45 2.222	.22 4.54545
		.37 2.70270	.22 4.54545	.10 1.75439
				.10 1.75439



Información que coincide con la que contiene Z_{bus} que merece por lo tanto el visto bueno.

Z_{DQ} es partícipe de Z_{bus} , implica información de los nodos 1 y 2 solamente. Por lo tanto:

$$Z_{DQ} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} .1403 & .02985 \\ .02985 & .08507 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

De donde podrá obtenerse $Y_{DQ} = Z_{DQ}^{-1}$

$$Y_{DQ} = \begin{bmatrix} 7.70262 & -2.70274 \\ -2.70274 & 12.70325 \end{bmatrix}$$

CALCULO DE FALLAS EN SISTEMAS DE POTENCIA

ING. RAFAEL GUERRERO C.

PUBLICADO POR:

GERENCIA GENERAL DE PLANEACION Y PROGRAMA
COMISION FEDERAL DE ELECTRICIDAD

INDICE

1.-INTRODUCCION	
2.-REFERENCIAS	
3.-CONCEPTOS GENERALES	
-Teorema de Thevenin	2
-Selección de Bases	4
4.-CIRCUITOS EQUIVALENTES DE TRANSFORMADORES	
-Componentes simétricas	7
-Restricciones al uso de las componentes	11
-Interconexión de mallas para distintos tipos de falla	12
-El circuito equivalente	13
5.-COMPORTAMIENTO DE LA MAQUINA SINCRONA DURANTE FALLAS	
-Reactancia síncrona y diagrama de regulación	17
-Reactancia de secuencia negativa	20
-Reactancia x'_d y x''_d	20
6.-SOLUCION DE UN PROBLEMA REAL POR EL METODO MANUAL	
-Método empleado para la medición de la impedancia de Thevenin	26
-Problema 1 Cálculo de fallas trifásicas	27
-Problema 2 Cálculo de fallas de fase a tierra	31
-Problema 3 Corrientes de secuencia cero en neutros y terciario	34
7.-ASIMETRIA DE LA CORRIENTE DE FALLA	
-Conceptos de máxima y mínima asimetría	38
-Concepto práctico de la asimetría	41
8.-APENDICES	
-Apéndice A Transitorio en un circuito R L	
-Apéndice B Selección de bancos de tierra	
-Apéndice C Solución al problema de polarización de relés de tierra cuando la fuente de secuencia cero es un autotransformador	

9.-ANALISIS POR EL METODO DE MALLAS

-Antecedentes y planteamiento del ejemplo.....	43
-Formación de la matriz de coeficientes de las ecuaciones de malla Zloop por inspección.....	44
-Matriz de conexión.....	49
-Procedimiento topológico para obtener Zloop.....	52
-Artificio para medición de la impedancia de Thevenin.....	60
-Apéndice D Instructivo y listados de los programas HAWKO1, HAWKO2, HAWKO3, HAWKO4 para el cálculo de falla por el método de Zloop.....	

10.-ANALISIS POR EL METODO DE NODOS

-Antecedentes.....	67
-Algoritmo para la formación de ZBUS.....	71
-Formulario, planteamiento y solución del ejemplo.....	75
-Comprobación.....	79
-Apéndice E Instructivo y listado de los programas TRIFA y MONOFA para el cálculo de fallas por el método de ZBUS.....	

11.-APENDICES

-Apéndice F Comparación de métodos.....	
-Apéndice G Simplificaciones posibles al método de Zloop.....	
-Apéndice H Métodos matriciales de cálculo de fallas aplicados en un sistema de dos nodos.....	

12.-REDES EQUIVALENTES

-Conceptos generales.....	84
-Ejemplo numérico.....	85
-Generalización del procedimiento.....	89
-Comprobaciones.....	92

1.- INTRODUCCION

Como una consecuencia de la aplicación práctica que se da a los valores de falla, es usual aceptar al iniciar el cálculo, las siguientes simplificaciones:

- 1.- Todos los "shunts", como cargas, capacitancia de líneas, etc. se desprecian.
- 2.- Todos los transformadores se suponen en tap nominal.
- 3.- Todas las máquinas se representan por un voltaje constante - - atrás de su reactancia equivalente ($x'd$ ó $x''d$).
- 4.- El flujo de corrientes en la red previo a la falla, es cero. - Lo anterior quiere decir que todos los voltajes de generación son iguales en magnitud (pu) y ángulo.
- 5.- Las líneas de transmisión se suponen balanceadas, excepto para secuencia cero, los acoplamientos mutuos son cero.

En la literatura no reciente era usual encontrar tabulaciones como la que se indica a continuación de donde se podían obtener los "factores de asimetría" por los que debían multiplicarse los valores simétricos para obtener la capacidad interruptiva a especificar.

	TIEMPO DE APERTURA.	FACTOR
APLICACION GENERAL	2 ciclos	1.4
	3 ciclos	1.2
	5 ciclos	1.1
	8 ciclos	1.0
APLICACION ESPECIAL (GENERADORES)	2 ciclos	1.5
	3 ciclos	1.3
	5 ciclos	1.20
	8 ciclos	1.1
ESFUERZOS MOMENTANEOS		1.60

Como puede observarse tales factores se hacían depender fundamentalmente de la rapidez de apertura y de la cercanía a las fuentes generadoras (Relación X/R grande).

La mayoría de los interruptores que se instalan en México en líneas de alta tensión son de manufactura europea, por lo que las recomendaciones de la CEI (Comisión Internacional Electrotécnica) adquieren interés especial.

Tales recomendaciones anexas, definen términos tales como:

"Rated short-circuit breaking current" como la corriente más grande que el interruptor debe ser capaz de interrumpir bajo las condiciones previas establecidas en las recomendaciones. Dicha corriente está caracterizada por dos valores:

- a) El valor RMS de la componente de alterna denominada "Rated short-circuit current".
- b) El porcentaje de la componente de directa.

En la página 50 de las recomendaciones se establece la nomenclatura en la pág. 51 se define el porcentaje de CD en función del tiempo. Si las tablas señalaban para interruptores de 2 ciclos y aplicación general factores de 1.40, para tiempo de 33.33 m seg. el porcentaje de CD, según las curvas es de 48%, valores muy cercanos y siempre sujetos al juicio de la persona que prepara las especificaciones.

En la mayoría de los casos los interruptores abren en 3 ciclos o más, es sensato aceptar que en ese instante las constantes que limitan o definen el valor de las contribuciones de las máquinas son las reactancias transitorias ($x'd$), sin embargo, es procedimiento tradicional establecido emplear $x'd$ para especificar capacidades interruptivas; los valores calculados con reactancias subtransitorias ($x''d$) se utilizan también para especificar "esfuerzos momentáneos"; sin embargo, deberá aceptarse que todo el procedimiento queda sujeto a juicio y que deberá contarse con valores calculados con $x'd$ y $x''d$ para fundamentarlo.

Deben puntualizarse dos hechos:

- 1) Los interruptores que conectan circuitos radiales, son los únicos que manejan toda la potencia de corto circuito en el resto de los interruptores la capacidad es siempre menor.
- 2) Los estudios de fallas suponen disponibilidad 100% de máquinas, lo cual es un criterio pesimista.

Respecto a los procedimientos de cálculo descritos en este volumen, proceden de la aplicación de la teoría de componentes simétricas del algoritmo para formar Z_{loop} y del algoritmo para formar Z_{bus} y dan como resultado: el valor RMS de la componente de alterna denominada "Rated short-circuit current"

Dos procedimientos se describen:

- 1) Cálculo a mano para sistemas pequeños.
 - El cálculo a mano tiene sus limitaciones; su aplicación procede si se acepta que: la obtención de los valores de falla puede complicarse tanto como se quiera, siempre en detrimento de la rapidez para obtener resultados. En ocasiones se emprenden discusiones sobre si un transformador trifásico repre

sentado en un circuito monofásico adelanta o atrasa 90° la corriente o el voltaje, sabiendo de antemano que tal defasamiento puede ser sólo de 30° ó 0° dependiendo de la conexión. Cuando el estudio se orienta para "estimar" capacidades interruptivas da lo mismo que el valor final sea 300 ó 320 ó 280, de todos modos el interruptor que se va a adquirir es de 500 MVA.; en ocasiones, el concepto de "bus infinito" es suficiente para sacar conclusiones. Si el cálculo es para coordinación de relés, la mayoría de los fabricantes acotan las curvas de operación a 20 veces el tap; que el valor de corriente sea 2180, 2240 amperes o algún otro valor cercano, carece de importancia. Los parámetros de líneas se calculan tomando la separación entre conductores más repetida; los parámetros del hilo de guarda varían con la magnitud de corriente, las longitudes de las líneas son generalmente aproximadas, el valor de la resistividad ρ es un promedio, etc.

Por otra parte, para una línea de transmisión de 115 KV y 75 Km:

$$\begin{aligned} Z &= 5.588 + j 32.2554 \text{ ohms} \\ &= 32.73 \angle 80.17 \text{ ohms} \end{aligned}$$

Llevar a cabo cálculos con la parte compleja de Z dará resultados aceptables, pues con respecto a la magnitud compleja la variación aparece en las décimas y es de 1.45%.

El procedimiento de cálculo a mano, trata con los conceptos necesarios, presenta un método que organiza la información y ofrece a "golpe de vista" resultados, evitando repetición en los cálculos, usando la parte compleja de la impedancia (reactancias) y de la admitancia (susceptancias).

- 2) La 2a. y 3a. partes hacen un análisis matricial del problema, son métodos abundantes en artificios y que deben aplicarse cuando el procedimiento "a mano" ofrece dificultades. Evidentemente si el cálculo es por computadora trabajar con valores complejos resulta conveniente. Existen los inevitables Apéndices donde aparecen los listados de los programas para computadora que corresponden a los métodos descritos en las partes 2 y 3 y algunos temas de interés aplicables en redes eléctricas.

Finalmente, si bien es obvio, debe recalcar que la intención de estas notas es buscar soluciones prácticas, es ésta la razón por la que se acepta como resultado único del cálculo de fallas, a las corrientes que son las que emplean para seleccionar capacidades interruptivas y para coordinar protecciones. Los voltajes,

cantidades fáciles de calcular mediante conceptos similares, - no se tratan en los apuntes. Todo el contenido, por último, - pretende a partir de soluciones particulares, generalizar los procedimientos, los conceptos generales se incluyen en los programas para el cálculo digital de fallas.

El crédito del método de cálculo manual de fallas corresponde al Ing. Sergio Guerrero Alcázar (8). Y el crédito de la elaboración de los programas para el cálculo de fallas por el método de Zbus (TRIFA y MONOFA) es para el Ing. Alfredo Chi Azamar.

R. GUERRERO C.
DEPTO. DE ANALISIS DE
REDES ELECTRICAS. CFE

2.- REFERENCIAS

- (1) Stagg G. W. y El-Abiad: "Computer Methods in Power System Analysis" Mc-Graw -Hill Book - Company.
- (2) Byerly R.T., Long R.W., Beldwin C. J., y King C. W.: "Digital Calculation of Power System Networks Under Faulted Conditions". AIEEE -- Transactions Febrero 1959: pág. 1296-1307.
- (3) Brown H.E., Person C.E., Kirchmayer L.K. y - Stagg G.W. "Digital Calculation of 3-Phase - Short Circuits by Matrix Method". AIEE Transactions, Febrero 1961; pág. 1277-1282.
- (4) Byerly R.T., Long R.W., y King C.W.; "Logic - for Applying Topological Methods to Electric Networks" AIEE Transactions, Noviembre 1958,- pág. 657-667.
- (5) El-Abiad A. H.; "Digital Calculation of Line to Ground Short Circuits by Matrix Method" -- AIEE Transactions, Junio 1960, pág. 323-332.
- (6) Brown H.E. y Person C.E.: "Short Circuit Studies of Large Systems". Power Systems Computations Conference, Stockholm, Junio 27 - Julio 1 de 1966.
- (7) Freris L. L., Sasson A.M. "Investigation of - the Load-Flow Problem. Proc. IEE, Vol. 115,- No. 10, Octubre 1968, pág. 1459-1470.

- (8) . Guerrero Sergio A., Guerrero Rafael C.; "Estudios de Fallas en Sistemas pequeños." Publicación CFE 1963.
- (9) Guillemín Ernst A.; "Introductory Circuit Theory." Wiley Edición 1953.
- (10) Purdue Energy Research and Education Center; "A - - Network Representation and Reduction Study. User's Manual." Purdue University Lafayette. Indiana.

El estudio de las fallas en sistemas de potencia es un tema de gran importancia en el diseño y operación de estos sistemas. Este estudio permite determinar las causas de las fallas, sus consecuencias y las medidas preventivas que deben tomarse para evitar su ocurrencia. En este documento se abordará el cálculo de fallas en sistemas de potencia, considerando los diferentes tipos de fallas y los métodos utilizados para su análisis.

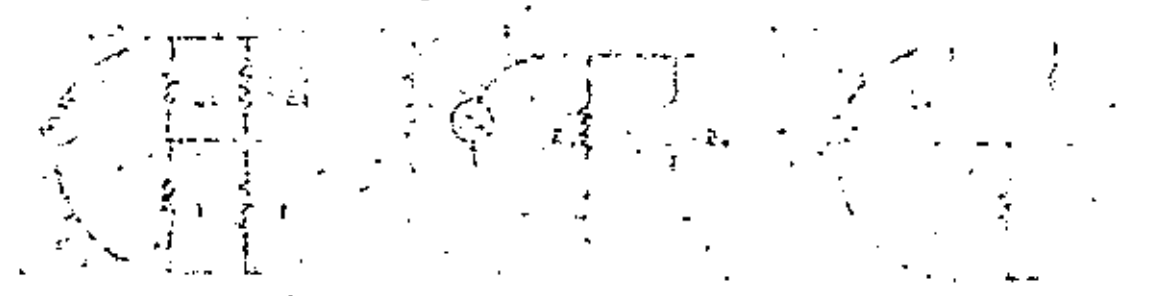
El cálculo de fallas en sistemas de potencia se realiza mediante el uso de métodos matemáticos que permiten determinar la magnitud de las fallas y su evolución en el tiempo. Estos métodos se basan en la modelización del sistema de potencia y en la aplicación de las leyes de conservación de la energía y la potencia. El resultado de estos cálculos es una serie de curvas que muestran la evolución de las variables del sistema durante la falla.

CALCULO DE FALLAS EN SISTEMAS DE POTENCIA

El cálculo de fallas en sistemas de potencia se realiza mediante el uso de métodos matemáticos que permiten determinar la magnitud de las fallas y su evolución en el tiempo. Estos métodos se basan en la modelización del sistema de potencia y en la aplicación de las leyes de conservación de la energía y la potencia. El resultado de estos cálculos es una serie de curvas que muestran la evolución de las variables del sistema durante la falla.

El cálculo de fallas en sistemas de potencia se realiza mediante el uso de métodos matemáticos que permiten determinar la magnitud de las fallas y su evolución en el tiempo. Estos métodos se basan en la modelización del sistema de potencia y en la aplicación de las leyes de conservación de la energía y la potencia. El resultado de estos cálculos es una serie de curvas que muestran la evolución de las variables del sistema durante la falla.

El cálculo de fallas en sistemas de potencia se realiza mediante el uso de métodos matemáticos que permiten determinar la magnitud de las fallas y su evolución en el tiempo. Estos métodos se basan en la modelización del sistema de potencia y en la aplicación de las leyes de conservación de la energía y la potencia. El resultado de estos cálculos es una serie de curvas que muestran la evolución de las variables del sistema durante la falla.



El cálculo de fallas en sistemas de potencia se realiza mediante el uso de métodos matemáticos que permiten determinar la magnitud de las fallas y su evolución en el tiempo. Estos métodos se basan en la modelización del sistema de potencia y en la aplicación de las leyes de conservación de la energía y la potencia. El resultado de estos cálculos es una serie de curvas que muestran la evolución de las variables del sistema durante la falla.

3.- CONCEPTOS GENERALES

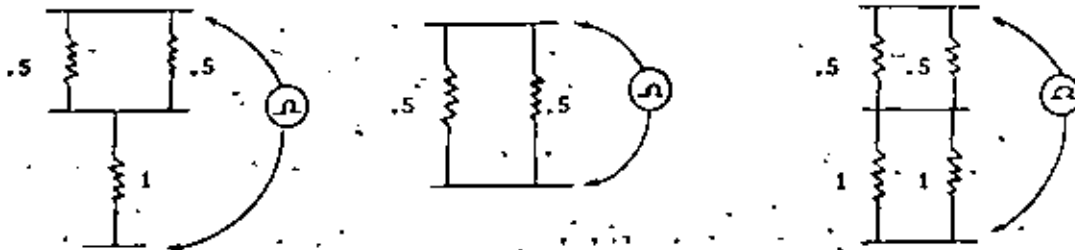
El sistema eléctrico representado en el diagrama unifilar está formado por elementos pasivos y elementos activos. En realidad el sistema así representado es un sistema trifásico o sea que la transmisión de energía de los centros de generación a los centros de carga se hace utilizando un sistema de tres fases y neutro modo convencional de transmitir energía; lo anterior, sin embargo, no impide su representación monofásicamente. Los elementos llamados pasivos como transformadores, líneas de transmisión, reactores, etc. son sumamente fáciles de representar. Los elementos activos como generadores, condensadores síncronos, motores de inducción, motores síncronos, requieren del comentario de una serie de conceptos para entender plenamente su representación.

Pretendemos por principio de cuentas obtener las magnitudes de las corrientes y voltajes cuando un nodo de la malla se conecta en corto circuito al nodo de referencia. El procedimiento de siempre para calcular dichas corrientes y voltajes es la aplicación de los teoremas de Thevenin y Norton.

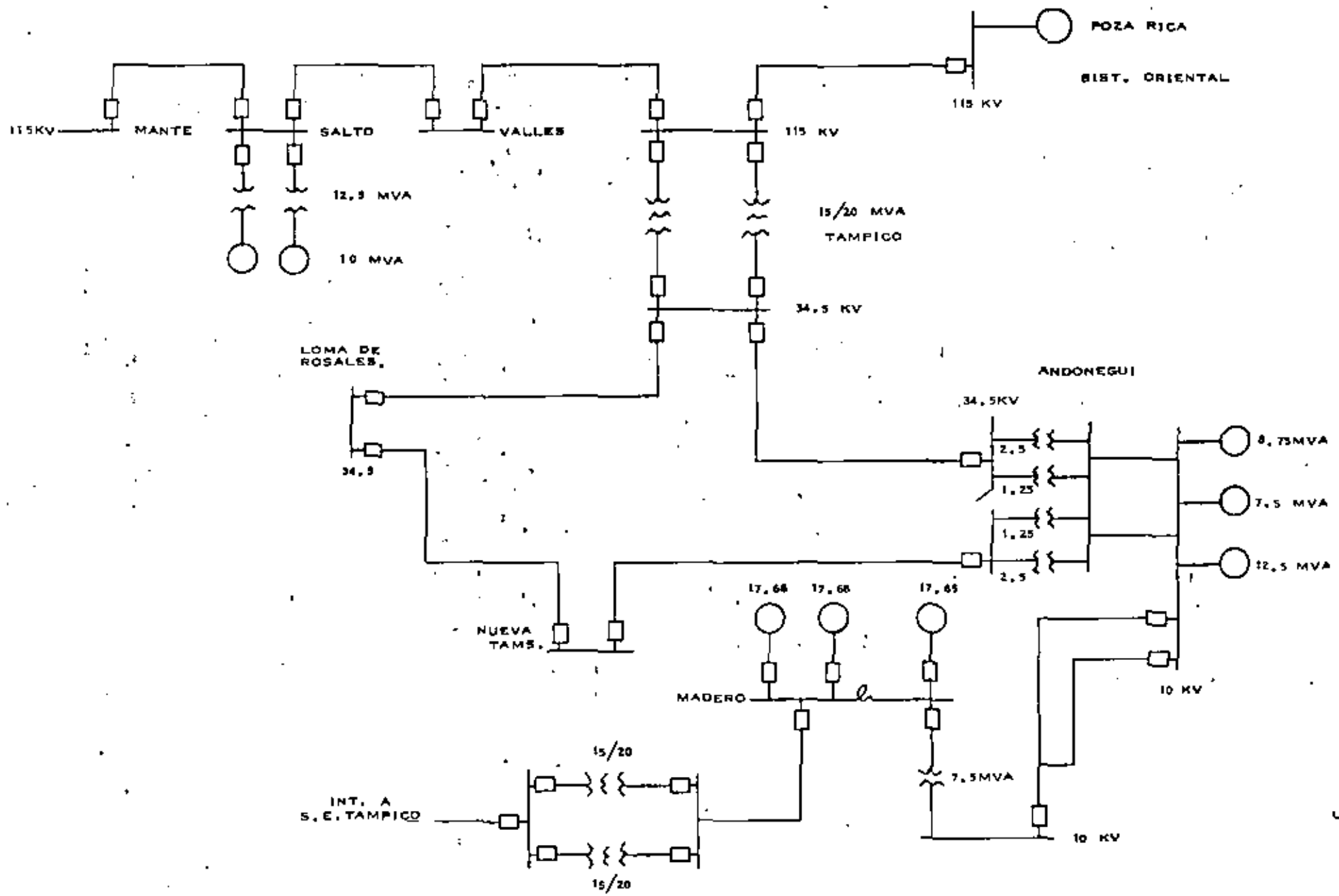
El teorema de Thevenin dice textualmente "Para un par de terminales, una red activa lineal se puede substituir por una fuente generadora de voltaje y una impedancia en serie con dicha fuente" Para medir la impedancia de Thevenin en dos puntos de la malla, uno de ellos el de referencia, deberán ponerse en corto circuito todas las fuentes generadoras de tensión, pero deben retenerse las impedancias internas, el voltaje de Thevenin es el voltaje que se mediría en esas mismas dos terminales con la red en condiciones normales.

Se puede afirmar que el teorema de Norton es complementario del anterior y textualmente dice: "Para un par de terminales, una red activa lineal se puede substituir por una fuente generadora de corriente y una impedancia en paralelo" Dicha impedancia se mide exactamente igual que como se hizo en el primer teorema y la corriente de Norton sería la que circularía si nosotros uniéramos sólidamente los puntos A y B en el equivalente de Thevenin.

Lo anterior se explica de la siguiente manera: para nosotros no representa ninguna dificultad entender que en las cuatro siguientes figuras mediríamos sucesivamente 1.25, 0.25 y 0.75 ohms

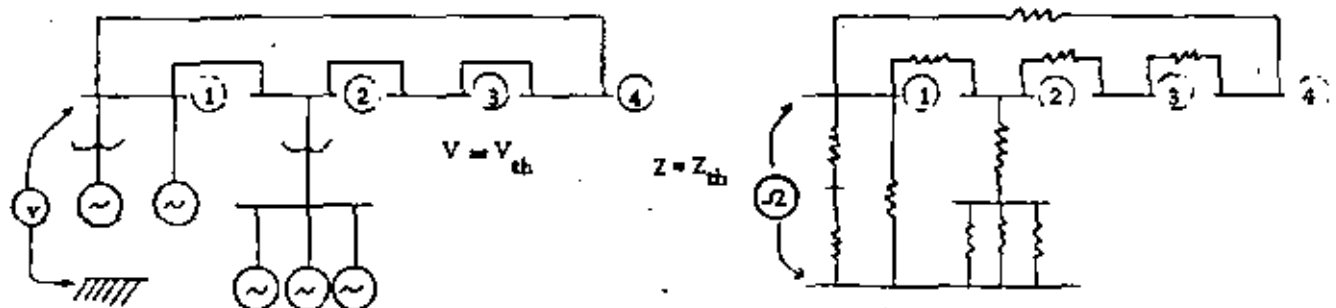


Asociando el procedimiento con el diagrama unifilar mencionado en primer término, cada uno de los elementos pasivos quedarán substituidos por sus impedancias correspondientes, todas las fuentes generadoras --

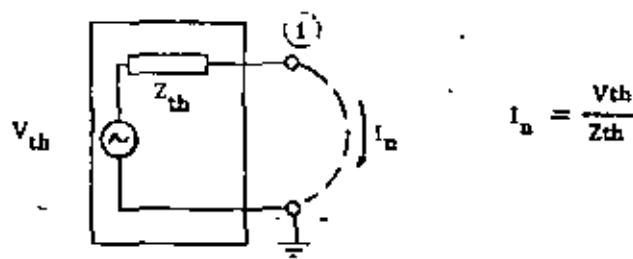


BISTEMA TAMFICO SIMPLIFICADO.

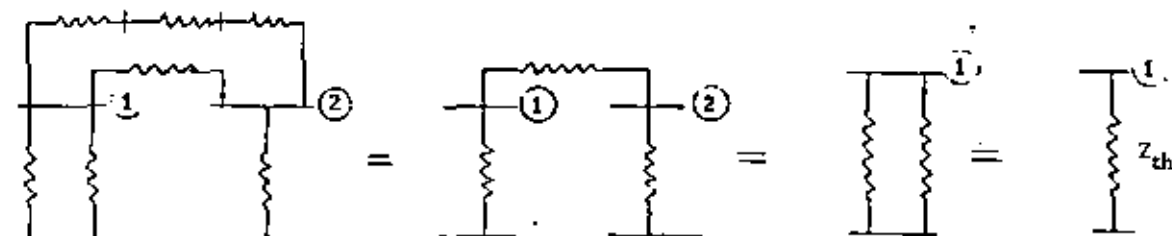
de tensión desaparecen y en su lugar se colocan las impedancias propias o internas



Abundando en lo anterior, si nos interesara conocer el comportamiento de la red para un corto circuito en el nodo 1, mediríamos la impedancia de Thevenin entre dicho nodo y la referencia. Para conocer el voltaje de Thevenin, con un voltmetro mediríamos la tensión entre los puntos 1 y referencia. Llevadas a cabo estas dos mediciones, podemos dibujar el circuito equivalente de Thevenin y aplicando el teorema de Norton, conocer la corriente total de corto circuito.



Ante la imposibilidad de medir directamente la impedancia de Thevenin (nadie se atrevería a medir con un ohmetro la impedancia entre el bus de 400 KV de la Subestación Puebla 2 y tierra) se dibuja en el papel una red equivalente y mediante aritmética simple, transformación serie-paralelo y delta-estrella, dicho valor puede ser calculado.



Selección de Bases.

La información disponible respecto a los parámetros de la red equivalente viene dada en dimensiones distintas, puede ser en ohms, en porcentaje o en por-unidad, inclusive los voltajes nominales de operación son diferentes. Es entonces evidente la necesidad de hacer homogénea la información disponible. Si decidimos que todos los valores se manejen en --

por ciento, debe considerarse que el producto de dos cantidades deberá dividirse entre 100 y la división de dos cantidades deberá multiplicarse por 100; si la decisión del análisis es en ohms, deberá arrastrarse a lo largo del procedimiento un multiplicador igual a la relación de vueltas al cuadrado $(V_1/V_2)^2$. El método en por-unidad ofrece definitivamente más ventajas no sólo porque los datos de placa de generadores y transformadores pueden ser usados casi directamente, sino porque la información para estudios de flujos de potencia y estabilidad se hace en la totalidad de los casos manejando cantidades en por-unidad.

Consideramos por lo anterior, como único método conveniente el que maneje cantidades en por-unidad.

Como datos o como resultados del problema tendremos potencias, voltajes, corrientes e impedancias, por lo anterior, necesitamos bases o referencias de potencias, voltajes, corrientes e impedancias. Usualmente sólo una de estas cantidades se escoge con entera libertad, la potencia base; el resto de las bases o referencias es obligada. Puede afirmarse que el voltaje base es cantidad sujeta a selección lo cual es falso, ya que en el momento de plantear el problema o dibujar la malla equivalente los voltajes base ya están escogidos y son los nominales de operación.

Mediante el siguiente desarrollo se puede concluir que la afirmación anterior es válida y se puede concluir también que las mismas relaciones son válidas si se usan cantidades monofásicas o trifásicas.

Círculo Monofásico: Se escoge: KVA_{base}
 Se conoce: KV_{base}

$$I_{base} = \frac{KVA_{base}}{KV_{base}}$$

$$Z_{base} = \frac{KV_{base} \times 10^3}{I_{base}} = \frac{(KV_{base})^2 \times 10^3}{KVA_{base}} = \frac{(KV_{base})^2}{MVA_{base}}$$

Circuitos Trifásicos: Se escoge: KVA_{base}
 Se conoce: KV_{base}

Se obtiene: 1) $I_{base} = \frac{KVA_{base}}{\sqrt{3} KV_{base}}$ $KVA = \sqrt{3} KV \times I$

Un individuo de 1.75 m. de estatura representa 10/1 es la referencia el individuo de 1.80 m. es comparado con la referencia 1.0285% y uno de 1.90 será 1.085%.

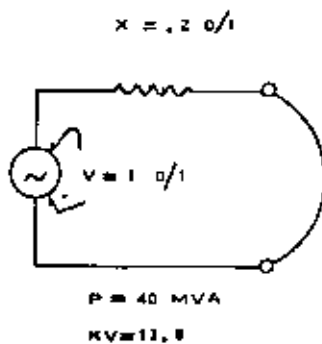
$$2) Z_{base} = \frac{\left(\frac{KV_{base}}{\sqrt{3}}\right) \times 10^3}{I_{base}} = \frac{\left(\frac{KV_{base}}{\sqrt{3}}\right) \times 10^3}{\frac{KVA_{base}}{\sqrt{3} \times KV_{base}}}$$

$$= \frac{\left(\frac{KV_{base}}{\sqrt{3}}\right) \cdot \sqrt{3} \cdot KV_{base} \times 10^3}{KVA_{base}}$$

$$= \frac{(KV_{base})^2}{\frac{KVA_{base}}{10^3}} = \frac{(KV_{base})^2}{MVA_{base}}$$

En realidad, como afirmación final, se dice que existe una potencia, base única, tantos voltajes base como voltajes de generación, transmisión y distribución tenga la red; lo anterior nos lleva como consecuencia, a aceptar tantas impedancias y corrientes base como voltajes base tenga la red; de esta manera se toman en cuenta las relaciones de transformación.

A la potencia base se le asigna cualquier valor, generalmente la potencia más veces repetida o una facial para las operaciones, y como se demuestra en el cálculo sencillo que se lleva a cabo enseguida, si bien los valores de I_N en por unidad son distintos, los resultados finales en amperes siempre son iguales ($I = 8377.31$ amps.)



$$P_{BASE} = 100$$

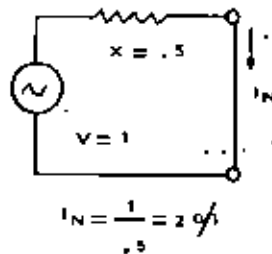
$$KV_{BASE} = 13.8$$

$$I_{BASE} = 4188.66$$

$$P_{BASE} = 50$$

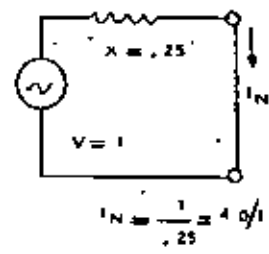
$$KV_{BASE} = 13.8$$

$$I_{BASE} = 2094.33$$



$$I_{CC} = 2 \times 4188.66$$

$$= 8377.31 \text{ AMPS}$$



$$I_{CC} = 4 \times 2094.33$$

$$= 8377.31 \text{ AMPS}$$

4.- CIRCUITOS EQUIVALENTES DE TRANSFORMADORES

Componentes Simétricas.

El circuito equivalente de un transformador trifásico, dependiendo de sus conexiones, es diferente cuando se intercala en una red de secuencia positiva o cuando se intercala en una red de secuencia cero. Es por lo tanto oportuno, recordar los fundamentos respecto a la teoría de las componentes simétricas.

La parte fundamental de teoría es sumamente sencilla y como tal, deberá entenderse sin pretender buscarle complicaciones.

La separación de un vector en componentes para simplificar procedimientos de cálculo es de uso común, así un voltaje o corriente de alterna formado por dos componentes en cuadratura, se expresa como:

v = v1 + j v2

El número de componentes pudiera ser, evidente, mayor que dos. Así:

E = IZ = (I1 + I2)Z es válido si:

I1 + I2 = I

E = IZ = (I1 + I2 + I3)Z se cumple si:

I1 + I2 + I3 = I

En las relaciones anotadas arriba podríamos decir en primer lugar que I1 e I2 son "componentes" de la corriente I, y también que I1, I2 e I3 son "componentes" de la corriente I.

Con un criterio similar se establece que:

Va = Va1 + Va2 + Va0

Vb = Vb1 + Vb2 + Vb0

Vc = Vc1 + Vc2 + Vc0

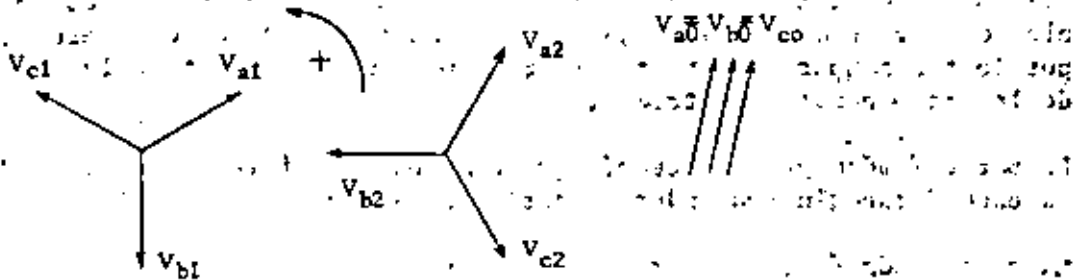
o sea, en un sistema trifásico desbalanceado el vector voltaje de cada fase será igual a la suma de tres componentes llamados de secuencia positiva, negativa y cero.

Las componentes de secuencia positiva, acompañadas con índice 1, son tres vectores de igual magnitud y separación angular de 120° entre ellas con secuencia normal ABC.

Las componentes de secuencia negativa, acompañadas con índice 2, son tres vectores de igual magnitud y separación angular de 120°, con secuencia ACB.

Las componentes de secuencia cero, acompañadas con índice 0 serán tres vectores de la misma magnitud y de la misma dirección.

Podemos considerar que las componentes simétricas de determinado sistema trifásico desbalanceado son las que se anotan enseguida:



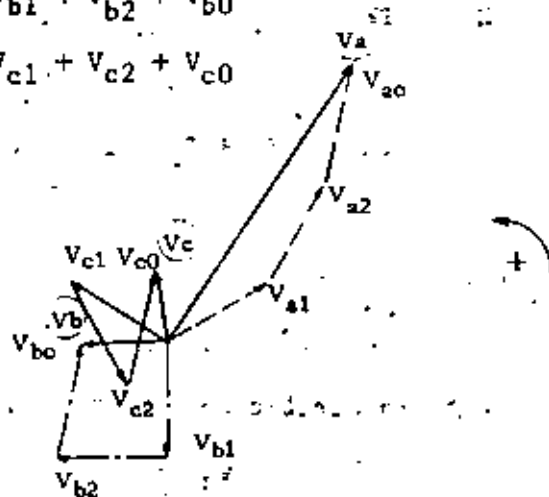
El sistema trifásico desbalanceado es fácil de graficar, si aplicamos las relaciones:

$$V_a = V_{a1} + V_{a2} + V_{a0}$$

$$V_b = V_{b1} + V_{b2} + V_{b0}$$

$$V_c = V_{c1} + V_{c2} + V_{c0}$$

y será el que se anota enseguida:



OPERADOR a

El operador "a" es un vector de magnitud unitaria y dirección 120° , - puesto en forma cartesiana será:

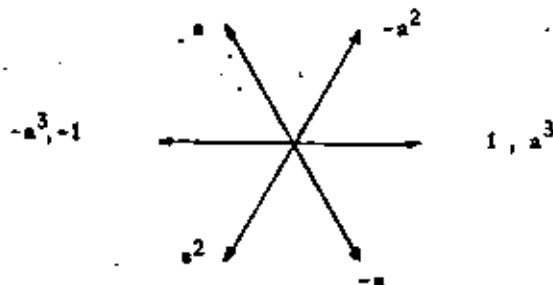
$$a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

De la misma manera el operador a^2 será un vector de magnitud unitaria y dirección 240° ó 120° que puesto en forma cartesiana será:

$$a^2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Y finalmente el operador a^3 será un vector de magnitud unitaria y ángulo cero grados.

Aplicando el operador "a" a un vector particular, este vector no -- cambiará su magnitud solamente su dirección que será "adelantada" de acuerdo con el ángulo asociado con el operador "a".



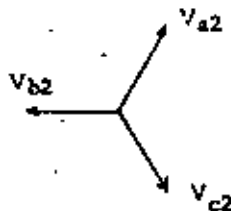
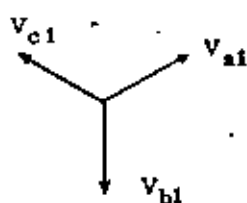
La propiedad de uso más general en el desarrollo de relaciones entre componentes simétricas será la anotada enseguida:

$$a = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a^2 = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a + a^2 = -1 \implies a^2 + a + 1 = 0$$

El operador "a" aplicado a las componentes simétricas del sistema -- trifásico desbalanceado da las siguientes relaciones:



$$V_{a0} = V_{b0} = V_{c0}$$



$$V_{b1} = a^2 V_{a1}$$

$$V_{b2} = a V_{a2}$$

$$V_{b0} = V_{a0}$$

$$V_{c1} = a V_{a1}$$

$$V_{c2} = a^2 V_{a2}$$

$$V_{c0} = V_{a0}$$

Por lo que las relaciones:

$$V_a = V_{a1} + V_{a2} + V_{a0}$$

$$V_b = V_{b1} + V_{b2} + V_{b0}$$

$$V_c = V_{c1} + V_{c2} + V_{c0}$$

Se modifican y quedan:

$$V_a = V_{a0} + V_{a1} + V_{a2}$$

$$V_b = V_{a0} + a^2 V_{a1} + a V_{a2}$$

$$V_c = V_{a0} + a V_{a1} + a^2 V_{a2}$$

Que expresado en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{a1} \\ V_{a2} \end{bmatrix}$$

Si denominamos:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix}$$

La inversa de A será:

$$A^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}$$

Puesto que se cumple que $AA^{-1} = I$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

entonces: $V_{\phi} = A V_s$

$$A^{-1} V_{\phi} = V_s$$

Que equivale a:

$$\begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{a1} \\ V_{a2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

o bien

$$3V_{a0} = V_a + V_b + V_c$$

$$3V_{a1} = V_a + aV_b + a^2V_c$$

$$3V_{a2} = V_a + a^2V_b + aV_c$$

Estamos pues en posibilidad de:

- a).- Calcular las cantidades de fase conocidas las componentes simétricas
- b).- Calcular las componentes simétricas en función de las cantidades de fase.

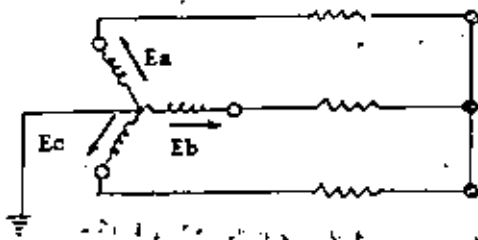
Siempre y cuando se respeten estrictamente las reglas que limitan el uso de las componentes simétricas.

- 1).- Voltajes de secuencia positiva, negativa o cero inducen únicamente corrientes de secuencia positiva, negativa o cero respectivamente.
- 2).- Corrientes de determinada secuencia sólo podrán producir voltajes de esa misma secuencia.
- 3).- Los puntos 1 y 2 se resumen diciendo que: no existe interacción entre secuencias distintas.
- 4).- Los elementos activos de la red, sólo generarán voltaje de secuencia positiva. Lo anterior es obvio; para que una máquina genere tensiones de secuencia negativa tendría que girar en sentido contrario. Sería así mismo imposible que V_a , V_b , V_c fueran iguales en magnitud y estuvieran en fase, característica de las cantidades de secuencia cero.
- 5).- Los voltajes de secuencia negativa y cero se consideran generados en el punto de falla; disminuyen en magnitud tan pronto nos alejamos de ese punto.
- 6).- El voltaje de secuencia positiva es cero en el punto de falla y máximo en los puntos de generación.
- 7).- Como las corrientes de secuencia cero, están en fase y son del mismo tamaño, necesitan el neutro, 4o. conductor, conexión a tierra, para poder circular.

Para establecer la consistencia de este recurso y las interconexiones entre redes para distintos tipos de fallas, consideremos que la máquina de la figura está en vacío, pero excitada de tal modo que $I_a, I_b, I_c = 0$; en el instante t_0 se produce un corto circuito que podrá ser:

Interconexión de mallas para distintos tipos de falla.

Trifásico,



Tomando I_a como referencia

para secuencia positiva:

$$3I_{a1} = I_a + aI_b + a^2I_c$$

como: $I_b = a^2I_a$

$I_c = aI_a$

$$3I_{a1} = 3I_a \quad I_{a1} = I_a$$

para secuencia negativa:

$$3I_{a2} = I_a + a^2I_b + aIc$$

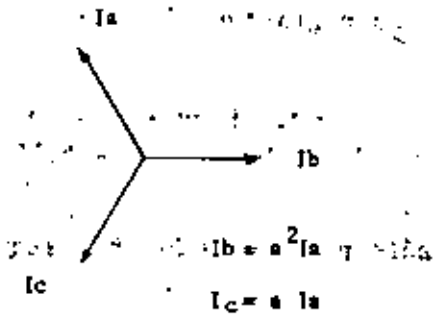
$$= I_a + aIa + a^2Ia$$

$$= I_a (1 + a + a^2) = 0$$

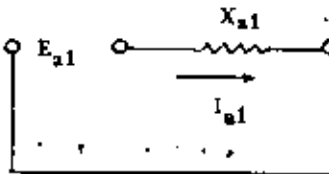
para secuencia cero:

$$3I_{a0} = I_a + I_b + I_c$$

$$= 0$$



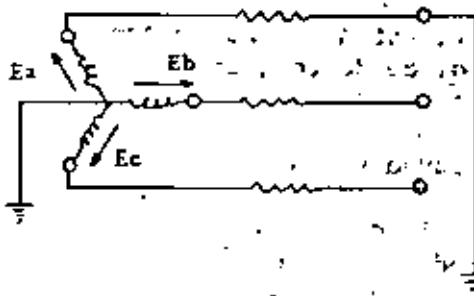
El resultado es consistente: en condiciones trifásicas balanceadas sólo existe secuencia positiva, y la red de secuencia (+) será:



$$I_{a1} = I_{cc} = \frac{E_a}{X_{a1}}$$

De Fase a tierra:

Evidentemente



$$\begin{aligned} V_a &= 0 \\ I_b &= 0 \\ I_c &= 0 \end{aligned}$$

como $I_b = a^2 I_{a1} + a I_{a2} + I_{a0} = 0$

e: $I_c = a I_{a1} + a^2 I_{a2} + I_{a0} = 0$

$(I_b - I_c) = (a^2 - a) I_{a1} + (a - a^2) I_{a2} = 0$

o bien $I_{a1} = I_{a2}$

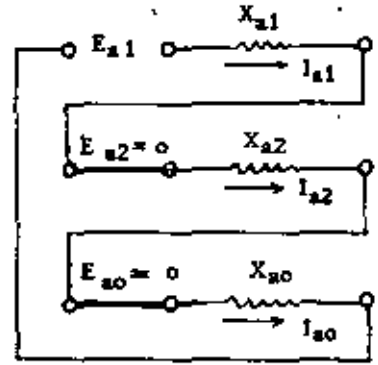
como $I_b = a^2 I_{a1} - a I_{a1} + (I_{a1} - I_{a1}) + I_{a0} = 0$

$(a^2 + a + 1) I_{a1} - I_{a1} + I_{a0} = 0$

de donde $I_{a1} = I_{a0}$

o sea: $I_{a1} = I_{a2} = I_{a0}$

Las redes dibujadas enseguida deberán conectarse en serie para cumplir con esta condición:



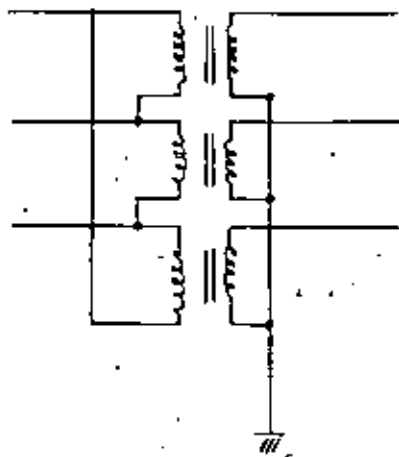
$I_{a1} = I_{a2} = I_{a0}$
 $= \frac{E_a}{X_{a1} + X_{a2} + X_{a0}}$

Entre fases:

Por ser de poca aplicación, los resultados de un análisis de fallas de 2 Fases - tierra y entre fases, se excluye de estas notas.

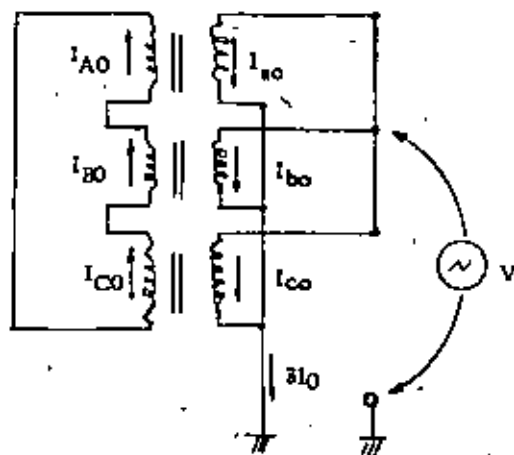
El circuito equivalente.

Respecto a los equivalentes para líneas, generadores y transformadores, el interesante al análisis para ser intercalado en la red de secuencia cero es este último. Vistas las conexiones, Delta o estrella de cada devanado, su comportamiento es radicalmente distinto y radicalmente cambia el aspecto de la red de secuencia cero. Así, deduzcamos el equivalente del transformador delta-estrella de la figura.



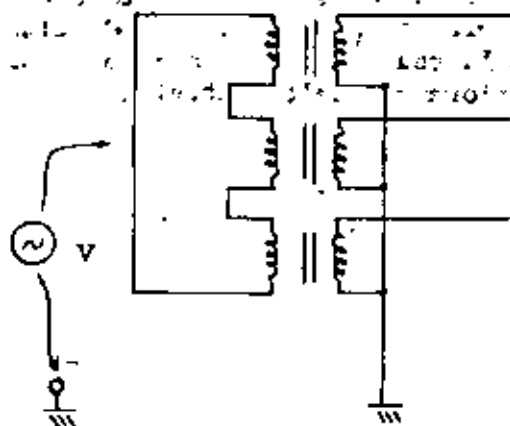
Se trata de hacer circular por él, corrientes de secuencia cero (en fase e iguales en tamaño). De acuerdo con los párrafos (1), (5) y (7) que restringen el uso de las componentes simétricas se nos ocurre, poner en corto el devanado en estrella y alimentar con un voltaje monofásico aplicado entre el corto circuito y tierra -- (4° conductor) en estas condiciones, por el devanado en estrella fluyen tres corrientes iguales en ángulo y magnitud que se suman en el neutro de tal modo que por él circula

$$3I_{a0} = I_{a0} + I_{b0} + I_{c0}$$

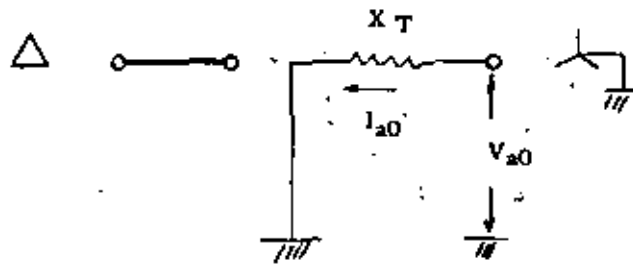


Cada corriente induce en la delta I_{A0} , I_{B0} e I_{C0} que por ser iguales y en fase circularán en la delta. Si el procedimiento se repite para la delta:

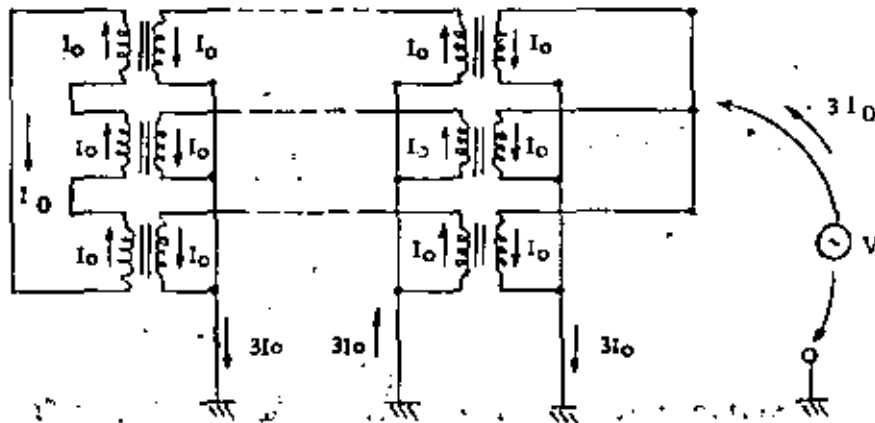
la corriente vale cero, lo que indica que $Z = \infty$ o sea el circuito para secuencia cero, está abierto.



El equivalente monofásico será

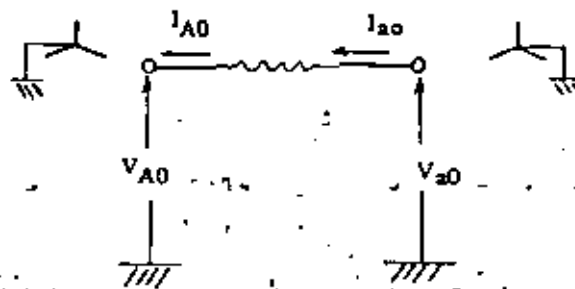


El otro equivalente interesante es el que corresponde al transformador con neutro aterrizado. La inyección de corriente ($3I_{a0}$) que se intenta en cualesquiera de los dos devanados, tendrá éxito sólo si el otro devanado termina a través de conexiones externas en otro transformador (ver figura)



Bastaría con abrir cualquier neutro para que el circuito se comportara como si $Z = \infty$

El equivalente monofásico sería el de la figura, y se dice que "deja pasar la secuencia cero"



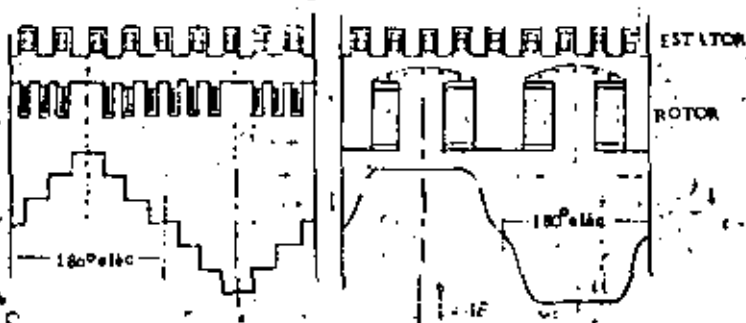
5.- COMPORTAMIENTO DE LA MAQUINA SINCRONA DURANTE FALLAS

Todos los sistemas de potencia operan a frecuencia constante, y la capacidad de generación se obtiene mediante máquinas síncronas. La relación que existe entre la velocidad de sincronismo N_s , la frecuencia f y el número de polos p del rotor es:

$$N_s \text{ rev/mín} = 120 f/p$$

Ocasionalmente parte de la capacidad de generación se obtiene mediante generadores asíncronos y con bastante más frecuencia el exceso o falta de potencia reactiva se cubre con condensadores síncronos.

Los generadores son en su gran mayoría de dos tipos, dependiendo de la velocidad de la turbina. Con turbinas de vapor, son posibles altas velocidades 3600, 1800 revs/mín para 60 ciclos con dos y cuatro polos respectivamente; debido a la gran velocidad periférica se requiere que el rotor sea cilíndrico o sea: fabricado de una sola pieza de acero forjado con ranuras longitudinales en donde se aloja el devanado de los polos.



Con turbinas hidráulicas la velocidad varía en un rango de 150 a 600 rpm, dependiendo del tipo de rueda móvil de la turbina y de la carga hidrostática; debido a que la velocidad periférica es pequeña, se requiere que el estator sea de gran diámetro con un número grande de polos. Estas máquinas tienen polos laminados sujetos al "spider", razón por la cual se designan como de "polos salientes"

En cualquiera de las dos la fem inducida por fase está dada por la relación:

$$E = 2k_1 k_2 k_3 \phi Z f$$

donde: ϕ es el flujo por polo
 Z es el número de conductores en serie por fase
 f es la frecuencia
 k_1 k_2 y k_3 combinados dan 1.05 aproximadamente para

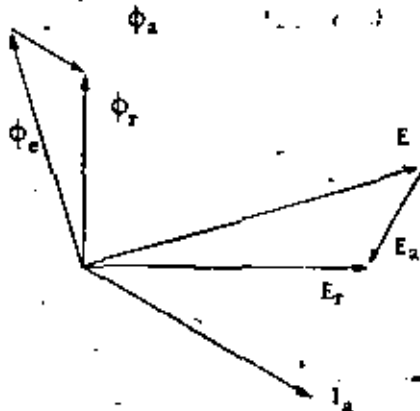
Y si bien, los flujos están bien lejos de una forma senoidal, el voltaje terminal sí lo es, mediante el proceso de sumar los voltajes generados en los conductores individuales.

Desde el punto de vista eléctrico, existen dos diferencias entre las máquinas de polos lisos (rotor cilíndrico) y los de polos salientes; la primera: las variaciones cíclicas del rotor con respecto a la velocidad síncrona se amortiguan mediante la producción de corrientes parásitas en el rotor. La máquina de polos salientes (polos laminados) no es autosuficiente para amortiguar esas desviaciones, es por esto que generalmente se adiciona el "devanado amortiguador" que no es otra cosa que una jaula de ardilla ubicada en la superficie de los polos, donde las corrientes inducidas pueden circular. La segunda y más importante diferencia es que la reluctancia del entrehierro en la de rotor-liso es casi uniforme en toda la circunferencia del rotor; en la de polos salientes varía enormemente de un valor máximo entre polos (eje q) a un valor mínimo frente a la superficie del polo (eje d); es por esta razón que los dos tipos de máquinas tienen para el análisis de regulación diagramas vectoriales distintos.

Reactancia Síncrona

Una máquina de rotor liso podrá ser representada mediante un circuito equivalente previa aceptación de los siguientes razonamientos:

El flujo en el entrehierro se considera como la suma vectorial de dos flujos, uno producido por el campo y otro por la reacción de armadura (la corriente del estator produce este último); estos flujos se pueden traducir también como fmm generadas y así:



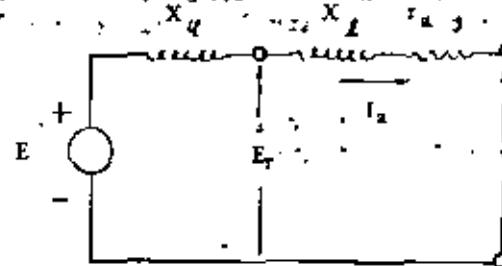
E_r , voltaje en el entrehierro es la suma vectorial de E , voltaje de excitación y E_a generado por la reacción de armadura.

Entonces:

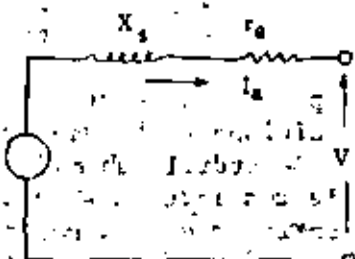
$$E - jI_a X_\psi = E_r$$

X_ψ es una constante de proporcionalidad relacionando E_a con I_a y se denomina como "reactancia magnetizante"

E_r , el voltaje en el entrehierro difiere de voltaje terminal (V) sólo por la caída en la resistencia y la reactancia de dispersión de la armadura o sea:



Si $X_s = X_v + X_\ell$

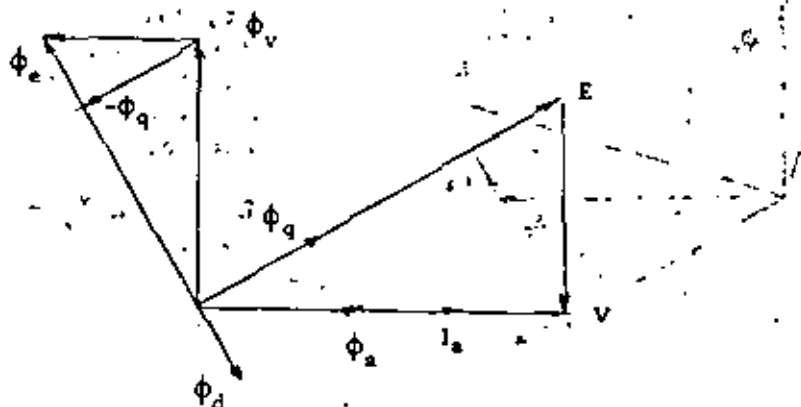


NOTA: X_ℓ involucra no sólo el flujo de dispersión sino también el flujo asociado con las armónicas creadas debido a que el flujo no es senoidal

REACTANCIA SÍNCRONA

La X_s se conoce como reactancia síncrona y en este caso (rotor liso) $X_d = X_s$

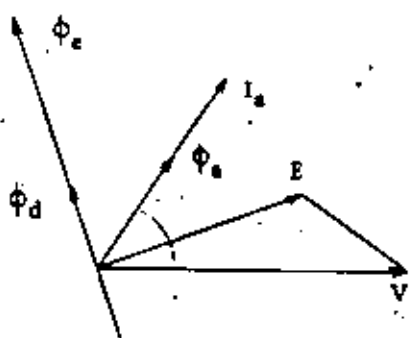
Para la máquina de polos salientes, los conceptos anteriores no son aplicables por las siguientes razones: el flujo ϕ_e (con la máquina en vacío produce la fem E) se modifica por el flujo ϕ_a (reacción de armadura) de tal modo que el flujo resultante ϕ_v genera el voltaje terminal V.



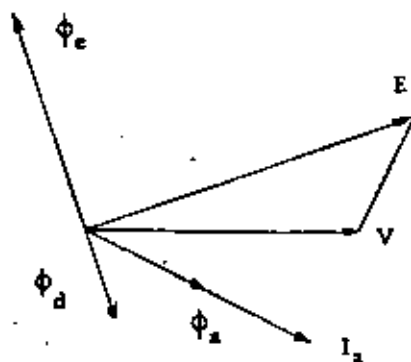
Este voltaje se obtiene si ϕ_a se resuelve en dos componentes, una en fase con E (eje en cuadratura q) y otra a 90° (eje directo d). ϕ_q causa un defasamiento de ϕ_v ; ϕ_d refuerza o debilita a ϕ_e , dependiendo del factor de potencia. Evidentemente, la reactancia en eje en cuadratura (trayectoria en aire) es mayor que la reactancia en eje directo (trayectoria en hierro) y como cualitativamente

$$\begin{aligned} \text{Flujo} &= \frac{\text{fmm}}{\text{Reluctancia}} \\ \text{inductancia} &= \frac{\text{flujo}}{\text{corriente}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_d &> X_q \\ X_d &= X_\ell + X_{\ell d} \\ X_q &= X_\ell + X_{\ell q} \end{aligned}$$

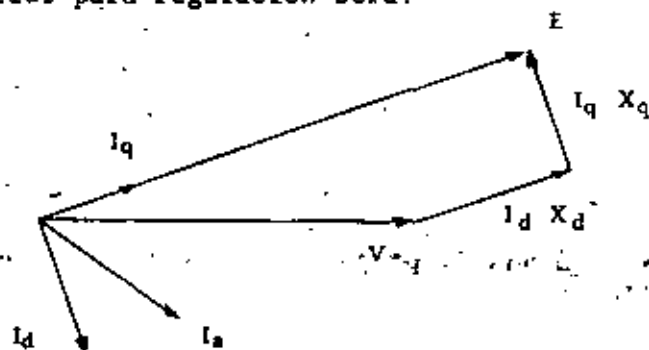


refuerza



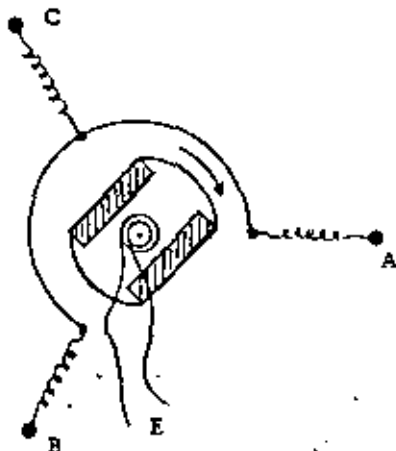
desmagnetiza

El diagrama vectorial para regulación será:



Reactancia de Secuencia Negativa

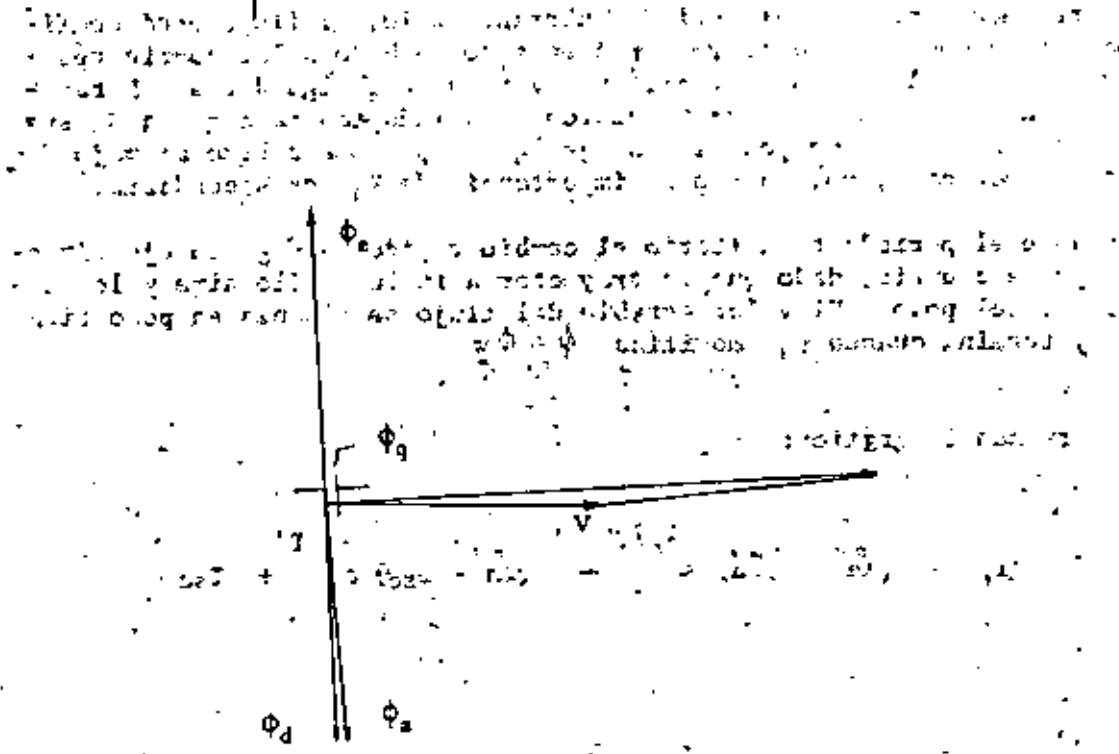
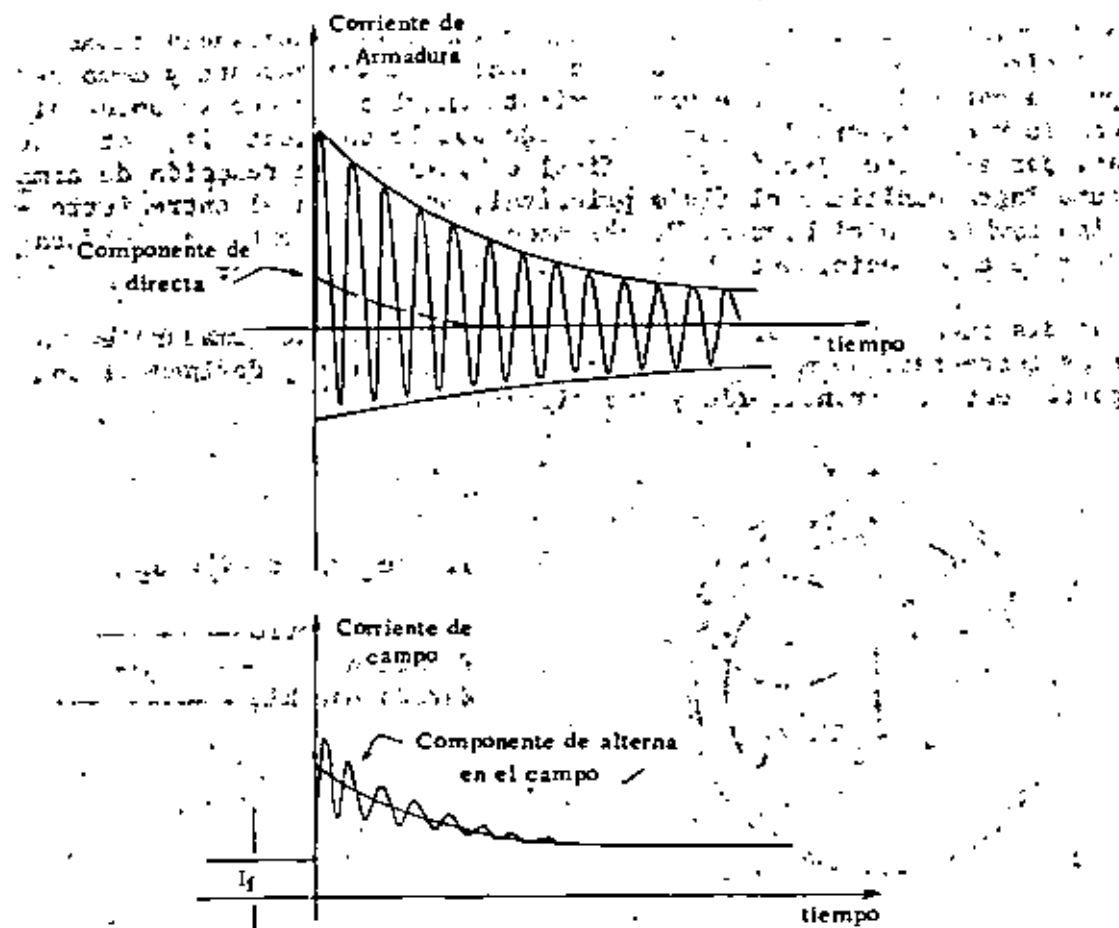
Cuando el rotor gira para generar el valor máximo de voltajes en orden abc se dice que la secuencia es abc. Aceptado que el rotor gira a velocidad síncrona, que el voltaje presente en las terminales abc gira a velocidad síncrona también, no habrá movimiento relativo entre el rotor y el campo producido por el estator y por lo tanto, no habrá fem inducida en campo ni corrientes parásitas en el hierro del rotor.



Si invertimos la secuencia del estator, existirá una frecuencia relativa entre el campo del estator y los conductores y metal del rotor de 120 ciclos; la máquina se comporta como un transformador con secundario en corto-circuito, operando a 120 ciclos cuya reactancia se llama de secuencia negativa; es generalmente más pequeña que X_d o X_q en las máquinas de polos lisos, es igual a $(X_q + X_d)/2$ en la de polos salientes.

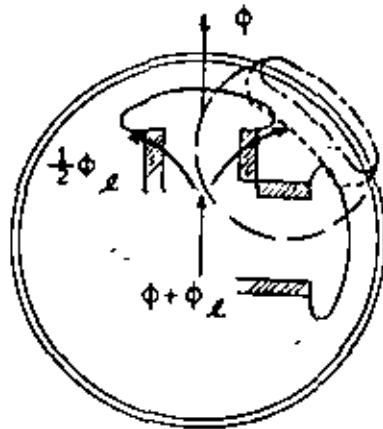
Reactancia transitoria y subtransitoria

Si suponemos que el oscilograma de la figura fue registrado cuando a una máquina en vacío y excitada para tener en sus terminales voltaje nominal, le aplicamos súbitamente un corto circuito trifásico en el instante t_0 y que los trazos pertenecen a la corriente de campo y a la corriente de armadura, notaremos que: la corriente de armadura crece y dado que el factor de potencia de ésta es atrasado y es muy pequeño, el efecto de la reacción de armadura es netamente desmagnetizante (razón por la que sólo se usan para el cálculo de fallas reactancias en eje directo).



Sin embargo, el flujo en los polos, debido a la inductancia grande del circuito del campo, no puede cambiar instantáneamente y como respuesta natural, se induce una corriente en el campo que se opone al cambio y que tendrá la misma dirección que la corriente I_f , antes de aplicar el corto circuito. Al final de cuentas, la reacción de armadura logra modificar el flujo principal, no sólo en el entrehierro sino también en el hierro, de tal modo que la corriente de armadura decrece exponencialmente hasta estabilizarse en un valor.

Las distintas trayectorias que emplea la reacción de armadura en varios instantes, se muestran en la siguiente figura y definen el comportamiento subtransitorio y transitorio



Trayectoria de flujos

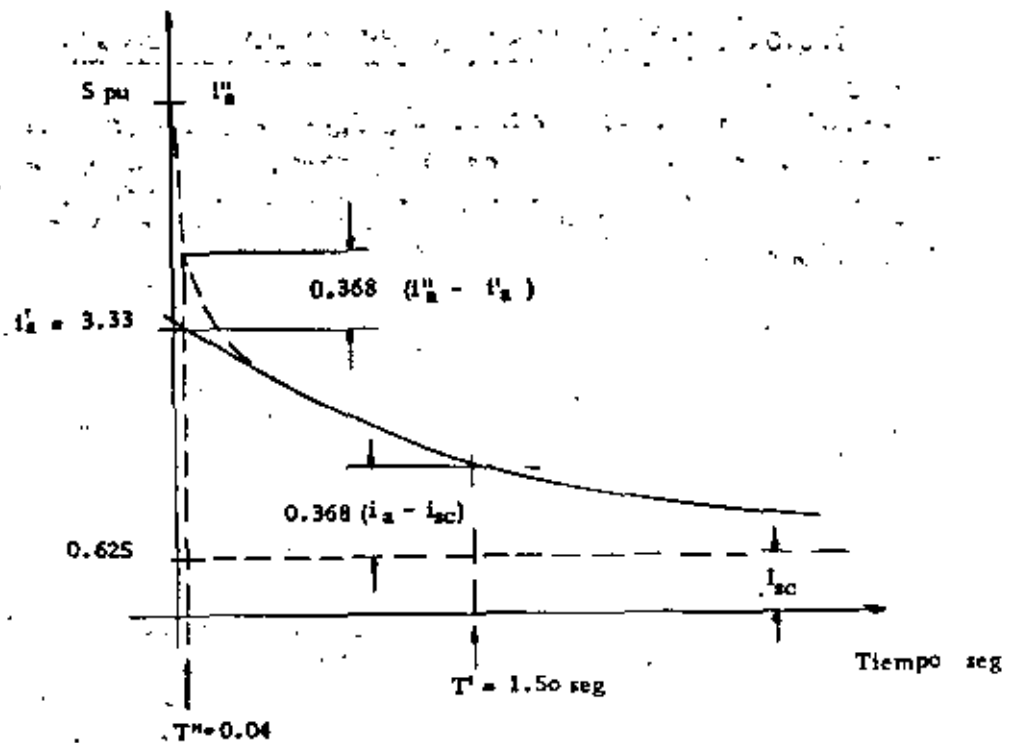
Subtransitorio ————
 Transitorio
 Estado estable ————

En resumen: durante el período subtransitorio, el flujo está confinado totalmente a una trayectoria en aire, debido a las corrientes inducidas en las caras del polo y devanados amortiguadores. Estas corrientes decaen rápidamente debido a la inductancia pequeña de sus trayectorias. — La componente en eje ϕ_q es pequeña debido al bajo factor de potencia, por lo que la importancia de X_q es secundaria.

Durante el período transitorio, el cambio rápido de ϕ_a en eje directo puede ocurrir, dado que la trayectoria incluye sólo aire y los extremos del polo. El valor estable del flujo se alcanza en poco tiempo y termina cuando ϕ_a modifica $\phi + \phi_e$

Observando la gráfica:

$$i_c = (i_a'' - i_a') e^{-t/T''} + (i_a' - I_{sc}) e^{-t/T'} + I_{sc}$$



Por lo tanto, la representación de la máquina se lleva a cabo mediante el uso de X''_d o X'_d , dependiendo de la aplicación del estudio (capacidades interruptivas o coordinación de relés) y si a eso agregamos las simplificaciones siguientes, la dificultad del problema se reduce sensiblemente.

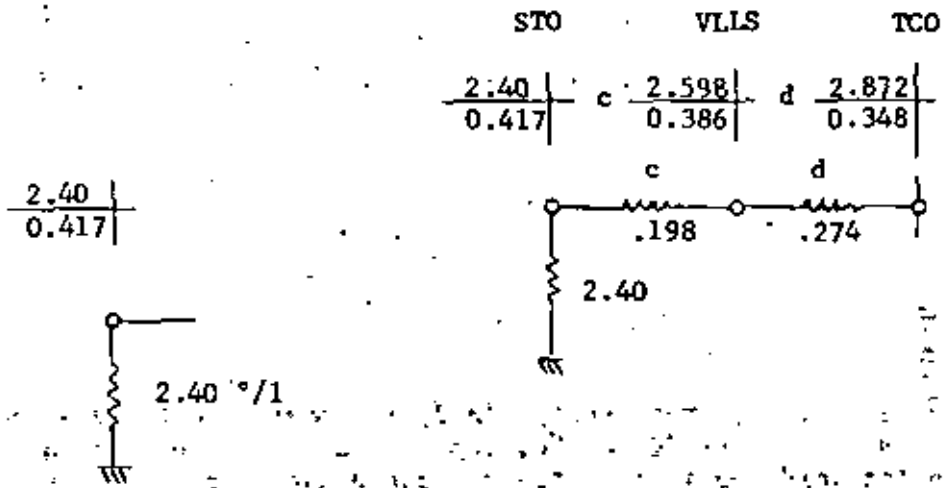
- 1) Todos los "shunts": cargas, efecto capacitivo se desprecian
- 2) Todos los transformadores se suponen en tap nominal
- 3) Todas las máquinas se representan por un voltaje constante atrás de su reactancia transitoria o subtransitoria
- 4) El flujo de corriente en la red previo a la falla, es cero; o sea, todos los voltajes de generación son iguales en magnitud y ángulo.
- 5) Las líneas de transmisión se suponen balanceadas, los acoplamientos mutuos son cero, excepto en secuencia cero.

6.- SOLUCION DE UN PROBLEMA REAL POR EL METODO MANUAL.

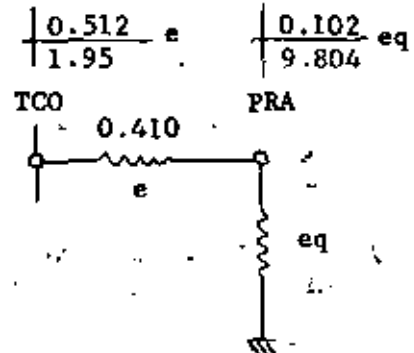
Partiendo de la información generalmente disponible, buscamos, tomando como base los conceptos anteriores, la solución para cortos - circuitos del sistema mostrado en el diagrama unifilar. El procedimiento a seguir aprovecha al máximo la información útil y se basa en lo siguiente:

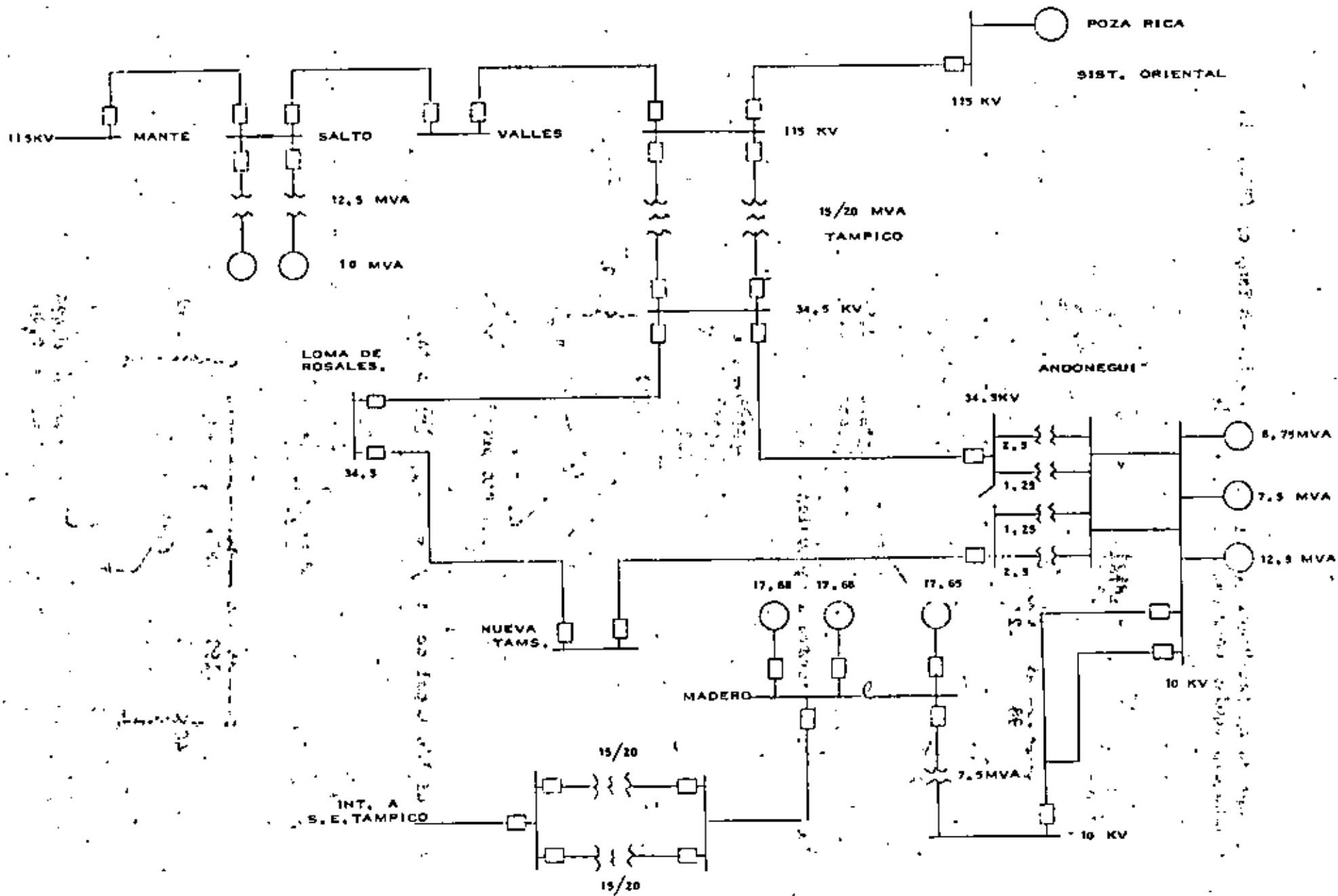
- 1) Todos los elementos de la red se identifican con una letra.

El análisis se empieza por un extremo y se contabilizan las sumas y las reducciones en paralelo, mediante un quebrado; en la parte superior se anota la reactancia y en la inferior la susceptancia, así:



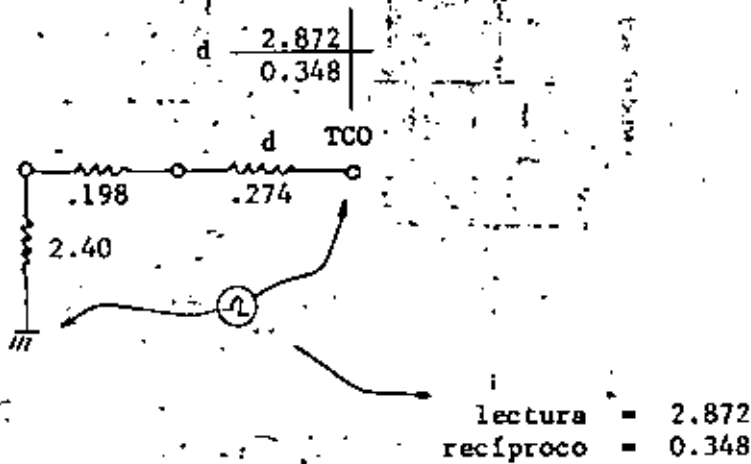
o también:



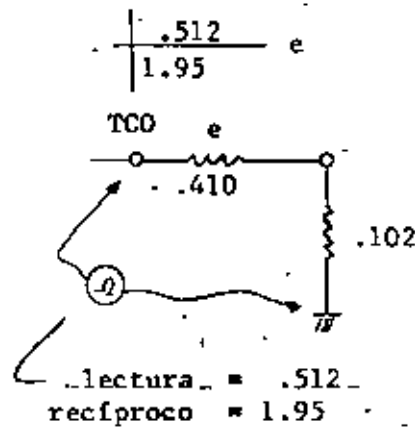


BISTEMA TAMPICO SIMPLIFICADO.

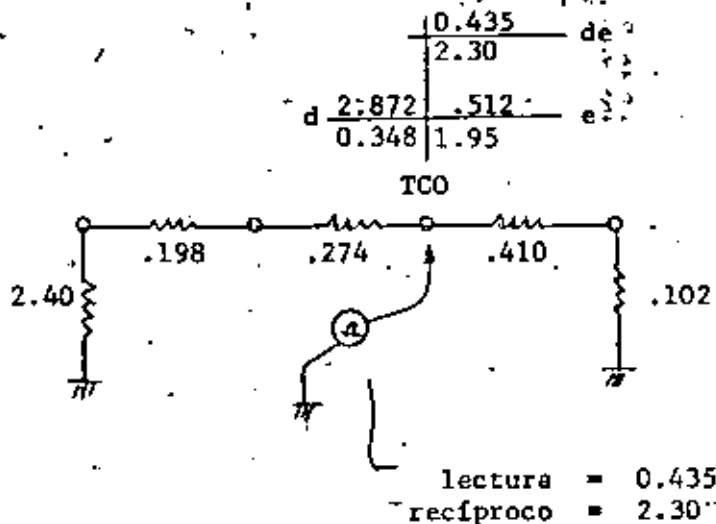
Lo anotado en las "antenas" indica por ejemplo: en Tampico (TCO) la reactancia equivalente hacia d es 2.872.



Hacia e la reactancia equivalente es:



La medición total de d y e en paralelo será:



En realidad de se calcula sumando las susceptancias parciales - - -
 (.348 + 1.95 = 2.30) que se anotan en el sitio adecuado; su recípro-
 co dará la reactancia total $X = 1/2.30 = 0.435$

Evidentemente, cuando es necesario llevar a cabo transformaciones - -
 delta-estrella el método fracasa, por lo que su uso se limita a siste-
 mas pequeños; para grandes redes se usan invariablemente procedimien-
 tos matriciales.

Aplicando este procedimiento racionalmente se forman las redes de se-
 cuencia positiva y cero (secuencia (-) igual a secuencia (+) general-
 mente) mismas que se muestran en las páginas siguientes.

El aprovechamiento de la información lograda se ejemplifica enseguida:

Problema Núm. 1

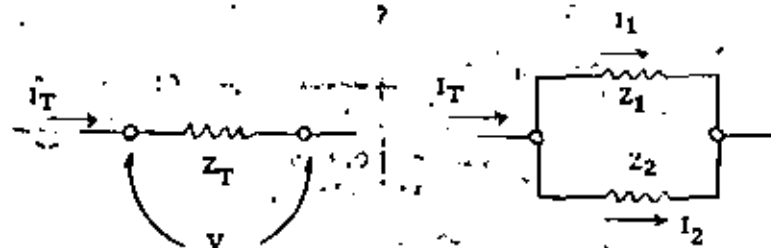
El valor de la falla trifásica en el bus de Valles (VLLS) será:

la impedancia (reactancia) de Thevenin = .4201

$$I_{cc} = \frac{V_{th}}{Z_{th}} = \frac{1}{.4201} = 2.38 \text{ } \circ/1$$

2.38 es un valor que ya estaba anotado como .4201/2.38; lo anterior
 quiere decir que a simple vista se conocen los valores de falla en to-
 dos los nodos de la red.

Las aportaciones tradicionalmente se calculan considerando que:



$$V = I_T Z_T = I_1 Z_1 = I_2 Z_2$$

son conocidas I_T , Z_T , Z_1 y Z_2 por lo tanto:

$$I_1 = \frac{I_T Z_T}{Z_1} = I_T \frac{Y_1}{Y_T}$$

$$I_2 = \frac{I_T Z_T}{Z_2} = I_T \frac{Y_2}{Y_T}$$

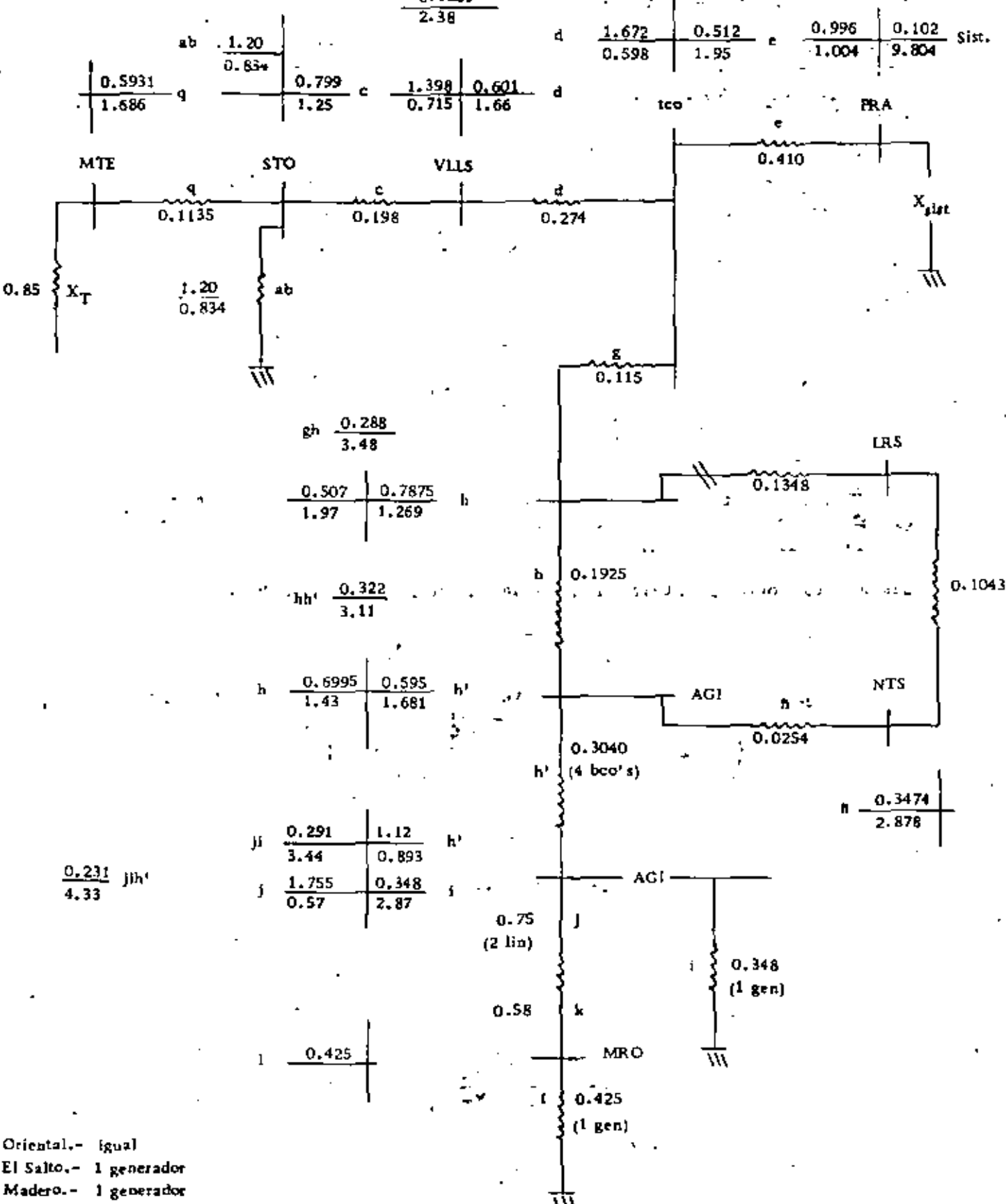
0,2735

3,656

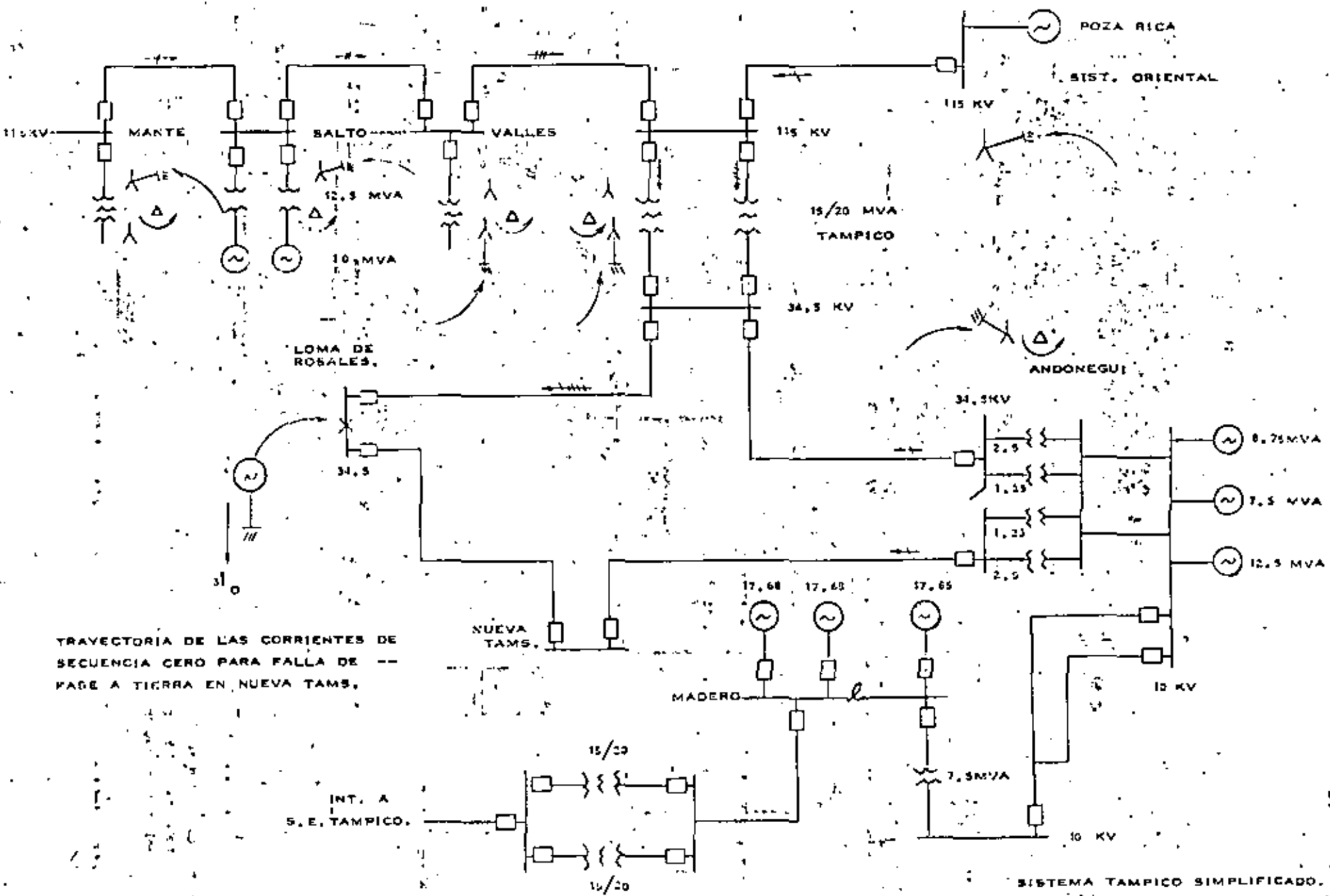
$\frac{0,4796}{2,085}$

$\frac{0,4201}{2,38}$

dg	$\frac{0,586}{1,706}$	$\frac{0,327}{3,058}$	eg
de	$\frac{0,392}{2,548}$	$\frac{0,9025}{1,108}$	e $\frac{0,0886}{11,284}$
d	$\frac{1,672}{0,598}$	$\frac{0,512}{1,95}$	e $\frac{0,996}{1,004}$ $\frac{0,102}{9,804}$ Sist.



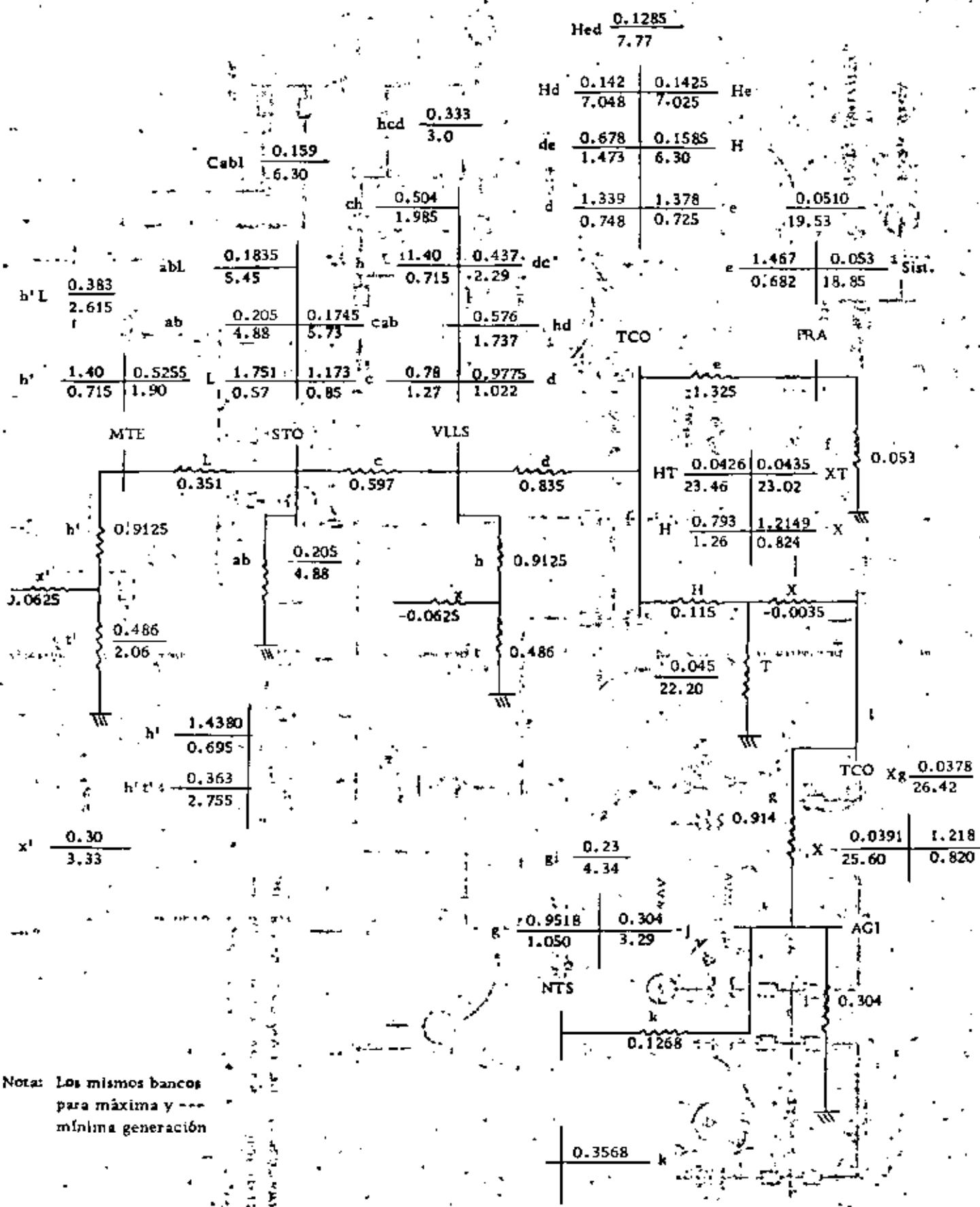
- Oriental.- Igual
- El Salto.- 1 generador
- Madero.- 1 generador
- Andobegui.- 1 generador



TRAYECTORIA DE LAS CORRIENTES DE SECUENCIA CERO PARA FALLA DE FASE A TIERRA EN NUEVA TAMS.

SISTEMA TAMPICO SIMPLIFICADO.

(O) MAXIMA GEN.
(I) MINIMA GEN.



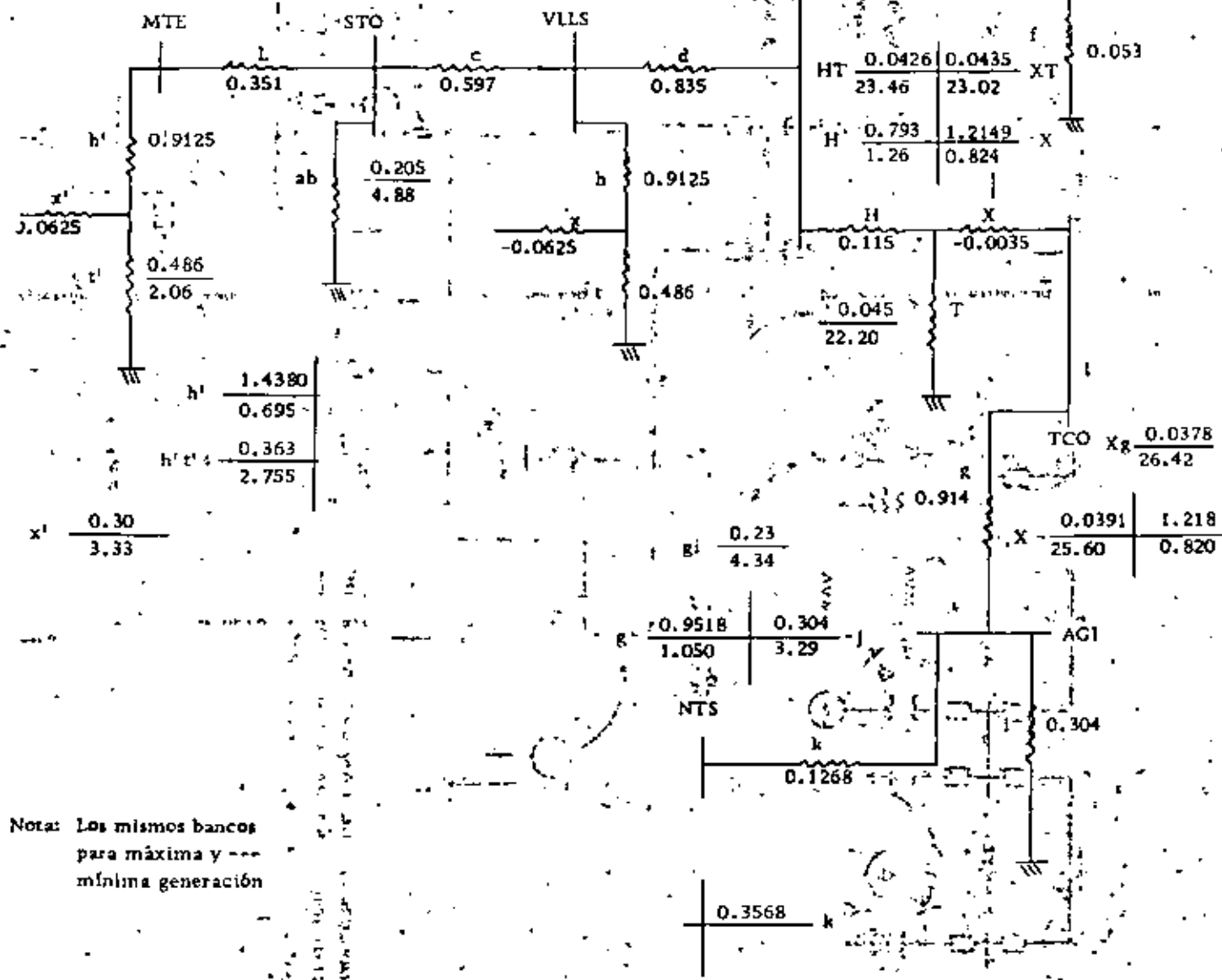
Hed $\frac{0.1285}{7.77}$

Hd	$\frac{0.142}{7.048}$	$\frac{0.1425}{7.025}$	He
de	$\frac{0.678}{1.473}$	$\frac{0.1585}{6.30}$	H
d	$\frac{1.339}{0.748}$	$\frac{1.378}{0.725}$	e
			$\frac{0.0510}{19.53}$

abl	$\frac{0.1835}{5.45}$		
ab	$\frac{0.205}{4.88}$	$\frac{0.1745}{5.73}$	
h'	$\frac{0.383}{2.615}$		
h'	$\frac{1.40}{0.715}$	$\frac{0.5255}{1.90}$	

hcd	$\frac{0.333}{3.0}$		
ch	$\frac{0.504}{1.985}$		
h	$\frac{1.40}{0.715}$	$\frac{0.437}{2.29}$	
cab	$\frac{0.576}{1.737}$		
c	$\frac{0.78}{1.27}$	$\frac{0.9775}{1.022}$	

e	$\frac{1.467}{0.682}$	$\frac{0.053}{18.85}$	Sist.
---	-----------------------	-----------------------	-------



Nota: Los mismos bancos para máxima y mínima generación

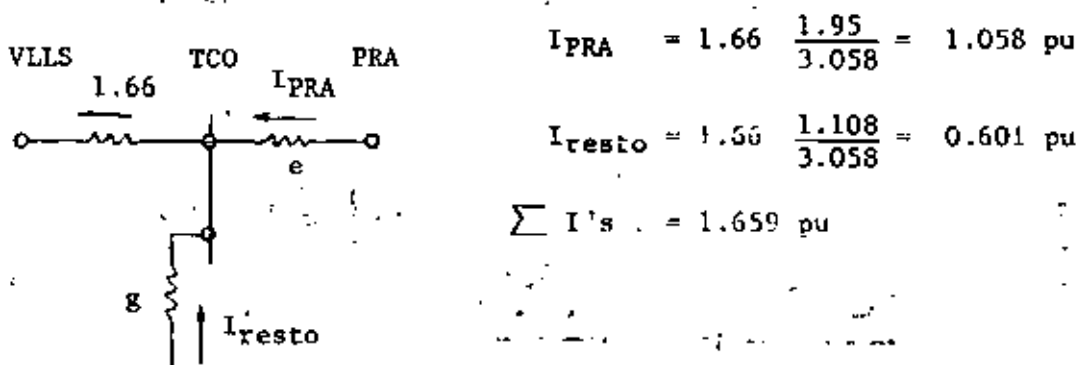
Para la falla total en Valles, es la suma de dos contribuciones, una procedente del Salto (STO) y la otra de Tampico (TCO)

$$I_{STO} = I_T \frac{Y_{STO}}{Y_T} = 2.38 \frac{0.715}{2.38} = 0.715 \text{ pu}$$

$$I_{TCO} = I_T \frac{Y_{TCO}}{Y_T} = 2.38 \frac{1.66}{2.38} = 1.66 \text{ pu}$$

Los dos valores 0.715 y 1.66 pueden leer directamente de la malla de secuencia positiva.

Si se desea saber qué porcentaje de la aportación de Tampico da Poza Rica (PRA) y qué tanto Andonegui, se procede de la siguiente manera:



$$I_{PRA} = 1.66 \frac{1.95}{3.058} = 1.058 \text{ pu}$$

$$I_{resto} = 1.66 \frac{1.108}{3.058} = 0.601 \text{ pu}$$

$$\sum I's = 1.659 \text{ pu}$$

eg	.327	
	3.058	
g	.9025	0.512
	1.108	1.95
		e

Problema Núm. 2

Determinar el valor de la falla de fase a tierra en el bus de Valles (VLLS)

Para fallas de fase a tierra la obtención, desafortunadamente, no es tan simple como cuando sólo se maneja secuencia (+), la complicación se observa enseguida:

$$I_{a1} = I_{a2} = I_{a0} = \frac{1}{Z_1 + Z_2 + Z_0}$$

como generalmente

$$Z_1 = Z_2$$

$$I_{a1} = I_{a2} = I_{a0} = \frac{1}{2Z_1 + Z_0}$$

para Valles: $X_1 = .4201$ $X_0 = 0.333$

por lo tanto $I_{a1} = I_{a2} = I_{a0} = \frac{1}{1.1732} = .8524$ pu

Para el punto de falla $I_a = 3 I_{a0} = 2.557$
 $I_b = 0$
 $I_c = 0$

Se desea así mismo conocer qué porcentaje de la corriente total (I_a) da o aporta Poza Rica y qué tanto el resto. Así:

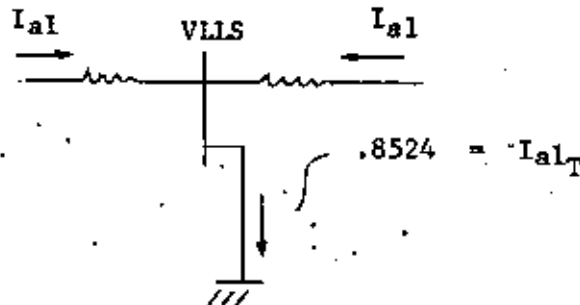
$$I_{aPRA} = I_{a1} + I_{a2} + I_{a0}$$

I_{a1} debe ser determinada a partir de la red de secuencia positiva;
 I_{a0} debe ser determinada a partir de la red de secuencia cero.

Para $I_{a1} = I_{a2}$

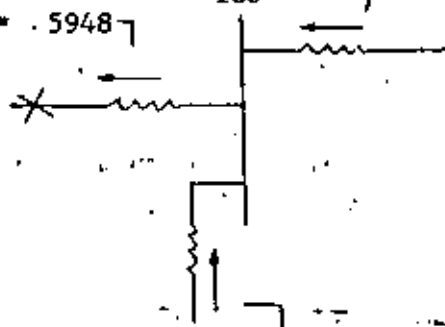
$$.8524 \frac{0.715}{2.38} = 7$$

$$.8524 \frac{1.66}{2.38} = .5948$$



$$I_{a1} = .5948 \frac{1.95}{3.058} = .3793$$

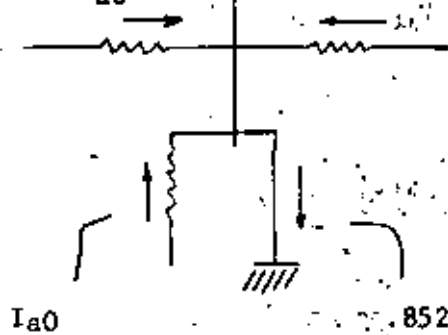
$$I_{a1} = .5948$$



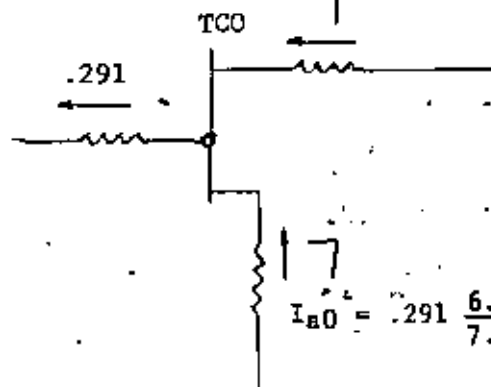
$$I_{a1} = .5948 \frac{1.108}{3.058} = .2155$$

Para I_{a0}

$$I_{a0} = VLLs \cdot I_{a0} = .8524 \frac{1.022}{3.0} = .291$$

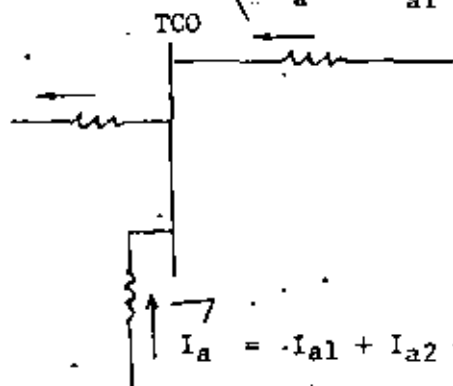


$$I_{a0} = .291 \frac{0.725}{7.025} = .030$$



Finalmente:

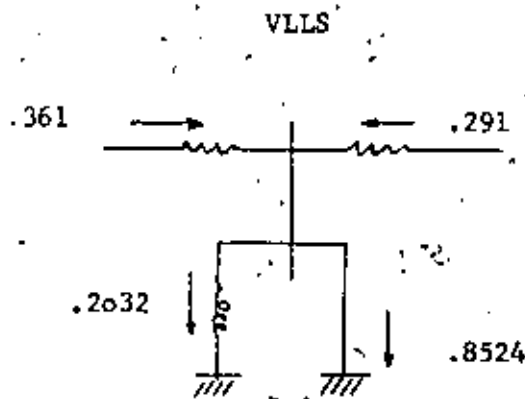
$$I_{a0} = I_{a1} + I_{a2} + I_{a0} = 2 \times .3793 + 0.030 = .7886$$



Cuando se trata de distribuir corrientes residuales, el problema se simplifica, ya que $3I_{a0} = I_a + I_b + I_c$ se distribuye usando solamente la red de secuencia cero.

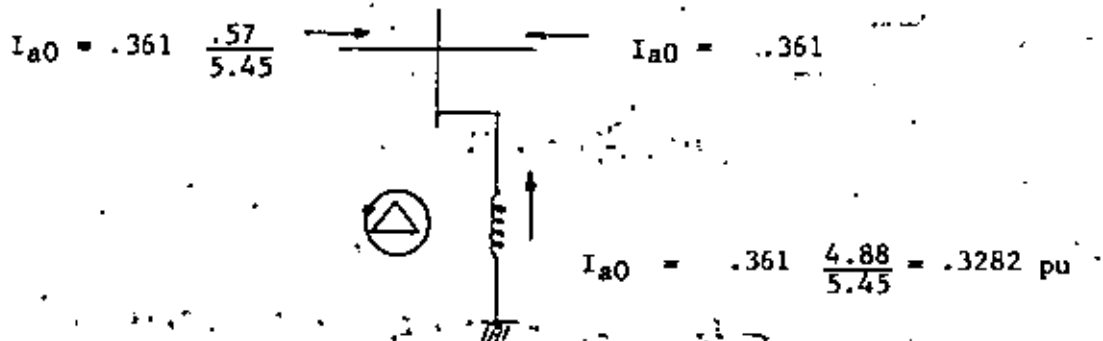
Problema N.º 3

Qué valor de corriente residual se mide en el neutro del transformador del Salto (STO) para la falla en Valles?

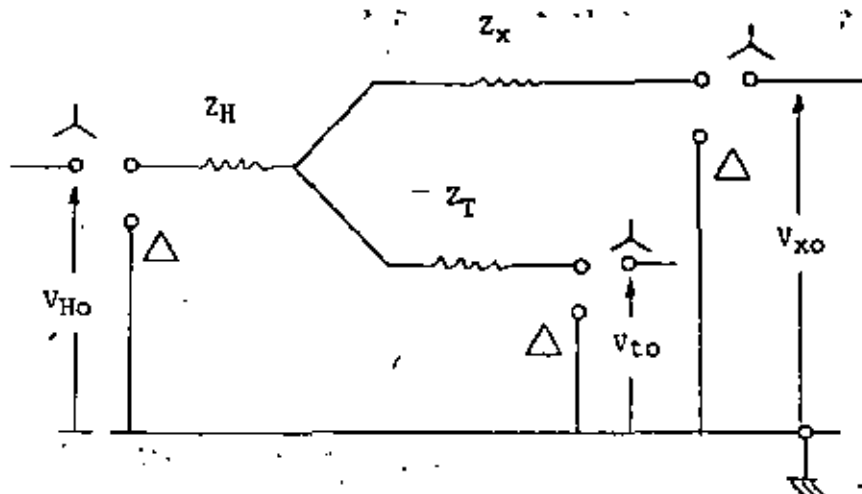


Finalmente:

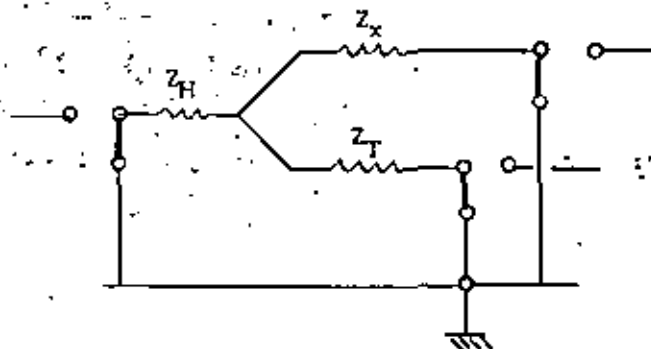
STO



Resulta sensato pensar que el equivalente de un transformador de tres devanados (autotransformador con terciario) es una combinación de los transformadores con conexión delta-estrella y estrella-estrella. Los textos dibujan el equivalente en forma general, de tal modo que pueda obtenerse para cualquier combinación de conexiones. La siguiente figura así lo indica



Este diagrama si se quiere puede obtenerse mediante una aplicación razonada del teorema de la superposición. Así, si todos los devanados estuvieran conectados en delta el equivalente tendría visto desde la red $Z_0 = \infty$

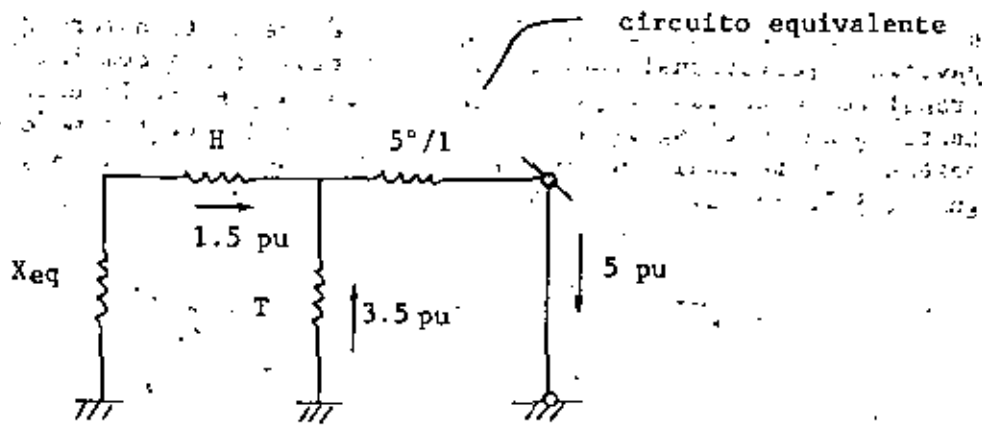


Cuando el equivalente corresponde a un autotransformador con terciario, se presenta la siguiente peculiaridad con respecto a la interpretación de los resultados obtenidos. Supongamos que la solución dio como resultado lo siguiente:

* NOTA: Z_H, Z_X, Z_T provienen de la solución de un sistema de 3 ecuaciones con tres incógnitas. -- Las variables por determinar a partir de los datos de placa Z_{HX}, Z_{HT}, Z_{XT} (en pu y a la misma base) son precisamente Z_H, Z_X y Z_T . El resultado es:

$$Z_H = (Z_{HX} + Z_{HT} - Z_{XT}) / 2, \quad Z_X = (Z_{HX} + Z_{XT} - Z_{HT}) / 2, \quad Z_T = (Z_{HT} + Z_{XT} - Z_{HX}) / 2.$$

El procedimiento se aplica para formar el equivalente de transformadores de 3 devanados ó el de autotransformadores con terciario.



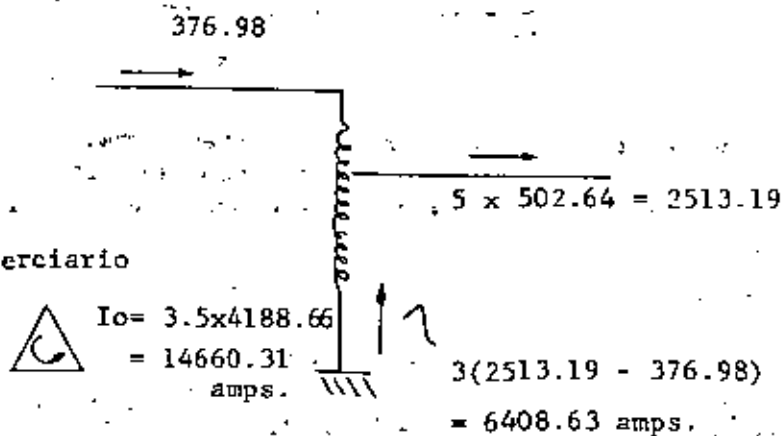
El cálculo se lleva a cabo con:

$P_b = 100 \text{ MVA}$ $I_{base_H} = \frac{100 \times 10^3}{3 \times 230} = 251.32 \text{ amps.}$

$I_{base_X} = \frac{100 \times 10^3}{3 \times 115} = 502.64 \text{ amps.}$

$I_{base_T} = \frac{100 \times 10^3}{3 \times 13.8} = 4188.66 \text{ amps.}$

o sea que por los devanados del auto y por el neutro circularán:



Por el terciario

$I_o = 3.5 \times 4188.66$
 $= 14660.31$
 amps.

$3(2513.19 - 376.98)$
 $= 6408.63 \text{ amps.}$

La corriente de neutro ($3I_0 = 6408.63$ amps.) en este caso circula de neutro hacia los devanados; es frecuente que circule de los devanados hacia el neutro o sea es de dirección incierta, por esta razón no se puede usar para polarizar relés direccionales a menos que se compruebe su sentido para fallas en cualquier sitio y con cualquier configuración. La corriente de terciario ($I_0 = 14660.31$ amps.) tendrá siempre el mismo sentido y puede ser usada para fines de polarización.

7.- ASIMETRIA DE LA CORRIENTE DE FALLA.

Si suponemos que de manera instantánea aplicamos un C.C. trifásico en las terminales de una máquina síncrona con excitación constante y cero carga, la onda de corriente resultante consistirá de dos componentes:

- 1.- componente de caída
- 2.- componente unidireccional o componente de cd

La explicación clara respecto al tipo de onda viene considerando que estamos en presencia de un circuito-RL predominantemente inductivo ($X \gg R$) para el cual es válido escribir:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V_{pk} \sin(\omega t + \alpha)$$

o bien, $\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} i = \frac{V_{pk}}{L} \sin(\omega t + \alpha)$

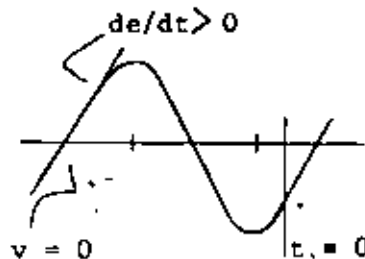
con i como variable dependiente y t como variable independiente. Esta ecuación admite como solución:

$$i = \frac{V_{pk}}{Z} \sin(\omega t + \alpha - \gamma) - \frac{V_{pk}}{Z} \sin(\alpha - \gamma) e^{-Rt/L}$$

Donde: $\frac{V_{pk}}{Z} \sin(\omega t + \alpha - \gamma)$ será la componente en estado permanente

$\frac{V_{pk}}{Z} \sin(\alpha - \gamma) e^{-Rt/L}$ será la componente en estado transitorio

γ = es el desplazamiento angular expresado en radianes o grados entre el punto $v = 0$ y $t = 0$ medido positivamente o sea cuando $v = 0$ y de/dt es positiva



$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}, \quad \alpha = \text{ang} \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$$

Ahora bien; para que no exista asimetría

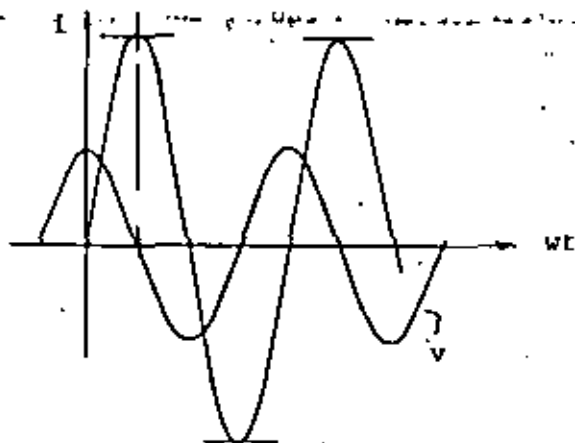
$$\frac{V_{pk}}{Z} \sin(\alpha - \gamma) e^{-Rt/L} = 0$$

esto sucede si $(\alpha - \gamma) = 0$

Si el circuito como se dijo en un principio es predominantemente inductivo, $\omega L/R$ es grande de tal manera que $\phi \approx 90^\circ$

$$(\alpha - \delta) = 0 \text{ si } \delta = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}$$

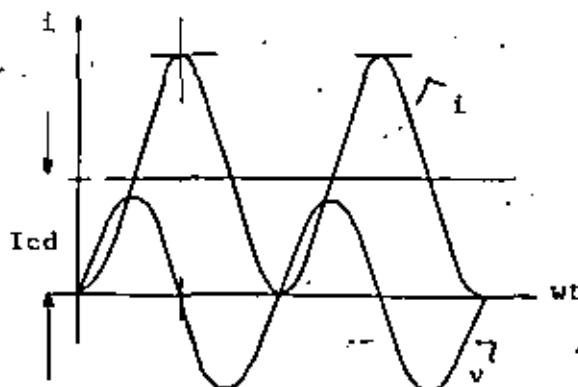
Esto quiere decir que el transitorio es mínimo en circuitos inductivos -- cuando el corto ocurre en el punto de máximo voltaje.



Para máxima asimetría $\alpha - \delta = 90^\circ$ o sea $\delta = 0, \pi, 2\pi$

De hecho, el transitorio es máximo si $\sin(\alpha - \delta)$ es 1 ó -1 esto por supuesto no implica que i sea máxima

La gráfica ilustra claramente el caso de máxima asimetría dependiendo en este caso de que la falla ocurra cuando $v = V_{\text{máx}}$:



El valor rms de una onda no-senoidal es:

$$I = \sqrt{I_c^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}$$

El valor rms de la corriente en cualquier instante es igual a la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las componentes de ac y dc

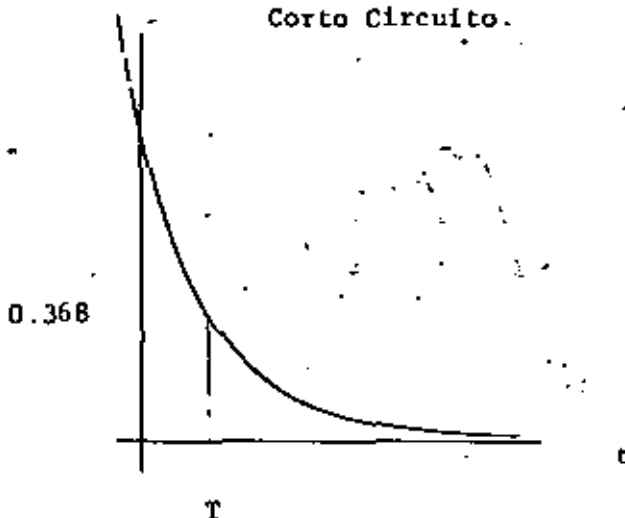
El valor máximo de I_{cd} es $\sqrt{2} I_{rms}$

$$I_{cc} = \sqrt{I_{cd}^2 + I_{rms}^2} = \sqrt{(\sqrt{2} I_{rms})^2 + I_{rms}^2} = \sqrt{3} I_{rms} = 1.73 I_{rms}$$

No existe que sostenga I_{cd} ; esta componente de directa se disipa en $I^2 R$ de hecho si R no existiera I_{cd} sería constante hasta el libramiento del C.C.; al existir R se presenta el decrecimiento, exponencialmente, de la envolvente:

constante de tiempo

Se refiere a la rapidez del decrecimiento. Es el tiempo requerido por I_{cd} para verse reducida al 37% de su valor original en el instante del Corto Circuito.

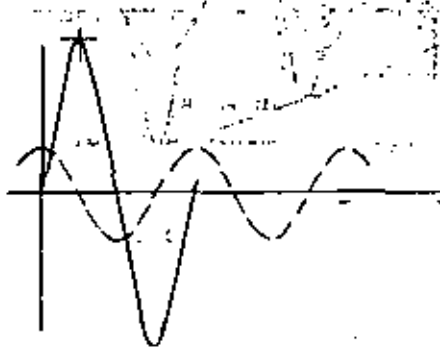


Dicho de otro modo: cuando $t = T =$ constante de tiempo el valor de factor exponencial vale:

$$e^{-t/T} = e^{-1} = \frac{1}{e} = \frac{1}{2.718} = 0.368$$

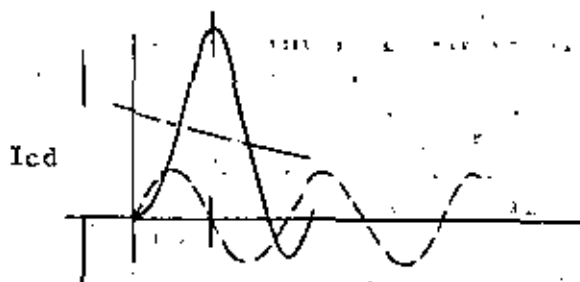
Otra forma, más simple, de entender el concepto sería la siguiente: La corriente de falla es de frecuencia igual a la frecuencia fundamental de la red. Consideremos una máquina en vacío girando excitada y súbitamente aplicamos un corto-circuito en sus terminales; lo único que limite su valor será la reactancia de máquina. Considerando que la corriente de falla estará 90° atrás del voltaje (circuito 100% inductivo) podemos analizar los extremos, ocurrencia de máxima y mínima asimetría.

1o. La falla ocurre cuando el voltaje es máximo (asimetría cero).



En forma natural la corriente queda 90° atrás del voltaje, sus máximos ocurren cuando $v = 0$ y se puede dibujar la onda con eje de simetría coincidente con el eje t.

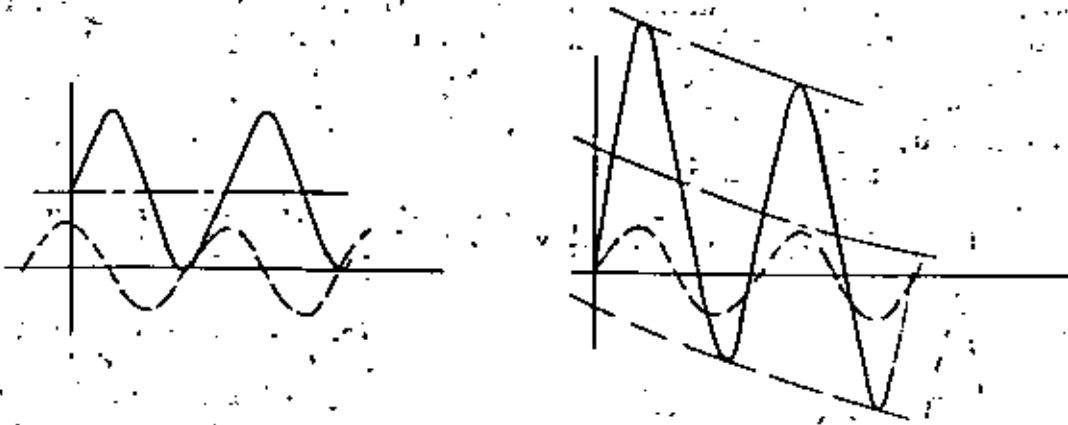
2o. La falla ocurre cuando el voltaje es mínimo (máxima asimetría)



En $t_0(-)$ i vale cero, - - - transcurrido medio ciclo, i deberá alcanzar su máximo positivo 90° atrás de la tensión; como la frecuencia es igual a la frecuencia fundamental.

el máximo negativo ocurre medio ciclo después, el resultado es que el eje de simetría de la corriente queda a una distancia I_{cd} del eje t (Fig. 3)

Si el circuito no tuviera resistencia ($R = 0$) la componente de directa no decae; en el caso real R si existe y el producto $I^2 R$ - que hace que la componente disminuya exponencialmente (Fig.4) ^{cd} se disipa en pérdidas.

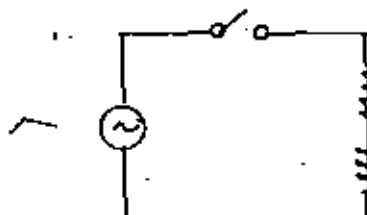


APENDICE A - Transitorio en un circuito RL

En nuestro caso:

El switch puede cerrarse en cualquier instante por lo que α puede tener valores entre $0 - 2\pi$ rad/seg.

$$v = V_{pk} \cos(\omega t + \alpha)$$



Obviamente:

$$Ri + \frac{Ldi}{dt} = V_{pk} \cos(\omega t + \alpha)$$

O bien:

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} i = \frac{V}{L} \cos(\omega t + \alpha)$$

Ecuación de la forma:

$$\frac{dy}{dx} + Py = Q(x)$$

Multiplicando por:

$$e^{\int P dx} \left(\frac{dy}{dx} + Py \right) = e^{\int P dx} Q(x)$$

El término de la izquierda es la derivada:

$$\frac{d}{dx} \left(e^{\int P dx} y \right) \text{ por lo que:}$$

$$\frac{d}{dx} \left(ye^{\int P dx} \right) = e^{\int P dx} Q(x)$$

En nuestro caso:

$$\frac{d}{dt} \left(ie^{\int P dt} \right) = e^{\int P dt} \frac{V_{pk}}{L} \cos(\omega t + \alpha)$$

Integrando obtenemos:

$$ie^{\int P dt} = \frac{V_{pk}}{L} \int e^{\int P dt} \cos(\omega t + \alpha) dt + c$$

Multiplicado por $e^{-\int P dt}$ se obtiene

$$i = c e^{-\int P dt} + \frac{V_{pk}}{L} e^{-\int P dt} \int e^{\int P dt} \cos(\omega t + \alpha) dt$$

La integral $\int e^{\int P dt} \cos(\omega t + \alpha) dt$ se resuelve por partes

$$\int u dv = uv - \int v du$$

Solución:

$$u = e^{\int P dt} \quad dv = \cos(\omega t + \alpha) dt$$

$$du = P e^{\int P dt} dt \quad v = \frac{1}{\omega} \sin(\omega t + \alpha)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{\omega} \cos(\omega t + \alpha) \omega$$

Entonces:

$$\int e^{\int P dt} \cos(\omega t + \alpha) dt =$$

$$\frac{1}{\omega} e^{\int P dt} \sin(\omega t + \alpha) - \frac{P}{\omega} \int e^{\int P dt} \sin(\omega t + \alpha) dt$$

2a. APLICACION:

$$u = e^{\int P dt} \quad dv = \sin(\omega t + \alpha) dt$$

$$du = P e^{\int P dt} dt \quad v = \frac{1}{\omega} \cos(\omega t + \alpha)$$

Entonces:

$$\int e^{\int P dt} \cos(\omega t + \alpha) dt = \frac{1}{\omega} e^{\int P dt} \sin(\omega t + \alpha) - \frac{P}{\omega} \left[-e^{\int P dt} \frac{1}{\omega} \cos(\omega t + \alpha) + \frac{P}{\omega} \int e^{\int P dt} \cos(\omega t + \alpha) dt \right]$$

De donde:

$$\int e^{\int P dt} \cos(\omega t + \alpha) dt \left[1 + \frac{P^2}{\omega^2} \right] = e^{\int P dt} \left[\frac{P}{\omega^2} \cos(\omega t + \alpha) + \frac{1}{\omega} \sin(\omega t + \alpha) \right]$$

$$\int e^{\int P dt} \cos(\omega t + \alpha) dt = \frac{\omega^2}{\omega^2 + P^2} e^{\int P dt} \left[\frac{P}{\omega^2} \cos(\omega t + \alpha) + \frac{1}{\omega} \sin(\omega t + \alpha) \right]$$

$$= \frac{e^{\int P dt}}{\omega^2 + P^2} \left[P \cos(\omega t + \alpha) + \omega \sin(\omega t + \alpha) \right]$$

Sustituyendo el valor de la integral en la ecuación original

$$i = c e^{-\int P dt} + \frac{V_{pk}}{L} e^{-\int P dt} \frac{e^{\int P dt}}{\omega^2 + P^2} \left[P \cos(\omega t + \alpha) + \omega \sin(\omega t + \alpha) \right] =$$

$$c e^{-\int P dt} + \frac{V_{pk}}{L(\omega^2 + P^2)} \left[P \cos(\omega t + \alpha) + \omega \sin(\omega t + \alpha) \right]$$

como $P = R/L$

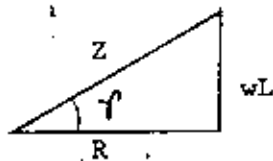
$$i = c e^{-(R/L)t} + \frac{V_{pk}}{L(\omega^2 L^2 + R^2)} L^2 \left[\frac{R}{L} \cos(\omega t + \alpha) + \omega \sin(\omega t + \alpha) \right] =$$

$$i = c e^{-(R/L)t} + \frac{V_{pk}}{\omega^2 L^2 + R^2} \left[R \cos(\omega t + \alpha) + \omega L \sin(\omega t + \alpha) \right]$$

$$\text{si } Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad Z^2 = \omega^2 L^2 + R^2$$

$$i = c e^{-(R/L)t} + \frac{V_{pk}}{(R^2 + \omega^2 L^2)^{1/2}} \left[\frac{R}{Z} \cos(\omega t + \alpha) + \frac{\omega L}{Z} \sin(\omega t + \alpha) \right]$$

Como:



$$\frac{R}{Z} = \cos \gamma ; \quad \frac{\omega L}{Z} = \sin \gamma$$

Entonces:

$$\cos(\omega t + \alpha) \cos \gamma + \sin(\omega t + \alpha) \sin \gamma = \cos(\omega t + \alpha - \gamma)$$

$$i = c e^{-(R/L)t} + \frac{V_{pk}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \cos(\omega t + \alpha - \gamma)$$

Sólo resta conocer el valor de c .

$$\text{si } t = 0 \quad i = 0 \quad 0 = c + \frac{V_{pk}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \cos(\alpha - \gamma)$$

Entonces:

$$c = - \frac{V_{pk}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \cos(\alpha - \gamma)$$

Finalmente:

$$i = \frac{V_{pk}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \cos(\omega t + \alpha - \gamma) - e^{-(R/L)t} \frac{V_{pk}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \cos(\alpha - \gamma)$$

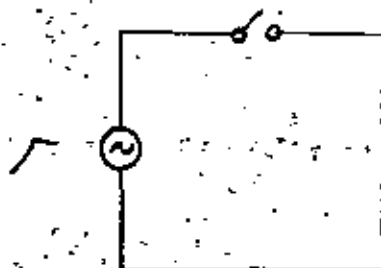
Resulta evidente que:

$$\alpha - \gamma = n\pi \quad \text{para } n = 0, 1, 2, 3 \quad \text{la componente de CD es máxima}$$

$$\alpha - \gamma = (1 + 2n)\pi \quad \text{para } n = 0, 1, 2, 3 \quad \text{la componente de CD es cero}$$

Si al principio hubiésemos aplicado una tensión senoidal (en el desarrollo anterior fue coseno) tal como se indica enseguida:

$$v = V_{pk} \operatorname{sen}(wt + \alpha)$$



El resultado sería:

$$i = \frac{V_{pk}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \operatorname{sen}(wt + \alpha - \gamma') - e^{-(R/L)t} \frac{V_{pk}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \operatorname{sen}(\alpha - \gamma')$$

$$d \operatorname{sen} u = \cos u \, du$$

$$d \cos u = -\operatorname{sen} u \, du$$

$$\int \operatorname{sen} u \, du = -\cos u + c$$

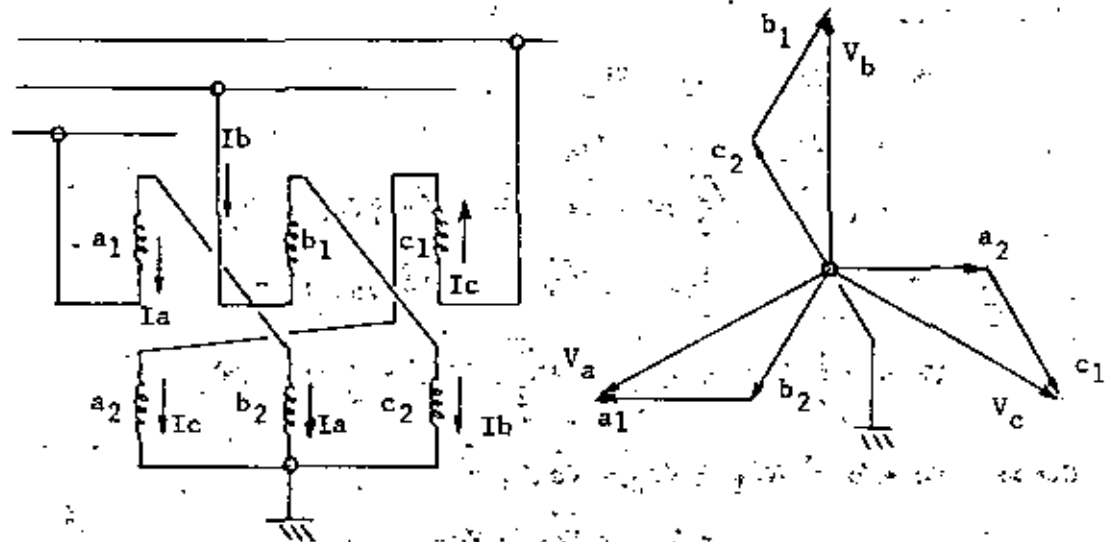
$$\int \cos u \, du = \operatorname{sen} u + c$$

APENDICE BSELECCION DE BANCOS DE TIERRA.

La conexión del banco de tierra a un "bus" o nodo tiene como finalidad principal reducir las sobretensiones que ocurren durante fallas monofásicas en un sistema sin referencia de tierra.

La reducción de las sobretensiones es más efectiva si la relación X_0/X_1 es pequeña.

Las conexiones son las siguientes:



La peculiaridad de la conexión consiste en que:

Para sec (+) y (-) $Z = \infty$ (La impedancia de excitación)

Para sec (o) $Z = Z_d$ (La impedancia de dispersión)

Los valores que deben especificarse son:

Datos	KV	del sistema	} soportado permanentemente
	I	valor nominal	
		short time	

B-2

Análisis desde el punto de vista de componentes simétricas.

Es cierto que:

$$I_{a1} = I_{a2} = I_{a0} = -j \frac{1}{2X_1 + X_0}$$

Asimismo:

$$V_{a0} = -I_{a0} Z_0 = \frac{X_0}{2X_1 + X_0}; \quad V_{a2} = -\frac{X_1}{2X_1 + X_0}$$

Y:

$$V_{a1} = -(V_{a0} + V_{a2}) = \frac{X_1 + X_0}{2X_1 + X_0}$$

Entonces si:

$$\begin{aligned} V_b &= V_{b1} + V_{b2} + V_{b0} \\ &= a^2 V_{a1} + a V_{a2} + V_{a0} \\ &= \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) V_{a1} + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) V_{a2} + V_{a0} \\ &= -\frac{1}{2} V_{a1} - \frac{1}{2} V_{a2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} V_{a1} + j\frac{\sqrt{3}}{2} V_{a2} + V_{a0} \\ V_b &= -\frac{1}{2} (V_{a1} + V_{a2}) - j\frac{\sqrt{3}}{2} (V_{a1} - V_{a2}) + V_{a0} \end{aligned}$$

Como: $V_a = 0 = V_{a1} + V_{a2} + V_{a0}$

$$-V_{a0} = V_{a1} + V_{a2}$$

$$V_b = +\frac{1}{2} V_{a0} + V_{a0} - j\frac{\sqrt{3}}{2} (V_{a1} - V_{a2})$$

$$V_b = \frac{3}{2} V_{a0} - j\frac{\sqrt{3}}{2} (V_{a1} - V_{a2})$$

Si $V_{a1} = \frac{X_1 + X_0}{2X_1 + X_0}$ y $V_{a2} = -\frac{X_1}{2X_1 + X_0}$ entonces $V_{a1} - V_{a2} = 1$

$$Y: \quad V_b = \sqrt{\frac{9}{4} |V_{a0}|^2 + \frac{3}{4}} \quad |V_{a0}| = \frac{2}{3} \sqrt{|V_b|^2 - \frac{3}{4}} \quad (1)$$

$$O \text{ bien} \quad |V_{a0}| = \frac{X_0}{2X_1 + X_0} \quad (2)$$

$$\text{De donde: } X_0 = \frac{2X_1 |V_{a0}|}{1 - |V_{a0}|} \quad (3)$$

Problema: Si KV = 34.5 ; MVA = 100 y X = 0.20 pu

Se pregunta:

a).- Cual es el valor de X_0 del banco de tierra para que el voltaje de las fases no falladas sea cuando mucho

$$1.25 \text{ veces } V_N = 34.5/\sqrt{3}$$

b).- Especificar la capacidad "SHORT TIME"

c).- Cual será la reactancia (X) del banco en ohms

Solución:

$$a).- \text{ De (B}_1) \quad V_{a_0} = \frac{2}{3} \sqrt{(1.25)^2 - 0.75} = 0.601 \text{ pu}$$

$$\text{ De (B}_2) \quad X_0 = \frac{2 \times 0.20 \times 0.601}{1 - 0.601} = 0.603 \text{ pu}$$

Como:

$$b).- \quad I_{a_1} = I_{a_2} = I_{a_0} = -j \frac{1.0}{2(0.20) + 0.603} = 0.997 \text{ pu}$$

$$\frac{1000}{36} I_{Max} = I_{a_0} = 0.997 \frac{100000}{\sqrt{3} \times 34.5} = 1670.44 \text{ amps}$$

$$c).- \text{ De (B}_3) \quad X_0 = \frac{0.603 \times (34.5)^2 \times 10^3}{100000} = 7.177$$

* Nota. Para determinar las capacidades de un banco de tierra se recomienda consultar el "Electrical Transmission and Distribution Reference Book of Westinghouse" Edición 1964 pág. 120

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000

APENDICE C. Solución al problema de polarización de relés de tierra cuando la fuente de secuencia cero es un autotransformador.

Existe un problema con la protección de tierra de líneas debido a la incertidumbre de la dirección de $3I_0$ en el neutro de los Autotransformadores y debido a que $3V_0$ no está usualmente disponible por las siguientes razones.

Sabemos que el voltaje de polarización del relevador varía con la distancia al punto de falla; es máximo para falla cercana y disminuye para falla remota. Si a esto agregamos el hecho de que los transformadores de potencial suelen estar conectados al bus de baja tensión y las líneas por proteger salen del bus de alta, deducimos que para una falla alejada, la polarización resulta insegura. Con el siguiente arreglo logramos reproducir, en circuito secundario, la corriente del devanado terciario que adopta siempre para fallas a tierra la misma dirección y es por lo tanto, buena referencia para polarizar.

Arreglo:

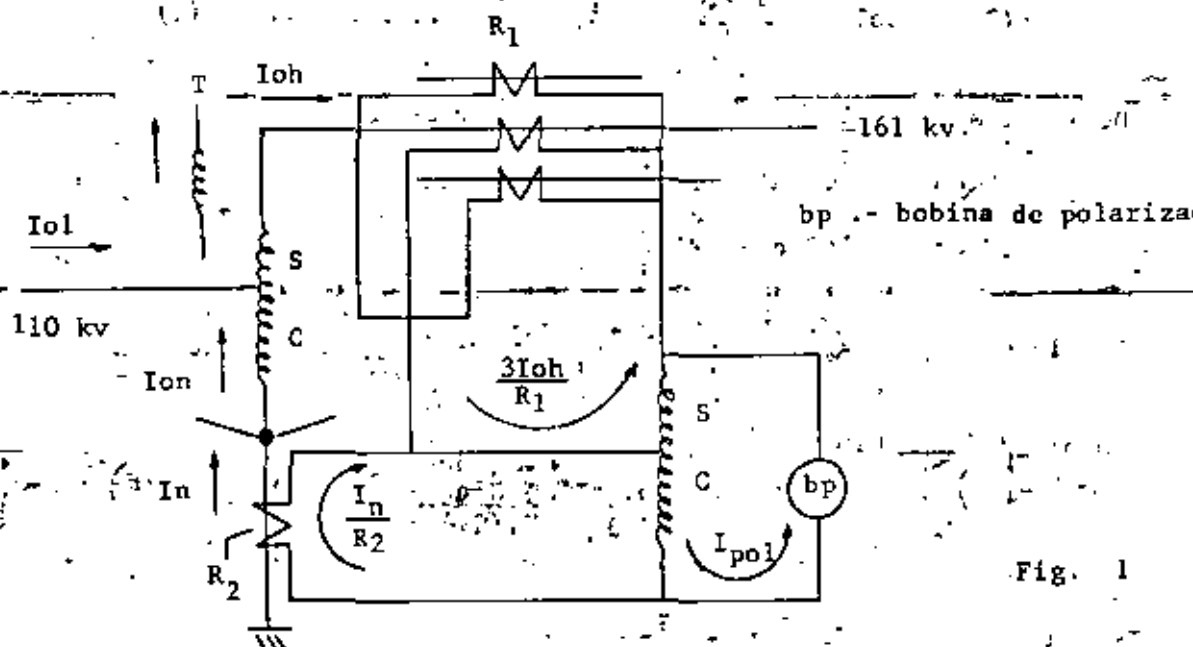


Fig. 1

T-S-C son las vueltas de los devanados terciario, serie y común

La suma de los amperes-vuelta de secuencia cero es:

$$SI_{oh} + CI_{on} + TI_{ot} = 0$$

$$0: \quad I_{ol} + I_{on} - I_{oh} = 0 \quad (\text{por pierna})$$

Podemos, a partir de estas relaciones, obtener la corriente del terciario en función de las corrientes de los otros devanados.

$$I_{ot} = -(S I_{ol} + S I_{on} + C I_{on})/T$$

pero: $S I_{ol} + I_{on} = I_{oh}$

$$I_{ot} = -(S I_{oh} + C I_{on})/T \quad (1)$$

Dadas o conocidas las relaciones de los transformadores de corriente R_1 y R_2

De la figura 1 podemos concluir que $3I_{oh}/R_1$, I_n e I_{pol} están relacionadas por el TC auxiliar de la siguiente manera:

$$\frac{3S I_{oh}}{R_1} - S I_{pol} = C I_{pol} - \frac{C I_n}{R_2} \quad (2)$$

$$(S+C) I_{pol} = \frac{3S I_{oh}}{R_1} - \frac{C I_n}{R_2} \quad (3)$$

De la relación (1) obtenemos:

$$S I_{oh} = C I_{on} - T I_{ot}$$

$$3S I_{oh} = 3C I_{on} - 3T I_{ot}$$

Por lo que
$$I_{pol} = \frac{3C I_{on} - 3T I_{ot}}{R_1 (S+C)} - \frac{C I_n}{R_2 (S+C)}$$

Como: $3C I_{on} = C I_n$

$$I_{pol} = -\frac{3T I_{ot}}{R_1 (S+C)} + \frac{C I_n}{R_1 (S+C)} - \frac{C I_n}{R_2 (S+C)}$$

Si: $R_1 = R_2$
$$I_{pol} = \frac{-3T}{R(S+C)} I_{ot}$$

Si: $R_2 = 0.5 R_1$

$$I_{pol} = \frac{-3T I_{ot}}{R (S+C)} + \frac{C I_n}{(S+C)} \frac{1}{R_1} - \frac{1}{0.5 R_1}$$

$$I_{pol} = \frac{3T I_{ot} - C I_n}{R_1 (S+C)}$$

1000000

1000000

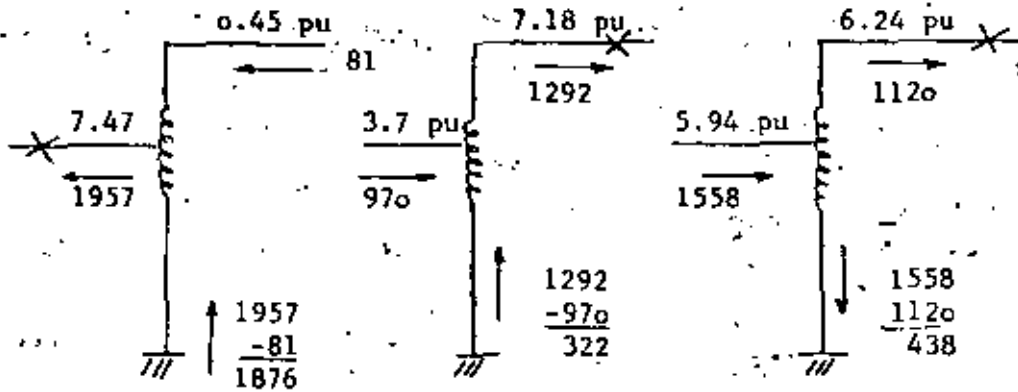
1000000

1000000

1000000

1000000

Supuestos los flujos de corriente que se señalan enseguida, obtenidos tal vez de un estudio de fallas, puede observarse que para (a) y (b) existe una dirección de I_{ot} , para (c) existe dirección contraria



$$I_{ot} = \frac{1839}{3} \frac{110}{\sqrt{3} \times 13.8} = 2820 \text{ amps}$$

(a)

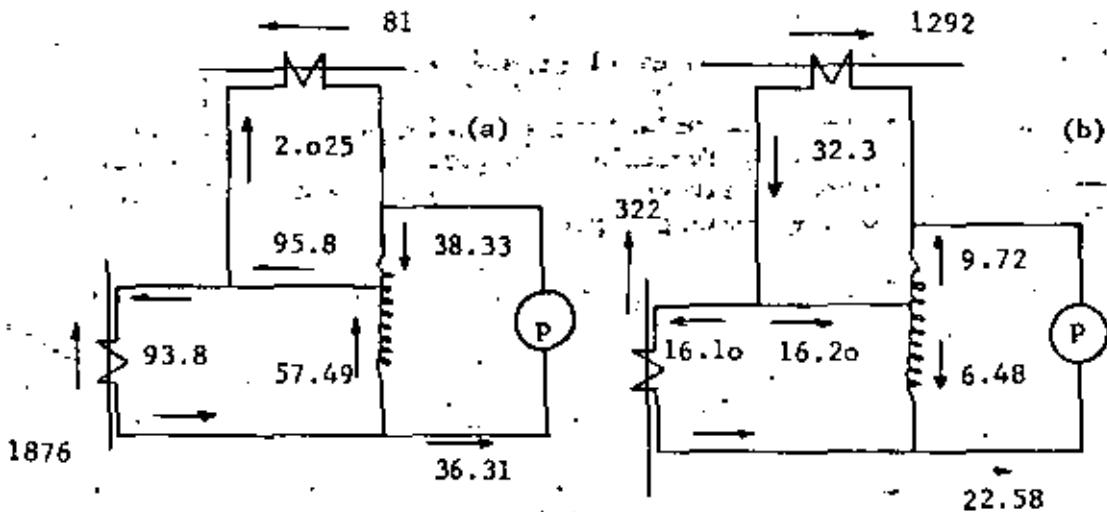
$$I_{ot} = \frac{626}{3\sqrt{3}} \frac{161}{13.8} = 1410 \text{ amps}$$

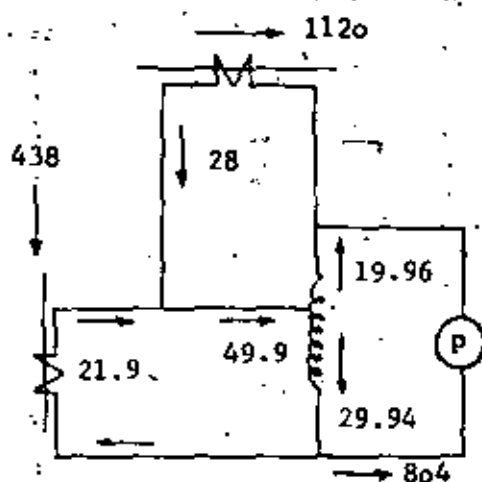
(b)

$$I_{ot} = \frac{54}{3} \frac{161}{\sqrt{3} \times 13.8} = 121 \text{ amps}$$

(c)

Analizando el comportamiento del arreglo propuesto, se observa para los tres casos:





(c)

La operación es correcta.

$$\text{Relación} = \frac{161}{115} = \frac{.60}{.40}$$

$$S = C =$$

Comprobación:

$$\text{Para (b).- } I_{\text{pol}} = \frac{3I_{\text{ot}} - C_{\text{in}}}{R_1(S+C)}$$

$$= \frac{-3\sqrt{3} \times 13.8 \times 1410 - 110 \times 322}{40(138 + 23)}$$

$$= 21.18 \text{ amps.}$$

Un caso interesante y real es el siguiente:

En Poza Rica se necesita polarizar los relevadores de las líneas a Tampico (long=198 km) y Teziutlán con corriente. Existe el problema de que los autos no sirven para polarizar. Podríamos intentar llevar a cabo el siguiente arreglo:

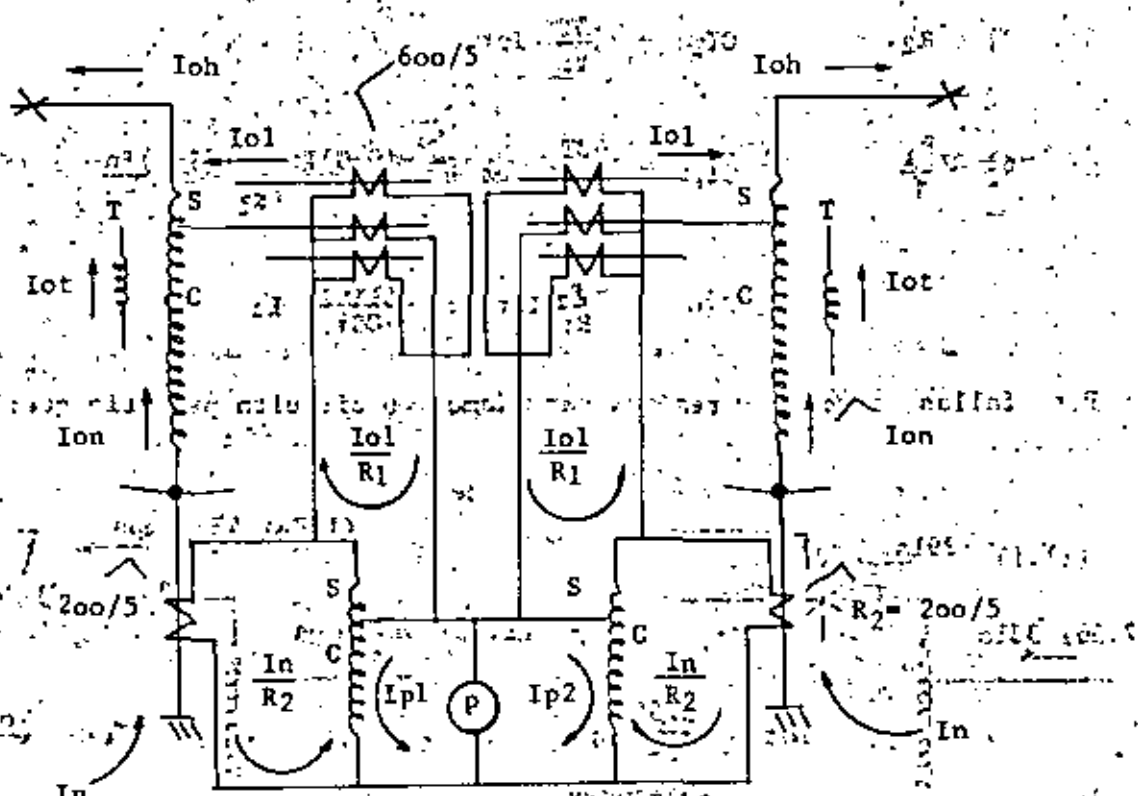
$$\text{Donde: } R_1 = 600/5$$

$$R_2 = 200/5$$

$$R_2 = \frac{R_1}{3}$$

AUTO 1

AUTO 2



Las corrientes de acuerdo con la figura anterior, guardan la siguiente relación:

$$\frac{3SI_{ol}}{R_1} + \frac{SI_n}{R_2} = CI_P - \frac{CI_n}{R_2}$$

$$CI_P = \frac{3SI_{ol}}{R_1} + \frac{(S+C)}{R_2} I_n \quad (1)$$

Pero:

$$I_{ot} = -(SI_{ol} + SI_n + CI_n)/T$$

$$TI_{ot} = -SI_{ol} - SI_n + CI_n$$

$$3TI_{ot} = -3SI_{ol} - 3I_n(S+C)$$

$$3TI_{ot} = -3TI_{ot} - (S+C)I_n$$

Substituyendo en (1):

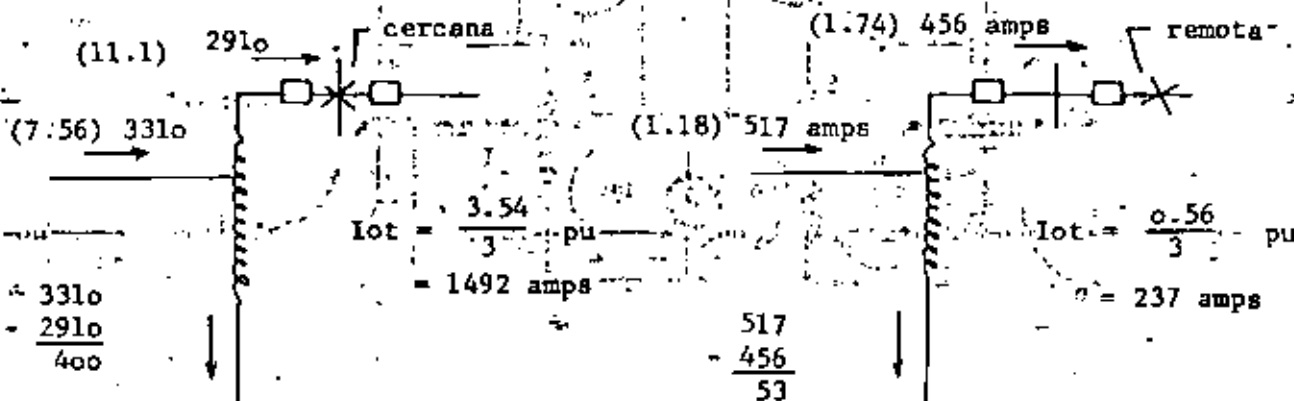
$$CI_P = \frac{3TI_{ot}}{R_1} + \frac{(S+C)I_n}{R_1} + \frac{(S+C)I_n}{R_2}$$

Si: $R_1 = R_2$ $CIP = \frac{-3T}{R_1} I_{ot}$

Si: $R_2 = \frac{R_1}{3}$ $CIP = \frac{-3T}{R_1} I_{ot} + \frac{-(S+C) I_n + 3(S+C) I_n}{R_1}$

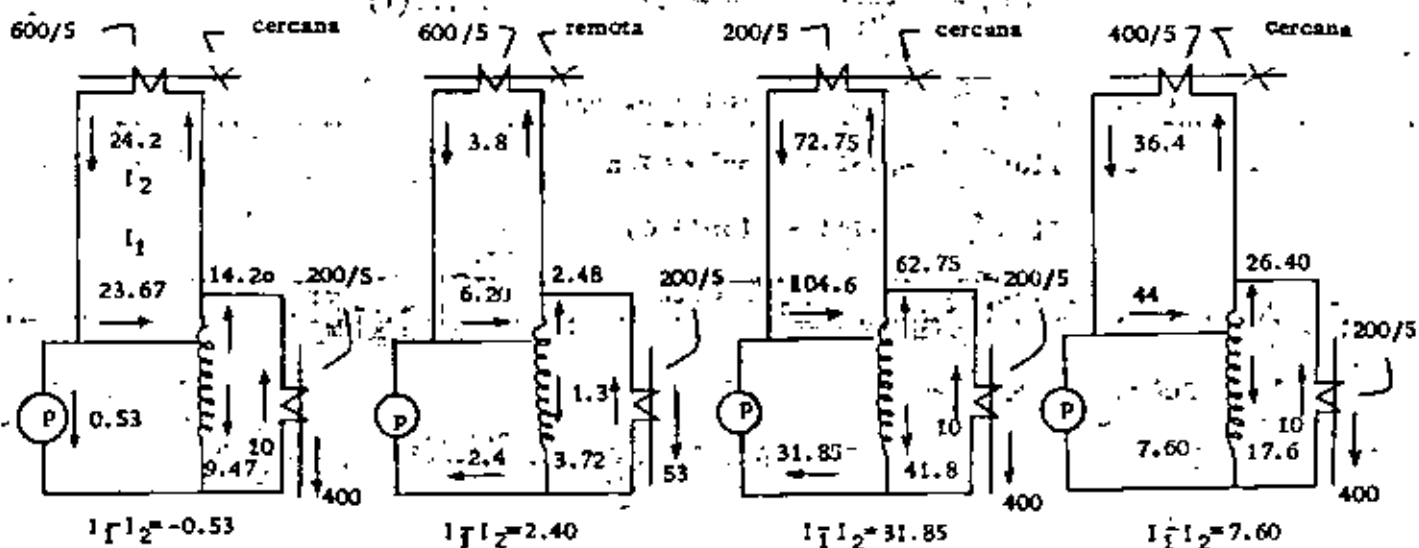
$CIP = \frac{-3T}{R_1} I_{ot} + \frac{2(S+C)}{CR_1} I_n$

Para fallas, cercana y remota, tendríamos en circuito primario que:



Nota: entre paréntesis se anotan valores en pu.

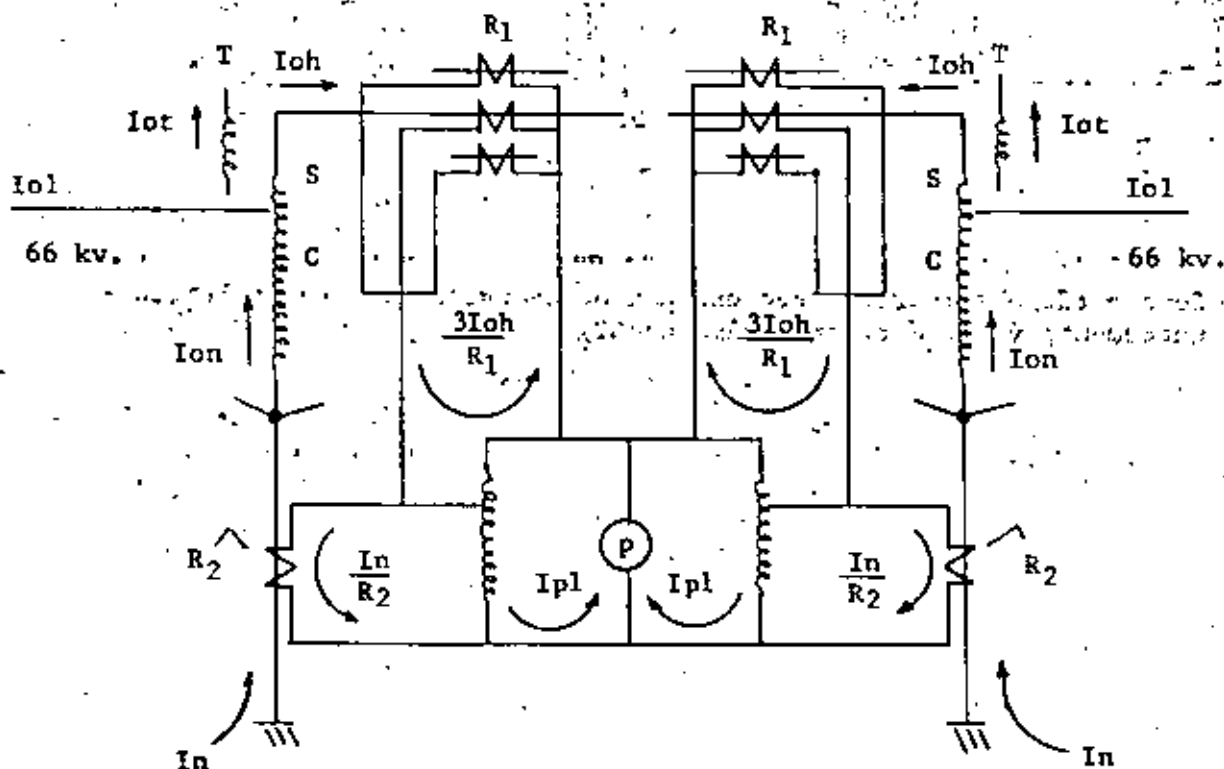
Y en el circuito de polarización tendríamos que:



La diferencia $I_1 - I_2$ deberá ser positiva para obtener polarización correcta; por lo que para la figura 1, los TC=600/5 no sirven. Con TC=200/5 el esquema manejaría corrientes muy elevadas tal y como se muestra en la figura 3. El más adecuado es el de la figura 4 con TC=400/5

CONCLUSION:

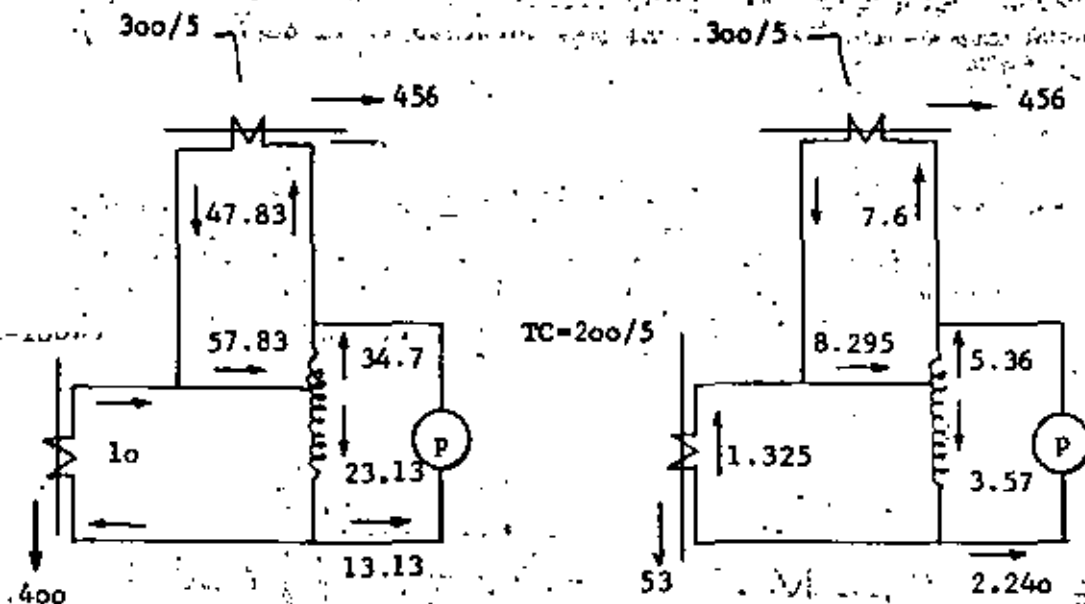
El arreglo con TC's en el lado de baja tensión no puede llevarse a cabo, pues la relación requerida es 400/5. Modificar el actual de 600/5 involucraría cambios en los circuitos de corriente de las protecciones 87B y 87T lo cual no es conveniente. Podríamos usar el arreglo propuesto para Puebla II con los TC=300/5 instalados en el lado de alta tensión, con los siguientes resultados:



En este caso:

$$I_{pol} = \frac{-3I_{ot} - 0.5C I_n}{R_1(S+C)}$$

Y en el circuito de polarización:

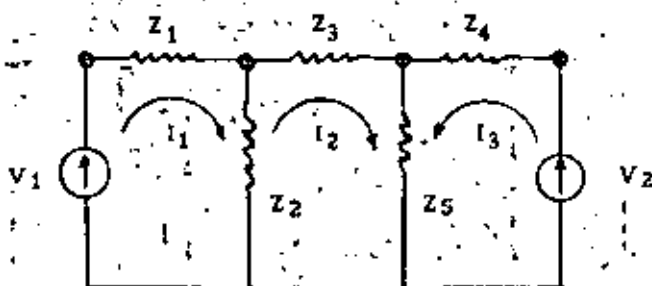


Como puede observarse, este esquema opera correctamente. (faltaría únicamente verificar para falla en BT).

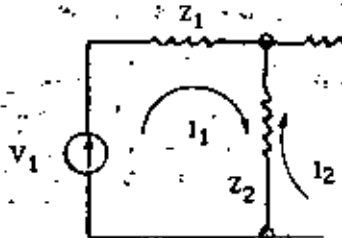
9.- ANALISIS POR EL METODO DE MALLAS.

Antecedentes

El análisis por mallas consiste en la aplicación de la Ley de Kirchhoff para voltajes; una vez seleccionadas las trayectorias cerradas por donde circularán las corrientes de malla, se plantean las ecuaciones considerando que la suma de voltajes a lo largo de la malla es cero.

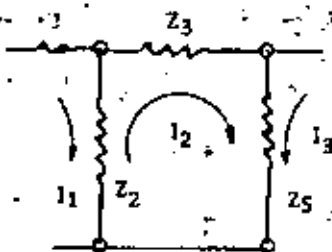


Evidentemente para la malla 1



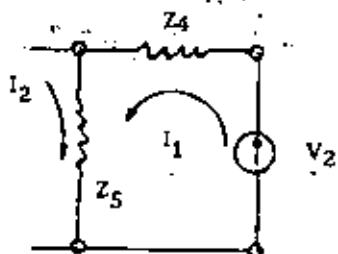
$$I_1 Z_1 + (I_1 - I_2) Z_2 = V_1$$

para la malla 2



$$I_2 Z_3 + (I_2 + I_3) Z_5 + (I_2 - I_1) Z_2 = 0$$

para la malla 3



$$I_3 Z_4 + (I_3 + I_2) Z_5 = V_2$$

Agrupando estas ecuaciones obtenemos:

$$\begin{aligned} (Z_1 + Z_2)I_1 - Z_2 I_2 &= V_1 \\ -Z_2 I_1 + (Z_2 + Z_3 + Z_5)I_2 + (Z_5)I_3 &= 0 \\ Z_5 I_2 + (Z_4 + Z_5)I_3 &= V_2 \end{aligned}$$

Generalizando $V = Z_{loop} I$

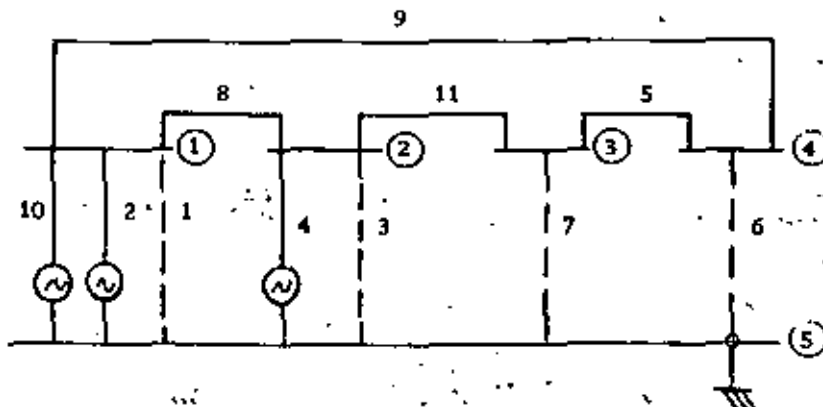
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

De lo anterior podrá concluirse:

- a).- El número de mallas es: No. elementos - (No. nodos - 1)
- b).- La dirección de I_1, I_2 e I_3 se escoge arbitrariamente
- c).- Z_{11} es la impedancia propia de la malla 1 y es la suma de todas las impedancias por donde circula I_1
 Z_{12} es la impedancia mutua entre las mallas 1 y 2, si por un elemento común a dos mallas las corrientes circulan en el mismo sentido el signo del elemento es positivo. Si por un elemento común a dos mallas las corrientes circulan en sentido contrario el signo del elemento es negativo.
- d).- Z_{loop} contiene los coeficientes de las ecuaciones de malla.
- e).- La matriz Z_{loop} puede formarse por inspección

Ejemplo: Se desea formar por inspección la matriz Z_{loop} del sistema eléctrico simplificado de la siguiente figura al cual se le han agregado conexiones con $Z = 0$ de cada nodo a referencia.

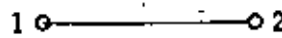
La numeración de nodos (5) y la de elementos (11) se ha escogido en forma arbitraria.



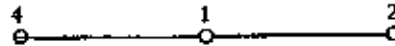
Elementos Reactancia

1 - 2	0.1925
1 - 4	0.1348
1 - 5	0.1250
1 - 5	0.0
1 - 5	0.5070
2 - 3	0.0250
2 - 5	0.0
2 - 5	0.595
3 - 4	0.1043
3 - 5	0.0
4 - 5	0.0

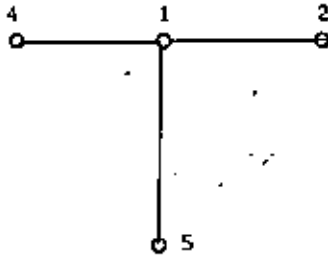
Elemento 1 - 2 no forma malla



Elemento 1 - 4 no forma malla



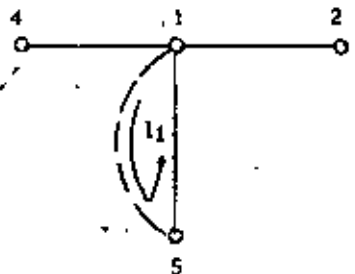
Elemento 1 - 5 no cierra malla



Elemento 1 - 5 forma la malla

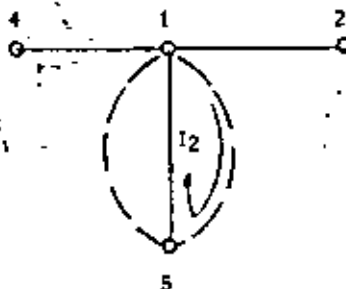
(Se indica con línea punteada)

1,5,5,1

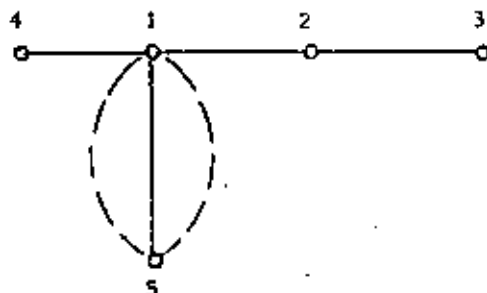


Se agrega el elemento 1 - 5

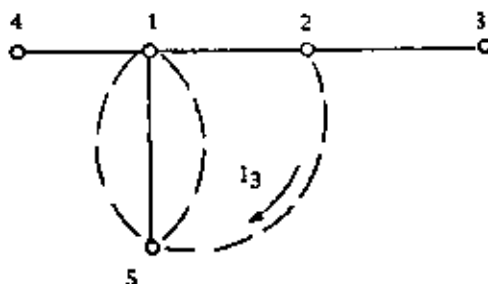
Forma la malla 1,5,5,1



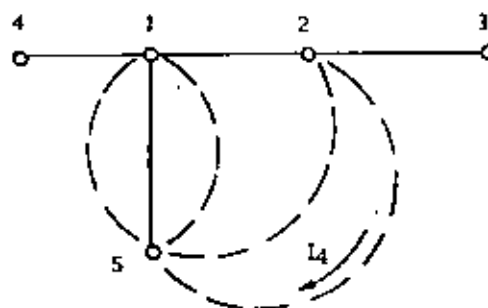
Se agrega el elemento 2 - 3
No forma malla



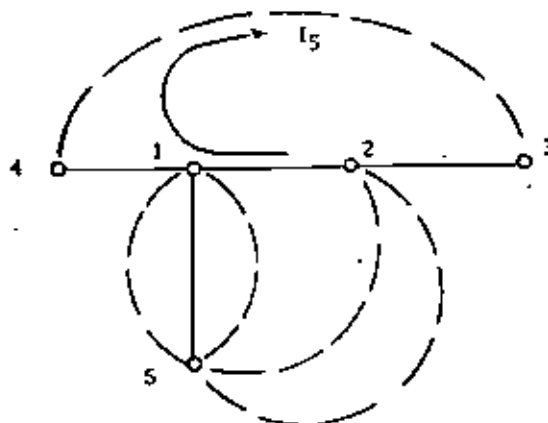
Se agrega el elemento 2 - 5
Forma la malla 2,5,1,2



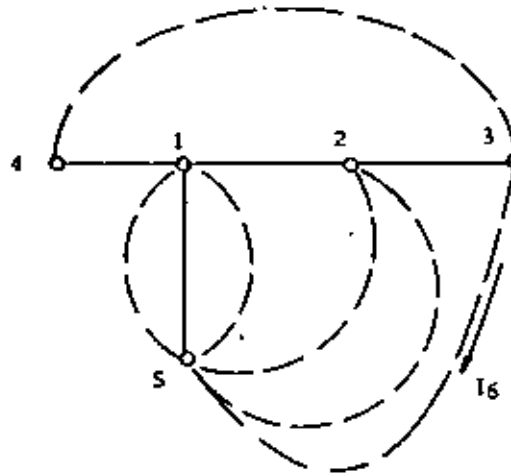
Se agrega el elemento 2 - 5
Forma la malla 2,5,1,2



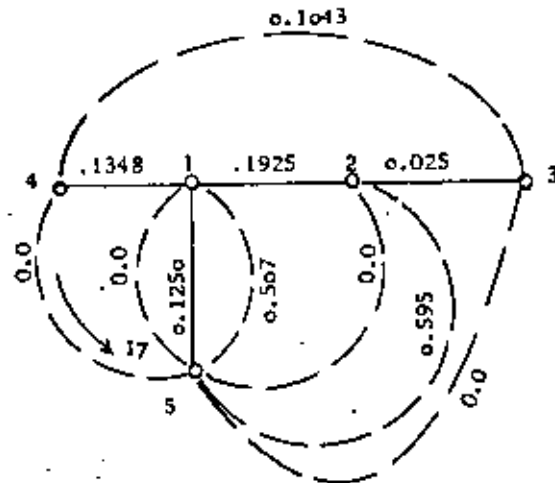
El elemento 3 - 4
Forma la malla 3,4,1,2,3



El elemento 3 - 5
 Forma la malla 3,5,1,2,3



El último elemento 4 - 5
 Cierra malla 4,5,1,4



El resultado da: Mallas = 7 # Elementos = 11
 # Nodos = 5
 Mallas = $11 - (5 - 1) = 7$

De este análisis básico debe notarse lo siguiente: los elementos -- 1 - 2, 1 - 5, 1 - 4 y 2 - 3 son compartidos por varias mallas, o sea que por ellos podrán circular una o varias de las corrientes de I_1 a I_7 . Por los elementos (con línea quebrada) 1 - 5, 1 - 5, 2 - 5, 2 - 5, 3 - 4, 4 - 5 y 3 - 5 que fueron los últimos en ser agregados para formar la trayectoria cerrada, sólo circula una corriente de -- malla siempre de número menor a mayor que queda definido como senti-do positivo.

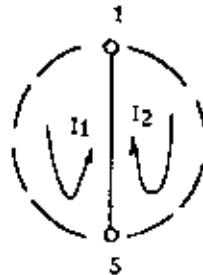
Con base en lo anterior, podemos aventurarnos para formar por inspección Z_{loop}

Z_{11} = suma de impedancias (en nuestro caso reactancias) por las que circula I_1

$$Z_{11} = 0.1250 + 0.0 = 0.1250$$

Z_{12} = impedancia común a I_1 e I_2 ; positiva si ambas corrientes circulan en el mismo sentido, negativa si el sentido es contrario

$$Z_{12} = 0.1250$$



Aplicando los mismos conceptos se obtienen sucesivamente

$$\begin{aligned} Z_{13} &= 0.1250 \\ Z_{14} &= 0.1250 \\ Z_{15} &= 0.0 \\ Z_{16} &= 0.1250 \\ Z_{17} &= 0.1250 \end{aligned}$$

lo que da completo el primer renglón de la matriz Z_{loop}

Finalmente, la matriz completa se anota enseguida:

0.1250	0.1250	0.1250	0.1250	0.0	0.1250	0.1250
0.1250	0.6320	0.1250	0.1250	0.0	0.1250	0.1250
0.1250	0.1250	0.3175	0.3175	0.1925	0.1250	0.3175
0.1250	0.1250	0.3175	0.9125	0.1925	0.1250	0.3175
0.0	0.0	0.1925	0.1925	0.4566	-0.1348	0.2175
0.1250	0.1250	0.1250	0.1250	-0.1348	0.2593	0.1250
0.1250	0.1250	0.3175	0.3175	0.2175	0.1250	0.3425

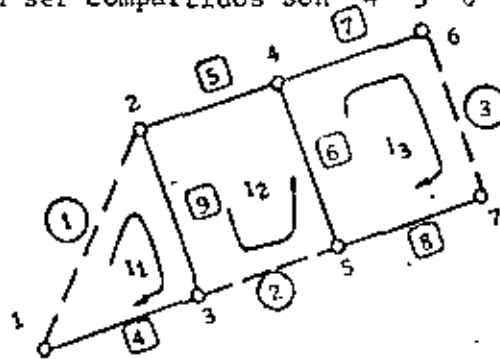
Quando la red es compleja las posibilidades de éxito al formar Z_{loop} por inspección disminuyen sensiblemente.

Para formar esta matriz en forma mecanizada, se procede con base en los siguientes soportes teóricos:

Matriz de Conexión

Es una matriz cuyos elementos son unos o ceros y que informan sobre la configuración de la red a la cual pertenece.

La red de la siguiente figura contiene tres mallas. Los elementos -- que contienen una sola corriente de malla son 1, 2 y 3. Los elementos que pueden ser compartidos son 4, 5, 6, 7, 8 y 9.



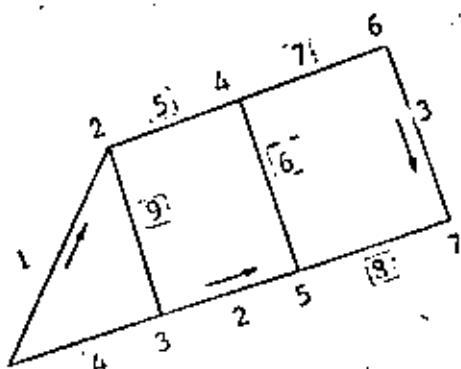
Los primeros llamados "links" en número son iguales al número de mallas independientes, por lo que la corriente en el "link" es igual a la corriente de malla. La convención de signos es válida para ambos; positivo si la corriente va de número menor a mayor y negativo si sucede lo contrario. Por lo tanto: podemos obtener por inspección las corrientes de los elementos en función de las corrientes de malla

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \\ I_8 \\ I_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

Simplificando $[I_b] = [T^t][I_m]$

La matriz de unos y ceros así formada es la transpuesta de la matriz de conexión $[T]$

Para tensiones: si llamamos como V a las caídas de voltaje en los elementos y E a los voltajes generados, obtenemos:



para la malla 1

$$V_1 + V_9 - V_4 = E_1 + E_9 - E_4$$

para la malla 2

$$V_2 - V_6 - V_5 + V_9 = E_2 - E_6 - E_5 + E_9$$

para la malla 3

$$V_3 - V_8 - V_6 + V_7 = E_3 - E_8 - E_6 + E_7$$

o, si se quiere:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \\ V_7 \\ V_8 \\ V_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \\ E_5 \\ E_6 \\ E_7 \\ E_8 \\ E_9 \end{bmatrix}$$

Simplificando $T V_b = T E_b$

T es la matriz de conexiones y su transpuesta coincide con T' obtenida anteriormente.

Si Z_b contiene las impedancias propias y mutuas de todos los elementos que configuran la red, entonces:

$$V_b = Z_b I_b$$

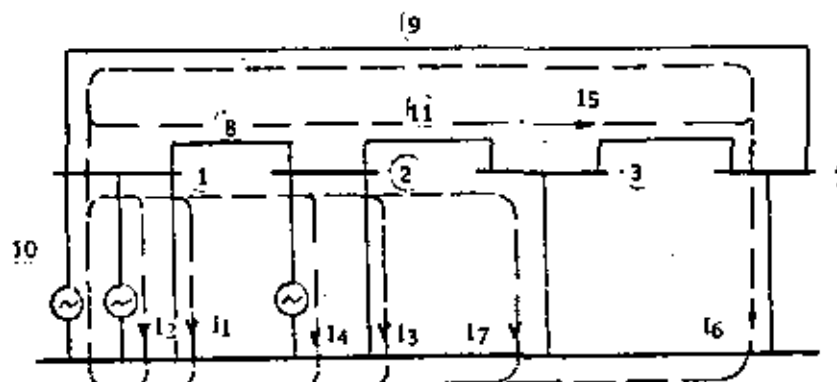
premultiplicando por T obtenemos: $T V_b = T Z_b I_b$ como: $I_b = T' I_\ell$

entonces:

$$\begin{aligned} T V_b &= T Z_b T' I_\ell \\ &= (T Z_b T') I_\ell \end{aligned}$$

$(T Z_b T')$ es la matriz de coeficiente de las ecuaciones de malla que se obtuvo anteriormente por inspección.

Para la red simplificada, obtendremos la matriz T por inspección, - con objeto de comparar este resultado con el obtenido mediante un -- proceso mecanizado. Así:



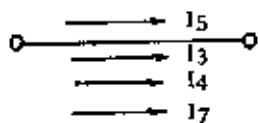
$$\text{como } I_b = T' I_\ell$$

$$\begin{bmatrix} I_8 \\ I_9 \\ I_{10} \\ I_{11} \end{bmatrix} = T' \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \end{bmatrix}$$

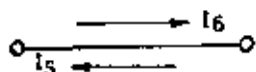
Si I_b es de 4×1
 I_ℓ es de 7×1
 T' es de 4×7

$$4 \times 1 = 4 \times 7 \times 7 \times 1$$

por el elemento # 8 circulan $+I_3, +I_4, +I_5, +I_7$



por el elemento # 9 circulan $-I_5, +I_6$



por el elemento # 10 circulan $-I_1, -I_2, -I_3, -I_4, -I_6, -I_7$

y por el elemento # 11 circulan $+I_5, +I_7$

por lo tanto:

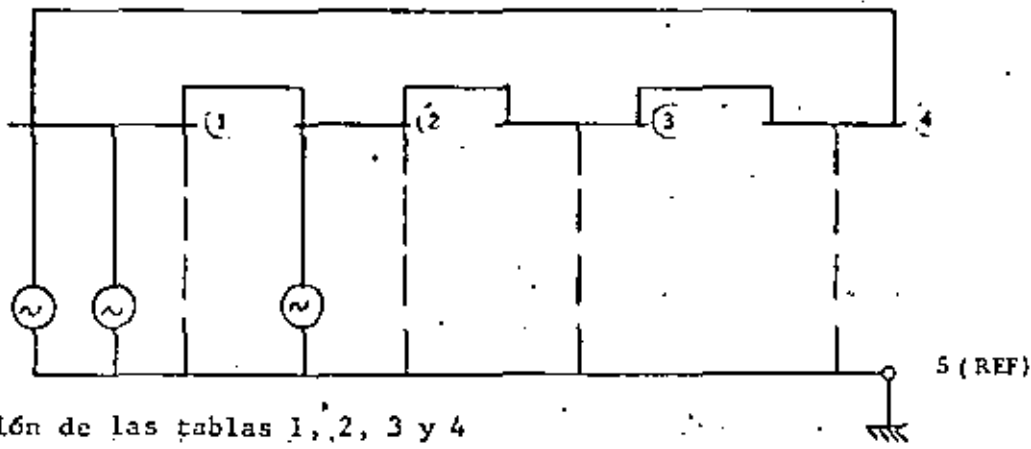
$$\begin{bmatrix} I_8 \\ I_9 \\ I_{10} \\ I_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \end{bmatrix}$$

por lo tanto $[T_s]$ es:

$$[T_s] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Procedimiento topológico para obtener Z_{loop}

En el diagrama simplificado de la red se numeran los buses en forma arbitraria, cuidando que el número mayor corresponda al nodo de referencia. En el caso actual hemos hecho coincidir la numeración con la previamente escogida para poder llevar a cabo la comparación requerida.



Formación de las tablas 1, 2, 3 y 4

La tabla 1 se forma de manera disciplinada, anotando consecutivamente los elementos que salen de bus 1, de bus 2, de bus 3, etc. (números menores que el bus considerado no se anotan en la tabla)

NOTA: $[T_s]$ es sub-matriz ó parte de la matriz $[T]$. En realidad para obtener $[T]$ a partir de $[T_s]$ habría que agregar a $[T_s]$ la matriz identidad I .

TABLA 1			TABLA 2			TABLA 3		
ele	ns	ne	link	ns	ne	branch	ns	ne
1	1	2	1	1	5	8	1	2
2	1	4	2	1	5	9	1	4
3	1	5	3	2	5	10	1	5
4	1	5	4	2	5	11	2	3
5	1	5	5	3	4			
6	2	3	6	4	5			
7	2	5	7	3	5			
8	2	5						
9	3	4						
10	3	5						
11	4	5						

TABLA 4		
2	4	5
3		

A partir de la tabla 1 se forman las tablas 2 y 3, de la siguiente manera:

elemento 1 une 1 con 2

Por ser el primer elemento, es necesariamente un branch y va a la tabla 3.

elemento 2 une 1 con 4

Se compara el nodo 4 con los nodos anotados en la tabla 3, dado que es distinto, es un branch y se anota en la tabla 3.

elemento 3 une 1 con 5

Se compara el nodo 5 con los nodos anotados en la tabla 3, dado que es distinto a 2 y 4, es un branch y se anota en la tabla 3.

elemento 4 une 1 con 5

Se compara el nodo 5 con los nodos anotados en la tabla 3, dado que ya existe 5 en el tercer renglón este elemento es link y se anota en la tabla 2.

elemento 5 une 1 con 5

Por estar contabilizado 5 en la tabla 3, este nuevo elemento es link y se anota en la tabla 2.

En este momento se termina de analizar el nodo 1 en la tabla 1, o sea, se terminaron los elementos que conectan el nodo 1 con la red. En este momento las tablas 2 y 3 contienen la siguiente información:

tabla 2	tabla 3	tabla 4
1 - 5	1 - 2	2, 4, 5
1 - 5	1 - 4	
	1 - 5	

La tabla auxiliar 4 se forma con los elementos de la derecha de la tabla 3 y se procede a buscar las conexiones del primer nodo de la tabla 4 con el resto de la red.

elemento 1 une 1 con 2

El nodo 2 es mayor que 1 lo que indica que ya fué analizado.

elemento 6 une 2 con 3

El nodo 3 no aparece en la tabla 4, lo que indica que es primera vez que se menciona; por lo tanto, es branch y se anota en la tabla 3 y en la tabla 4

elemento 7 une 2 con 5

El nodo 5 aparece a la derecha de 2 en la tabla 4, por lo tanto es link y se anota en la tabla 2.

elemento 8 une 2 con 5

Por lo dicho en el párrafo anterior, se anota en la tabla 2.

En este momento la búsqueda del nodo 2 en la tabla 1 finaliza y las tablas 2, 3 y 4 aparecen con la siguiente información:

Tabla 2	Tabla 3	Tabla 4
1 - 5	1 - 2	2, 4, 5, 3
1 - 5	1 - 4	
2 - 5	1 - 5	
2 - 5	2 - 3	

El siguiente nodo será el indicado en forma consecutiva por la tabla 4 o sea 4

elemento 2 une 1 con 4

El número 4 es mayor que 1, lo que indica que ya fué contabilizado

elemento 9 une 3 con 4

En la tabla 4 el nodo 3 aparece a la derecha de el nodo 4, por lo tanto debe ser link y anotado en la tabla 2.

elemento 11 une 4 con 5

En la tabla 4 el nodo 5 está a la derecha del nodo 4, por lo tanto es link; se contabiliza en la tabla 2.

Termina la búsqueda del nodo 4, las tablas 2 y 3 aparecen como:

Tabla 2	Tabla 3	Tabla 4
1 - 5	1 - 2	2, 4, 5, 3
1 - 5	1 - 4	
2 - 5	1 - 5	
3 - 4	2 - 3	
4 - 5		

El siguiente nodo será 5 tal como lo indica la tabla 4.

Los elementos 3, 4, 5 no interesan

elemento 7 une 2 con 5
elemento 8 une 2 con 5

En la tabla 4 el nodo 2 aparece a la izquierda de 5, lo que indica que ya fue analizado.

elemento 10 une 3 con 5

En la tabla 4 el nodo 3 aparece a la derecha de 5, por lo que será link

elemento 11 une 4 con 5

En la tabla 4 el nodo 4 aparece a la izquierda de 5, lo que indica que ya fue analizado.

Finalmente, el resultado de la aplicación del procedimiento da:

11 elementos
7 links
4 branches

números que coinciden con los obtenidos por inspección.

El procedimiento continúa con la formación de las tablas 5 y 6 a partir de 2 y 3 con la siguiente filosofía:

TABLA 2			TABLA 3			TABLA 5		TABLA 6	
ele	ns	nr	ele	ns	nr	nodos	links	nodos	branchés
1	1	5	8	1	2	2	3 4	2	-8, 11
2	1	5	9	1	4	3	5 7	3	-11
3	2	5	10	1	5	4	-5 6	4	-9
4	2	5	11	2	3	5	-1-2-3-4-6-7	5	-10
5	3	4							
6	4	5							
7	3	5							

La tabla 5 corresponde a la tabla 2, se excluye en la lista de nodos el número 1. En la tabla 2 se inicia una búsqueda del nodo 2, aparece en los renglones correspondientes a los elementos 3 y 4 en ambos como nodo de salida (ns), por lo tanto el nodo 2 contiene los links 3, 4.

Tabla 5	
nodo	links
2	3, 4

De la búsqueda del nodo 3 se concluye que contiene a los links 5 y 7 y en ambos como nodo de salida (ns)

Tabla 5	
nodo	link
3	5, 7

De la búsqueda del nodo 4, se concluye que forma parte de la conexión de los links 5 y 7, en el primero figura como nodo de llegada (nr) y en el segundo como nodo de envío (ns), por lo tanto:

Tabla 5	
nodo	link.
4	-5, 6

El signo - porque aparece como (nr)

Finalmente, el nodo 5 forma parte de los links 2, 3, 4, 6 y 7 en todos como nodo de llegada (nr), por lo tanto

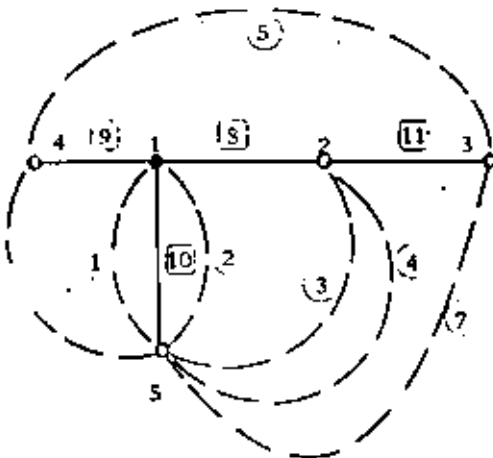
Tabla 5	
nodo	link
5	-1,-2,-3,-4,-6,-7

Este procedimiento se repite para la tabla 3 que da como resultado la número 6.

NOTA:

Si observamos la gráfica de la red, notaremos que:

- del nodo 2 emanan los links 3 y 4
- del nodo 3 emanan los links 5 y 7
- del nodo 4 emanan los links -5 y 6
- y del nodo 5 -1,-2,-3,-4,-6 y -7



Así mismo: del nodo 2 emanan los branches -8 y 11
 del nodo 3 -11
 del nodo 4 -9
 y del nodo 5 -10

o sea que conocida la gráfica se pueden obtener directamente las tablas 5 y 6

Obtención de la matriz T por columnas

Si se desea formar la columna # 8 de la matriz T se procede como sigue: se explora la tabla 6, buscando el ele 8 que deberá aparecer en primer término; lo encontraremos en el renglón correspondiente al nodo 2 junto con 11, el número 8 ya no aparece en la tabla, el número 11 aparece en el renglón correspondiente al nodo 3 pero está solo. Si se respetan las siguientes reglas:

- < Si el primer número de rama en la tabla 6 es negativo, el primer nodo será suprimido, así como los números de nodo repetidos y los "links" obtenidos de la tabla 5 serán puestos con 1 ó -1 en la columna de la matriz T sin cambio de signo.
- < Si el primer número de rama en la tabla 6 es positivo, el segundo nodo obtenido de la tabla 3, será suprimido, así como las repeticiones, sacamos los "links" de la tabla 5 y les cambiamos signo antes de anotarlos en la columna de la matriz T.

Para 8 el signo es negativo

-8 11
 11 solo

8 une $\left\{ \begin{array}{l} - 2 \\ - 3 \end{array} \right.$
 11 une $\left\{ \begin{array}{l} - 2 \\ - 3 \end{array} \right.$

quedan 2, 3 que según la tabla 5
 contienen

2 a 3 y 4
 3 a 5 y 7

por lo tanto

8
 0
 0
 1
 1
 1
 0
 1

Para 9 signo negativo

-9 solo

9 una $\left\{ \begin{array}{l} -4 \\ 4 \end{array} \right.$ que contiene (tabla 5) a -5 y 6
 queda

por lo tanto

$$\begin{array}{r} \hline 9 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ 1 \\ 0 \end{array}$$

Para 10 signo negativo

-10 solo

10 una $\left\{ \begin{array}{l} -5 \\ 5 \end{array} \right.$ que contiene a -1,-2,-3,-4,-6,-7
 queda

por lo tanto

$$\begin{array}{r} \hline 10 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ -1 \end{array}$$

La submatriz de Ts será:

$$Ts = \begin{array}{c} \textcircled{8} \quad \textcircled{9} \quad \textcircled{10} \quad \textcircled{11} \\ \left| \begin{array}{cccc} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 1 \end{array} \right| \end{array}$$

que es idéntica a la obtenida por inspección.

En esta última matriz (Z primitiva) deben anotarse en el orden establecido, las impedancias propias y mutuas de todos los elementos de la red, las propias ocuparán la diagonal principal.

La matriz Z_{loop} resultado del producto $[TZ_bT']$ es:

$$Z_{loop} = \begin{bmatrix} 0.1250 & 0.1250 & 0.1250 & 0.1250 & 0.0 & 0.1250 & 0.1250 \\ 0.1250 & 0.6320 & 0.1250 & 0.1250 & 0.0 & 0.1250 & 0.1250 \\ 0.1250 & 0.1250 & 0.3175 & 0.3175 & 0.1925 & 0.1250 & 0.3175 \\ 0.1250 & 0.1250 & 0.3175 & 0.9125 & 0.1925 & 0.1250 & 0.3175 \\ 0.0 & 0.0 & 0.1925 & 0.1925 & 0.4566 & -0.1348 & 0.2175 \\ 0.1250 & 0.1250 & 0.1250 & 0.1250 & -0.1348 & 0.2598 & 0.1250 \\ 0.1250 & 0.1250 & 0.3175 & 0.3175 & 0.2175 & 0.1250 & 0.3425 \end{bmatrix}$$

Artificio para la medición de la impedancia de Thevenin.

Según quedó establecido, el comportamiento de la red se puede resumir en la solución de:

$$[V] = [Z_{loop}][I_f]$$

Dado que como consecuencia de la aplicación del Teorema de Thevenin - los voltajes de la red son cero (se trata de una red pasiva) entonces:

$$0 = [Z_{loop}][I_f]$$

Puesto que son 7 mallas, Z_{loop} contiene los coeficientes de 7 ecuaciones independientes. Si el cálculo es para una falla a la vez, digamos en bus 1, necesariamente las corrientes en los elementos restantes - de reactancia cero son:

$$I_3 = I_6 = I_7 = 0$$

Entonces si conocemos 3 de las 7 incógnitas por determinar el sistema original se reduce a uno de 4 ecuaciones, la nueva matriz de coeficientes, si las combinaciones de 3, 6 y 7 desaparecen será: (elementos -- ashurados en la matriz Z_{loop} de la página)

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{14} & Z_{15} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{24} & Z_{25} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{44} & Z_{45} \\ Z_{51} & Z_{52} & Z_{54} & Z_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = 0$$

La corriente de la malla 1 es igual a la corriente del link 1, el link 1 es de falla ($Z = 0$); la determinación de I_1 equivale a la de terminación de la corriente total de falla, la determinación de I_2 I_3

e I_5 dará las contribuciones en los elementos 2, 3 y 5 (links reales del sistema)

Si calculamos de Z_{loop} la submatriz que contiene únicamente los elementos afectados y hacemos $I_1 = 1 \text{ } ^\circ/1$ (artificio) obtenemos:

$$\begin{bmatrix} Z_{22} & Z_{24} & Z_{25} \\ Z_{42} & Z_{44} & Z_{45} \\ Z_{52} & Z_{54} & Z_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} Z_{21} \times 1 \\ Z_{41} \times 1 \\ Z_{51} \times 1 \end{bmatrix}$$

o bien simplificando:

$$\begin{bmatrix} Z_{LL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} Z_{21} \\ Z_{41} \\ Z_{51} \end{bmatrix}$$

despejando: para falla en el nodo 1

$$\begin{bmatrix} I_2 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} Z_{LL} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Z_{21} \\ Z_{41} \\ Z_{51} \end{bmatrix}$$

NOTA:

para falla en el nodo 2 (asociada con el link 3)

$$I_1 = I_6 = I_7 = 0 \quad I_3 = 1$$

$$\begin{bmatrix} I_2 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} Z_{LL} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Z_{23} \\ Z_{43} \\ Z_{53} \end{bmatrix}$$

para falla en el nodo 3 (asociada con el link 7)

$$I_1 = I_3 = I_6 = 0 \quad I_7 = 1 \text{ } ^\circ/1$$

$$\begin{bmatrix} I_2 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} Z_{LL} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Z_{27} \\ Z_{47} \\ Z_{57} \end{bmatrix}$$

para falla en el bus 4 (asociadas con el link 6)

$$I_1 = I_3 = I_7 = 0 \quad I_6 = 1 \text{ pu}$$

$$\begin{bmatrix} I_2 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = -[Z_{LL}]^{-1} \begin{bmatrix} Z_{26} \\ Z_{46} \\ Z_{56} \end{bmatrix}$$

$[Z_{LL}]^{-1}$ no cambia ya durante el proceso de cálculo o sea que la inversa de Z_{LL} sólo se calcula una vez.

Obtención del Inverso del Z_{LL}

$$\left[\begin{array}{ccc|ccc} 0.632 & 0.1250 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0.1250 & 0.9125 & 0.1925 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0.1925 & 0.4566 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right]$$

$$\left[\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0.1978 & 0 & 1.5823 & 0 & 0 \\ 0 & 0.8878 & 0.1925 & -0.1978 & 1 & 0 \\ 0 & 0.1925 & 0.4566 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right]$$

$$\left[\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0.1978 & 0 & 1.5823 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0.2168 & -0.2228 & 1.1264 & 0 \\ 0 & 0 & 0.4173 & 0.0429 & -0.2168 & 1 \end{array} \right]$$

$$\left[\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0.1978 & 0 & 1.5823 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0.2168 & -0.2228 & 1.1264 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0.1028 & -0.5195 & 2.3963 \end{array} \right]$$

$$\left[\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & -0.0429 & 1.6264 & -0.2228 & 0 \\ 0 & 1 & 0.2168 & -0.2228 & 1.1264 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0.1028 & -0.5195 & 2.3963 \end{array} \right]$$

$$\left[\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 1.6308 & -0.2451 & 0.1028 \\ 0 & 1 & 0 & -0.2451 & 1.2390 & -0.5195 \\ 0 & 0 & 1 & 0.1028 & -0.5195 & 2.3963 \end{array} \right]$$

en nuestro caso:

$$\begin{bmatrix} I_2 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1.6308 & -0.2451 & 0.1028 \\ -0.2451 & 1.2390 & -0.5195 \\ 0.1028 & -0.5195 & 2.3963 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.1250 \\ 0.1250 \\ 0. \end{bmatrix}$$

Llevando a cabo operaciones:

$$I_1 = 1$$

$$I_2 = -.2038 + .0306 = -.1732$$

$$I_4 = +.0306 - .1548 = -.1242$$

$$I_5 = -.01285 + .06493 = .05208$$

$$I_3 = 0$$

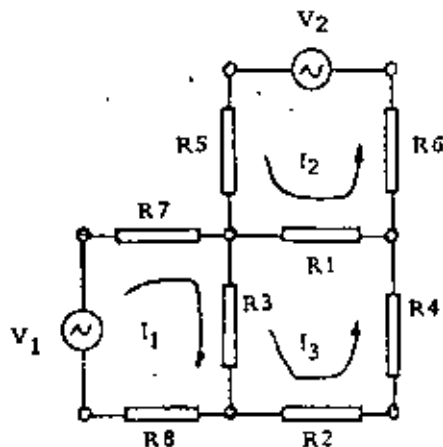
$$I_6 = 0$$

$$I_7 = 0$$

Cuando se inyecta en la malla una corriente $I_1 = 1$ pu, ésta se distribuye en la red en proporción a las reactancias de cada elemento. Los valores de I_2 , I_4 e I_5 así obtenidos dan los factores de distribución, pero ni I_1 ni I_2 , I_4 e I_5 son los valores reales de falla.

Si recurrimos a la siguiente explicación, entenderemos la filosofía del uso de este artificio que al final da directamente Z_{Th}

Para resolución de la malla de la figura, formaríamos las siguientes ecuaciones:



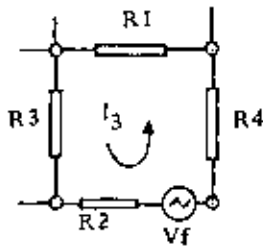
$$V_1 = I_1 R_7 + (I_1 + I_3) R_3 + I_1 R_8$$

$$V_2 = I_2 R_5 + (I_2 - I_3) R_1 + I_2 R_6$$

$$0 = I_3 (R_4 + R_2) + (I_3 + I_1) R_3 + (I_3 - I_2) R_1$$

El tercer renglón es igual a cero por no existir fuentes de voltaje en la malla 3. Si hacemos $I_3 = 1$ pu., la ecuación ya no será igual a cero y se puede suponer que se ha agregado a la malla 3 un voltaje ficticio V_f que fuerza el valor de I_3 .

El tercer renglón queda:

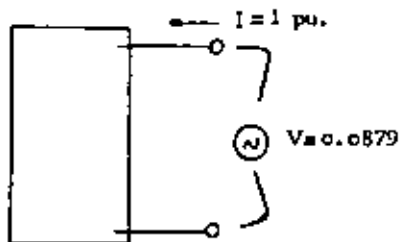


$$V_f = 1 \times R_4 + 1 \times R_2 + (I_1 + 1) R_3 + (1 - I_2) R_1$$

En nuestro caso, si sustituimos los valores de I en el primer renglón de Z_{Loop} (primer renglón porque la falla es en el bus 1 asociado con el link 1) obtenemos:

$$\begin{aligned} I_1 \times Z_{11} + I_2 \times Z_{12} + I_4 \times Z_{13} + I_5 \times Z_{15} &= \\ 0.1250 - 0.0216 - 0.0155 + 0.0 &= 0.0879 \end{aligned}$$

Por lo tanto:



$$V_{th} = 1 \times Z_{th} = 0.0879$$

$$Z_{th} = 0.0879$$

$$FC = \frac{1}{0.0879} = 11.39 \text{ pu.}$$

$$I_2 = -.1732 \times 11.39 = -1.97 \text{ pu}$$

$$I_4 = -.1242 \times 11.39 = -1.415 \text{ pu}$$

$$I_5 = .05208 \times 11.39 = 0.594 \text{ pu}$$

Conocidas todas las corrientes en los links, mediante el producto $I_b = T_b^T I_L$ obtenemos las corrientes en los branches, resultados que se anotan enseguida:

VALORES DE CORTO CIRCUITO DIVISION TAMPICO

VALOR DE LA FALLA EN EL BUS ASOCIADO CON FL 1 = 11.38613 EN PU

I 2	=	- 1.97239	EN PU
I 4	=	- 1.41574	EN PU
I 5	=	0.59687	EN PU
I 8	=	- 0.81887	EN PU
I 9	=	- 0.59687	EN PU
I 10	=	- 8.00001	EN PU
I 11	=	0.59687	EN PU

VALOR DE LA FALLA EN EL BUS ASOCIADO CON FL 3 = 6.40612 EN PU

I 2	=	- 0.93462	EN PU
I 4	=	- 1.68067	EN PU
I 5	=	- 1.99222	EN PU
I 8	=	2.73323	EN PU
I 9	=	1.99222	EN PU
I 10	=	- 3.79083	EN PU
I 11	=	- 1.99222	EN PU

VALOR DE LA FALLA EN EL BUS ASOCIADO CON FL 6 = 6.07238 EN PU

I 2 =	- 0.96710	EN PU
I 4 =	- 1.18273	EN PU
I 5 =	2.29135	EN PU
I 8 =	1.10962	EN PU
I 9 =	3.78102	EN PU
I 10 =	- 3.92255	EN PU
I 11 =	2.29135	EN PU

VALOR DE LA FALLA EN EL BUS ASOCIADO CON FL 7 = 6.09589 EN PU

I 2 =	- 0.90511	EN PU
I 4 =	- 1.51963	EN PU
I 5 =	- 2.26309	EN PU
I 8 =	2.31317	EN PU
I 9 =	2.26309	EN PU
I 10 =	- 3.67115	EN PU
I 11 =	3.83280	EN PU

APENDICE D.- Instructivo y listados de los programas HAWK01, HAWK02
HAWK03 y HAWK04 para el calculo de fallas por el metodo de Zloop

HAWK 01DETERMINACION DE LINKS Y BRANCHES

Datos: 1).-Una tarjeta con NL y NB en Format (214) donde

NL= No. de elementos del sistema

NB= No. de Buses incluyendo el de referencia

2).-n tarjetas con FORMAT (20F4.0) conteniendo la tabla No. 1 en forma corrida o sea:

<u>cié #</u>	<u>ns</u>	<u>ne</u>
1	1	1
2	1	4
3	1	5

Aparece en la tarjeta de la siguiente manera:

1. 1. 2. 2. 1. 4. 3. 1. 5. etc.

(Format (20F4.0)).

NOTA: Al final de los datos va una tarjeta en blanco y una con /*

Resultados: 1) Impresos

A). Los datos de entrada

- a) No. de líneas y No. de Buses
- b) Tabla de Elementos (Numerados)

B). La selección de links y ramas sin que en la malla se consideren links de falla ó ficticios

- c) Tabla de links
- d) Tabla de ramas

C). Las tablas de links y ramas considerando que en la red existen los links de falla.

- e) Tabla de links incluyendo los de falla -- (Renumerados)

- f) Tabla de branches de sistema (Renumerados)
- g) No. de links incluyendo los de falla (KPl)
- h) No. de branches de sistema (JPl)

2) En Tarjetas Perforadas

- A). Las tablas e) y f) de Resultados impresos - en forma corrida (Datos para HAWK 02)

HAWK 02

FORMACION DE LA MATRIZ DE CONEXIONES O DE TRANSFORMACION.

Datos:

- 1) (KPl) No. de links incluyendo los de fallas
- 2) (JPl) No. de branches de sistema
- 3) (BN) No. de buses

(Estos 3 datos van en una tarjeta y con Format (2I4, F6.0) y son datos que imprime el HAWK 01 pero no perfora)

- 4) Tarjetas resultado de HAWK 01

NOTA: Al final de los datos póngase una tarjeta en blanco.

Resultados:

- 1) Impresos

- A). Datos

- a) KPl, JPl, BN
- b) Links y Branches de Sistemas (Renumerados)

- B). Resultados

- c) Matriz C
- d) Matriz C con Matriz I a su izquierda

2) En Tarjetas Perforadas

A). Matriz C (Datos para HAWK 04 ó HAWK 05)

B). Matriz IC (Datos para HAWK 03)

HAWK 03

FORMACION DE LA MATRIZ Z LOOP

Datos:

- 1) Tarjeta con NL (No. de Elementos) y KPI (No. de links incluyendo los de falla) en Format (214)
- 2) Matriz IC = Matriz T (De transformación) (salida de HAWK 02)
- 3) Diagonal de la Matriz de Impedancia, ("Z") o Primitiva que contiene las impedancias de los elementos de la red reales y ficticios (en Format - 10F8.4)

NOTA: Al final de los datos lleva una tarjeta en blanco.

Resultados:

- 1) Impresos
 - A). Datos
 - a) NL, KPI
 - b) Matriz transpuesta de IC (TT)
 - B). Resultados
 - c) Matriz Z'

(MZ' = MZ más links de falla)
 - d) Matriz Z Loop

(Datos para HAWK 04)

HAWK 04DETERMINACION DE LOS VALORES DE CORTO CIRCUITO EN CADA BUS MOSTRANDO LAS COLABORACIONES DE CADA ELEMENTO.

Datos:

- 1) KPI, N. NL (Links incluyendo los de falla, Links de Sistema y elementos respectivamente) en una tarjeta y Format (314)

- 2) Lista de links de falla o ficticios (número que les corresponde en las tablas) FÓRMAT (2014).
- 3) Lista de links de Sistema ó reales (número que les corresponde en la lista) FÓRMAT (2014)
- 4) Lectura de Z Loop tal como salió de HAWK 03
- 5) Matriz (TTS) salida de HAWK 02

NOTA: Al final de los datos lleva una tarjeta en blanco

Resultados: 1) Impresos

A). Datos

- a) KP1, N, NL
- b) LF. (Links de Falla)
- c) LS (Links de Sistema)
- d) Z Loop

B). Resultados

- a) TTS (Submatriz de TT para obtener I de Branch en función de I de Link)
- b) Valores de C.C. en P.U. por Bus mostrando las colaboraciones de cada elemento.

HH	HH	0000000000	00	00	KK	KK	00000000	00	11
HH	HH	0000000000	00	00	KK	KK	00000000	00	111
HH	HH	00	00	00	00	00	00	00	1111
HH	HH	00	00	00	00	00	00	00	11
HH	HH	00	00	00	00	00	00	00	11
HHHHHHHHHH	HHHHHHHHHH	0000000000	00	00	KKKKKK	KK	00	00	11
HHHHHHHHHH	HHHHHHHHHH	0000000000	00	00	KKKKKK	KK	00	00	11
HH	HH	00	00	00	00	00	00	00	11
HH	HH	00	00	00	00	00	00	00	11
HH	HH	00	00	00	00	00	00	00	11
HH	HH	00	00	00	00	00	00	00	11
HH	HH	00	00	00	00	00	00000000	00	11111111
HH	HH	00	00	00	00	00	00000000	00	11111111

```

0000000000
0000000000
00      00
00
00
00
00
00
00
00      00
0000000000
0000000000

```

```

C      FORMACION DE LA MATRIZ DE CONEXION C T=(1,C)
0001      DIMENSION M(120),X(120),Y(120),XC(120),YC(120),XT(120),YT(120)
0002      DIMENSION COS(120),TRSS(120),YC(120)
0003      1 READ(5,20),FAC=319) NL,NB
0004      IF(NL.EQ.0) GO TO 319
0005      200 FORMAT (2I4)
0006      WRITE(6,400) NL,NB
0007      400 FORMAT (11,' ',T5,2I4)
0008      READ(5,20) (R(1),X(1),Y(1),I=1,NL)
0009      201 FORMAT (20F4.0)
C      FORMACION DE LAS TABLAS 2+3 Y 4
0010      XT(1)=X(1)
0011      YT(1)=Y(1)
0012      I=1
0013      K=1
0014      M=1
0015      KCM=1
0016      2 I=I+1
0017      J=1
0018      IF(X(I)-X(1)) 7,3,7
0019      3 IF(Y(I)-Y(1)) 5,4,5
0020      4 XC(K)=X(I)
0021      YC(K)=Y(I)
0022      K=K+1
0023      KCM=KCM+1
0024      GO TO 2
0025      5 J=J+1
0026      IF(J=4) 3,3,6
0027      6 X(IJ)=X(I)
0028      Y(IJ)=Y(I)
0029      M=M+1
0030      KCM=KCM+1
0031      GO TO 2
0032      7 J=1
0033      L=1
0034      41 YC(L)=YT(I)
0035      L=L+1
0036      J=J+1
0037      IF(J=3) 41,41,8
0038      8 M=1
0039      I=1
0040      J=M+1
0041      M=M+1
0042      9 I=1
0043      10 IF(YC(L)-X(I)) 11,14,11
0044      11 IF(YC(L)-Y(I)) 16,12,16
0045      12 V82=X(I)
0046      13 GO TO 17

```

```

0047      14 VAF=Y(I)
0048      15 GO TO 17
0049      16 I=I+1
0050          IF(I-(N+1)) 17,21,21
0051      17 I=N
0052      18 L=I+1
0053          IF(L-N) 19,22,19
0054      19 IF(VAR-YC(L)) 18,20,18
0055      20 XC(K)=X(I)
0056          YC(K)=Y(I)
0057          K=X+1
0058          KCN=KCN+1
0059          T=I+1
0060          GO TO 33
0061      21 N=N+1
0062          I=I4
0063          GO TO 33
0064      22 I=N
0065      23 I=I-1
0066          IF(L) 27,27,24
0067      24 IF(VAR-YC(L)) 22,26,23
0068      25 GO TO 33
0069      26 I=I+1
0070          GO TO 33
0071      27 L=VY
0072      28 YC(L)=VAR
0073          XT(J)=X(I)
0074          YI(J)=Y(I)
0075          J=J+1
0076          KCN=KCN+1
0077          T=I+1
0078          NY=NY+1
0079          M=M+1
0080          IF(I-(N+1)) 30,29,30
0081      29 N=N+1
0082          I=I4
0083      30 IF(KCN-NL) 9,21,9
0084      31 T=1
0085          DRS(I)=1.0
0086      33 DRS(I+1)=DRS(I)+1.0
0087          I=I+1
0088          IF(I-(K-1)) 33,34,34
0089      34 T=1
0090          TRES(I)=K
0091      36 TRES(I+1)=TRES(I)+1.0
0092          I=I+1
0093          IF(I-N) 30,41,40
0094      40 J=J-1

```



```

0005      KP1=K-1
0006      WRITE(6,213) KPI
0007      WRITE(6,214) JPI
0008      IF(KPI-JPI) 205,203,200
0009      213 FORMAT(11,' ',115,'NUMERO DE LINHAS = ',T33,I3//)
0010      214 FORMAT(11,' ',112,'NUMERO DE BRANCHES = ',T33,I3//)
0011      200 WRITE(6,202)(R(I),X(I),Y(I),DMS(I),XD(I),YD(I),TRES(I),XT(I),YT(I))
0012      1,I=1,JP1)
0013      202 FORMAT(11,' ',110,3F4.0,F6.0,2F4.0,F6.0,2F4.0)
0014      201 WRITE(6,203)(R(I),X(I),Y(I),DMS(I),XD(I),YD(I),I=J,KPI)
0015      203 FORMAT(11,' ',110,3F4.0,F6.0,2F4.0)
0016      202 WRITE(6,204)(R(I),X(I),Y(I),I=K,NL)
0017      204 FORMAT(11,' ',110,3F4.0)
0018      DO 11 310
0019      203 WRITE(6,202)(R(I),X(I),Y(I),DMS(I),XD(I),YD(I),TRES(I),XT(I),YT(I))
0020      1,I=1,JP1)
0021      GO TO 310
0022      205 WRITE(6,202)(R(I),X(I),Y(I),DMS(I),XD(I),YD(I),TRES(I),XT(I),YT(I))
0023      1,I=1,KPI)
0024      206 WRITE(6,205)(R(I),X(I),Y(I),TRES(I),XT(I),YT(I),I=K,JP1)
0025      205 FORMAT(11,' ',110,3F4.0,F20.0,2F4.0)
0026      207 WRITE(6,204)(R(I),X(I),Y(I),I=J,NL)
0027      210 DO 212 I=1,KPI
0028      209 KS=(NB-1)+I
0029      XP(KS)=X(I)
0030      YD(KS)=YD(I)
0031      212 DMS(KS)=DMS(I)
0032      KS=KS-1
0033      DO 320 I=1,KS
0034      XD(I)=0.0
0035      YD(I)=0.0
0036      320 DMS(I)=0.0
0037      DO 321 I=1,KS
0038      HT=1
0039      XC(I)=R(I)
0040      DMS(I)=HT
0041      321 YD(I)=NB
0042      KS=NB-(KPI-1)
0043      DO 322 I=NB,KS
0044      322 DMS(I)=1
0045      KA=NB+KPI
0046      DO 323 I=1,JP1
0047      323 TRES(I)=(K4-1)+I
0048      WRITE(6,209)
0049      209 FORMAT(11,' ',111)
0050      215 WRITE(6,200)(DMS(I),XD(I),YD(I),TRES(I),XT(I),YT(I),I=1,JP1)
0051      209 FORMAT(11,' ',110,3F4.0,F6.0,2F4.0)
0052      JP2=JP1+1

```

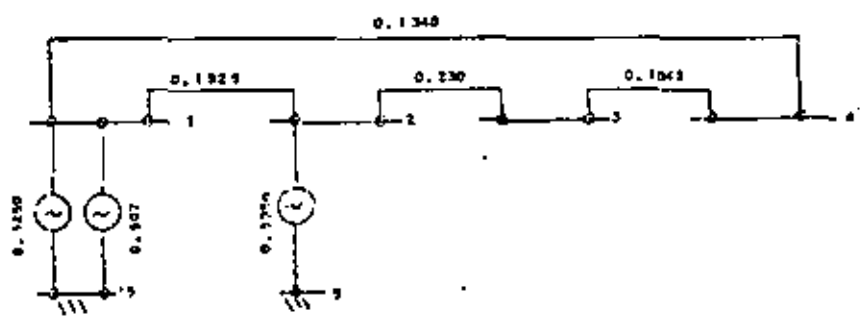
```
0140      KP2=KP1+(N2-1)
0141      216 WRITE(6,204) (DCS(I),XD(I),YD(I),I=JP2,KP2)
0142      WRITE(6,213) KP2
0143      WRITE(6,214) JP1
0144      217 WRITE(7,201) (DCS(I),XD(I),YD(I),I=1,KP2)
0145      218 WRITE(7,201) (TRFS(I),XT(I),YT(I),I=1,JP1)
0146      GO TO 1
0147      219 WRITE(6,330)
0148      220 FORMAT('I',I4)
0149      221 STOP
0150      END
```



NUMERO DE LINKS = 3

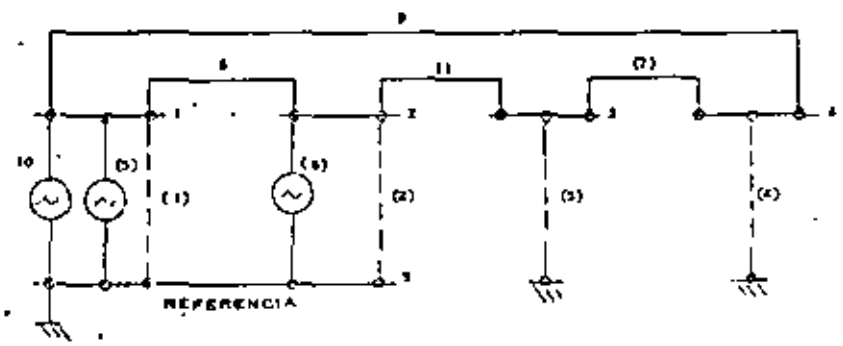
NUMERO DE BRANCHES = 4

1.	1.	2.	1.	1.	5.	4.	1.	2.
2.	1.	4.	2.	3.	5.	1.	1.	4.
3.	1.	5.	3.	2.	4.	6.	1.	5.
4.	1.	5.				7.	2.	3.
5.	2.	5.						
6.	2.	5.						
7.	3.	4.						





1.	1.	5.	8.	1.	2.
2.	2.	5.	9.	1.	4.
3.	3.	5.	10.	1.	5.
4.	4.	5.	11.	2.	5.
5.	1.	5.			
6.	2.	5.			
7.	3.	4.			



NUMERO DE LINKS ■ 7
NUMERO DE BRANCHES ■ 4



COMMISSION FEDERAL DE PLANNING

D-12

HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	00000000	2222222222
HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	0000000000	222222222222
HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	00	00 22 22
HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	00	00 22 22
HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	00	00 22 22
HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	00	00 22 22
HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	00	00 22 22
HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	00	00 22 22
HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	00	00 22 22
HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	00	00 22 22
HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	0000000000	222222222222
HH	HH	AA	AA	HH	HH	KK	KK	00000000	222222222222

```

AAAAA111111
AA111111111111
AA      AA
AA      AA
AA      AA
AA111111111111
AA111111111111
AA      AA
AA      AA
AA      AA
AA      AA
AA      AA
AA      AA
AA      AA
AA      AA

```

```

0001 DIMENSION DCS(94),XD(94),YD(94),TRES(54),XT(54),YT(54),XSE(54)
0002 DIMENSION TL6(54,94),XSI(54),TB7(54,94),RAMA(80),RAMA(80),TS(80)
0003 DIMENSION AT(54,148)
0004 293 FORMAT(2I4,F6.0)
0005 291 FORMAT(20F4.0)
0006 207 FORMAT(' ',2Y,20F4.0)
0007 218 FORMAT('1',1',T10,'EXISTE ERROR')
0008 601 FORMAT(1H0,26H DIMENSION TL6 INSUFICIENTE)
0009 701 FORMAT(1H0,35H EXISTE ERROR 1 EN DIMENSION DE RAMA)
0010 801 FORMAT(1H0,35H EXISTE ERROR 2 EN DIMENSION DE RAMA)
0011 215 FORMAT(/T1,'1',T5,'MATRIZ      ( C 1'//)
0012 10 READ(5,290,END=122) KP1,JP1,BN
0013      IF(KP1.EQ.0) GO TO 172
0014      WRITE(6,390) KP1,JP1,BN
0015 390 FORMAT(T1,'1',T5,2I4,F6.0)
0016 READ(5,291) (DCS(I),XD(I),YD(I),I=1,KP1)
0017 WRITE(6,391)DCS(I),XD(I),YD(I),I=1,KP1)
0018 READ(5,291) (TRES(I),XT(I),YT(I),I=1,JP1)
0019 WRITE(6,391)(TRES(I),XT(I),YT(I),I=1,JP1)
0020 391 FORMAT(/T1,'1',T5,20F4.0)
C      FORMACION DE TABLA 5
C      FORMACION DE LA MATRIZ DE CONEXION C T=(I,J)
0021 45 I=1
0022      XSE(I)=7.
0023 46 J=1
0024      KA=1
0025 47 IF(XD(KA)-XSE(I)) 48,51,48
0026 48 IF(YD(KA)-XSE(I)) 49,52,49
0027 49 KA=KA+1
0028 50 IF(KA-KP1) 47,47,54
0029 51 TL6(I,J)=DCS(KA)
0030      J=J+1
0031      GO TO 49
0032 52 TL6(I,J)=-DCS(KN)
0033      J=J+1
0034      GO TO 49
0035 54 TL6(I,J)=0.
0036      I=I+1
0037      XSE(I)=XSE(I-1)+1.
C      BN=NUMERO DE BUSES (NOCDS)
0038      IF(XSE(I)-BN) 46,46,58
C      FORMACION DE TABLA 7
0039 58 I=1
0040      XSI(I)=2.
0041 59 J=1
0042      KN=1
0043 60 IF(XT(KN)-XSI(I)) 61,65,61
0044 61 IF(YT(KN)-XSI(I)) 62,66,62

```

```

0045      62 KA=KA+1
0046      64 IF(KN-JP1) 60,60,67
0047      65 TB7(I,J)=TRES(KN)
0048          J=J+1
0049          GO TO 62
0050      66 TB7(I,J)= -TRES(KN)
0051          J=J+1
0052          GO TO 62
0053      67 TB7(I,J)= 0.0
0054          I=I+1
0055          XSI(I)=XSI(I-1)+1.
0056          IF(XSI(I)-9N) 59,59,68
C          FORMACION DE LA RAMA (EJ -9,-13,16)
0057      68 KL=1
0058      69 I=1
0059          L=1
0060          N=1
0061          J=1
0062          PV=0.0
0063          NB=BN
0064          GAMA(N)=TRES(KL)
0065      70 IF(GAMA(N)-ABS(TB7(I,J))) 71,72,71
0066      71 I=I+1
0067          IF(I-NB) 70,8C,8C
0068      72 IF(PV) 75,73,75
0069          PV=1.
0070      74 RAMA(L)=TB7(I,J)
0071      75 J=J+1
0072      76 IF(TB7(I,J)) 77,78,77
0073      77 L=L+1
0074          GO TO 74
0075      78 I=I+1
0076          J=1
0077          IF(I-NB) 70,8C,80
0078      80 N=N+1
0079          I=1
0080          J=1
0081          IF(N-L) 81,81,82
0082      81 GAMA(N) =ABS(RAMA(N))
0083          GO TO 70
C          ACCIOS ASOCIADOS CCN LA RAMA
0084      82 N=1
0085          J=1
0086          I=1.
0087      83 IF(GAMA(N)-TRES(J)) 84,85,84
0088      84 J=J+1
0089          GO TO 83
0090      85 TB(I)=XT(J)

```



```

0091      T8(I+1)=YT(J)
0092      I=I+2
0093      J=J+1
0094      N=N+1
0095      86 IF(N-1) 83,83,87
0096      87 T8(I)=0.0
0097      IA=I-1
0098      I=2
0099      L=1
0100      KI=3
0101      IF(IA-1) 150,150,88
0102      89 IF(P/MAL(I)) 90,700,89
0103      700 WRITE(6,701)
0104      89 PCS=+1.
0105      T8(I)=T8(I-1)
0106      GO TO 91
0107      90 PCS=L.
0108      91 IF(T8(I)-T8(KI)) 93,92,93
0109      92 T8(KI)=0.0
0110      93 KI=KI+1
0111      IF(KI-IA) 91,91,94
0112      94 I=I+1
0113      IF(I-IA) 95,97,95
0114      95 IF(T8(I)) 96,94,96
0115      96 KI=KI+1
0116      GO TO 91
0117      150 IF(P/MAL(L)) 152,900,151
0118      800 WRITE(6,801)
0119      151 POS=-1.
0120      T8(I)=T8(I-1)
0121      GO TO 97
0122      152 POS=1.
0123      GO TO 97
C      CEROS EN LAS COLUMNAS DE LA MATRIZ T
0124      97 I=7
0125      I6=1
0126      KN=1
0127      98 ATIKK,KLI=0.
0128      KN=KN+1
0129      IF(KN-(KN+1)) 98,99,98
0130      99 IF(T8(I)) 100,110,100
0131      100 IF(T8(I)-XSE(I6)) 101,102,101
0132      101 I6=I6+1
0133      GO TO 100
C      FORMACION DE LAS COLUMNAS
0134      102 J=1
0135      KN=1
0136      103 IF(TL6(I6,J)) 104,110,104

```

```

0137      104 IF(KN - ABS(TL6(I6,J1)) 105,106,105
0138      105 KN=KN+1
0139          IF(KN-(KP1+1)) 104,500,104
0140      106 IF(TL6(I6,J1)) 107,200,108
0141      600 WRITE(16,501)
0142      500 WRITE(16,209)
0143          GO TO 122
0144      107 IF(AT(KN,KL)) 201,200,201
0145      200 AT(KN,KL)=-POS
0146          GO TO 109
0147      201 AT(KN,KL)=0.0
0148          GO TO 109
0149      108 IF(AT(KN,KL)) 201,202,201
0150      202 AT(KN,KL)=POS
0151      109 J=J+1
0152          IF(TL6(I6,J1)) 105,110,105
0153      110 I=I+1
0154          IF(I-[A]) 111,111,113
0155      111 I=1
0156          GO TO 59
0157      113 KL =KL+1
0158          IF(KL-(JP1+1)) 69,120,69
0159      120 WRITE(16,215)
0160          DO 330 KN=1,KP1
0161      330 WRITE(6,207)(AT(KN,KL),KL=1,JP1)
0162          WRITE(7,291)(AT(KN,KL),KL=1,JP1),KN=1,<P1)
0163          KN=1
0164      114 KL=1
0165      115 KA=KP1+KL
0166          AT(KN,KA)=AT(KN,KL)
0167          KL=KL+1
0168          IF(KL-JP1) 115,115,117
0169      117 KN=KN+1
0170          IF(KN-KP1) 114,114,119
0171      119 DO 301 KN=1,KP1
0172          DO 301 KL=1,KP1
0173          IF(KA-KL) 304,305,204
0174      305 AT(KN,KL)=1.0
0175          GO TO 310
0176      304 AT(KN,KL)=0.0
0177      310 CONTINUE
0178      301 CONTINUE
0179          KP2=KP1+JP1
0180          WRITE(16,228)
0181      228 FORMAT(//TL,'1',TS,'MATRIZ (C), CON MATRIZ IDENTIDAD A SU IZQUIERD
IA'//)
0182          WRITE(6,207)(AT(KN,KL),KL=1,KP2),KN=1,<P1)
0183          WRITE(7,291)(AT(KN,KL),KL=1,KP2),KN=1,<P1)

```

```
0184      GO TO 19
0185      122 WRITE(6,203)
0186      203 FORMAT(T1,'1')
0187      123 STOP
0188      END
```



7 4 5.
 1. 1. 9. 2. 1. 5. 2. 1. 5. 4. 4. 5. 5. 1. 5. 6. 2. 5. 7. 3.
 2. 1. 2. 9. 1. 4. 10. 1. 5. 11. 2. 3.



ANEXO 1 (C)

1. 0. -1. 0.
 1. 0. -1. 0.
 1. 0. -1. 1.
 0. 1. -1. 0.
 0. 0. -1. 0.
 1. 0. -1. 0.
 1. -1. 0. 1.



ANEXO 1 (C) CON TABLA DE DATOS Y SU DESCRIPCION

1. 0. 0. 0. 0. 0. 0. 0. 0. -1. 0. | 0. 1. 0. 0. 0. 0. 0. 1. 0. -1. 0. | 0. 0. 1. 0. 0. 0. 0. 1. 0. 0.
 1. 0. 0. 0. 1. 0. 0. 1. 0. -1. 0. | 0. 0. 0. 0. 1. 0. 0. 0. 0. -1. 0. | 0. 0. 0. 0. 0. 0. 1. 0. 1. 0.
 1. 0. 0. 0. 0. 0. 0. 1. 1. -1. 0. | 1. 0. 0. 0. 0. 0. 0. 0. 0. -1. 0. | 0. 0. 0. 0. 0. 0. 1. 0. 1. 0.

D-21

| | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|---|
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -1 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | -1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | -1 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | -1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | -1 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | -1 | 0 | 1 | 1 |


```

C   FORMACION DE LA MATRIZ Z LGDP
DIMENSION T(15,30),Z(30,30),C(15,30),TT(30,15),ZBUS(20,20)
0001      5 READ(5,100,END=101) NL,KP1
0002      IF(NL.EC.0) GO TO 10
0003      100 FORMAT(2I4)
0004      101 FORMAT(2CF4.0)
0005      102 FORMAT(10F8.4)
0006      WRITE(6,105) NL,KP1
0007      READ(5,101)((T(I,J),J=1,NL),I=1,KP1)
0008      105 FORMAT(///T1,'1',T10,2I4)
0009      WRITE(6,106)((T(I,J),J=1,NL),I=1,KP1)
0010      106 FORMAT(T1,' ',T10,2CF4.0)
0011      DO 15 I=1,NL
0012      DO 16 J=1,NL
0013      Z(I,J)=0.
0014      16 CONTINUE
0015      15 CONTINUE
0016      READ(5,102)((Z(I,I),I=1,NL)
0017      WRITE(6,107)((Z(I,J),J=1,NL),I=1,NL)
0018      107 FORMAT(T1,' ',T10,10F8.4)
0019      4 DO 20 J=1,NL
0020      DO 20 I=1,KP1
0021      C(I,J)=0.0
0022      DO 20 K=1,NL
0023      C(I,J)=C(I,J)+T(I,K)*Z(K,J)
0024      DO 40 I=1,NL
0025      DO 40 J=1,KP1
0026      40 TT(I,J)=1/(J,1)
0027      23 DO 30 J=1,KP1
0028      DO 30 I=1,KP1
0029      ZBUS(I,I)=0.0
0030      DO 30 K=1,NL
0031      ZBUS(I,J)=ZBUS(I,J)+C(I,K)*TT(K,J)
0032      WRITE(6,103)
0033      103 FORMAT(///T1,'1',T15,'MATRIZ Z LGDP*////)
0034      WRITE(6,104)((ZBUS(I,J),J=1,KP1),I=1,KP1)
0035      104 FORMAT(' ',2X,10F8.4)
0036      WRITE(17,102)((ZBUS(I,J),J=1,KP1),I=1,KP1)
0037      GO TO 5
0038      10 WRITE(6,11)
0039      11 FORMAT(T1,'1')
0040      12 STOP
0041      END
0042

```




| | | | | | | | | | |
|--------|--------|--------|--------|--------|---------|--------|---------|--------|--------|
| 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.0 | 0.1250 | 0.3175 | 0.3175 |
| 0.1250 | 0.1250 | 0.2175 | 0.1925 | 0.1250 | 0.3175 | 0.3025 | 0.1250 | 0.1250 | 0.3175 |
| 0.3175 | 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.2598 | 0.1250 | 0.1250 | -0.1348 | 0.1250 | 0.1250 |
| 0.1750 | 0.1250 | 0.1757 | 0.1250 | 0.0 | 0.1250 | 0.2175 | 0.3175 | 0.1250 | 0.1250 |
| 0.9125 | 0.1925 | 0.0 | 0.1925 | 0.2175 | -0.1348 | 0.0 | 0.1925 | 0.4566 | |

RESULTADO DEL PROGRAMA HANKO3

| | | | | | | |
|--------|--------|--------|---------|--------|--------|---------|
| 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.0 |
| 0.1250 | 0.3175 | 0.3175 | 0.1250 | 0.1250 | 0.3175 | 0.1925 |
| 0.1250 | 0.3175 | 0.3425 | 0.1250 | 0.1250 | 0.3175 | 0.2175 |
| 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.2598 | 0.1250 | 0.1250 | -0.1348 |
| 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.1250 | 0.1757 | 0.1250 | 0.0 |
| 0.1250 | 0.3175 | 0.3175 | 0.1250 | 0.1250 | 0.9125 | 0.1925 |
| 0.0 | 0.1925 | 0.2175 | -0.1348 | 0.0 | 0.1925 | 0.4566 |

RESULTADO DE LAS NOTAS


```

0001      COMMON ZLL(24,24),ZLLI(24,24),PIVOT(24),INDEA(24,10),PIVOT(24),
1ZJL(65,65),ADP(8E,45),ZBUS(64,64),LF(41),LS(24),TTS(65,45)
0002      10 JJ=0
0003      READ(5,1000,F4D=930) KP1,N,NL
0004      1000  FORMAT(2I4)
0005      IF(KP1.EQ.0) GO TO 930
0006      WRITE(6,1010)KP1,N,NL
0007      1010  FORMAT(/T1,' ',T5,3I4)
0008      NN=KP1-N
0009      READ(5,1001)(LF(I),I=1,N).
0010      1001  FORMAT(20I4)
0011      WRITE(6,1011)(LF(I),I=1,NN)
0012      1011  FORMAT(T1,' ',T5,20I4)
0013      READ(5,1002)(LS(I),I=1,N)
0014      WRITE(6,1012)(LS(I),I=1,N)
0015      READ(5,1003)((ZBUS(I,J),J=1,KP1),I=1,KP1)
0016      1003  FORMAT(10F6.4)
0017      WRITE(6,1013)((ZBUS(I,J),J=1,KP1),I=1,KP1)
0018      1013  FORMAT(T1,' ',T5,10F6.4)
0019      MM=NL-KP1
0020      READ(5,1004)((TTS(I,J),J=1,MM),I=1,KP1)
0021      1004  FORMAT(20F4.0)
0022      WRITE(6,1014)((TTS(I,J),J=1,MM),I=1,KP1)
0023      1014  FORMAT(/T1,' ',T5,20F4.0)
0024      I=1
0025      J=1
0026      2  K=LS(I)
0027      L=LS(J)
0028      ZLL(I,J)=ZBUS(K,L)
0029      J=J+1
0030      IF(N-J) 3,2,2
0031      3  I=I+1
0032      IF(N-I) 5,4,4
0033      4  J=1
0034      GO TO 2
0035      5  WRITE(6,1020)
0036      1020  FORMAT(T1,' ',T5,'VALORES DE CORTE CIRCUITO',
1/1)
0037      CALL RAPH(N)
0038      KON=1
0039      800  J=KON
0040      DO 801 I=1,N
0041      K=LS(I)
0042      L=LF(KON)
0043      801  ZIL(I,J)=ZBUS(K,L)
0044      CALL FMO(N,KON,KP1)
0045      MO=LF(KON)
0046      CALL PM1(MO,KP1,KON,FC)

```

```

0047      DO 807 I=1,KP1
0048      807 ACF(I,J)=FC*ACF(I,J)
0049          K=LF(KCN)
0050          IF(JJ) 920,808,806
0051      806 WRITE(6,1006)
0052      1006 FCPMAT(T1,'1')
0053      808 WRITE(6,1005) LF(KCN),ADF(K,J)
0054      1005 FORMAT(T1,' ',T14,'VALOR DE LA FALLA EN EL BUS NUMERO',
      1 T50,13,T54,'=',T56,F10.5,T69,'EN PU')
0055          COSX1=2./ADF(K,J)
0056          WRITE(7,1100)COSX1
0057      1100 FORMAT(F10.5)
0058          JJ=JJ+1
0059          CALL PFM2(KP1,MM,KCN)
0060          HNL=NL
0061          HNL=NL
0062          II=(HNL-MM)/2
0063          AII*II
0064          AIII=(HNL-HMM)/2.
0065          DO 609 I=1,II
0066          K=MM+I
0067          III=MM+I+II
0068          WRITE(6,1007) K,ADF(K,J),III,ADF(III,J)
0069      1007 FORMAT(T1,'0',T12,'1',T15,13,T19,'*',T22,F10.5,T34,'EN PU',
      1 T63,'1',T65,13,T69,'=',T72,F10.5,T84,'EN PU')
0070          IF(K.EC.70) WRITE(6,1006)
0071      609 CONTINUE
0072          IF(AIII-AII)918,918,919
0073      919 WRITE(6,1008) NL,ACF(NL,J)
0074      1008 FORMAT(T1,'0',T63,'1',T65,13,T69,'=',T72,F10.5,T84,'EN PU')
0075      918 KCN=KCN+1
0076          IF(NK-KCN) 920,800,800
0077      920 GO TO 10
0078      930 WRITE(6,999)
0079      999 FCPMAT(T1,'1')
0080          STOP
0081          END

```

```

C PRIMEPA SUBROUTINE RAPH(N)
0001 SUBROUTINE RAPH(N)
0002 COMMON A(24,24),ATNV(24,24),IPIVOT(24),INDEA(24,10),PIVOT(24),
      1 ZIL(45,45),ADF(45,45),ZBUS(64,64),LF(41),LS(24),TTS(45,45)
0003 10 DETERM=1.0
0004 15 DO 20 J=1,N
0005 20 IPIVOT(J)=0
0006 30 DO 550 I=1,N
0007 40 AMAX=0.0
0008 45 DO 105 J=1,N
0009 50 IF(IPIVOT(J)-1) GO,105,60
0010 60 DO 100 K=1,N
0011 70 IF(IPIVOT(K)-1) GO,100,100
0012 80 IF(ABS(AMAX)-ABS(A(J,K))) GO,100,100
0013 85 IRCW=J
0014 90 ICCLUM=K
0015 95 AMAX=A(J,K)
0016 100 CONTINUE
0017 105 CONTINUE
0018 110 IPIVOT(ICCLUM)=IPIVOT(ICOLUM)+1
0019 120 IF(IRCW-ICCLUM) 140,260,140
0020 140 DETERM=-DETERM
0021 150 DO 200 L=1,N
0022 160 SWAP=A(IRCW,L)
0023 170 A(IRCW,L)=A(ICCLUM,L)
0024 200 A(ICCLUM,L)=SWAP
0025 260 INDEA(L,1)=IRCW
0026 270 INDEA(L,2)=ICCLUM
0027 310 PIVOT(L)=A(ICCLUM,ICCLUM)
0028 320 DETERM=DETERM*PIVOT(L)
0029 330 A(ICCLUM,ICCLUM)=1.0
0030 340 DO 350 L=1,N
0031 350 A(ICCLUM,L)=A(ICCLUM,L)/PIVOT(L)
0032 380 DO 550 LI=1,N
0033 390 IF(LI-ICCLUM) 400,550,400
0034 400 T=A(LI,ICCLUM)
0035 420 A(LI,ICCLUM)=0.0
0036 430 DO 450 I=1,N
0037 450 A(LI,LI)=A(LI,LI)-A(ICCLUM,L)*T
0038 550 CONTINUE
0039 600 DO 710 I=1,N
0040 610 L=N+1-I
0041 620 IF(INDEA(L,1)-INDEA(L,2)) GO,710,630
0042 630 IRCW=INDEA(L,1)
0043 640 ICCLUM=INDEA(L,2)
0044 650 DO 705 K=1,N
0045 660 SWAP=A(I,IRCW)
0046 670 A(K,IRCW)=A(K,ICCLUM)

```

```
0047      700 A(K,JCOLUMN)=SHAP
0048      705 CONTINUE
0049      710 CONTINUE
0050      ..  CO 740 J=1,N
0051      ..  CO 740 I=1,N
0052      740 A(INV(I,J))=-1.*A(I,J)
0053      RETURN
0054      EAD
```

```

C      SEGUNDA SUBROTINA PPMO(N,KCN,KP1)
0001  SUBROUTINE PPMO(N,KCN,KP1)
0002  COMMON ZLL(24,24), A(24,24), IPIVOT(24), INDEA(24,10), PIVOT(24),
      1  B(65,45), C(8E,45), ZBUS(64,64), LF(41), LS(24), TTS(65,45)
0003  M=KCN
0004  DO 800 I=1,KP1
0005  800 C(I,:)=0.0
0006  DO 891 I=1,N
0007  K=LS(I)
0008  DO 891 KM=1,N
0009  891 C(K,M)=C(K,M)+A(I,KM)*B(KM,M)
0010  IK=LF(KCN)
0011  C(IK,M)=1.0
0012  RETURN
0013  END

```

D-31

```

C      TERCERA SUBROTINA PPM1(K0,K1,K2,CF)
0001  SUBROUTINE PPM1(K0,K1,K2,CF)
0002  COMMON ZLL(24,24), ZLL1(24,24), IPIVOT(24), INDEA(24,10), PIVOT(24),
      1  ZIL(65,65), B(8E,45), A(64,64), LF(41), LS(24), TTS(65,45)
0003  I=K0
0004  M=K0
0005  J=K2
0006  CFI=0.0
0007  DO 901 K=1,K1
0008  901 CFI=CFI+A(M,K)*B(K,J)
0009  CF=1.0/CFI
0010  RETURN
0011  END

```


VALORES DE CIRCUITO



COMISION FEDERAL DE ELECTRICIDAD

VALOR DE LA FALLA EN EL BUS NUMERO 1 = 29.13959 EN PU

| | | | | | |
|-------|-----------|-------|--------|----------|-------|
| I 5 = | -14.72325 | EN PU | I 8 = | -0.61887 | EN PU |
| I 6 = | -1.41574 | EN PU | I 9 = | -0.59687 | EN PU |
| I 7 = | 0.59687 | EN PU | I 10 = | -8.00000 | EN PU |
| | | | I 11 = | 0.59687 | EN PU |

VALOR DE LA FALLA EN EL BUS NUMERO 2 = 8.45432 EN PU



COMISION FEDERAL DE ELECTRICIDAD

| | | | | | |
|-------|----------|-------|--------|----------|-------|
| I 5 = | -4.82616 | EN PU | I 8 = | 3.52371 | EN PU |
| I 6 = | -1.68067 | EN PU | I 9 = | 2.85995 | EN PU |
| I 7 = | -2.85995 | EN PU | I 10 = | -1.95749 | EN PU |
| | | | I 11 = | -2.85995 | EN PU |

D-36



| | | | |
|------------------------------------|----------|---------|-------|
| VALOR DE LA FALLA EN EL BUS NUMERO | 3 = | 8.01729 | EN PU |
| I 5 = | -4.65225 | | EN PU |
| I 6 = | -1.47809 | | EN PU |
| I 7 = | -3.19586 | | EN PU |
| I 8 = | 3.34335 | | EN PU |
| I 9 = | 3.19586 | | EN PU |
| I 10 = | -1.88695 | | EN PU |
| I 11 = | 4.82144 | | EN PU |



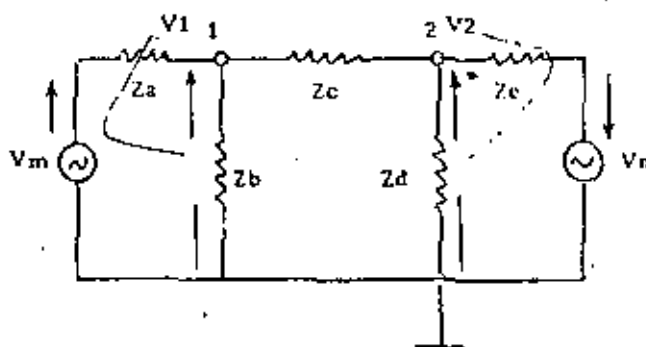
| | | | | | |
|------------------------------------|----------|---------|--------|----------|-------|
| VALOR DE LA FALLA EN EL BUS NUMERO | 4 = | 8.27181 | EN PU | | |
| 1 5 = | -5.21074 | EN PU | 1 8 = | 1.66564 | EN PU |
| 1 6 = | -1.04755 | EN PU | 1 9 = | 5.45858 | EN PU |
| 1 7 = | 2.91323 | EN PU | 1 10 = | -2.11347 | EN PU |
| | | | 1 11 = | 2.91323 | EN PU |

10.- ANALISIS POR EL METODO DE NODOS.

Antecedentes.

El análisis por nodos consiste en la aplicación de la ley de Kirchhoff para corrientes; la suma de corrientes en un nodo es cero.

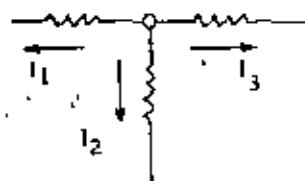
Un nodo es un punto de la malla donde se conectan dos o más elementos y los voltajes en cada nodo se miden con respecto a uno llamado de referencia. Con objeto de establecer tácitas las convenciones, analicemos la red elemental dibujada enseguida: Por ejemplo, V_{12} es el voltaje entre los nodos 1 y 2. $V_{12} = V_1 - V_2$. V_1, V_2 se miden con respecto a la referencia en ese orden.



para el nodo 1, si consideramos que las tres corrientes salen del nodo la suma será cero. O sea:

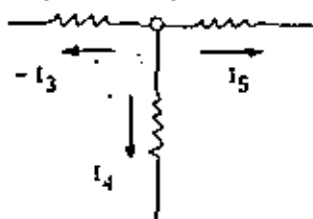
$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

$$\frac{V_1 - V_m}{Z_a} + \frac{V_1}{Z_b} + \frac{V_1 - V_2}{Z_c} = 0$$



de manera similar para el nodo 2

$$\frac{V_2 - V_1}{Z_c} + \frac{V_2}{Z_d} + \frac{V_2 + V_n}{Z_e} = 0$$



Ordenando términos en 1 y 2 obtenemos:

$$\left(\frac{1}{Z_a} + \frac{1}{Z_b} + \frac{1}{Z_c}\right) V_1 - \frac{1}{Z_c} V_2 = \frac{1}{Z_a} V_m$$

$$- \frac{1}{Z_c} V_1 + \left(\frac{1}{Z_c} + \frac{1}{Z_d} + \frac{1}{Z_e}\right) V_2 = - \frac{1}{Z_e} V_n$$

Dado que $1/Z = Y$ podemos escribir:

$$(Y_a + Y_b + Y_c) V_1 - Y_c V_2 = Y_a V_m$$

$$- Y_c V_1 + (Y_c + Y_d + Y_e) V_2 = - Y_e V_n$$

Las conclusiones interesantes serán las siguientes:

- 1.- El número de ecuaciones es igual a número de nodos menos 1.
- 2.- El término $(1/Z_a)V_m$ es positivo y corresponde a una inyección de corriente en el nodo.

El término $(1/Z_e)V_n$ es negativo y corresponde a una extracción de corriente del nodo.

- 3.- La solución se puede generalizar y condensar de la siguiente manera:

$$Y_{11}V_1 - Y_{12}V_2 = I_1$$

$$- Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 = I_2$$

Y_{11} es la admitancia propia del nodo 1 y es la suma de todas las admitancias que inciden en ese nodo.

Y_{12} es la admitancia "mutua" entre 1 y 2 y es la suma de las admitancias que conectan directamente 1 y 2.

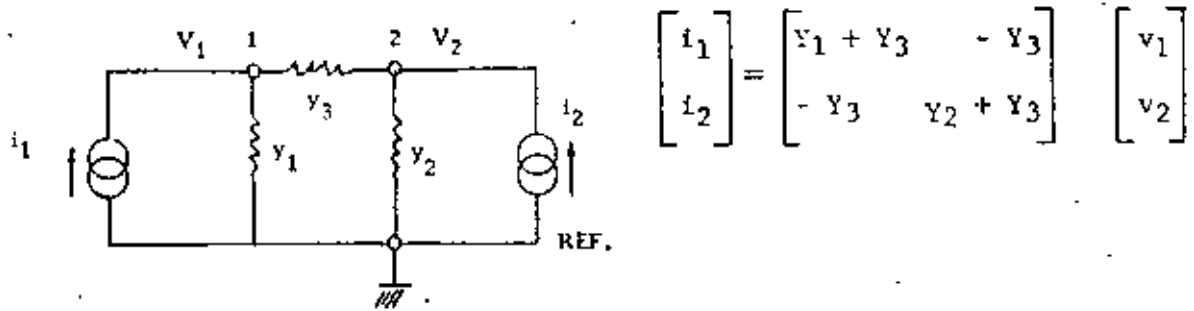
Y_{22} es la admitancia propia del nodo 2 y es la suma de las admitancias que inciden en ese nodo.

Y_{21} es la admitancia mutua entre 2 y 1 y es la suma de las admitancias que conectan directamente los nodos 2 y 1

- 4.- Todas las admitancias propias tienen signo positivo. Todas las admitancias mutuas tienen signo negativo.

- 5.- La matriz es simétrica.

Buscando ya una orientación hacia la solución del problema que nos interesa, podemos asociar a la red de la Fig. las siguientes ecuaciones:

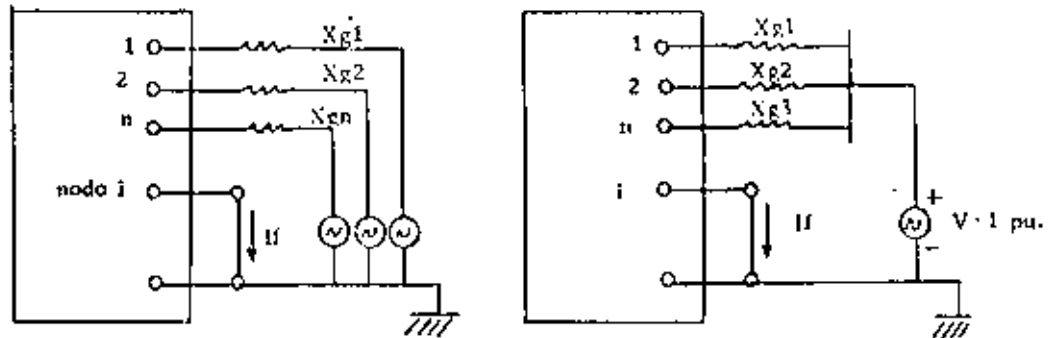


Generalizando: $[I] = [Y \text{ bus}] [V]$

multiplicando por $[Y \text{ bus}]^{-1}$ ambos términos de la ecuación

$$[V] = [Y \text{ bus}]^{-1} [I] = [Z_{\text{bus}}] [I]$$

El problema se plantea para falla en el nodo i de la siguiente manera:



entonces las ecuaciones asociadas serían:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_i \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1i} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2i} & \dots & Z_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{i1} & Z_{i2} & \dots & Z_{ii} & \dots & Z_{in} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \dots & Z_{ni} & \dots & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ -I_f \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

los voltajes son medidos con respecto al bus auxiliar, son todos desconocidos excepto v_i que de acuerdo con la Fig. vale -1 p.u. Las corrientes todas valen cero, excepto la del nodo i que es $-I_f$; el signo menos debido a que es una corriente que se extrae del nodo.

Resolviendo para el nodo i

$$v_1 = Z_{1i}(-I_f)$$

$$v_2 = Z_{2i}(-I_f)$$

$$v_i = Z_{ii}(-I_f)$$

$$v_n = Z_{ni}(-I_f)$$

como en $v_i = Z_{ii}(-I_f) \quad v_i = -1$

entonces

$$-I_f = \frac{-1}{Z_{ii}} =$$

$$I_f = \frac{1}{Z_{ii}}$$

Lo que indica que Z_{ii} es forzosamente la impedancia de Thevenin medida en el nodo i .

$$v_1 = - \frac{Z_{1i}}{Z_{ii}}$$

$$v_2 = - \frac{Z_{2i}}{Z_{ii}}$$

$$v_n = - \frac{Z_{ni}}{Z_{ii}}$$

Para calcular sistemáticamente los voltajes:

Para $j = 1, n \quad (j \neq i) \quad v_j = 1 + v_j$

o sea: $v_j = 1 - \frac{Z_{ji}}{Z_{ii}}$

ya que el bus de referencia (bus auxiliar) está a potencial 1 pu. -- con respecto a tierra.

Para el cálculo sistemático de la corriente en algún elemento o en todos de la red para falla en el bus i :

$$I_{M-N} = \frac{V_M - V_N}{Z_{M-N}} = - \frac{Z_{Mi}}{Z_{ii}} + \frac{Z_{Ni}}{Z_{ii}}$$

$$I_{M-N} = \frac{-Z_{Mi} + Z_{Ni}}{Z_{ii} \quad Z_{M-N}}$$

Z_{ii}, Z_{Mi}, Z_{Ni} elementos de la matriz Z bus.

Z_{M-N} impedancia propia del elemento que conecta los buses M - N

Si observamos cualquiera de las relaciones que se usarían para el cálculo de voltajes o corrientes, notaremos que en todos intervienen únicamente impedancias propias o elementos de la matriz Z bus. Lo anterior quiere decir que la matriz Z bus contiene toda la información que se necesita para el cálculo de Cortos-circuitos.

Resumiendo el procedimiento empleado: Se formó Y bus por inspección, a partir de Y bus mediante una inversión se obtuvo Z bus, usando los elementos de Z bus y el artificio para poner el nodo de referencia a potencial 1 pu., se obtuvieron las corrientes y voltajes en la red. Cuando la malla es compleja (compleja en cuanto a tamaño y en cuanto a impedancias con parte real e imaginaria) es desde todos puntos de vista ventajoso usar el algoritmo que se fundamenta y describe enseguida para formar Z bus.

Quando el elemento es radial existen tres posibilidades:

- 1) Si se inicia el procedimiento o ensamble de la red a partir del nodo de referencia

$$\begin{array}{ccc} 0 & \xrightarrow{Z_{01}} & 1 \\ \text{nref} & & i \end{array} \quad \text{es evidente que } Z_{01} = Z_{0i}$$

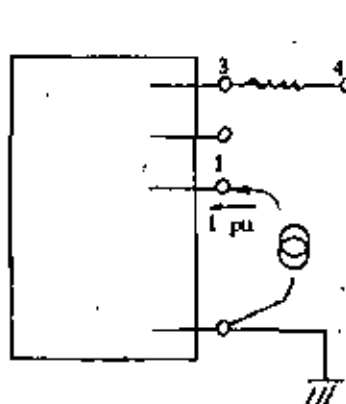
$$Z_{\text{bus}} = \boxed{Z_{01}}$$

tal relación se usará una sola vez e implica que necesariamente el bus 1 está conectado a tierra (shunt)

- 2) Si j y k como subíndices definen los nodos de conexión y m es el renglón del elemento calculado, entonces la relación

$$Z_{mk} = Z_{mj} \quad j = k - 1$$

Se usará para calcular los elementos no diagonales de Z bus. Lo anterior se explica si consideramos que a una red existente le agregamos el elemento 3 - 4



$$Z_{mk} = Z_{mj}$$

$$Z_{kk} = Z_{jk} + z_{jk}$$

| | | | |
|---|---|----------|----------|
| ✓ | ✓ | Z_{13} | Z_{14} |
| ✓ | ✓ | Z_{23} | Z_{24} |
| ✓ | ✓ | Z_{33} | Z_{34} |
| | | | Z_{44} |

elementos conocidos elementos calculados

$$\begin{aligned} Z_{mk} &= Z_{mj} \\ Z_{14} &= Z_{13} \\ Z_{24} &= Z_{23} \\ Z_{34} &= Z_{33} \end{aligned}$$

Dado que $\begin{bmatrix} \bar{E} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Z} \text{ bus} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I} \text{ bus} \end{bmatrix}$

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}$$

Para $I_1 = 1 \text{ pu.}$ $I_2 = I_3 = I_4 = 0$ y:

$$E_4 = Z_{41} \times I_1$$

$$E_3 = Z_{31} \times I_1$$

como $E_4 = E_3 = Z_{41} = Z_{31}$ ó $Z_{13} = Z_{14}$.

3) Para los elementos diagonales, si inyectamos $I_4 = 1 \text{ pu.}$ en 4 entonces

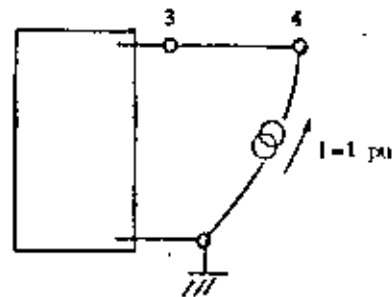
$I_1 = I_2 = I_3 = 0$ e $I_4 = 1 \text{ pu.}$ y:

$$E_1 = Z_{14} I_4$$

$$E_2 = Z_{24} I_4$$

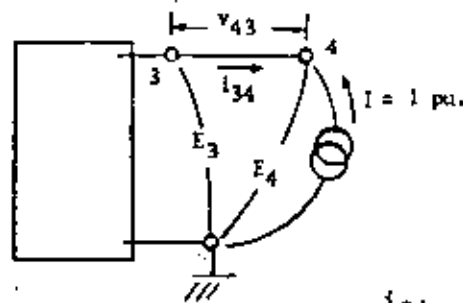
$$E_3 = Z_{34} I_4$$

$$E_4 = Z_{44} I_4$$



como $I_4 = 1 \text{ pu.}$ $Z_{44} = E_4$

y E_4 vale:



$$i_{34} = -1 = v_{34} y_{34}$$

entonces $v_{34} = -\frac{1}{y_{34}}$; $E_3 - E_4 = -\frac{1}{y_{34}}$

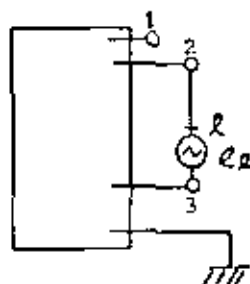
Si: $E_3 - E_4 = -\frac{1}{y_{34}}$; $E_4 = E_3 + \frac{1}{y_{34}}$

como $E_3 = Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 + Z_{33}I_3 + Z_{34}I_4$
 $E_3 = Z_{34}$

entonces y:

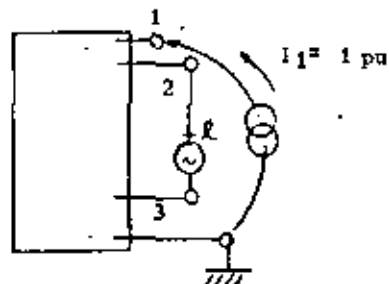
como $Z_{34} = Z_{33}$ $E_4 = Z_{34} + z_{34}$
 $E_4 = Z_{33} + z_{34}$

Cuando un elemento conecta dos nodos ya existentes, se hace necesario el uso de un nodo ficticio o postizo "l" que más adelante se elimina. El procedimiento es el siguiente: supongamos que el elemento -- por conectar uno los nodos 2 y 3; a este elemento le agregamos -- cercana al nodo 3 una fuente peculiar de tensión e_l que hará que la corriente en el elemento agregado sea cero.



Como $E_{Bus} = Z_{Bus} I_{Bus}$

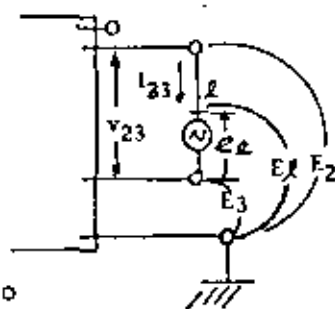
$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ e_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{1l} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{2l} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{3l} \\ Z_{l1} & Z_{l2} & Z_{l3} & Z_{ll} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_l \end{bmatrix}$$



Si inyectamos en el nodo 1 $I_l = 1$ pu

$$\begin{aligned} E_1 &= Z_{11} I_l \\ E_2 &= Z_{21} I_l \\ E_3 &= Z_{31} I_l \\ e_l &= Z_{l1} I_l \end{aligned}$$

Como $I_l = 1$ pu entonces $Z_{l1} = e_l$



Por lo tanto

Si suponemos que el elemento - 2-l es radial, consideración - que puede hacerse dado que --- $i_{2l} = 0$, entonces:

$$i_{2l} = y_{2l} v_{2l} \text{ como } i_{2l} = 0$$

$$v_{2l} = 0$$

$$e_l = E_2 - E_3$$

$$Z_{l1} = Z_{21} - Z_{31}$$

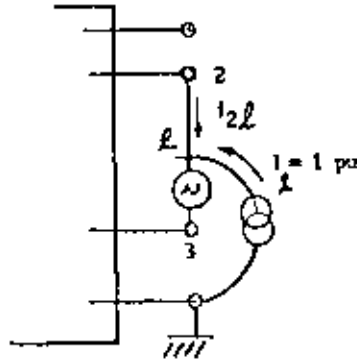
Generalizando

$$Z_{li} = -Z_{pi} - Z_{qi}$$

Para obtener el elemento $Z_{\ell\ell}$, inyectamos $I_{\ell} = 1$ pu. en el nodo ℓ

Evidentemente $I_1 = I_2 = I_3 = 0$ $I_{\ell} = 1$

Obtenemos por lo tanto:



$$E_1 = Z_{1\ell} I_{\ell}$$

$$E_2 = Z_{2\ell} I_{\ell}$$

$$E_3 = Z_{3\ell} I_{\ell}$$

$$e_{\ell} = Z_{\ell\ell} I_{\ell}$$

como $I_{\ell} = 1$ pu. $e_{\ell} = Z_{\ell\ell}$

$$\text{Si } i_{2\ell} = -I_{\ell} = -1 = y_{2\ell} v_{2\ell} \quad v_{2\ell} = -\frac{1}{y_{2\ell}}$$

Dado que la fuente de tensión se conecta vecina al nodo 3 la totalidad de la admitancia 2 - 3 queda entre los nodos 2, ℓ por lo que

$$v_{2\ell} = \frac{1}{y_{23}} = z_{23}$$

$$\text{Como } e_{\ell} = E_2 - E_3 - v_{2\ell} = Z_{2\ell} - Z_{3\ell} + z_{23} = Z_{\ell\ell}$$

$$\text{Generalizando } Z_{\ell\ell} = Z_{p\ell} - Z_{q\ell} + z_{pq}$$

Si p es nodo de referencia $Z_{p\ell} = 0$ y:

$$Z_{\ell\ell} = -Z_{q\ell} + z_{pq}$$

El procedimiento termina cuando se elimina el nodo ℓ poniendo en corto-circuito la fuente peculiar e_{ℓ} . Es evidente que:

$$\bar{E}_{\text{bus}} = \bar{Z}_{\text{bus}} \bar{I}_{\text{bus}} + \bar{Z}_{i\ell} I_{\ell}$$

$$\text{y que: } e_{\ell} = \bar{Z}_{\ell j} \bar{I}_{\text{bus}} + Z_{\ell\ell} I_{\ell} = 0$$

$$I_{\ell} = -\frac{\bar{Z}_{\ell j}}{Z_{\ell\ell}} \bar{I}_{\text{bus}}$$

$$\bar{E}_{\text{bus}} = \left(\bar{Z}_{\text{bus}} - \frac{\bar{Z}_{i\ell} \bar{Z}_{\ell j}}{Z_{\ell\ell}} \right) \bar{I}_{\text{bus}}$$

La matriz Z_{bus} requerida será:

$$Z(\text{bus nueva}) = Z(\text{bus vieja}) - \frac{\bar{Z}_{i\ell} \bar{Z}_{\ell j}}{Z_{\ell\ell}}$$

y hablando de elementos

$$Z_{ij}(n) = Z_{ij}(v) - \frac{\bar{Z}_{i\ell} \bar{Z}_{\ell j}}{Z_{\ell\ell}}$$

OBTENCION DE LA MATRIZ "Z bus" AGREGANDO ELEMENTO "pq"

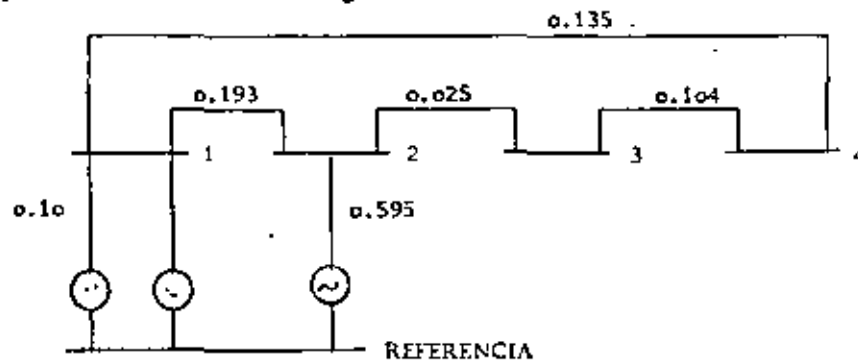
La tabla que se anota enseguida condensa las fórmulas o recetas que se necesitan para formar Z bus; puede extenderse por supuesto, para tomar en cuenta acoplamiento mutuos; se pretende sin embargo, mostrar su uso en la forma más sencilla posible. "p" deberá ser siempre el nodo de salida, "q" siempre el de llegada. Cada vez que se agrega una rama, la matriz aumenta de rango; cada vez que se agrega una cuerda se usa un nodo postizo "l" que se elimina enseguida, sin aumentar el rango de la matriz.

| | "p" No es Nodo de Referencia | "p" Si es Nodo de Referencia |
|-------------------------------------|--|---|
| RAMA
(Agrega - -
Nuevo nodo) | $Z_{qi} = Z_{pi}$
$i \neq q$ | $Z_{qi} = 0$
$i \neq q$ |
| | $Z_{qq} = Z_{pq} + z_{pq}$
$i = q$ | $Z_{qq} = z_{pq}$
$i = q$ |
| CUERDA
(No Agrega
Nuevo Nodo) | $Z_{li} = Z_{pi} - Z_{qi}$
$i \neq l$ | $Z_{li} = - Z_{qi}$
$i \neq l$ |
| | $Z_{ll} = Z_{pl} - Z_{ql} + z_{pq}$
$i = l$ | $Z_{ll} = - Z_{ql} + z_{pq}$
$i = l$ |

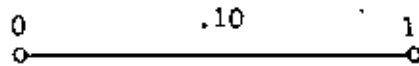
Modificación de Elementos para Eliminar Nodo "l"

$$Z'_{ij} = Z_{ij} - \frac{Z_{il} Z_{lj}}{Z_{ll}}$$

La red por resolver es la siguiente:



NOTA.- Se toma como referencia el número menor



Agrega nuevo bus

$$p = 0 \text{ (nodo de salida)}$$

$$q = 1 \text{ (nodo de llegada)}$$

$$i = 0, 1$$

"p" Si es nodo de referencia

$$Z_{q1} = 0$$

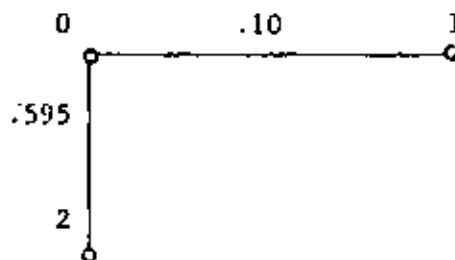
$$Z_{10} = 0$$

$$Z_{qq} = Z_{pq}$$

$$Z_{11} = Z_{01} = 0.10$$

$$Z_{bus} = \begin{array}{c} \begin{array}{cc} & \begin{array}{cc} 0 & 1 \end{array} \\ \begin{array}{c} 0 \\ 1 \end{array} & \begin{array}{|cc|} \hline 0 & 0 \\ \hline 0 & .10 \\ \hline \end{array} \end{array}$$

Puesto que todos los elementos del renglón 0 y todos los de la columna 0 son ceros en la matriz Z_{bus} , para simplificar no se escribirán de aquí en adelante.



Agrega nuevo bus:

$$p = 0$$

$$q = 2$$

$$i = 0, 1, 2$$

"p" Si es nodo de referencia

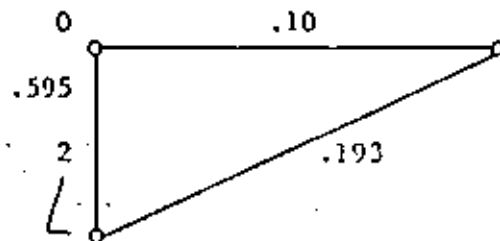
$$Z_{q1} = 0$$

$$Z_{20} = 0$$

$$Z_{21} = 0$$

$$Z_{qq} = Z_{pq}$$

$$Z_{22} = Z_{02} = .595$$

$$Z_{bus} = \begin{array}{c} \\ \\ \end{array} \begin{array}{cc} 1 & 2 \\ \hline 1 & \begin{array}{|c|c|} \hline .10 & 0 \\ \hline \end{array} \\ 2 & \begin{array}{|c|c|} \hline 0 & .595 \\ \hline \end{array} \end{array}$$


No agrega nuevo bus:

$$p = 1$$

$$q = 2$$

$$l = 0, 1, 2$$

"p" No es nodo de referencia

$$Z_{li} = Z_{pi} - Z_{qi}$$

$$Z_{l0} = Z_{10} - Z_{20} = 0$$

$$Z_{l1} = Z_{11} - Z_{21} = 0.10$$

$$Z_{l2} = Z_{12} - Z_{22} = -0.595$$

$$Z_{ll} = Z_{pl} - Z_{ql} + Z_{pq} = \\ Z_{1l} - Z_{2l} + Z_{12}$$

$$Z_{ll} = .10 + .595 + .193 = .888$$

$$Z_{bus} = \begin{array}{c} \\ \\ \\ \end{array} \begin{array}{ccc} 1 & 2 & l \\ \hline 1 & \begin{array}{|c|c|} \hline .10 & 0 \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline .10 \\ \hline \end{array} \\ 2 & \begin{array}{|c|c|} \hline 0 & .595 \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline -.595 \\ \hline \end{array} \\ l & \begin{array}{|c|c|} \hline .10 & -.595 \\ \hline \end{array} & \begin{array}{|c|} \hline .888 \\ \hline \end{array} \end{array}$$

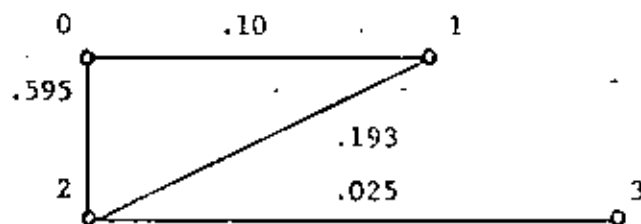
Eliminación del nodo auxiliar "l"

$$Z_{ij} = Z_{ij} - \frac{Z_{il} Z_{lj}}{Z_{ll}}$$

$$\begin{array}{l} i = 1 \\ j = 1 \end{array} \quad Z_{11} = .10 - \frac{(-.10)(-.10)}{.888} = .10 - .0113 = .0887$$

$$\begin{array}{l} i = 1 \\ j = 2 \end{array} \quad Z_{12} = 0 - \frac{(.10)(-.595)}{.888} = .0673$$

$$\begin{array}{l} i = 2 \\ j = 2 \end{array} \quad Z_{22} = .595 - \frac{(-.595)(-.595)}{.888} = .595 - .398 = .197$$

$$Z_{bus} = \begin{array}{c} \begin{array}{cc} & \begin{array}{c} 1 \\ 2 \end{array} \\ \begin{array}{c} 1 \\ 2 \end{array} & \begin{array}{|cc|} \hline .0887 & .0673 \\ \hline .0673 & .197 \\ \hline \end{array} \end{array}$$


Agrega nuevo bus

$$p = 2$$

$$q = 3$$

$$i = 0, 1, 2, 3$$

"p" No es nodo de referencia

$$Z_{qi} = Z_{pi}$$

$$Z_{30} = 0$$

$$Z_{31} = Z_{21} = .0673$$

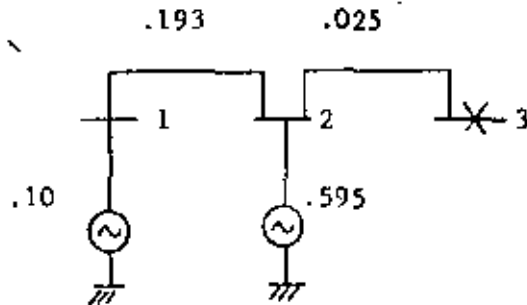
$$Z_{32} = Z_{22} = .197$$

$$Z_{qq} = Z_{pq} + z_{pq} = Z_{23} + z_{23}$$

$$Z_{33} = .197 + .025 = .222$$

$$Z_{bus} = \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} & \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \end{array} \\ \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \end{array} & \begin{array}{|ccc|} \hline .0887 & .0673 & .0673 \\ \hline .0673 & .197 & .197 \\ \hline .0673 & .197 & .222 \\ \hline \end{array} \end{array}$$

Comprobación: Zbus contiene información de la red configurada como sigue (nodos 1, 2, 3)



| | |
|---------|---------|
| .293 | .595 |
| 3.41297 | 1.68067 |
| .19632 | |
| 5.09364 | |

Calculado a mano el corto en 3 vale:

$$\frac{1}{X_F} = \frac{1}{.22132} = 4.51828$$

La máquina de .10 aporta

$$I = 4.518 \frac{3.41297}{5.09364} = 3.02745 \text{ pu}$$

La de reactancia de .595 aporta

$$I = 4.518 \frac{1.68067}{5.09364} = 1.49083 \text{ pu}$$

A partir de Zbus:

| | 1 | 2 | 3 |
|---|-------|-------|-------|
| 1 | .0887 | .0673 | .0673 |
| 2 | .0673 | .197 | .197 |
| 3 | .0673 | .197 | .222 |

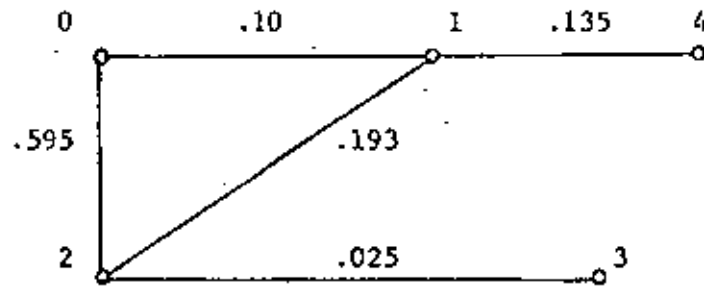
Obtenemos:

$$I_F = \frac{1}{Z_{33}} = \frac{1}{.222} = 4.50$$

$$\text{Como: } I_{NI} = \frac{-Z_{M1} + Z_{N1}}{Z_{11} Z_{MN}}$$

$$I_{01} = \frac{-Z_{03} + Z_{13}}{Z_{33} \times Z_{01}} = \frac{-0 + .0673}{.222 \times .10} = 3.03 \text{ pu}$$

$$I_{02} = \frac{-Z_{03} + Z_{23}}{Z_{33} \times Z_{02}} = \frac{-0 + .197}{.222 \times .595} = 1.49 \text{ pu}$$



Agrega nuevo bus:

$$p = 1$$

$$q = 4$$

$$i = 0, 1, 2, 3, 4$$

"p" No es nodo de referencia

$$Z_{qi} = Z_{pi}$$

$$Z_{40} = Z_{10} = 0$$

$$Z_{41} = Z_{11} = .0887$$

$$Z_{42} = Z_{12} = .0673$$

$$Z_{43} = Z_{13} = .0673$$

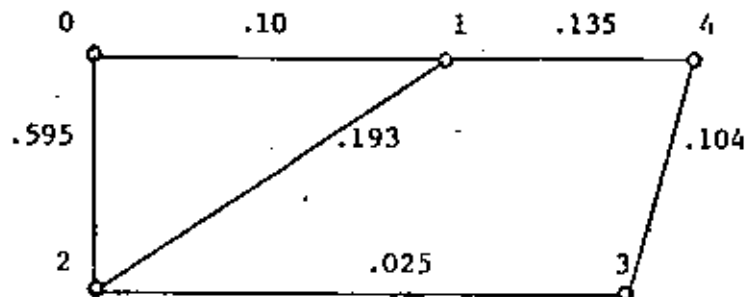
$$Z_{qq} = Z_{pq} + z_{pq}$$

$$Z_{44} = Z_{14} + z_{14}$$

$$Z_{44} = .0887 + .135 = .2237$$

$Z_{bus} =$

| | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|-------|-------|-------|-------|
| 1 | .0887 | .0673 | .0673 | .0887 |
| 2 | .0673 | .197 | .197 | .0673 |
| 3 | .0673 | .197 | .222 | .0673 |
| 4 | .0887 | .0673 | .0673 | .2237 |



No agrega nuevo bus

"p" no es nodo de referencia

$$p = 3$$

$$Z_{\ell i} = Z_{pi} - Z_{qi}$$

$$q = 4$$

$$Z_{\ell 0} = Z_{30} - Z_{40} = 0$$

$$i = 0, 1, 2, 3, 4$$

$$Z_{\ell 1} = Z_{31} - Z_{41} = .0673 - .0887 = -.0214$$

$$Z_{\ell 2} = Z_{32} - Z_{42} = .197 - .0673 = .1297$$

$$Z_{\ell 3} = Z_{33} - Z_{43} = .222 - .0673 = .1547$$

$$Z_{\ell 4} = Z_{34} - Z_{44} = .0673 - .2237 = -.1564$$

$$Z_{\ell \ell} = Z_{p\ell} - Z_{q\ell} + Z_{pq} = Z_{3\ell} - Z_{4\ell} + Z_{34}$$

$$Z_{\ell \ell} = .1547 + .1564 + .104 = .4151$$

| | 1 | 2 | 3 | 4 | ℓ |
|--------|--------|-------|-------|--------|--------|
| 1 | .0887 | .0673 | .0673 | .0887 | -.0214 |
| 2 | .0673 | .197 | .197 | .0673 | .1297 |
| 3 | .0673 | .197 | .222 | .0673 | .1547 |
| 4 | .0887 | .0673 | .0673 | .2237 | -.1564 |
| ℓ | -.0214 | .1297 | .1547 | -.1564 | .4151 |

$Z_{bus} =$

Eliminación del nodo auxiliar " ℓ "

$$Z_{ij} = Z_{ij} - \frac{Z_{i\ell} Z_{\ell j}}{Z_{\ell \ell}}$$

$$\begin{matrix} i = 1 \\ j = 1 \end{matrix} \quad Z_{11} = .0887 - \frac{(-.0214)(-.0214)}{.4151} = .0887 - .0011 = .0876$$

$$\begin{matrix} i = 1 \\ j = 2 \end{matrix} \quad Z_{12} = .0673 - \frac{(-.0214)(.1297)}{.4151} = .0673 + .00669 = .074$$

$$\begin{matrix} i = 1 \\ j = 3 \end{matrix} \quad Z_{13} = .0673 - \frac{(-.0214)(.1547)}{.4151} = .0673 + .00798 = .0753$$

$$\begin{matrix} i = 1 \\ j = 4 \end{matrix} \quad Z_{14} = .0887 - \frac{(-.0214)(-.1564)}{.4151} = .0887 - .0080 = .0807$$

$$\begin{array}{l} i = 2 \\ j = 2 \end{array} \quad Z_{22} = .197 - \frac{(.1297)(.1297)}{.4151} = .197 - .0405 = .1565$$

$$\begin{array}{l} i = 2 \\ j = 3 \end{array} \quad Z_{23} = .197 - \frac{(.1297)(.1547)}{.4151} = .197 - .0482 = .1488$$

$$\begin{array}{l} i = 2 \\ j = 4 \end{array} \quad Z_{24} = .0673 - \frac{(.1297)(-.1564)}{.4151} = .0673 - .0488 = .1161$$

$$\begin{array}{l} i = 3 \\ j = 3 \end{array} \quad Z_{33} = .222 - \frac{(.1547)(.1547)}{.4151} = .222 - .0575 = .1645$$

$$\begin{array}{l} i = 4 \\ j = 4 \end{array} \quad Z_{44} = .2237 - \frac{(-.1564)(-.1564)}{.4151} = .2237 - .0590 = .1647$$

$$\begin{array}{l} i = 3 \\ j = 4 \end{array} \quad Z_{34} = .0673 - \frac{(.1547)(-.1564)}{.4151} = .0673 + .0502 = .1255$$

| | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|-------|-------|-------|-------|
| 1 | .0876 | .074 | .0753 | .0807 |
| 2 | .074 | .1565 | .1488 | .1161 |
| 3 | .0753 | .1488 | .1645 | .1255 |
| 4 | .0807 | .1161 | .1255 | .1647 |

$Z_{bus} =$

En esta matriz quedó comprendida la información total de la red, mediante la aplicación sistemática de la fórmula:

$$I_{M-N} = \frac{-Z_{M1} + Z_{N1}}{Z_{11} \quad Z_{NN}}$$

se podrán obtener los valores totales de falla y las contribuciones.

APENDICE EINSTRUCTIVO Y LISTADO DEL PROGRAMA TRIFA

Este programa sirve para calcular cortos circuitos trifásicos e impedancia de Thevenin en cada uno de los nodos de la red dato, así como también las contribuciones de los buses adyacentes al fallado.

Se basa en el método de formación directa de Z bus.

Para su utilización, tras llamarlo por medio del comando

GET - TRIFA

se le deben dar las siguientes líneas de datos:

A).-De datos generales:

6000 DATA NREF, NBUSES, NLINEAS

donde:

NREF es el número del bus de referencia (normalmente cero)

NBUSES es el número de buses de la red considerada

NLINEAS es el número de líneas que constituyen la red

B).-De datos de nodos:

6010 DATA N1, N2, N3, N4, N5

6020 DATA N6, N7

.

.

.

Hasta la línea 6990

donde:

N1, N2... son los números de los buses dados en el orden en que se desea que aparezcan en la salida

C).-De datos de líneas:

7010 DATA NENV(1), NREC(1), X(1)

7020 DATA NENV(2), NREC(2), X(2)

.

.

.

Hasta la línea 7990

donde:

- NENV es el número del nodo de envío de cada línea
- NREC es el número del nodo de recepción de cada línea
- X es la reactancia serie de la línea de la que se acaban de dar los nodos terminales.

Durante la ejecución del programa, al terminar de imprimir los resultados, el programa pregunta si se desea cinta perforada con los valores de impedancia de Thevenin secuencia positiva, ya duplicados (para usarse en el programa de cortos circuitos monofásicos). Una respuesta afirmativa hará que se solicite al usuario que encienda el perforador de cinta, el cual deberá ser apagado al finalizar la cinta.

TRIFA

```

1000 REM ***** T R I F A *****
1020 REM
1040 REM
1060 REM ESTE PROGRAMA CALCULA EL CORTO CIRCUITO TRIFASICO
1080 REM Y LA IMPEDANCIA DE THEVENIN Y PERFORA ESTA ULTIMA
1100 REM PARA ENCADENARSE (SI SE DESEA) CON MONOFA.
1120 REM     LOS DATOS SON:
1140 REM     6000 DATA NREF,NBUSES, NLINEAS
1160 REM     6010 DATA NODOS EN EL ORDEN QUE SE DESEA PARA LA SALIDA
1180 REM     '
1200 REM     '
1220 REM     6990 COMO LINEA FINAL PERMISIBLE
1240 REM     7010 DATA NENV(1),NREC(1),REACT(1)
1260 REM     7020 DATA NENV(2),NREC(2),REACT(2)
1280 REM     '
1300 REM     '
1320 REM     7990 COMO LINEA FINAL PERMISIBLE
1340 REM EMPIEZA EL PROGRAMA-----
1360 REM
1380 REM
1400 DIM Z(30,30),I(30),K(30),P(50),Q(50),X(50),A$(10)
1420 REM (Z), [I] Y [K] NECESITAN DIMENSION DE NBUSES
1440 REM [P], [Q] Y [X] NECESITAN DIMENSION DE NLINEAS
1460 REM
1480 REM EMPIEZA LA EJECUCION DEL PROGRAMA
1500 REM
1520 READ I4,N2,N1
1540 FOR I=1 TO N2
1560 D=5
1580 READ K(I)
1600 NEXT I
1620 FOR I=1 TO N1
1640 READ P(I),Q(I),X(I)
1660 NEXT I
1680 L=1
1700 FOR I=1 TO N1
1720 L1=L-1
1740 GOSUB 3000
1760 NEXT I
1780 GOSUB 5000
1800 PRINT ""
1820 FOR A=1 TO 70
1840 PRINT "-";
1860 NEXT A
1880 PRINT "-"
1900 PRINT "";TAB(20);"COMISION FEDERAL DE ELECTRICIDAD"
1920 PRINT TAB(20);"OFICINA DE INGENIERIA PRELIMINAR"
1940 PRINT TAB(24);"CORTO CIRCUITO TRIFASICO"
1960 PRINT TAB(26);"FALLA TOTAL (P.U.) EN EL BUS 'XTH'"
1980 PRINT "DEL BUS VIENEN (P.U.)"

```

TRIFA

```

2000 FOR I=1 TO N2
2020 C1=1/Z[I,1]
2040 PRINT ""
2060 FOR A=1 TO 29
2080 PRINT ">"
2100 NEXT A
2120 PRINT SGN(C1)*INT(ABS(C1)*10000+.5)*.0001;
2140 PRINT TAB(51);K[I];TAB(60);
2160 PRINT SGN(Z[I,1])*INT(ABS(Z[I,1])*1.E+06+.5)*.000001
2180 FOR J=1 TO N1
2200 IF I=P[J] THEN 2280
2220 IF I#Q[J] THEN 2460
2240 I5=P[J]
2260 GOTO 2300
2280 I5=Q[J]
2300 IF I5=0 THEN 2400
2320 C2=(1-Z[I,I5]*C1)/X[J]
2340 PRINT " ";I[I5];TAB(11);
2360 PRINT SGN(C2)*INT(ABS(C2)*10000+.5)*.0001
2380 GOTO 2460
2400 C2=1/X[J]
2420 PRINT " ";I5;TAB(11);
2440 PRINT SGN(C2)*INT(ABS(C2)*10000+.5)*.0001
2460 NEXT J
2480 NEXT I
2500 PRINT ""
2520 FOR A=1 TO 71
2540 PRINT "-";
2560 NEXT A
2600 PRINT "QUIERES QUE PERFORE LAS IMPEDANCIAS ";
2620 INPUT A$
2640 IF A$="NO" THEN 2920
2660 PRINT "PRENDE LA PERFORADORA POR FAVOR ";
2680 ENTER D,D1,D2
2700 PRINT ""
2720 FOR I=1 TO 15
2740 PRINT "";
2760 NEXT I
2780 FOR I=1 TO N2
2800 PRINT 6000+10*I;"DATA";K[I];", ";2*Z[I,1]
2820 NEXT I
2840 FOR I=1 TO 15
2860 PRINT "";
2880 NEXT I
2900 ENTER D,D1,D2
2920 PRINT ""
2940 STOP

```

TRIFA

```

3000 REM SUBROUTINA - - - Z - BUS - - -
3020 FOR J=1 TO L
3040 Z(L,J)=Z(J,L)=0
3060 NEXT J
3080 IF Q(I)≠14 THEN 3150
3100 P=Q(I)
3120 Q(I)=P(I)
3140 P(I)=P
3160 GOTO 3720
3180 IF P(I)=14 THEN 3720
3200 IF L1 <= 0 THEN 3720
3210 B=0
3220 A=1
3240 FOR J=1 TO L1
3260 IF I(J)=P(I) THEN 3640
3280 NEXT J
3300 IF B=0 THEN 3500
3320 IF I+A>N1 THEN 3600
3340 P=P(I+A)
3360 P(I+A)=P(I)
3380 P(I)=P
3400 P=Q(I+A)
3420 Q(I+A)=Q(I)
3440 Q(I)=P
3460 A=A+1
3470 B=0
3480 GOTO 3240
3500 P=Q(I)
3520 Q(I)=P(I)
3540 P(I)=P
3560 B=1
3580 GOTO 3240
3600 PRINT "ERROR. HAY DOS O MAS REDES AISLADAS"
3620 STOP
3640 LET M=J
3660 FOR J=1 TO L
3680 Z(J,L)=Z(L,J)=Z(L,J)+Z(J,M)
3700 NEXT J
3720 Z(L,L)=Z(L,L)+X(I)
3740 IF L1 <= 0 THEN 3820
3760 FOR J=1 TO L1
3780 IF I(J)=Q(I) THEN 3880
3800 NEXT J
3820 I(L)=Q(I)
3840 L=L+1
3860 RETURN
3880 N=J
3900 FOR J=1 TO L1
3920 Z(J,L)=Z(L,J)=Z(L,J)-Z(N,J)
3940 NEXT J
3960 IF P(I)=14 THEN 4020
3980 Z(L,L)=Z(M,L)-Z(N,L)+X(I)

```


TRIFA

```
4000 GOTO 4040
4020 Z(L,L)=-Z(N,L)+X(I)
4040 FOR J=1 TO L1
4060 FOR K=1 TO L1
4080 Z(J,K)=Z(J,K)-Z(J,L)*Z(K,L)/Z(L,L)
4100 NEXT K
4120 NEXT J
4140 RETURN
```

TRIFA

```
5000 REM SUBROUTINA - - - ORDEN - - -
5020 FOR I=1 TO N2
5040 FOR K=1 TO N2
5060 IF I[K]=K[I] THEN 5120
5080 NEXT K
5100 GOTO 9000
5120 K2=I[I]
5140 I[I]=I[K]
5160 I[K]=K2
5180 FOR J=1 TO N2
5200 Y=Z[I,J]
5220 Z[I,J]=Z[K,J]
5240 Z[K,J]=Y
5260 NEXT J
5280 FOR J=1 TO N2
5300 Y=Z[J,I]
5320 Z[J,I]=Z[J,K]
5340 Z[J,K]=Y
5360 NEXT J
5380 NEXT I
5400 RETURN
```

TRIFA

```
6000 DATA 0,3,4
6010 DATA 1,2,3
7010 DATA 0,1,.1
7020 DATA 0,3,.2
7030 DATA 1,2,.5
7040 DATA 2,3,.4
9000 PRINT "EL NODO "JK(I);"ES UN NODO AISLADO"
9999 END
```


QUIERES QUE PERFORE LAS IMPEDANCIAS ?SI
PRENDE LA PERFORADORA POR FAVOR

| | | |
|------|--------|-----------|
| 6010 | DATA 1 | , .183333 |
| 6020 | DATA 2 | , .6 |
| 6030 | DATA 3 | , .333333 |

DONE

INSTRUCTIVO Y LISTADO DEL PROGRAMA MONOFA.

Este programa sirve para calcular cortos circuitos monofásicos e impedancia de Thevenin en cada uno de los nodos de la red dato, así como también las contribuciones de los buses adyacentes al fallado.

Se basa en el método de formación directa de Z bus

Para su utilización, tras llamarlo por medio del comando

GET - MONOFA

se le deben dar las siguientes líneas de datos:

A).- De datos generales:

6000 DATA NREF, NBUSES, NLINEAS

donde:

| | |
|---------|---|
| NREF | es el número del bus de referencia --
(normalmente cero) |
| NBUSES | es el número de buses de la red consi-
derada |
| NLINEAS | es el número de líneas que constitu-
yen la red |

B).- De datos de nodos:

6010 DATA NODO(1), 2XPOS(1)

6020 DATA NODO(2), 2XPOS(2)

Hasta la línea 6990

donde:

NODO(1), NODO(2) ... son los números de los buses dados en el orden en que se desea que aparezcan en la salida

2XPOS(1), 2XPOS(2) ... son las impedancias de Thevenin de se-
cuencia positiva correspondientes a
cada nodo y duplicadas (generalmente
estos datos de nodos vienen en la sa-
lida en cinta que arrojó "TRIFA")

C).- De datos de líneas:

7010 DATA NENV(1), NREC(1), XO(1)
7020 DATA NENV(2), NREC(2), XO(2)

Hasta la línea 7990

donde:

NENV es el número del nodo de envío de cada línea

NREC es el número del nodo de recepción de cada -
línea

XO es la reactancia serie de secuencia cero de
la línea de la que se acaban de dar los no--
dos terminales.

MONOFA

```

1000 REM ***** M O N O F A *****
1020 REM
1040 REM ESTE PROGRAMA CALCULA EL CORTO CIRCUITO MONOFASICO
1060 REM Y LA IMPEDANCIA DE SECUENCIA CERO Y LAS CONTRIBUCIO-
1080 REM NES A LA FALLA EN LAS RAMAS VECINAS AL NODO FALLADO.
1100 REM LOS DATOS SON:
1120 REM 6000 DATA NREF, NBUSES, NLINEAS
1140 REM 6010 DATA NODO(1), 2X+(1)
1160 REM 6020 DATA NODO(2), 2X+(2)
1180 REM
1200 REM
1220 REM 6990 COMO LINEA FINAL PERMISIBLE
1240 REM ---LOS DATOS DE NODOS NORMALMENTE VIENEN DE LA
1260 REM ---SALIDA EN CINTA QUE ARROJO "TRIFA".
1280 REM 7010 DATA NENV(1), NREC(1), X0(1)
1300 REM 7020 DATA NENV(2), NREC(2), X0(2)
1320 REM
1340 REM
1360 REM 7990 COMO LINEA FINAL PERMISIBLE
1380 REM EMPIEZA EL PROGRAMA -----
1400 REM
1420 REM
1440 DIM Z(30,30), I(30), K(30), S(30), P(50), Q(50), X(50)
1460 REM [Z], [I], [K] Y [S] NECESITAN DIMENSION NBUSES
1480 REM [P], [Q] Y [X] NECESITAN DIMENSION NLINEAS
1500 REM
1520 REM EMPIEZA LA EJECUCION DEL PROGRAMA
1540 REM
1560 READ I4,N2,N1
1580 FOR I=1 TO N2
1600 READ K(I),S(I)
1620 NEXT I
1640 FOR I=1 TO N1
1660 READ P(I),Q(I),X(I)
1680 NEXT I
1700 L=1
1720 FOR I=1 TO N1
1740 LI=L-1
1760 GOSUB 3000
1780 NEXT I
1800 GOSUB 5000
1820 PRINT ""
1840 FOR A=1 TO 70
1860 PRINT "-";
1880 NEXT A
1900 PRINT "-"
1920 PRINT "";TAB(20);"COMISION FEDERAL DE ELECTRICIDAD"
1940 PRINT TAB(20);"OFICINA DE INGENIERIA PRELIMINAR"
1960 PRINT TAB(24);"CORTO CIRCUITO MONOFASICO"
1980 PRINT TAB(26);"FALLA TOTAL (P.U.) EN EL BUS 'XTH0'"

```


MONDFA

```

2000 PRINT "DEL BUS VIENEN (P.U.)"
2020 FOR I=1 TO N2
2040 C1=3/(Z[I,1]+S[I])
2060 PRINT ""
2080 FOR A=1 TO 29
2100 PRINT "<";
2120 NEXT A
2140 PRINT SGN(C1)*INT(ABS(C1*10000)+.5)*.0001;
2160 PRINT TAB(51);K[I];TAB(60);
2180 PRINT SGN(Z[I,1])*INT(ABS(Z[I,1]*1.E+06)+.5)*.000001
2200 FOR J=1 TO N1
2220 IF I=P[J] THEN 2300
2240 IF I#Q[J] THEN 2480
2260 I5=P[J]
2280 GOTO 2320
2320 I5=Q[J]
2320 IF I5=0 THEN 2420
2340 C2=(Z[I,1]-Z[I,I5])/X[J]*C1
2360 PRINT " ";I[I5];TAB(11);
2380 PRINT SGN(C2)*INT(ABS(C2*10000)+.5)*.0001
2400 GOTO 2480
2420 C2=C1*Z[I,1]/X[J]
2440 PRINT " ";I5;TAB(11);
2460 PRINT SGN(C2)*INT(ABS(C2*10000)+.5)*.0001
2480 NEXT J
2500 NEXT I
2520 PRINT ""
2540 FOR A=1 TO 70
2560 PRINT "-";
2580 NEXT A
2600 PRINT "-"
2620 PRINT ""
2640 STOP

```

MGN OFA

```

3000 REM SUBROUTINA 'ZBUSCERO'
3020 FOR J=1 TO L
3040 Z(L,J)=Z(J,L)=0
3060 NEXT J
3080 IF Q(I)≠14 THEN 3180
3100 P=Q(I)
3120 Q(I)=P(I)
3140 P(I)=P
3160 GOTO 3720
3180 IF P(I)=14 THEN 3720
3200 IF L1 <= 0 THEN 3720
3210 U=0
3220 A=1
3240 FOR J=1 TO L1
3260 IF I(J)=P(I) THEN 3640
3280 NEXT J
3300 IF B=0 THEN 3500
3320 IF I+A>N1 THEN 3600
3340 P=P(I+A)
3360 P(I+A)=P(I)
3380 P(I)=P
3400 P=Q(I+A)
3420 Q(I+A)=Q(I)
3440 Q(I)=P
3460 A=A+1
3470 B=0
3480 GOTO 3240
3500 P=Q(I)
3520 Q(I)=P(I)
3540 P(I)=P
3560 B=1
3580 GOTO 3240
3600 PRINT "ERROR. HAY DOS O MAS REDES AISLADAS"
3620 STOP
3640 LET M=J
3660 FOR J=1 TO L
3680 Z(J,L)=Z(L,J)=Z(L,J)+Z(J,M)
3700 NEXT J
3720 Z(L,L)=Z(L,L)+X(I)
3740 IF L1 <= 0 THEN 3820
3760 FOR J=1 TO L1
3780 IF I(J)=Q(I) THEN 3860
3800 NEXT J
3820 I(L)=Q(I)
3840 L=L+1
3860 RETURN
3880 N=J
3900 FOR J=1 TO L1
3920 Z(J,L)=Z(L,J)=Z(L,J)-Z(N,J)
3940 NEXT J
3960 IF P(I)=14 THEN 4020
3980 Z(L,L)=Z(M,L)-Z(N,L)+X(I)

```

MONOFA

```
4000 GOTO 4040
4020 Z[L,L]=-Z[N,L]+X[I]
4040 FOR J=1 TO L1
4060 FOR K=1 TO L1
4080 Z[J,K]=Z[J,K]-Z[J,L]*Z[K,L]/Z[L,L]
4100 NEXT K
4120 NEXT J
4140 RETURN
```

MORDFA

```
5000 REM SUBROUTINA 'ORDEN-CERO' - - - - -
5020 FOR I=1 TO N2
5040 FOR K=1 TO N2
5060 IF I[K]=K[I] THEN 5120
5080 NEXT K
5100 GOTO 5420
5120 K2=I[I]
5140 I[I]=I[K]
5160 I[K]=K2
5180 FOR J=1 TO N2
5200 Y=Z[I,J]
5220 Z[I,J]=Z[K,J]
5240 Z[K,J]=Y
5260 NEXT J
5280 FOR J=1 TO N2
5300 Y=Z[J,I]
5320 Z[J,I]=Z[J,K]
5340 Z[J,K]=Y
5360 NEXT J
5380 NEXT I
5400 RETURN
5420 PRINT "EL NODO ";K[I];"ES UN NODO AISLADO"
5440 STOP
```

MONOFA

```
6000 DATA 8,3,4
6010 DATA 1,.183333
6020 DATA 2,.6
6030 DATA 3,.333333
7010 DATA 8,1,.1
7020 DATA 0,3,.2
7030 DATA 1,2,.5
7040 DATA 2,3,.4
9999 END
```


APENDICE F .- COMPARACION DE METODOS.

Si decidimos hacer una comparación de los dos métodos matriciales empleados en el cálculo de fallas, se puede concluir lo siguiente:

- a) El tiempo de máquina no es un factor crítico en la selección del método puesto que, tanto el método de Z bus como el de Z loop durarán mas o menos tiempo dependiendo de la manera en que se elabore el programa.
- b) La "memoria" requerida por la computadora para Z bus es menor principalmente por que el rango de la matriz Z loop es mayor que el de Z bus.
- c) Si se emplea el método de Z loop será necesario invertir matrices; en el de Z bus se requerirá la inversión sólo en el caso de existir líneas con acoplamientos mutuos, siendo estas matrices generalmente de rango reducido.
- d) Si se emplea el método Z loop, el agregar una línea al sistema hace necesario el cálculo de una nueva Z loop.- Se requiere solo un mínimo de operaciones para modificar la matriz Z bus.
- e) En el método de Z loop así como en el de Z bus no se requieren muchas operaciones para eliminar líneas.
- f) A partir de la matriz Z bus se pueden obtener equivalentes de una o varias secciones de la red bajo estudio, - esto hace posible el análisis de mallas de un número -- grande de nodos.

CONCLUSION: Se recomienda el método de Z bus para el análisis de fallas con el fin de aprovechar a su máximo el tiempo y - la memoria de computadora, al mismo tiempo se tendrá un programa que pueda adaptarse a futuras expansiones de - la red y a otros estudios de investigación. El método Z loop es de gran utilidad didáctica, en su desarrollo se hace uso de artificios y teoremas de redes que lo hacen interesante.

Si hacemos:

$$(Z_{qq} + Z_{qk} Z_{kk}^{-1} Z_{kq}) = Z'_{qq}$$

Entonces

$$E = Z'_{qq} I_q$$

Donde el rango la matriz Z'_{qq} es igual al número de buses más el número de generadores menos uno.

$$\text{rango de } Z'_{qq} = \text{No. de buses} + \text{No. de generadores} - 1$$

APENDICE GSIMPLIFICACION DE Z LOOP.

Supongamos un sistema con $N + 1$ nodos (n buses y nodo de referencia) " k " links en el sistema de transmisión y " m " links que contengan generadores. Los links y ramas que escogen según el procedimiento programado. Las ecuaciones de malla que describen al sistema tienen la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} E_{kk} \\ \\ \\ E_{qq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{kk} & & Z_{kq} \\ & & \\ & & \\ Z_{qk} & & Z_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_k \\ \\ \\ I_q \end{bmatrix}$$

donde el subíndice " k " corresponde a variables de las mallas correspondientes a los links del sistema de transmisión, y " q " corresponde a las mallas definidas por los links de fuentes. Z_{kk} es de rango k y Z_{qq} es de rango $(q - n + m)$

Efectuando el producto matricial se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$E_{kk} = Z_{kk} I_k + Z_{kq} I_q \quad (1)$$

$$E_{qq} = Z_{qk} I_k + Z_{qq} I_q \quad (2)$$

La matriz columna E_k , es una matriz nula debido a que las mallas que contienen "links" que se encuentran dentro del sistema de transmisión no tiene generadores. Por lo tanto (1) queda como sigue: . . .

$$0 = Z_{kk} I_k + Z_{kq} I_q$$

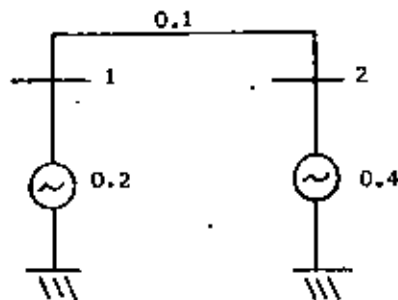
Despejando I_k ,

$$I_k = - Z_{kk}^{-1} Z_{kq} I_q$$

Substituyendo en ec (2)

$$E_{qq} = Z_{qk} (-Z_{kk}^{-1} Z_{kq} I_q) + Z_{qq} I_q$$

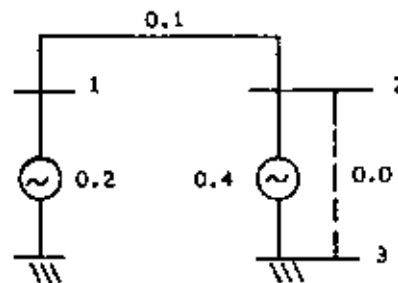
MÉTODOS MATRICIALES DE CÁLCULO DE FALLAS
 APLICADOS EN UN SISTEMA DE DOS NODOS



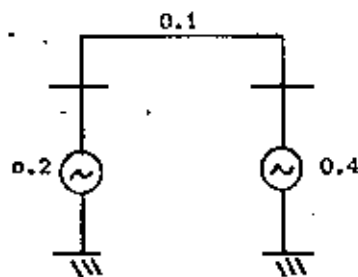
El objeto es obtener una idea de los procedimientos matriciales (Z_{loop} y Z_{bus}) para el cálculo de fallas. Se analiza el sistema de la figura -- primero empleando el método por mallas y más adelante por nodos.

El sistema elemental (2 nodos) es el de la Fig. 1

La aplicación del método por mallas (Z_{loop}) requiere desde el planteamiento del problema, que en la red aparezca un elemento de impedancia -cero que conecte el bus o nodo con falla a la referencia. Lo anterior se ilustra en la siguiente figura:



La red es de dos mallas y aplicando conocimientos de circuitos eléctricos podrán formarse las ecuaciones de malla por inspección:

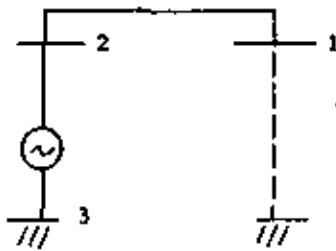


Se forma de la siguiente manera:

Se dibujan sucesivamente los elementos 3-1, 1-2 y 2-3. La malla se formó en el momento de conectar el elemento 2-3 -- por esta razón, los elementos 3-1 y 1-2 se denominan como "BRANCHES".

Y el elemento que formó la malla 2-3 recibe el nombre de "link".

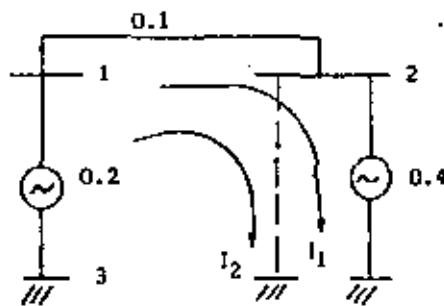
Malla 2



(3-2) y (2-1) BRANCHES

(1-0) LINK

Superponiendo las 2 mallas se obtiene lo siguiente:



Por los elementos catalogados como branches pueden circular una o más corrientes de malla; por los elementos catalogados como links sólo puede circular una.

Corriente de malla

Como consecuencia de lo anterior siempre resultará que la corriente de alguna malla será igual a la corriente del link que la cerró.

A partir de este momento se adopta como signo positivo de las corrientes, el de la que fluye de número menor a mayor (número de nodo).

Formación de las ecuaciones de malla

Para el caso particular actual, para las mallas (1) y (2) respectivamente podemos escribir:

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}$$

$$V_2 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22}$$

La ecuación matricial se puede escribir como:

$$[V] = [Z][I]$$

Donde $[Z]$ es de la forma:

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.7 & 0.3 \\ 0.3 & 0.3 \end{bmatrix}$$

Se le denomina Z_{loop} y contiene los coeficientes de las ecuaciones de malla, siendo simétrica y pudiéndose formar por inspección de la siguiente manera:

- Z_{11} es la impedancia propia de la malla 1 y es la suma de la impedancia de los elementos por donde circula I_1 .
- Z_{12} impedancia mutua entre las mallas 1 y 2 y es la suma de las impedancias comunes a ambas mallas. Este elemento de la matriz será negativo si las corrientes circulan en sentidos contrarios y positivos si las corrientes circulan en la misma dirección.

Por ser matriz simétrica

$$Z_{12} = Z_{21}$$

- Z_{22} impedancia propia de la malla 2 y es la suma de la impedancia de los elementos por donde circula I_2

Aplicando los conceptos anteriores se concluye que Z vale:

$$\begin{bmatrix} 0.7 & 0.3 \\ 0.3 & 0.3 \end{bmatrix}$$

Y la ecuación matricial $[V] = [Z] [I]$ es:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.7 & 0.3 \\ 0.3 & 0.3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

La finalidad del procedimiento es medir la impedancia de Thevenin lo que implica la aplicación de dicho teorema para lo cual se requiere que los voltajes generados internos se pongan en corto circuito consiguiendo la resistencia interna de la fuente.

Por lo anterior el sistema de dos ecuaciones puede escribirse en la siguiente forma:

$$0 = 0.7I_1 + 0.3I_2 - 1$$

$$0 = 0.3I_1 + 0.3I_2 - 2$$

H-4

Artificio.

Se supone conocida I_2 y se le asigna un valor de 1 pu. El sistema original de dos ecuaciones con dos incógnitas se reduce a un sistema de una ecuación con una incógnita.

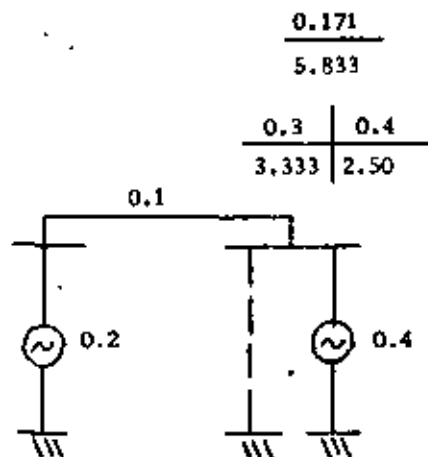
En 1

$$0 = 0.7I_1 + 0.3 \quad \text{ya que } I_2 = 1 \text{ pu.}$$

Por lo tanto:

$$I_1 = -\frac{0.3}{0.7} \text{ pu}$$

Este valor de I_1 se pudo obtener porque se supuso $I_2 = 1$ pu. (si $I_2 = 1$ pu como $I_{2-3} = I_2 = 1$ pu la I_{cc} se supuso conocida e igual a 1 pu). Lo más probable es que la solución final del problema dé $I_2 \neq 1$ ($I_2 = 5.833$ pu)



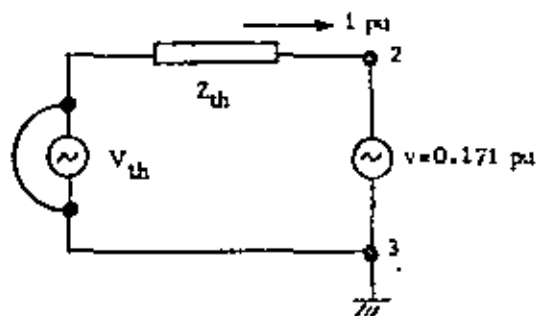
Si en la ecuación de la malla 2 sustituimos los valores reales de I_1 e I_2 debe cumplirse la igualdad con cero.

Si en la ecuación de la malla 2 sustituimos los valores supuestos (no reales) la igualdad no se cumple.

$$0.3 \times \left[-\frac{0.3}{0.7} \right] + 0.3(1) = 0.171$$

0.171 puede considerarse como una fuente de voltaje que debe intercalarse en la malla Núm. 2 para que I_2 sea 1 p.u.

Lo anterior se explica mediante el siguiente diagrama:



De aquí se puede obtener

$$Z_{th} = 0.171/1$$

De donde $Z_{th} = 0.171$

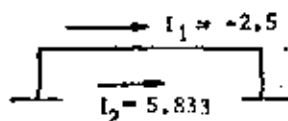
$$\text{Y por lo tanto } I_{cc} = \frac{1}{0.171}$$

$$I_{cc} = 5.833$$

Al suponer $I_2 = 1$ p.u., tácitamente se inyectó en la malla una corriente de 1 p.u., que al circular por ella da los factores de distribución, por lo tanto, la corriente de la malla 1 vale

$$I_1 \text{ real} = 5.833 \left(-\frac{0.3}{0.7} \right) = -2.5 \text{ p.u.}$$

Si queremos calcular la corriente en el branch que une los nodos 1 - 2 procederemos como sigue:

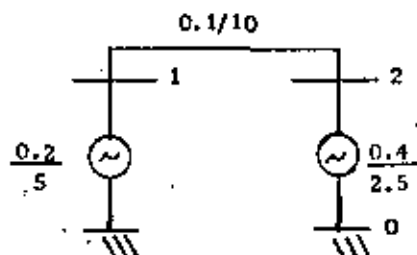


$$I_{1-2} = 5.833 - 2.5 = 3.333$$

y el problema quedó resuelto.

La aplicación del análisis por nodos (Z_{bus}) consistirá en lo siguiente:

- 1) Formación por inspección de la matriz Y_{bus} del sistema propuesto. Así:



| | |
|----------|----------|
| Y_{11} | Y_{12} |
| Y_{21} | Y_{22} |

Donde Y_{11} es la admitancia propia del nodo 1, y la suma de las admitancias de los elementos que inciden en 1

Y_{12} es la admitancia mutua entre 1 y 2 (que tienen signo negativo) y es la suma de la admitancia de los elementos que conectan 1 con 2

$Y_{12} = Y_{21}$. \therefore Y_{bus} es una matriz simétrica

Por lo tanto:

| | |
|-----|------|
| 15 | -10 |
| -10 | 12.5 |

Generalizando:

$$[I] = [Y_{bus}][V]$$

o bien

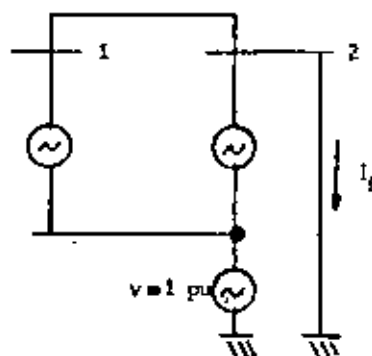
$$[Y_{bus}]^{-1}[I] = [Y_{bus}]^{-1}[Y_{bus}][V]$$

Finalmente:

$$[Y_{bus}]^{-1}[I] = [V] \quad [Z_{bus}][I] = [V]$$

Artificio

En la red elemental original aplicaremos entre el neutro y tierra una fuente generadora cuyo voltaje es 1 p.u. con la polaridad indicada.



La ecuación matricial:

$$[Z_{bus}][I] = [V]$$

podrá escribirse de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Donde I_1 e I_2 son extracciones o inyecciones de corrientes en el nodo que identifica el índice. El nodo 1 no tiene extracciones ni inyecciones, el 2 tiene una extracción que es $-I_f$

Por lo tanto la ecuación queda de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -I_f \end{bmatrix}$$

Respecto a los voltajes, no sabemos cuánto vale V_1 , pero conocemos el valor V_2

$$V_2 = -1 \text{ p.u.}$$

Valor justificado por el voltaje de la fuente indicada entre neutro y tierra. Por tanto, la ecuación queda como sigue:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -I_f \end{bmatrix}$$

De donde podemos obtener que:

$$-1 = 0 + Z_{22}(-I_f) \quad I_f = \frac{1}{Z_{22}}$$

Concluyéndose que los elementos diagonales de Z_{bus} son las impedancias de Thevenin.

De la misma última ecuación matricial podemos obtener:

$$V_1 = Z_{11} \times 0 + Z_{12}(-I_f); \quad I_f = \frac{1}{Z_{22}}$$

$$\text{y } V_1 = -\frac{Z_{12}}{Z_{22}}$$

Si deseamos calcular contribuciones, por ejemplo en la rama que une 1 con 2, hacemos lo siguiente:

$$I_{12} = \frac{V_1 - V_2}{z_{12}} = \frac{-\frac{Z_{12}}{Z_{22}} - (-1)}{z_{12}} = \frac{Z_{22} - Z_{12}}{Z_{22} z_{12}}$$

Este resultado puede conducir a una fórmula general para el cálculo de contribuciones

$$I_{MN} = \frac{-Z_{Mi} + Z_{Ni}}{Z_{ii} z_{MN}}$$

Donde: M = nodo de salida
N = nodo de llegada
i = nodo fallado

H-8

Solución final:

De $[Y_{bus}]$ deberá obtenerse $[Z_{bus}]$

$$\begin{bmatrix} 15 & -10 \\ -10 & 12.5 \end{bmatrix}^{-1} = [Z_{bus}] \quad [Z_{bus}] = \begin{bmatrix} \frac{12.5}{87.5} & \frac{10}{87.5} \\ \frac{10}{87.5} & \frac{15}{87.5} \end{bmatrix}$$

De Z_{bus} podrán obtenerse directamente corrientes de falla en cualquier nodo y las contribuciones aplicando la fórmula:

$$I_{MN} = \frac{-Z_{Mi} + Z_{Ni}}{Z_{ii} + Z_{MN}}$$

Así: en el nodo 2 la falla total vale:

$$I_f = \frac{1}{Z_{22}} = \frac{1}{\frac{15}{87.5}} = 5.833 \text{ pu.}$$

Y las contribuciones:

$$I_{1-2} = \frac{-Z_{12} + Z_{22}}{Z_{22} + z_{12}} = \frac{-\frac{10}{87.5} + \frac{15}{87.5}}{\frac{15}{87.5} \times 0.10} = 3.333 \text{ pu.}$$

$$I_{0-2} = \frac{Z_{22}}{Z_{22} + z_{02}} = \frac{15/87.5}{(15/87.5) \times 0.40} = \frac{1}{0.4} = 2.500 \text{ pu.}$$

Que conciden con los resultados obtenidos anteriormente.

12.-REDES EQUIVALENTES

CONCEPTOS GENERALES

El uso de equivalentes es tan frecuente, que inclusive se llega a pensar que la representación usual de los distintos elementos que conforman una red se basan en un concepto preciso, esto por supuesto es falso. Los equivalentes se emplean para:

Componentes lineales:

1.-Líneas.

Representados mediante el circuito equivalente que contiene una resistencia serie R , una reactancia serie X y una admitancia en paralelo Y , todos ellos elementos constantes, lineales y bilaterales.

2.-Transformadores.

Representados mediante la reactancia de dispersión, despreciando la rama magnetizante de su circuito equivalente y si el tap está en otra posición que no sea la nominal se emplea un transformador ideal.

Componentes no-lineales:

1.-Generadores.

El elemento más complejo de la red, se suele representar mediante un voltaje constante atrás de una impedancia equivalente, o mediante una fuente de corriente constante. Por ser la fuente generadora de potencia su comportamiento está lejos de ser o corresponder al de una fuente de voltaje o corriente constantes.

2.-Cargas.

Las cargas suelen representarse como impedancias constantes o como corriente constante para la parte real e impedancia constante para la parte reactiva. Debe aceptarse sin embargo que, como tal, está compuesta por una infinidad de elementos diversos -máquinas inclusive- que se apartan del concepto del equivalente usado generalmente.

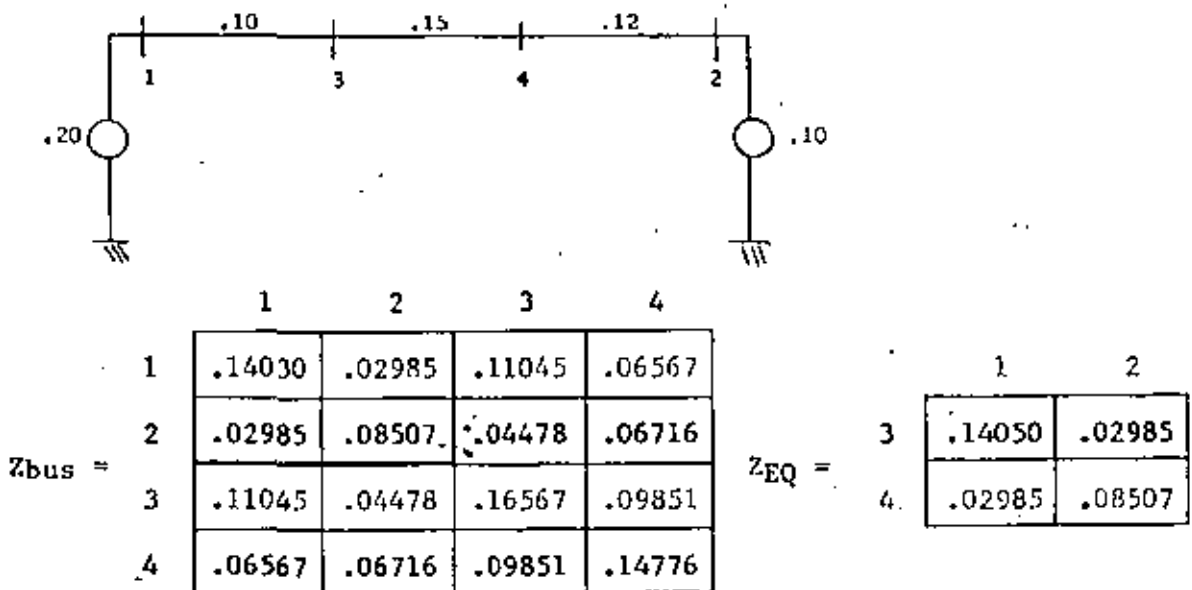
O sea que todos los elementos que usualmente conforman una red, se representan mediante circuitos equivalentes. Puede afirmarse que todos ellos se soportan en la generalización de los teoremas de Thevenin y Norton.

En algunos casos no sólo es conveniente sino necesario, reducir el tamaño de la red. Esto puede ser por limitaciones de cálculo o por no requerirse en ciertas regiones de la misma gran precisión.

El procedimiento que se indica enseguida, es tal vez el más rudimentario para la obtención de redes equivalentes, pero ha podido ser aplicado con buenos resultados en estudios de cortos circuitos, flujos y estabilidad.

Bien sabido es que la matriz Z_{bus} formada para una red o sistema contiene las impedancias de entrada en la diagonal principal y las de transferencia en los elementos no-diagonales. Como una partición de Z_{bus} , se puede obtener Z_{EQ} que contiene impedancias de entrada (driving point) y de transferencia sólo de los buses retenidos. Lo anterior se explica enseguida con un ejemplo:

Para el sistema de cinco nodos de la figura, cuyos parámetros se anotan en el diagrama Z_{bus} y Z_{EQ} para los nodos 1 y 2, valen:



* Leer páginas 92-97 de este mismo capítulo.

La inversión de Z_{EQ} contiene las admitancias propias y de transferencia de la red por reducir, pero sólo para los nodos retenidos. Por lo tanto:

$$Y_{EQ} = Z_{EQ}^{-1} = \begin{bmatrix} 7.70262 & -2.70274 \\ -2.70274 & 12.70325 \end{bmatrix}$$

Nota: Otro modo de obtener Y_{EQ} , es mediante una reducción de la matriz Y_{bus} aplicando el algoritmo

$$Y_{ij(\text{nueva})} = Y_{ij(\text{vieja})} - \left[\frac{Y_{iL} Y_{Lj}}{Y_{LL}} \right]$$

o sea: Para el sistema propuesto: Y_{bus} vale:

| | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|------|---------|----------|---------|
| 1 | 15.0 | -0 | -10.0 | -0 |
| 2 | | 18.3333 | -0 | -8.3333 |
| 3 | | | 16.66667 | -6.6667 |
| 4 | | | | 15.0000 |

$Y_{bus} =$

Si eliminamos los nodos 3 y 4 obtenemos, en dos pasos:

1er. paso: Eliminación del nodo 4 para: $i = 1$ $j = 1, 2, 3$ $L = 4$

$$Y_{11} = Y_{11} - (Y_{14} \times Y_{41}) / Y_{44} = 15.0$$

$$Y_{12} = Y_{12} - (Y_{14} \times Y_{42}) / Y_{44} = 0$$

$$Y_{13} = Y_{13} - (Y_{14} \times Y_{43}) / Y_{44} = -10$$

para: $i = 2$ $j = 2, 3$ $L = 4$

$$Y_{22} = Y_{22} - (Y_{24} \times Y_{42}) / Y_{44} = 13.70370$$

$$Y_{23} = Y_{23} - (Y_{24} \times Y_{43}) / Y_{44} = -3.70370$$

para: $i = 3$ $j = 3$

$$Y_{33} = Y_{33} - (Y_{34} \times Y_{43}) / Y_{44} = 13.70370$$

Lo que resumido queda:

| | 1 | 2 | 3 |
|---|----|----------|----------|
| 1 | 15 | 0 | -10 |
| 2 | | 13.70370 | -3.70370 |
| 3 | | | 13.70370 |

$Y_{bus 1} =$

1. The first part of the document is a list of names and addresses.

2. The second part of the document is a list of names and addresses.

3. The third part of the document is a list of names and addresses.

4. The fourth part of the document is a list of names and addresses.

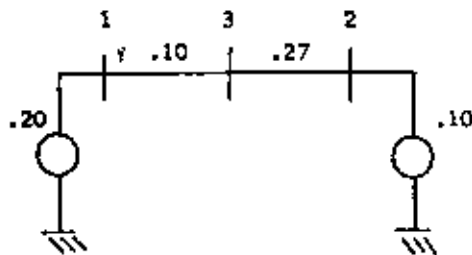
5. The fifth part of the document is a list of names and addresses.

6. The sixth part of the document is a list of names and addresses.

7. The seventh part of the document is a list of names and addresses.

8. The eighth part of the document is a list of names and addresses.

$Y_{bus(1)}$ no es partición de Y_{bus} sino la matriz que corresponde a una red equivalente de la primera -- donde no aparece el nodo 4 y que puede verificarse (para este caso sencillo) por inspección.



$$Y_{bus} = \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} & 1 & 2 & 3 \\ \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \end{array} & \begin{array}{|c|c|c|} \hline 15 & 0 & -10 \\ \hline 0 & 13.70370 & -3.70370 \\ \hline -10 & -3.70370 & 13.70370 \\ \hline \end{array} \end{array}$$

2o. paso: Eliminación del nodo 3 para: $i = 1$ $j = 1, 2$ $L = 3$

$$Y_{11} = Y_{11} - (Y_{13} \times Y_{31})/Y_{33} = 7.70270$$

$$Y_{12} = Y_{12} - (Y_{13} \times Y_{32})/Y_{33} = -2.70270$$

para: $i = 2$ $j = 2$

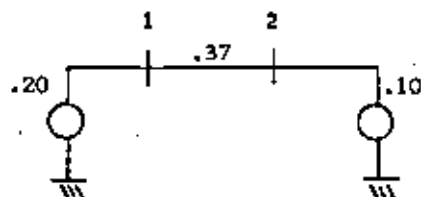
$$Y_{22} = Y_{22} - (Y_{23} \times Y_{32})/Y_{33} = 12.70270$$

De donde

$$Y_{bus(2)} = \begin{array}{|c|c|} \hline 7.7027 & -2.70270 \\ \hline -2.70270 & 12.70270 \\ \hline \end{array}$$

$Y_{bus(2)}$ puede verificarse por inspección si se asocia a un sistema donde no aparecen los nodos (3) y (4)

Así:



$$Y_{bus} = \begin{array}{c} \begin{array}{cc} & 1 & 2 \\ \begin{array}{c} 1 \\ 2 \end{array} & \begin{array}{|c|c|} \hline 7.7027 & -2.7027 \\ \hline -2.70270 & 12.7027 \\ \hline \end{array} \end{array}$$

Como se observa el procedimiento es consistente.

Conocida Y_{EQ} se podrá obtener Y_{EL} matriz cuadrada de orden igual al número de buses retenidos, en ella, los elementos diagonales representan la admitancia del nodo correspondiente a la referencia y los elementos no-diagonales representan la admitancia entre los nodos correspondientes. Para calcular los elementos de Y_{EL} ("y" minúsculas) se parte del hecho de que se conocen los elementos de Y_{EQ} ("Y" mayúsculas) y se procede como sigue:

$$y_{ii} = \sum_{j=1}^n Y_{ij} \quad y_{ij} = -Y_{ij}$$

Por lo tanto:

$$y_{11} = \sum_{j=1}^2 Y_{1j} = 7.7027 - 2.7027 = 5.0$$

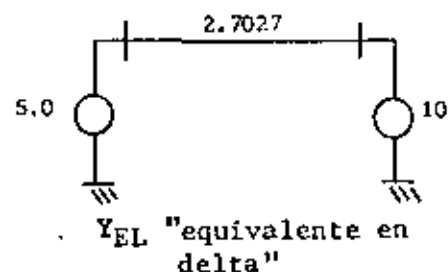
$$y_{1j} = + 2.7027$$

$$y_{22} = \sum_{j=1}^2 Y_{2j} = -2.7027 + 12.7027 = 10.0$$

Debe resaltarse el hecho de que al formar Y_{bus} , las admitancias propias son la suma de todas las admitancias que inciden en el nodo y las admitancias mutuas la suma de admitancias que conectan los nodos correspondientes. La sumatoria $\sum_{j=1}^n Y_{ij}$ resta a la propia todas las mutuas por lo que Y_{ii} da directamente el "shunt" conectado al nodo correspondiente.

Por último:

$$Y_{EL} = \begin{bmatrix} 5.0 & 2.7027 \\ 2.7027 & 10.0 \end{bmatrix}$$



El circuito o red equivalente que se desea deberá contener impedancias, no admitancias, para poder ser usado en forma inmediata. La matriz que contiene esa información será Z_{EL} y sus elementos se calculan del siguiente modo (a partir de Y_{EQ})

$$z_{ii} = \frac{1}{\sum_{j=1}^n Y_{ij}} \quad z_{ij} = \frac{-1}{Y_{ij}}$$

Efectuando las operaciones sugeridas se obtiene:

$$z_{11} = \frac{1}{7.7027 - 2.7027} = \frac{1}{5.0} = 0.20$$

$$z_{12} = \frac{-1}{-2.7027} = 0.370$$

1. $\frac{1}{x^2} = x^{-2}$

$$\frac{d}{dx} x^{-2} = -2x^{-3}$$

$$= -\frac{2}{x^3}$$

$$\frac{d}{dx} \frac{1}{x^2} = -\frac{2}{x^3}$$

$$= -\frac{2}{x^3}$$

$$= -\frac{2}{x^3}$$

$$\frac{d}{dx} \frac{1}{x^2} = -\frac{2}{x^3}$$

$$= -\frac{2}{x^3}$$

$$\frac{d}{dx} \frac{1}{x^2} = -\frac{2}{x^3}$$

$$= -\frac{2}{x^3}$$

$$\frac{d}{dx} \frac{1}{x^2} = -\frac{2}{x^3}$$

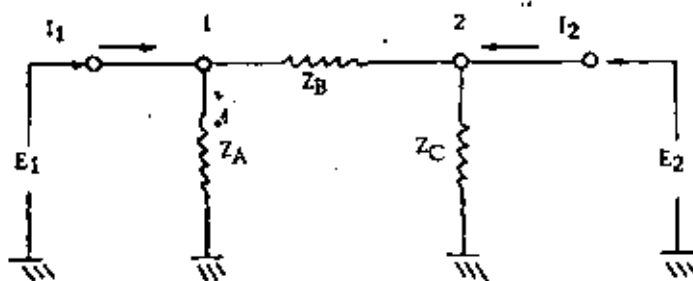
$$= -\frac{2}{x^3}$$

$$I_2 = E_1 \frac{\Delta_{12}}{\Delta Z} + E_2 \frac{\Delta_{22}}{\Delta Z}$$

Que pueden escribirse en forma matricial de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta_{11}}{\Delta Z} & \frac{\Delta_{21}}{\Delta Z} \\ \frac{\Delta_{12}}{\Delta Z} & \frac{\Delta_{22}}{\Delta Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Esta matriz pudiera ser similar a Y_{bus} correspondiente a la red de la figura siguiente:



$$\begin{bmatrix} \frac{1}{Z_A} + \frac{1}{Z_B} & -\frac{1}{Z_B} \\ -\frac{1}{Z_B} & \frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$[Y_{bus}] [E] = [I]$$

$$\text{Si: } Y_{11} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta Z} \quad (1) \quad Y_{22} = \frac{\Delta_{22}}{\Delta Z} \quad (2) \quad -Y_{21} = -Y_{12} = \frac{\Delta_{21}}{\Delta Z} \quad (3)$$

El resultado indica que una transformación o reducción a un equivalente en estrella o delta es siempre posible aunque los elementos de la red equivalente no sean realizables físicamente.

... ..
... ..
... ..
... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

...

...

...

... ..

... ..

... ..

Por último, resulta obvio que para reducir una red de gran tamaño, en la cual los parámetros son números complejos, se deberá diseñar un programa para computadora. Nos permitimos sugerir como procedimiento más lógico el siguiente:

- 1o. Formar Y_{bus}
- 2o. Obtener a partir de Y_{bus} , Y_{EQ}
- 3o. A partir de Y_{EQ} obtener Z_{EL}

Con esto se evita el tener que invertir una matriz compleja (Z_{EQ}) que si bien es simétrica complica la labor de programación.

1920

1920

1920

1920

1920

1920

1920

1920

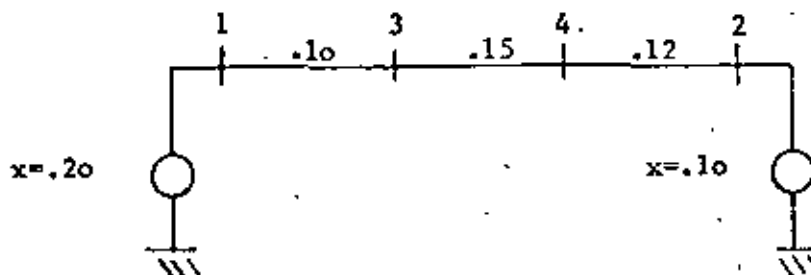
1920

1920

1920

Obtención para el sistema propuesto como ejemplo, de Z_{bus} y sus comprobaciones.

El sistema propuesto es el siguiente:



La formación de Z_{bus} se hará usando la tabla de la pág. 75

| Elemento | "p" No es Nodo de Referencia | "p" Si es Nodo de Referencia |
|----------------------------------|--|--|
| RAMA
(Agrega nuevo nodo) | $Z_{qi} = Z_{pi}$ $i \neq q$
$Z_{qq} = Z_{pq} + z_{pq}$ $i = q$ | $Z_{qi} = 0$ $i \neq q$
$Z_{qq} = z_{pq}$ $i = q$ |
| CUERDA
(No agrega nuevo nodo) | $Z_{Li} = Z_{pi} - Z_{qi}$ $i \neq L$
$Z_{LL} = Z_{pL} - Z_{qL} + z_{pq}$ $i = L$ | $Z_{Li} = -Z_{qi}$ $i \neq L$
$Z_{LL} = -Z_{qL} + z_{pq}$ $i = L$ |

Y se inicia como sigue; primeros elementos que se adicionan:



Z_{bus} vale:

$$Z_{bus} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} .20 & 0 \\ 0 & .10 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

1000

1000

1000

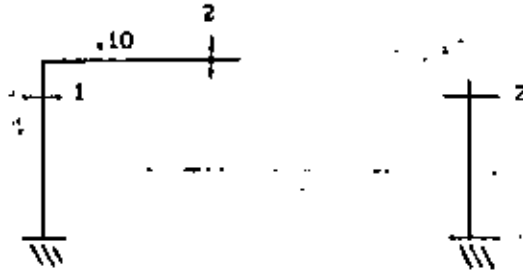
1000

1000

1000

1000

Se adiciona enseguida el elemento 1 - 3



Aplicando el algoritmo:

$$p = 1$$

$$q = 3$$

$$i = 0, 1, 2, 3$$

"p" no es nodo de referencia

$$Z_{qi} = Z_{pi} \quad i \neq q$$

$$Z_{31} = Z_{11} = .20$$

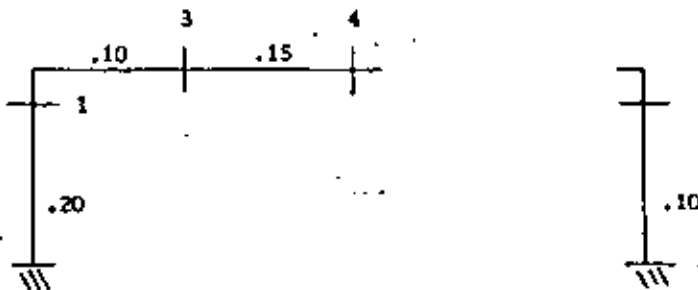
$$Z_{32} = Z_{12} = 0$$

$$Z_{33} = Z_{13} + z_{pq} = .20 + .10 = .30$$

Se obtiene:

| | | | | |
|-----------|---|-----|-----|-----|
| | | 1 | 2 | 3 |
| Z_{bus} | = | 1 | 2 | 3 |
| | | .20 | 0 | .20 |
| | | 0 | .10 | 0 |
| | | .20 | 0 | .30 |

Se adiciona ahora el elemento 3 - 4



10/10/20

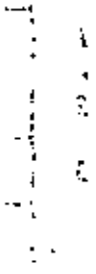
10/10/20

10/10/20

10/10/20

10/10/20

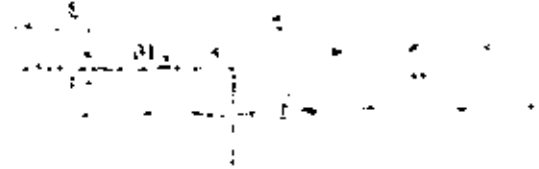
10/10/20



10/10/20

10/10/20

10/10/20



10/10/20

10/10/20

10/10/20

10/10/20

Se aplica el algoritmo

$$p = 3$$

$$q = 4$$

$$i = 1, 2, 3, 4$$

"p" no es nodo de referencia

$$Z_{qi} = Z_{pi}$$

$$Z_{41} = Z_{31} = .20$$

$$Z_{42} = Z_{32} = 0$$

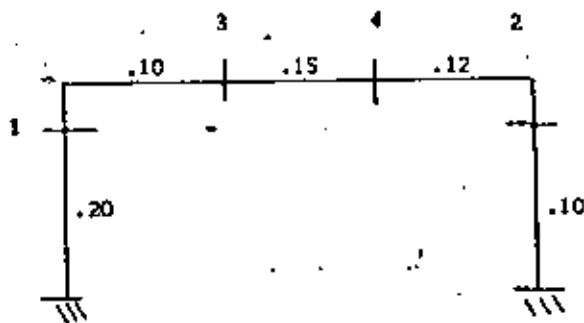
$$Z_{43} = Z_{33} = .30$$

$$Z_{44} = Z_{34} + z_{pq} = .30 + .15 = .45$$

y Z_{bus} vale:

| | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|-----|-----|-----|-----|
| 1 | .20 | 0 | .20 | .20 |
| 2 | 0 | .10 | 0 | 0 |
| 3 | .20 | 0 | .30 | .30 |
| 4 | .20 | 0 | .30 | .45 |

Se completa el sistema mediante la conexión o adición del elemento ---
2 - 4



Se aplica el algoritmo (no agrega nuevo bus o nodo)

$$p = 2$$

$$q = 4$$

$$i = 1, 2, 3, 4,$$

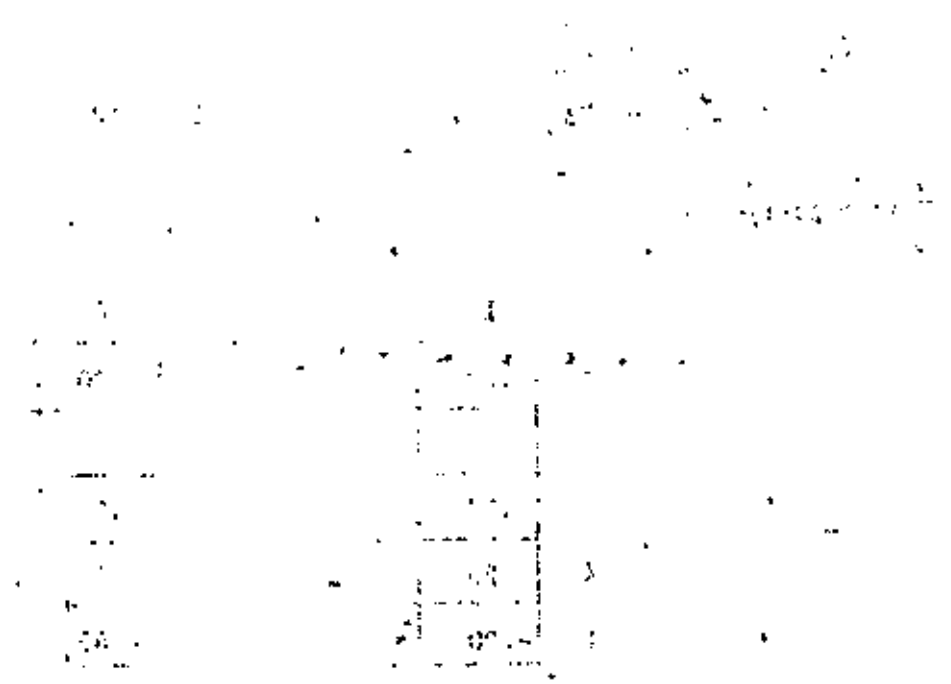
$$Z_{Li} = Z_{pi} - Z_{qi}$$

$$Z_{L1} = Z_{21} - Z_{41} = 0 - .20 = -.20$$

$$Z_{L2} = Z_{22} - Z_{42} = .10 - 0 = .10$$

$$Z_{L3} = Z_{23} - Z_{43} = 0 - .30 = -.30$$

$$Z_{L4} = Z_{24} - Z_{44} = 0 - .45 = -.45$$



... ..

... ..

... ..

(2) $\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{d^2y}{dt^2}$

... .. $\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{d^2y}{dt^2}$

... ..

$$\begin{aligned}
 Z_{LL} &= Z_{PL} - Z_{qL} + z_{pq} \\
 &= Z_{2L} - Z_{4L} + .12 = .10 + .45 + .12 = 0.670
 \end{aligned}$$

Y se obtiene:

| | 1 | 2 | 3 | 4 | -L |
|---------------|------|-----|------|------|------|
| 1 | .20 | 0 | .20 | .20 | -.20 |
| 2 | 0 | .10 | 0 | 0 | .10 |
| Z_{bus} = 3 | .20 | 0 | .30 | .30 | -.30 |
| 4 | .20 | 0 | .30 | .45 | -.45 |
| L | -.20 | .10 | -.30 | -.45 | .67 |

Enseguida y como paso final, se procede a la eliminación del nodo ficticio "L"

El algoritmo es:

$$Z'_{ij} = Z_{ij} - \frac{Z_{iL} * Z_{Lj}}{Z_{LL}}$$

para: $i = 1$

$j = 1, 2, 3, 4$

$$Z'_{11} = Z_{11} - \frac{Z_{1L} * Z_{L1}}{Z_{LL}} = .20 - \frac{(-.20)(-.20)}{.67} = .14030$$

$$Z'_{12} = Z_{12} - \frac{Z_{1L} * Z_{L2}}{Z_{LL}} = 0 - \frac{(-.20)(.10)}{.67} = .02985$$

$$Z'_{13} = Z_{13} - \frac{Z_{1L} * Z_{L3}}{Z_{LL}} = .20 - \frac{(-.20)(-.30)}{.67} = .11045$$

$$Z'_{14} = Z_{14} - \frac{Z_{1L} * Z_{L4}}{Z_{LL}} = .20 - \frac{(-.20)(-.45)}{.67} = .06567$$

... ..

... ..

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

... ..

... ..

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

... ..

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

... ..



para: $i = 2$

$j = 2, 3, 4$

$$z_{22}^i = z_{22} - \frac{z_{2L} * z_{L2}}{z_{LL}} = .10 - \frac{(.10)(.10)}{.67} = .08507$$

$$z_{23}^i = z_{23} - \frac{z_{2L} * z_{L3}}{z_{LL}} = 0 - \frac{(.10)(-.30)}{.67} = .04478$$

$$z_{24}^i = z_{24} - \frac{z_{2L} * z_{L4}}{z_{LL}} = 0 - \frac{(.10)(-.45)}{.67} = .06716$$

para: $i = 3$

$j = 3, 4$

$$z_{33}^i = z_{33} - \frac{z_{3L} * z_{L3}}{z_{LL}} = .30 - \frac{(-.30)(-.30)}{.67} = .16567$$

$$z_{34}^i = z_{34} - \frac{z_{3L} * z_{L4}}{z_{LL}} = .30 - \frac{(-.30)(-.45)}{.67} = .09851$$

para: $i = 4$

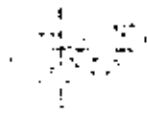
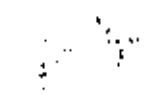
$j = 4$

$$z_{44}^i = z_{44} - \frac{z_{4L} * z_{L4}}{z_{LL}} = .45 - \frac{(-.45)(-.45)}{.67} = .14776$$

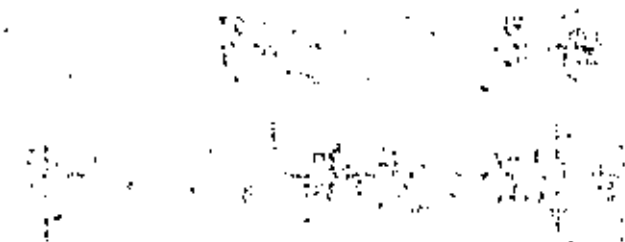
Por lo tanto:

| | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|--------|--------|--------|--------|
| 1 | .14030 | .02985 | .11045 | .06567 |
| 2 | .02985 | .08507 | .04478 | .06716 |
| 3 | .11045 | .04478 | .16567 | .09851 |
| 4 | .06567 | .06716 | .09851 | .14776 |

Z_{bus}

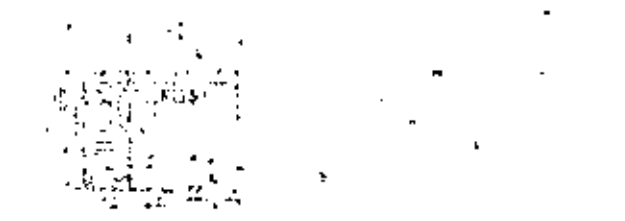


Small, faint text or markings, possibly a signature or date.

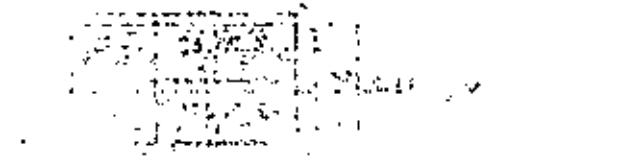


Small, faint text or markings, possibly a signature or date.

Small, faint text or markings, possibly a signature or date.



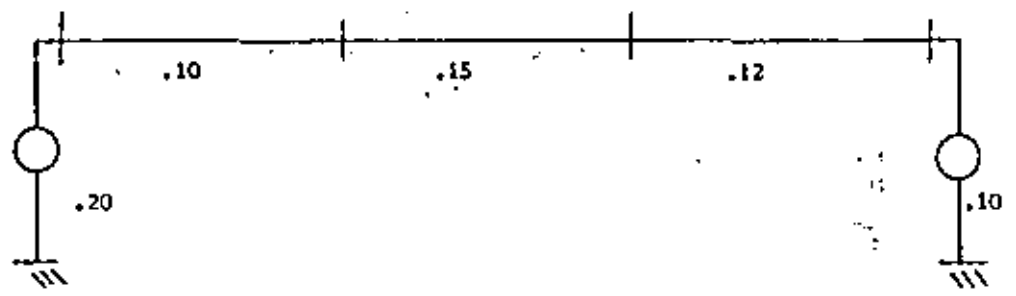
Small, faint text or markings, possibly a signature or date.



Small, faint text or markings, possibly a signature or date.

Comprobación mediante el cálculo de fallas.

| | | | |
|--|---|---|---|
| $\frac{.14030}{7.12766}$ | $\frac{.16567}{6.03604}$ | $\frac{.14776}{6.76768}$ | $\frac{.08507}{11.75439}$ |
| $\frac{.20}{5} \quad \frac{0.47}{2.12766}$ | $\frac{.30}{3.333} \quad \frac{.37}{2.70270}$ | $\frac{.45}{2.222} \quad \frac{.22}{4.54545}$ | $\frac{0.57}{1.75439} \quad \frac{.10}{10}$ |



Información que coincide con la que contiene Z_{bus} que merece por lo tanto el visto bueno.

Z_{EQ} es partición de Z_{bus} , implica la reducción de los nodos 1 y 2 solamente. Por lo tanto:

$$Z_{EQ} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} .1403 & .02985 \\ .02985 & .08507 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

De donde podrá obtenerse $Y_{EQ} = Z_{EQ}^{-1}$.

$$Y_{EQ} = \begin{bmatrix} 7.70262 & -2.70274 \\ -2.70274 & 12.70325 \end{bmatrix}$$