

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

T E S I S D E G R A D O

"GENERACION ESTATICA DE POTENCIA REACTIVA"

TESIS PREVIA A LA OBTENCION
DEL TITULO DE INGENIERO EN
ELECTRONICA Y CONTROL

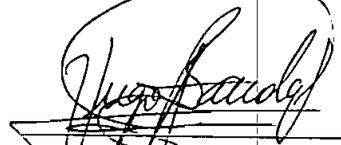
CARLOS ALBERTO SALGADO VALAREZO

QUITO, SEPTIEMBRE DE 1.987



C E R T I F I C A C I O N

Certifico que el presente trabajo fue realizado en su to talidad por el Sr. Carlos Alberto Salgado Valarezo.

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Hugo Banda G.", written over a horizontal line.

ING. HUGO BANDA G.

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

Al Sr. Ing. Hugo Banda,
por su sincera y decidida
colaboración en el desarrollo del
presente trabajo.

Carlos A. Salgado Valarezo

A MI ABNEGADA MADRE

I N D I C E

	Pag.
Introducción	1
Simbología utilizada	3
CAPITULO I	5
ASPECTOS GENERALES DE LA GENERACION DE POTENCIA REACTIVA	
1.1. Definiciones fundamentales	5
1.1.1. Valor medio	5
1.1.2. Valor eficaz	6
1.1.3. Potencia instantánea	6
1.1.4. Energía Eléctrica	7
1.1.5. Potencia Media	8
1.1.6. Potencia Aparente	9
1.1.7. Factor de Potencia	9
1.2. Naturaleza de la potencia Reactiva.....	9
1.3. Generadores de Potencia Reactiva	13
1.3.1. Generadores convencionales de Potencia Reactiva	13
1.3.2. La Máquina Síncronica.....	14
1.4 Generadores Estáticos de Potencia Reacti- va	16
1.4.1. Síntesis de una inductancia Variable.	16
1.4.2 Generador Estático Híbrido	19
CAPITULO II	21
GENERADOR ESTACION CON CONMUTACION FORZADA: EL INVERSOR DE CORRIENTE	
2.1. Configuración Básica	23
2.2. Análisis en DC	24
2.3. Análisis en A.C.	35
2.3.1. Modo Capacitivo	35
2.3.2. Modo Inductivo	39
2.4. Determinación de la Inductancia Optima...	40

	Pag.
CAPITULO III	45
DISEÑO DEL INVERSOR	45
3.1. Especificaciones de Diseño	45
3.2. Cálculo de los elementos de conmutación	47
3.3. Dimensionamiento de los Tiristores y Diodos de Conmutación	48
3.4. Análisis del Activado de los Tiristores	51
3.5. Módulo de Control	52
3.5.1. Diagrama de Tiempos del Módulo de Control	52
3.5.2. Sincronización	53
3.5.3. Defasadores de 8.3 mseg.	54
3.5.4. Monoestables de 7 mseg.	56
3.6. Circuitos Auxiliares	57
3.6.1. Fuentes de Alimentación	57
3.6.2. Redes de Ecuilización	59
CAPITULO IV	61
PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES	61
4.1. Consideraciones fundamentales para el Montaje	61
4.2. Operación en Modo Inductivo	63
4.3. Operación en Modo Capacitivo	69
CAPITULO V	73
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	73
5.1. Análisis de los Resultados en Modo Inductivo	73
5.2. Análisis de los Resultados en Modo Capacitivo	74
5.3. Conclusiones	75
5.4. Recomendaciones	86
APENDICE	79
Deducción de expresiones matemáticas	79
BIBLIOGRAFIA	90

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

La necesidad de compensación de la potencia reactiva para un mejor aprovechamiento de las líneas eléctricas es un hecho - demasiado conocido aplicándose en la actualidad diferentes - soluciones técnicas que resuelven el problema con mejor o peor fortuna.

El desarrollo de los componentes característicos de la electrónica de potencia, especialmente los SCR capaces de manejar corrientes y voltajes muy importantes ha abierto nuevas posibilidades al control de la potencia reactiva que sustituyen con ventaja a las soluciones tradicionales.

El problema puede abordarse desde dos perspectivas distintas. De un lado los usuarios con cargas de bajo factor de potencia o variable en un amplio margen, se ven obligados al pago de penalizaciones en la facturación de la energía eléctrica consumida. Esta situación es frecuente en la práctica y típica en instalaciones de alumbrados fluorescentes, en convertidores estáticos conectados a la red y en motores trabajando con carga variable.

De otra parte, las compañías suministradores de energía eléctrica precisan de la utilización de equipos de compensación de potencia reactiva en puntos estratégicos de la red, con objeto de mejorar la estabilidad de la tensión.

Las soluciones al problema son diversas y dependen de la aplicación, en muchos casos es suficiente un banco de condensadores fijos o conmutables en unos pocos escalones mediante interruptores estáticos o electromecánicos. Sin embargo, cuando es necesaria una variación continua de la potencia reactiva, las soluciones mencionadas anteriormente no son aplicables y, tradicionalmente, se recurre a la utilización de máquinas sincrónicas que actuando sobre la excitación, se comportan como generadores de potencia reactiva. En otros casos se emplean reactancias saturables como solución al pro-

blema , pero en la actualidad pueden sustituirse estos equipos, por otros más versátiles que presentan las ventajas típicas de las soluciones estáticas: robustez, bajo costo de mantenimiento, etc.

El presente trabajo se dedicará a investigar el principio de funcionamiento, modos de operación, así como los parámetros de diseño de un circuito que trabaja en conmutación forzada en a.c. que es capaz de generar tanto potencia reactiva como capacitiva: EL INVERSOR DE CORRIENTE.

SIMBOLOGIA UTILIZADA

$f(t)$: valor instantáneo de una función del tiempo	
\bar{f}	: valor medio de $f(t)$	
F	: valor eficaz de $f(t)$	
T	: período	
$v(t)$: valor instantáneo del voltaje	(v)
$i(t)$: valor instantáneo de la corriente	(Amp)
$p(t)$: valor instantáneo de la potencia eléctrica	(w)
R	: Valor de la resistencia eléctrica	(Ω)
L	: Valor de la inductancia eléctrica	(H)
C	: Valor de la capacitancia eléctrica	(F)
	: energía eléctrica	(w/seg)
P	: potencia media	(w)
S	: potencia aparente	(va)
ϕ	: ángulo de defasaje entre la corriente i_i y el voltaje v_i	
fp	: factor de potencia	
Q	: potencia reactiva	(var)
D	: Potencia de distorsión	(var)
w	: frecuencia angular	(rad/seg)
f	: frecuencia de la red	(Hz)
E_m	: voltaje de fuente en motores sincrónicos	(v)
V_t	: voltaje a las terminales del motor sincrónico	(v)
I_a	: valor eficaz de la corriente de armadura en motores sincrónicos	(Amp)
X_m	: reactancia sincrónica en motores sincrónicos	()
α	: ángulo de disparo de los tiristores	
S_i	: interruptores en la rama i	
T_i	: tiristores en la rama i	
D_i	: diodos en la rama i	

C_1, C_2	: condensadores de conmutación	(P)
L_1	: inductancia de carga	(H)
L_2	: inductancia de conmutación	(H)
v_C	: voltaje en los condensadores de conmutación	(v)
v_D	: voltaje en los diodos de conmutación	(v)
i_C	: corriente en los condensadores de conmutación	(Amp)
i_a	: corriente de línea	(Amp)
i	: corriente en L_1	(Amp)
v_s	: voltaje d.c. para el análisis D.C.	(v)
I_O I_1	: corriente en la carga durante la conmutación.	(Amp)
v_1 v_2	: voltaje de los condensadores de conmutación	()
I_{dc}	: corriente media en L_1	(Amp)
I_{Lmin}	: corriente mínima en L_1	(Amp)
$I_{Lmáx}$: corriente máxima en L_1	(Amp)
I_1	: corriente eficaz en la línea	(Amp)
I_L	: corriente eficaz en L_1	(Amp)
A_{Prel}	: pérdidas relativas	
q	: factor de calidad	
δ	: ángulo para la potencia activa en el inversor	
λ	: factor de rizado de la corriente en L_1	
x	: cifra de mérito para el dimensionamiento de L_1	
C_{Op}	: capacitancia óptima para la conmutación	(F)
t_{off}	: tiempo de apagado de los tiristores	(seg)
$i_{Tmáx}$: valor máximo de corriente que circula en los tiristores	(Amp)

- V_{Tmax} : valor máximo de voltaje en los tiristores (V)
- $\frac{di_{Tmax}}{dt}$: derivada máxima de corriente en los tiristores (Amp/useg)
- $\frac{dv_{tmax}}{dt}$: derivada máxima de voltaje en los tiristores (v/useg)
- PIV : máximo voltaje de pico inverso en los diodos (v)
- IF : máxima corriente de conducción en los diodos (Amp)

C A P I T U L O U N O

ASPECTOS GENERALES DE LA GENERACION DE POTENCIA REACTIVA

1.1. DEFINICIONES FUNDAMENTALES

El voltaje, la corriente, la potencia, etc., son funciones eléctricas en el tiempo. Dependiendo de la fuente las formas de onda de estas funciones pueden ser periódicas, o sea:

$$f(t) = f(t+T) \quad (1.1.)$$

donde T es el período.

La acción en el tiempo de estas funciones pueden ser evaluadas por medio de cantidades tales como valor medio, valor eficaz; entonces, debido a la utilidad de dichas cifras se hace una definición formal de estas.

1.1. 1. VALOR MEDIO

El valor medio de una función periódica, representada por (1.1.) se lo define así

$$\bar{F} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(t) dt \quad (1.2)$$

$$\bar{F} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt \quad (1.3)$$

1.1.2 .VALOR EFICAZ

Se lo define de la siguiente forma

$$F = \left[\frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.4)$$

A continuación se dan definiciones de algunas funciones eléctricas.

1.1.3. POTENCIA INSTANTANEA

La potencia instantánea entregada por una fuente a una carga eléctrica está dada por el producto, la función, voltaje y de la función corriente que pasa por ella.

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (1.5)$$

Para el caso de elementos pasivos se tiene:

- Si se trata de una resistencia pura R

$$p = i^2 R \quad (1.6)$$

o

$$p = \frac{v^2}{R} \quad (1.7)$$

- Para una carga inductiva L (H)

$$p = L \cdot i \cdot \frac{di}{dt} \quad (1.8)$$

o

$$p = \frac{1}{L} v \int_{-\infty}^t v dt \quad (1.9)$$

- Por último para una carga capacitiva para C(F)

$$p = c \ v \frac{dv}{dt} \tag{1.10}$$

o

$$p = \frac{1}{c} \ i \int_{-\infty}^t \ i dt \tag{1.11}$$

En las dos últimas integrales se ha supuesto que la tensión (y corriente) es cero para $t = -\infty$

1.1.4. ENERGIA ELECTRICA

A la potencia eléctrica se la puede interpretar como la velocidad con que se consume (o se genera), la energía eléctrica por unidad de tiempo.

$$p = \frac{dE}{dt} \tag{1.12}$$

de donde

$$E = \int_{t_1}^t \ p(t) dt \tag{1.13}$$

donde (t_1, t_2) es un intervalo arbitrario de evaluación

- La energía consumida en $(0, t)$ por una resistencia $R(- -)$ es

$$E_R = \int_0^t \ \frac{v}{R} \ dt \tag{1.14}$$

- En una carga inductiva pura $L(H)$ la energía es

$$E_L = \int_{i(t_0)}^{i(t)} \ L \cdot i di \tag{1.15}$$

o

$$E_L = \frac{1}{2} Li^2 \tag{1.16}$$

siendo $i(t_0) = 0$

Para una carga capacitiva pura C(F) la energía es

$$E_C = \int_{v(t_0)}^{v(t)} Cvdv \tag{1.17}$$

$$E_C = \frac{1}{2} Cv^2 \tag{1.18}$$

siendo $v(t_0) = 0$

1.1.5. POTENCIA MEDIA

La potencia media, como su nombre lo indica, es el valor medio de la potencia instantánea. Representa la potencia real entregada por una fuente, o consumida por una carga. Es la parte de la energía que se convierte en trabajo.

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} p(t)dt \tag{1.19}$$

- Para una carga resistiva R()

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{v^2}{R} dt \tag{1.20}$$

$$P = \frac{v^2}{R} \tag{1.21}$$

- Para una carga inductiva L(H)

$$P = \frac{1}{T} \int_{i(0)}^{i(T)} L \cdot i di$$

$$P = \frac{L}{2T} \left[i^2 (T) - i^2 (0) \right] \quad (1.22)$$

$$P \equiv 0$$

- Para una carga capacitiva C (F)

$$P = \frac{1}{T} \int_{v(0)}^{v(T)} C v dv$$

$$P = \frac{C}{2T} \left[v^2 (T) - v^2 (0) \right] \quad (1.23)$$

$$P \equiv 0$$

1.1.6. POTENCIA APARENTE

En general, la potencia aparente se define como el producto de los valores eficaces del voltaje y la corriente en un circuito.

$$S = V.I \quad (va) \quad (1.24)$$

1.1.7. FACTOR DE POTENCIA

El factor de potencia se define como la razón de la potencia media a la potencia aparente.

$$f_p = \frac{P}{S} \quad (1.25)$$

1.2. NATURALEZA DE LA POTENCIA REACTIVA

Clásicamente se ha definido a la potencia reactiva - como una componente en cuadratura con la potencia real, tomando como base la descomposición fasorial de la corriente

en una componente en fase, y otra componente en cuadratura, con el voltaje de la fuente. Esto presupone que se está considerando el régimen sinusoidal permanente.

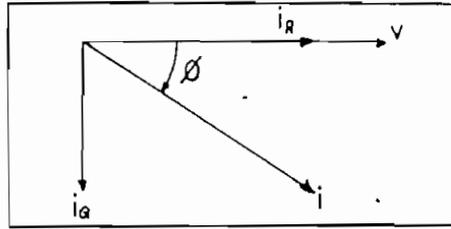


Fig. 1.1
Fasores de la Corriente

$$|i_R| = |i| \cdot \cos \phi \quad (1.26)$$

$$|i_Q| = |i| \cdot \text{sen } \phi \quad (1.27)$$

$$P = |v| |i_R|$$

$$P = |v| |i| \cdot \cos \phi \quad (1.28)$$

$$Q = |v| |i_Q|$$

$$Q = |v| |i| \cdot \text{sen } \phi \quad (1.29)$$

De la fig. 1.1 se puede ver claramente que existirá potencia reactiva siempre y cuando exista defasaje entre el voltaje y la corriente. Este defasaje, entre voltaje y la corriente, es un resultado característico de los circuitos con componentes reactivos (acumuladores de energía), razón por la que se ha hecho costumbre asociar la generación de potencia reactiva con estos elementos.

Sin embargo, actualmente es común encontrar convertidores estáticos de energía. Por desgracia, en la transformación energética con convertidores estáticos, debido a los interruptores semiconductores no lineales (sin efecto acumulador de energía) no puede satisfacerse sin más la premisa de corrientes senoidales y en fase en el lado de corriente alterna. Antes bien, se producirán corrientes con armóni-

cos ocasionados por los procesos periódicos de conexión y desconexión (9).

Las relaciones de potencia considerando la distorsión de la forma de onda de la corriente se establecen así: de la expansión en series de Fourier

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot V \quad \text{sen } \omega t$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2 \cdot I_n \cdot \text{sen } (n\omega t + \phi_n) \quad (1.30)$$

donde el valor medio

$$I_0 = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0 + T} i(t) dt \quad (1.31)$$

$$\sqrt{2} \cdot I_n = (a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}} \quad (1.32)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0 + T} i(t) \cdot \cos n\omega t dt \quad (1.33)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0 + T} i(t) \cdot \text{sen } n\omega t dt \quad (1.34)$$

$$\phi_n = \text{tg}^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (1.35)$$

Para el caso de corrientes alternas simétricas $I_0 = 0$ aplicando el teorema de Parseval, se puede obtener el valor eficaz de $i(t)$.

$$I = \left(\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.36)$$

ó

$$I^2 = I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \quad (1.37)$$

Donde I_1 es la fundamental y las I_n son las armónicas.

En general, la fundamental I_1 , es el resultado de la suma de una componente en fase con el voltaje y otra en cuadratura con éste.

$$I^2 = I_{1R}^2 + I_{1Q}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \quad (1.38)$$

multiplicando ambos lados de la ec(1.38) por el voltaje eficaz obtenemos

$$(V.I)^2 = (V.I_{1R})^2 + (V.I_{1Q})^2 + \sum_{n=2}^{\infty} (V.I_n)^2 \quad (1.39)$$

El término $(V.I)$ es la potencia aparente total

$$S = V.I. \quad (\text{va}) \quad (1.40)$$

La potencia está dada por

$$P = V.I_{1R} \quad (\text{w}) \quad (1.41)$$

$$P = V.I_1 \cdot \cos \phi_1 \quad (\text{w}) \quad (1.42)$$

La potencia reactiva está dada por

$$Q_1 = V.I_{1Q} \quad (\text{var}) \quad (1.43)$$

$$Q_1 = V.I_1 \cdot \text{sen } \phi_1 \quad (\text{var}) \quad (1.44)$$

ϕ_1 es el ángulo entre la componente fundamental de la corriente y el voltaje de la fuente.

La potencia de distorsión se la define como

$$D = \left[\sum_{n=2}^{\infty} (V.I_n)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{var}) \quad (1.45)$$

entonces

$$S = (P^2 + Q_1^2 + D^2)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{va}) \quad (1.46)$$

En algunas publicaciones se define una Potencia Reactiva total como

$$Q_T = \left[(V \cdot I_{1Q})^2 + \sum (V \cdot I_n)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.47)$$

Las magnitudes así definidas pueden representarse en un espacio tridimensional, que se muestra en la fig. 1.2

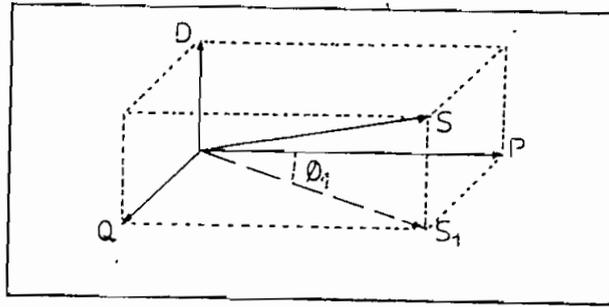


Fig 1.2
VECTORES DE POTENCIA

En resumen, es preciso indicar que físicamente solo se concede importancia al curso de la potencia en función del tiempo y a la potencia media que de aquí resulta. Los demás conceptos como potencia reactiva, potencia de distorsión o potencia aparente son magnitudes de cálculo que resultan del desglose matemático de la tensión y la corriente en ondas fundamentales y armónicos o, componentes activas y reactivas

1.3. GENERADORES DE POTENCIA REACTIVA

Una vez que se ha establecido la reacción entre las potencias veamos las formas de generar la potencia reactiva. Existen tres métodos, a saber: 1) mediante dispositivos lineales que almacenan energía; 2) utilizando convertidores rotativos y, 3) a base de convertidores estáticos.

1.3.1. GENERADORES CONVENCIONALES DE POTENCIA REACTIVA

La reactancia de una inductancia L (H) bajo un régimen sinusoidal viene dada por la siguiente expresión

$$X_L = \omega L \quad (\Omega) \quad (1.48)$$

donde

$$\omega = 2\pi \cdot f \quad (\text{rad/seg}) \quad (1.49)$$

y f es la frecuencia de la fuente.

Entonces la potencia reactiva inductiva puede ser evaluada de esta forma

$$Q_I = I^2 \cdot X_L \quad (\text{var}) \quad (1.50)$$

De otro lado, una capacitancia $C(F)$ tiene una reactancia

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (\Omega) \quad (1.51)$$

y la potencia reactiva capacitiva está dada por

$$Q_C = I^2 \cdot X_C \quad (\text{var}) \quad (1.52)$$

Este tipo de generadores se utilizan en sistemas que varían muy lentamente como pueden ser en redes de alumbrado público y redes de transmisión. La forma de utilización es por bancos de elementos, entonces la conexión se la realiza por medio de interruptores que pueden ser estáticos o electromecánicos en pasos.

1.3.2. LA MAQUINA SINCRONICA

Una aplicación especial de los motores sincrónicos (12,13) constituye el control de la potencia reactiva de una red. Esta característica de estos motores, como generadores de potencia reactiva, se consigue actuando sobre la excitación (el campo) de c.c. Las denominadas curvas V muestran la relación entre la corriente de armadura versus la corriente de campo a voltaje terminal constante y con carga constante al eje. En la figura 1.3 se muestran dichas curvas

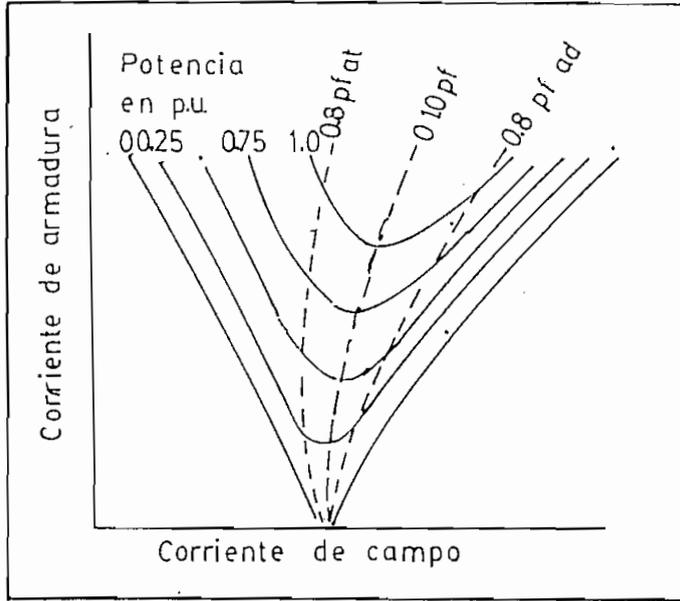


Fig. 1.3
CURVAS V DE LA MAQUINA SINCRONICA

En la fig. 1.4 se muestra el circuito equivalente de un motor sincrónico y en la fig. 1.5 las relaciones vectoriales entre corrientes y voltajes. La expresión que relaciona los voltajes y la corriente en la máquina sincrónica es

$$V_t = E_m + jI_a \cdot X_m \quad (1.53)$$

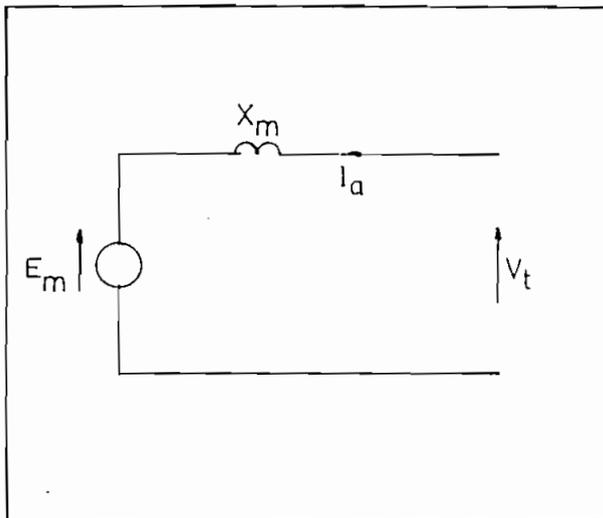


Fig 1.4
CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR SINCRONICO

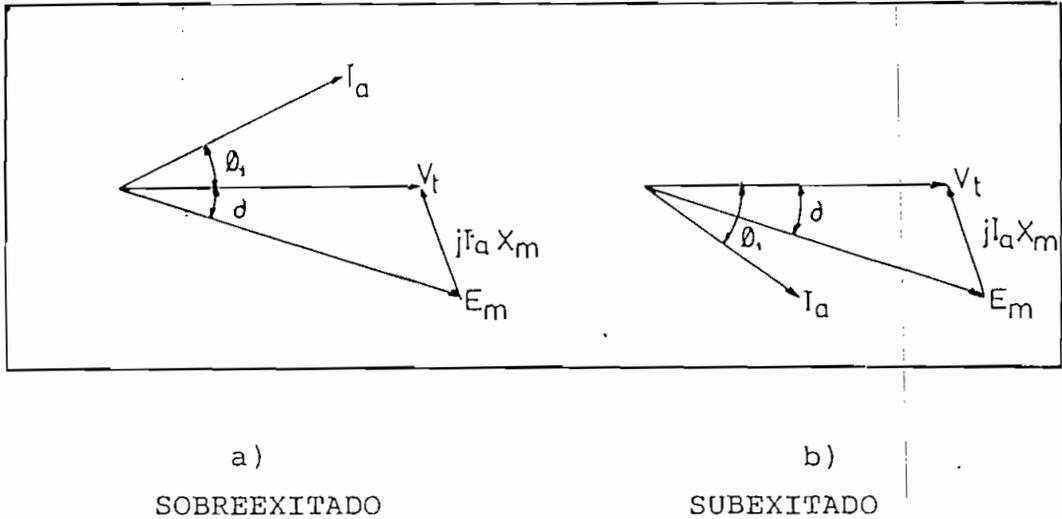


Fig. 1.5

El motor sobreexcitado actúa como un circuito capacitivo cuando se analiza desde la red a la que suministra potencia reactiva. El motor subexcitado actúa como un circuito inductivo.

En los diagramas vectoriales se ve que E_m atrasa a V_t a fin de satisfacer la ec (1.53), y esto siempre es cierto para motores sincrónicos.

Este tipo de generadores de potencia reactiva se los utiliza para compensar la potencia reactiva que generan los convertidores estáticos y otras cargas que tienen factores de potencia variable.

1.4. GENERADORES ESTÁTICOS DE POTENCIA REACTIVA

1.4.1. SÍNTESIS DE UNA INDUCTANCIA VARIABLE

La idea generalizada es conectar y desconectar cíclicamente una inductancia a la red mediante interruptores a base de SCR, de tal forma que desde la red se vea como una inductancia variable dependiendo de la relación de tiempos de conexión y desconexión.

El circuito es el representado en la fig. 1.6, está

constituído por una inductancia y dos tiristores conectados en antiparalelo a la red.

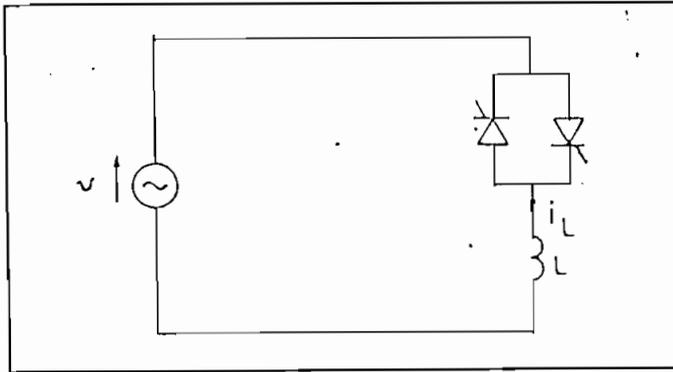


Fig 1.6

CIRCUITO DE LA INDUCTANCIA VARIABLE

El ángulo de disparo de los tiristores se varia entre 90 y 180 bloqueándose estos en los cruces por cero de la corriente, cuya forma de onda se presenta en la fig. 1.7

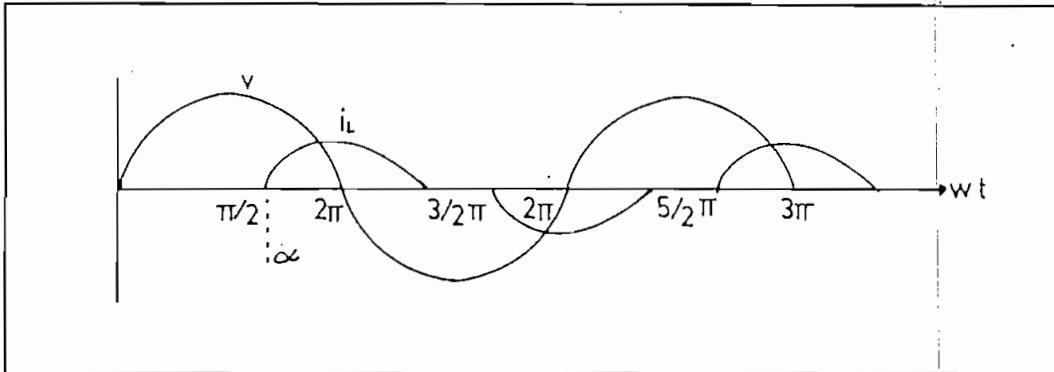


Fig 1.7

FORMAS DE ONDA DEL VOLTAJE
Y LA CORRIENTE EN LA LINEA

Se va a admitir que los tiristores son interruptores ideales la ecuación diferencial que regula el comportamiento de circuito es:

$$v = L \frac{di_L}{dt} = \sqrt{2} \ v. \ .\text{sen } wt \quad \alpha < wt \leq 2\pi - \alpha \quad (1.54)$$

La expresión que se deriva para la corriente i_L es

$$i_L = \frac{\sqrt{2} \cdot V}{\pi \cdot \omega L} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad \alpha < \omega t < 2\pi - \alpha \quad (1.55)$$

con el fin de facilitar las operaciones hacemos un cambio en variables. Sea

$$\alpha' = \alpha - \frac{\pi}{2} \quad (1.56)$$

y desarrollando i_L en series de Fourier a fin de obtener la expresión de la componente fundamental y la de los armónicos. Así pues

$$i_1 = \frac{2 \sqrt{2} V}{\pi \cdot \omega \cdot L} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha' - \frac{\text{sen } 2 \cdot \alpha'}{2} \right] \quad (1.57)$$

y para $n > 1$

$$i_n = \frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot V}{\pi \cdot \omega \cdot L} \left[\frac{\text{sen}[(n-1) \cdot (\frac{\pi}{2} - \alpha')]}{2 \cdot (n-1)} + \frac{\text{sen}[(n+1) \cdot (\frac{\pi}{2} - \alpha')]}{2(n+1)} - \frac{\text{sen } \alpha' \cdot \text{sen}(\frac{\pi}{2} - \alpha')}{n} \right] \quad (1.58)$$

La ec(1.57) nos lleva a una interpretación muy interesante. Sin considerar los armónicos, desde la red y a frecuencia de la fundamental, la corriente i_L varia con el ángulo de disparo. Este hecho podría interpretarse como si dispusiéramos de una inductancia $L(\alpha)$ variable, por la que circula una corriente igual a la componente fundamental i_1 , siendo

$$L(\alpha) = L \frac{\pi}{2} \frac{1}{\frac{\pi}{2} - \alpha' - \frac{\text{sen} 2 \cdot \alpha'}{2}} \quad (1.59)$$

Entonces, el rango de variación de la inductancia en base a α' se establece así. Para $\alpha' = 0$ la inductancia es igual a L ; y para $\alpha' = \frac{\pi}{2}$, la inductancia tiende a infinito.

1.4.2. GENERADOR ESTÁTICO HÍBRIDO

Con el objeto de ampliar el margen de utilización del circuito descrito en el apartado anterior (1.4.1.) que cubra tanto la generación de potencia reactiva inductiva como potencia reactiva capacitiva se le conecta en paralelo un condensador de capacidad fija $C(F)$ (2). Tal circuito está representado en la fig 1.8

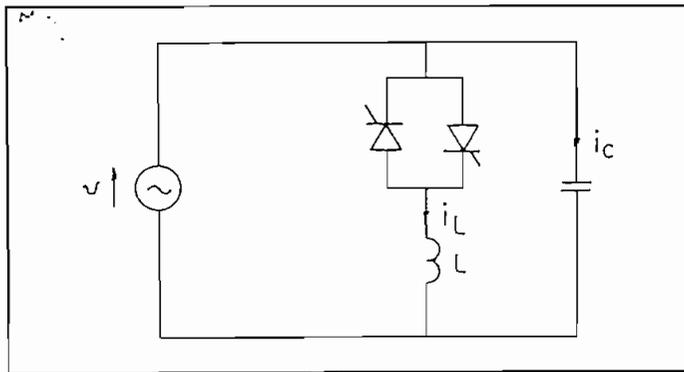


Fig. 1.8
CIRCUITO DEL GENERADOR

Una vez establecido el circuito se va a determinar los componentes pasivos del mismo. Se supone que la potencia reactiva a generar debe variar entre Q_I y Q_C . Denomi-

nando $V(I)$ al valor eficaz de la tensión (corriente) de la red, la corriente en el circuito de compensación deberá variar entre

$$I_C \text{ máx} = \frac{Q_C}{V} \quad (\text{capacitiva}) \quad (1.60)$$

e

$$I_I \text{ máx} = \frac{Q_I}{V} \quad (\text{inductiva}) \quad (1.61)$$

La corriente I_C máx se obtiene para $\alpha' = \pi/2$, y es igual a la que circula por el condensador, luego

$$I_C \text{ máx} = \omega \cdot C \cdot V \quad (\text{Amprms}) \quad (1.62)$$

de donde

$$C = \frac{Q_C}{\omega \cdot V} \quad (\text{F}) \quad (1.63)$$

La corriente I_C máx debe ser igual a aquella que circula con la inductancia para $\alpha' = 0$ menos la que circula por el condensador así

$$I_I \text{ máx} = \left[\frac{1}{\omega L} - \omega C \right] \cdot V \quad (1.64)$$

luego

$$L = \frac{V^2}{(Q_I - Q_C) \cdot \omega} \quad (1.65)$$

Entonces se ha determinado la inductancia y la capacitancia en forma precisa en función de la potencia reactiva general con las ecs (1.63) y (1.65), respectivamente.

Este tipo de generadores se utilizan donde existen consumidores con factor de potencia variable y cargas que absorben altas potencias en poquísimo tiempo.

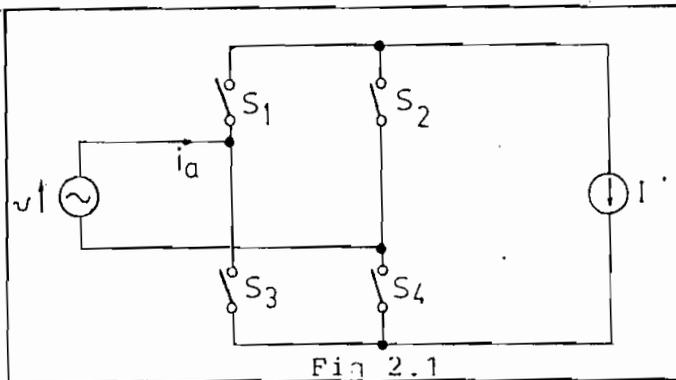
C A P I T U L O D O S

GENERADOR ESTÁTICO CON CONMUTACION FORZADA:

EL INVERSOR DE CORRIENTE

Un generador de potencia reactiva ideal debe ser capaz de producir corrientes que estén defasadas exactamente 90° respecto de la onda de voltaje y, además, poder variar la intensidad de dichas corrientes de tal forma que visto desde afuera (el generador), sea una capacitancia o inductancia variable (3).

El principio de funcionamiento de éste generador se puede explicar con la ayuda de circuito mostrado en la fig 2.1



MODELO BASICO

v es una fuente de voltaje sinusoidal e I es la corriente unidireccional constante. La trayectoria de la corriente i es controlada por los interruptores $S_1 - S_4$, los que son accionados en pares (S_1 con S_4 y S_2 con S_3).

La potencia reactiva inductiva se la puede generar así: los interruptores S_1 y S_4 son cerrados en el punto $+\pi/2$ de la onda de voltaje, entonces la corriente i_a sale desde la fuente de voltaje. En el punto $3/2\pi$ se desconectan los interruptores S_1 y S_4 y se conectan los interruptores S_2 y S_3 . La corriente i_a ahora entra a la fuente de voltaje. En el punto $\pi/2$ del siguiente ciclo de la onda de voltaje se desconectan S_2 y S_3 y se conectan S_1 y S_4 y así sucesivamente. El efecto neto es que la onda de corriente atrasa 90° a la onda de voltaje; en la fig 2.2 se muestra este modo de operación

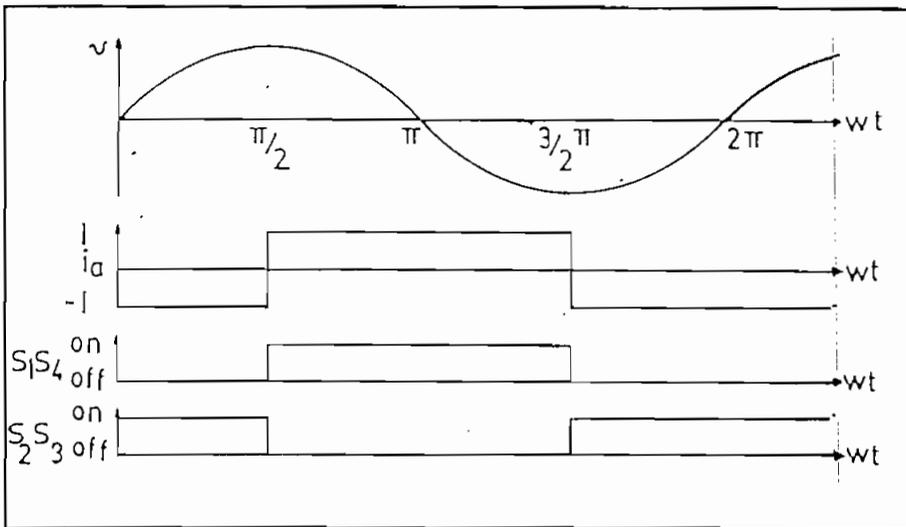


Fig 2.2

FORMAS DE ONDA EN EL MODO INDUCTIVO

En cuanto a la generación de potencia reactiva capacitiva el procedimiento es el siguiente: los interruptores S_1 y S_4 son conectados en el punto $-\pi/2$ de la onda de voltaje entonces la corriente i_a sale de la fuente de voltaje. En $+\pi/2$ se desconectan S_1 y S_4 y se conectan S_2 y S_3 ; la corriente entra, ahora, a la fuente de voltaje. En $3/2\pi$ se desconectan S_2 y S_3 y se conectan S_1 y S_4 , y de esta manera se repite el ciclo. En la fig 2.3 se muestra este modo de operación

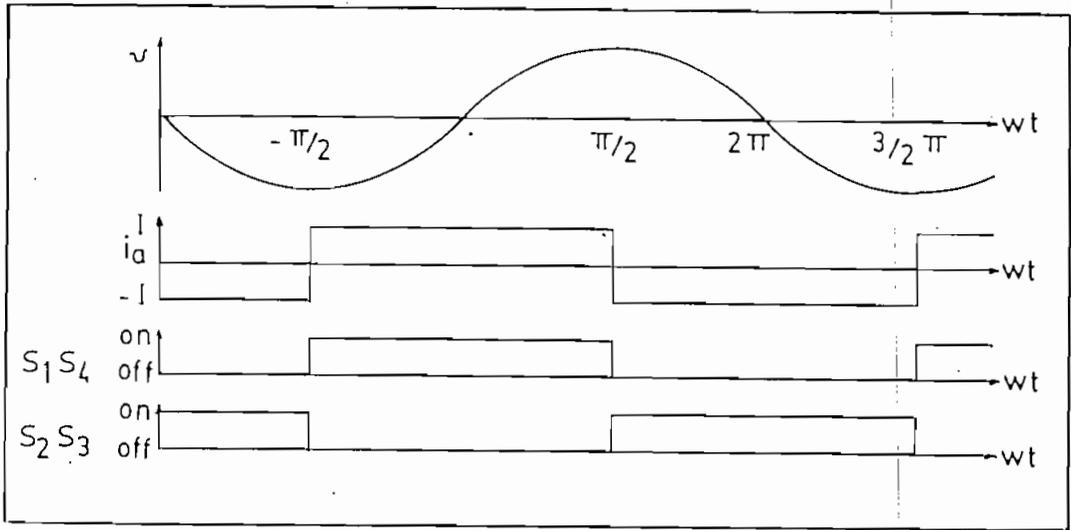


Fig 2.3

FORMAS DE ONDA EN MODO CAPACITIVO

2.1. CONFIGURACION BASICA

El circuito que se muestra en la Fig 2.4 realiza el principio expuesto en los párrafos anteriores. La fuente de corriente I se materializa con la inductancia L_1 , que se supone infinita; los interruptores $S_1 - S_4$ están materializados por los tiristores $T_1 - T_4$. Los diodos $D_1 - D_4$ los condensadores C_1 y C_2 ($C_1 = C_2 = C$) y la inductancia L_2 sirven como elementos que ayudan en la conmutación de los pares de tiristores (T_1 con T_4 y T_2 con T_3)

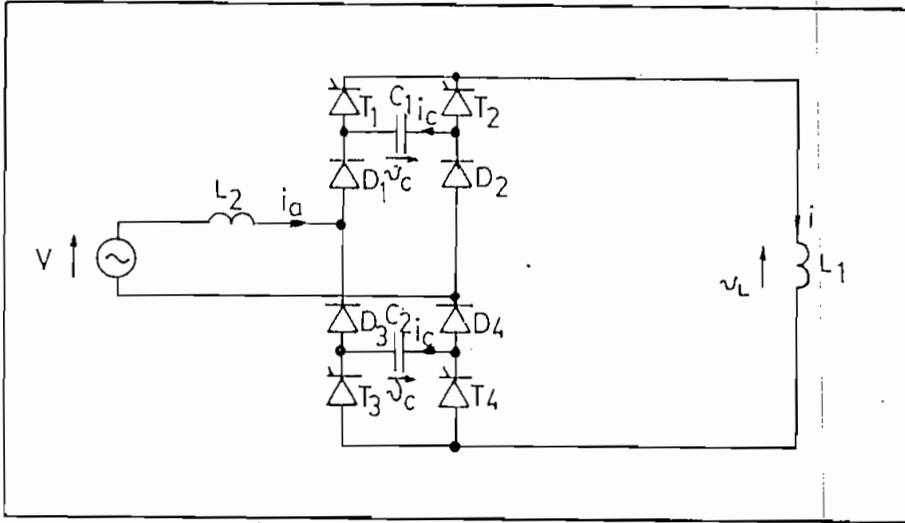


fig 2.4
CIRCUITO BASICO

2.2. ANALISIS EN DC

Aunque el circuito inversor de corriente (fig 2.4) trabajará en régimen sinusoidal permanente, es necesario hacer un análisis de funcionamiento en corriente continua. En DC se tienen valores máximos de voltaje de fuente y corriente en la carga, y como se los asume constantes, simplifican las expresiones matemáticas que se derivan. El peor caso es en el modo capacitivo en el que las conmutaciones se hacen a voltaje y corriente máximos. Por tanto el modelo de DC para el análisis es una muy buena aproximación para la obtención de expresiones con las que se puede calcular los elementos de conmutación así como dimensionar los diodos y tiristores de potencia.

En el circuito mostrado en la fig 2.4 se ponen las direcciones y polaridades de las corrientes y voltajes que se consideran positivos para referencia. También, para este análisis se asumirá funcionamiento en estado estable y que la corriente que circula por L_1 se mantendrá constante durante las conmutaciones.

Intervalo A : $t_0 < t < t_1$

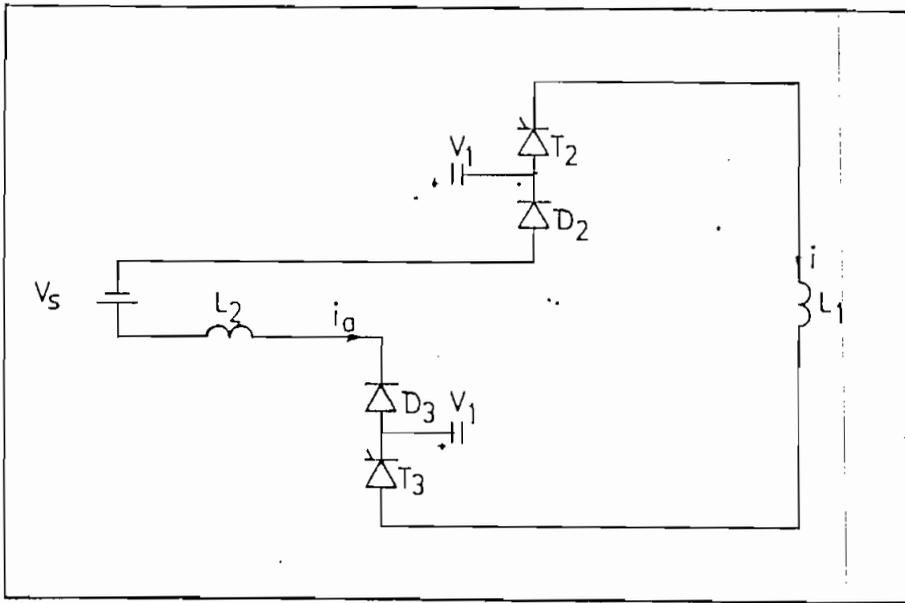


Fig 2.5

TRAYECTORIA DE LA CORRIENTE EN A

La condiciones iniciales son $v_c(t_0) = V_1 < 0$
 $i_a(t) = -i(t)$
 $i(t_0) = I_1$

La corriente i pasa a través de los tiristores T_3 y T_2
 La transferencia de energía es desde la inductancia hacia la fuente V_s .

La ecuación diferencial que gobierna este intervalo es

$$V_s + L_1 \frac{di}{dt} - L_2 \frac{di_a}{dt} = 0 \quad (2.1)$$

como $L_1 \gg L_2$ se asume que $L_2 \frac{di_a}{dt} = 0$

Entonces

$$\frac{di}{dt} = - \frac{V_s}{L_1}$$

Por tanto

$$i(t) = - \frac{V_s}{L_1} (t - t_0) + I_1 \quad (2.2)$$

003108

Este intervalo termina cuando T_1 junto con T_4 son disparados en $t=t_1$

Intervalo B: $t_1 < t < t_2$

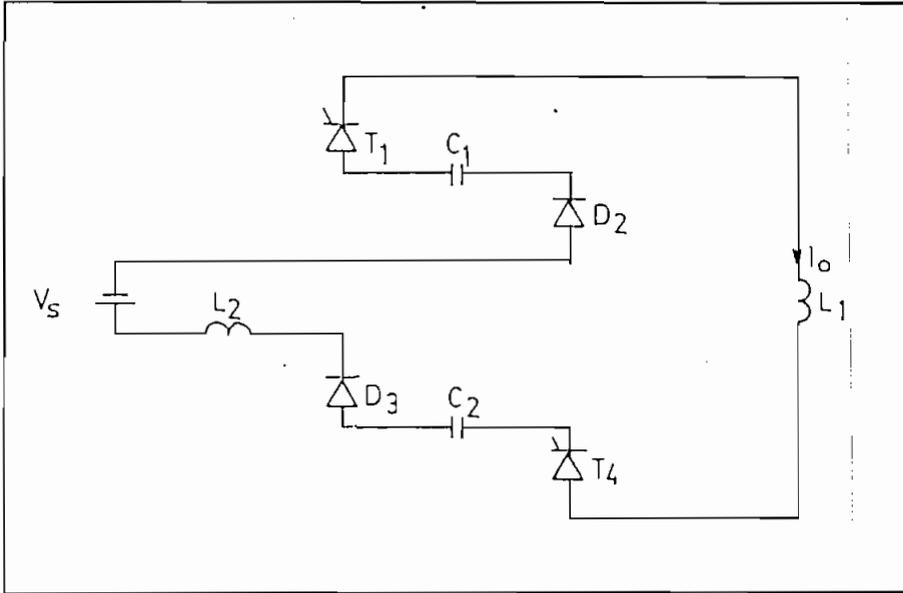


Fig 2.6
TRAYECTORIA DE LA CORRIENTE EN B

Las condiciones iniciales son

$$v_c(t_1) = V_1 < 0$$

$$i_a(t_1) = -i$$

$$i(t_1) = I_o$$

Al entrar en T_1 y T_4 ponen en paralelo a los condensadores C_1 y C_2 con los tiristores T_2 y T_3 respectivamente, apagándolos inmediatamente.

Los diodos D_1 y D_4 no conducen inmediatamente debido a que están polarizados inversamente por los voltajes de C_1 y C_2 respectivamente.

En este intervalo se puede asumir que la corriente i es constante ($i = I_0$) Así, el voltaje en los condensadores es

$$v_C(t) = \int i(t)dt + v_1$$

$$v_C(t) = v_1 + \frac{I_0}{C} (t-t_1) \quad (2.3)$$

La expresión para el voltaje de los diodos D_1 y D_4 es

$$v_D(t) = v_C(t) + v_S \quad (2.4)$$

$$v_D(t) = v_1 + \frac{I_0}{C} (t-t_1) + v_S \quad (2.5)$$

Intervalo C : $t_2 < t < t_4$

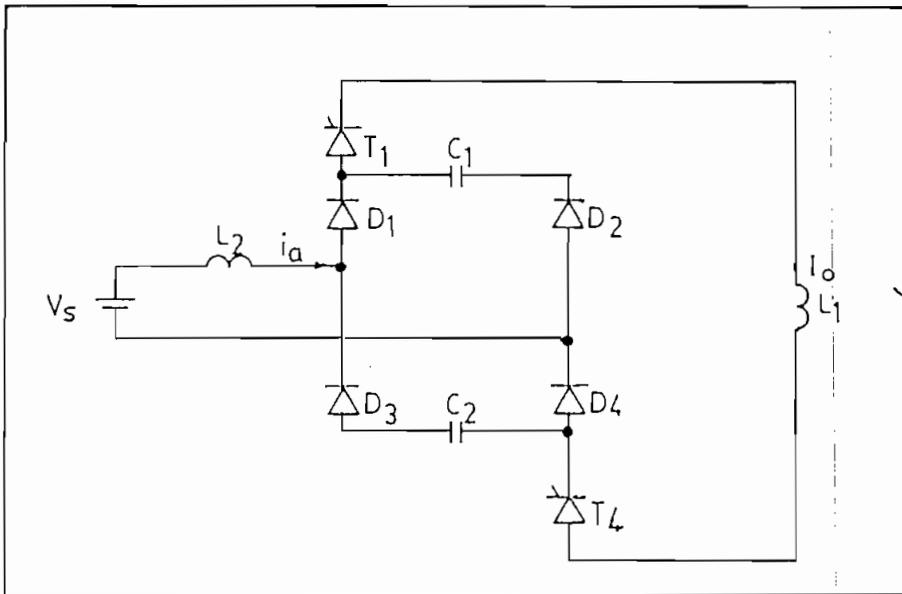


Fig 2.7

TRAYECTORIA DE CORRIENTE EN C

Las condiciones iniciales son

$$v_C(t_2) = -V_S$$

$$i(t_2) = I_0$$

$$i_a(t_2) = 0$$

$$\frac{di_a}{dt} \Big|_{t=t_2} = 0$$

Tan pronto v_D se hace positivo los diodos D_1 junto con D_4 entran en conducción. Esto forma un camino adicional para la corriente i . Como resultado los condensadores se ponen en paralelo entre sí y con L_1 . La corriente i_a que circula por L_2 , se ha invertido y, consecuentemente, la transferencia de energía es desde la fuente hacia L_1 .

El circuito equivalente se muestra en la fig 2.8

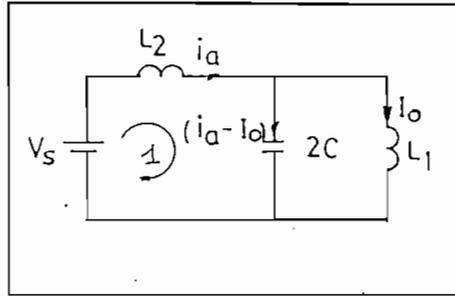


Fig 2.8

CIRCUITO EQUIVALENTE

La ecuación integrodiferencial que describe la malla 1 es

$$V_s = L_2 \frac{di_a}{dt} + \frac{1}{2C} \int_{t_2}^t (i_a - I_o) dt + v_c(t_2) \quad (2.6)$$

derivándola de nuevo (respecto a t)

$$\frac{d^2 i_a}{dt^2} + \frac{1}{2 \cdot L_2 \cdot C} \cdot i_a = \frac{I_o}{2 \cdot L_2 \cdot C} \quad (2.7)$$

resolviendola para i_a

$$i_a(dt) = \left[1 - 2 \cos \frac{t - t_2}{(2 \cdot L_2 \cdot C)^{\frac{1}{2}}} \right] I_o \quad (2.8)$$

La corriente en cada condensador será

$$i_c = \frac{1}{2}(I_o - i_a)$$

$$i_c(t) = I_o \cos \frac{t-t_2}{(2.L_2.C)^{\frac{1}{2}}} \quad (2.9)$$

$i_c(t)$ circula por los diodos D_2 y D_3 y se hace 0 en $t = t_4$. La ec (2.9) da la duración del intervalo

$$i_c(t) = 0$$

$$t_4 - t_2 = \frac{\pi}{2} (2.L_2.C)^{\frac{1}{2}} \quad (2.10)$$

La expresión del voltaje de los condensadores se determina a partir de la ec (2.9)

$$v_c(t) = -V_s + \frac{1}{C} \int_{t_2}^t i_c(t) dt$$

$$v_c(t) = -V_s + I_o \left[\frac{2.L_2}{C} \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{\text{sen } t-t_2}{(2.L_2.C)^{\frac{1}{2}}} \quad (2.11)$$

$v_c(t)$ cruza por cero en $t=t_3$. Igualando la ec (2.11) a cero obtenemos

$$t_3 - t_2 = (2.L_2.C)^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sen}^{-1} \left[\frac{V_s}{I_o} \left[\frac{C}{2.L_2} \right]^{\frac{1}{2}} \right] \quad (2.12)$$

El tiempo de apagado que impone el circuito a los tiristores T_2 y T_3 , es $(t_3 - t_1)$, debe ser mayor que el tiempo de apagado de los tiristores

$$t_3 - t_1 = (2.L_2.C)^{\frac{1}{2}} \text{sen}^{-1} \left[\frac{V_s}{I_o} \left[\frac{C}{2.L_2} \right]^{\frac{1}{2}} \right] + \frac{V_1 + V_s}{I_o} \cdot C \quad (2.13)$$

Tan pronto la corriente i_c se hace nula, la magnitud de la corriente i_a se iguala a la de i . El voltaje al cual quedan

cargados los condensadores al término de éste intervalo.

$$v_c(t_4) = v_2$$

$$v_2 = -v_s + I_o \left[\frac{2 \cdot L_2}{C} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.14)$$

Intervalo D: $t_4 < t < t_5$

Las condiciones iniciales son:

$$v_c(t) = v_s$$

$$i_a(t) = i$$

$$i(t_4) = I_o$$

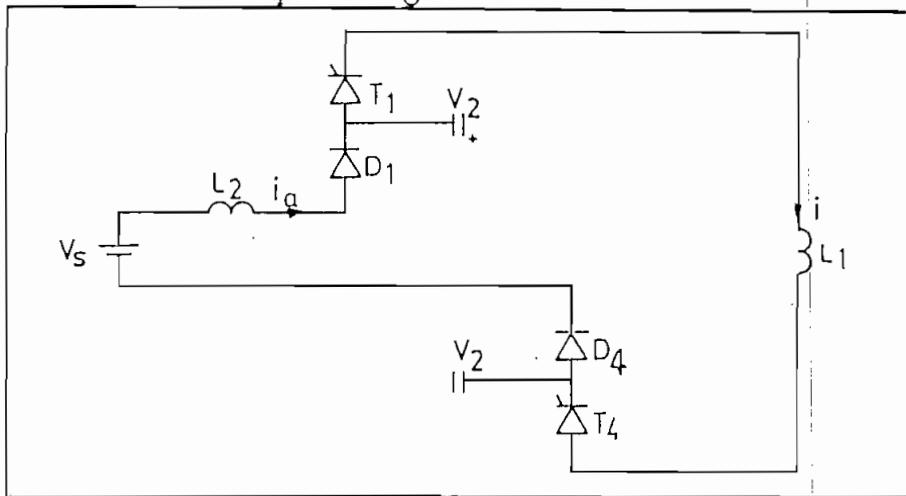


Fig 2.9

TRAYECTORIA DE CORRIENTE EN D

Para este intervalo la transferencia de energía es desde la fuente hacia L_1 . La ecuación diferencial que describe el circuito es

$$v_s = L_1 \frac{di}{dt} + L_2 \frac{di_a}{dt}$$

pero

$$L_2 \frac{di_a}{dt} = 0$$

entonces la corriente en L_1 varía como

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_1}$$
$$i(t) = \frac{V_s}{L_1}(t - t_4) + I_0 \quad (2.15)$$

Este intervalo termina en t_5 , en el instante que T_2 y T_3 son disparados

Intervalo E: $t_5 < t < t_7$

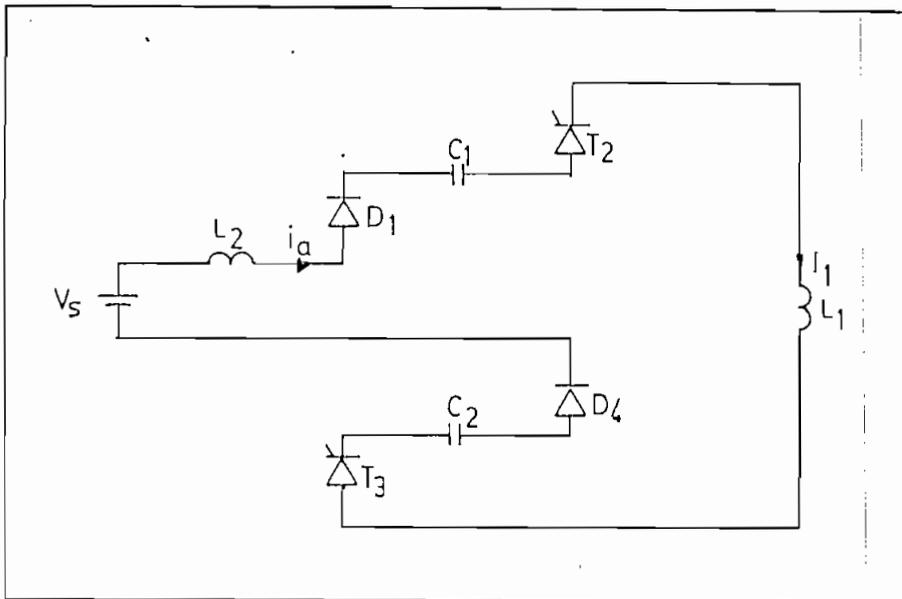


Fig 2.10
TRAYECTORIA DE LA CORRIENTE EN E

Las condiciones iniciales para este intervalo son

$$v_c(t_5) = V_2 > 0$$

$$i_a(t_5) = i$$

$$i(t_5) = I_1$$

Al ser disparados T_2 y T_3 , los condensadores C_1 y C_2 se po-

nen en paralelo con los tiristores T_1 y T_4 , respectivamente, apagándolos inmediatamente. El voltaje de los condensadores es

$$v_C(t) = V_2 - \frac{I_1}{C} (t - t_5) \quad (2.16)$$

El tiempo que transcurre hasta que v_C cruce por cero debe ser mayor (ya que V_2 no es alto), que el tiempo de apagado de los tiristores T_1 y T_4 .

$$t_6 - t_5 = -\frac{V_S}{I_1} C + (2.L_2.C)^{\frac{1}{2}} \quad (2.17)$$

El voltaje en los diodos D_2 y D_3 es

$$v_D(t) = - (v_C + v_S)$$

$$v_D(t) = V_2 + \frac{I_1}{C} (t-t_5) - V_S \quad (2.18)$$

El intervalo finaliza en t_7 , instante en el que $v_D(t)$ se hace cero, y los condensadores se cargan a $-V_S$. La duración de este intervalo se la deduce de la ec. 2.18

$$t_7 - t_5 = \frac{V_S + V_2}{I_1} C \quad (2.19)$$

Intervalo F : $t_7 < t < t_8$

Las condiciones iniciales son:

$$v_C(t_7) = -V_S$$

$$i(t_7) = I_1$$

$$i_a(t_7) = 0$$

$$\left. \frac{di_a}{dt} \right|_{t=t_7} = 0$$

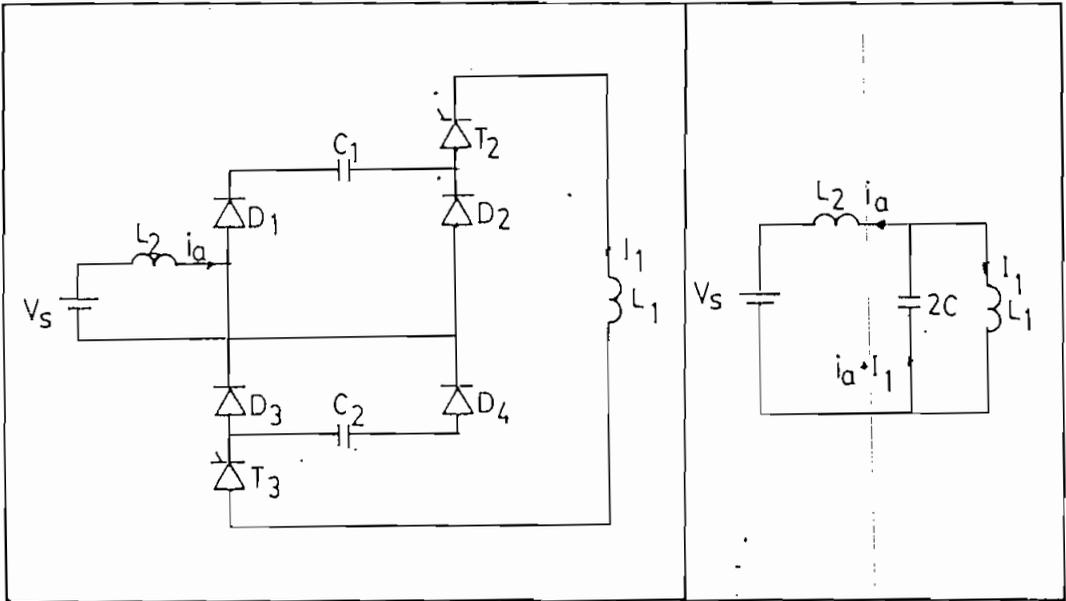


Fig 2.11

TRAYECTORIA DE CORRIENTE
EN EL INTERVALO F

fig. 2.12

CIRCUITO EQUIVALENTE

Los diodos D_2 y D_3 comienzan a conducir mientras D_1 y D_4 aún conducen. Esto pone en paralelo a los condensadores entre sí y con L_1 ; esto se ilustra en la fig. 2.12.

La ecuación integrodiferencial que describe el circuito (malla 1) es

$$-v_s = L_2 \frac{di_a}{dt} + \frac{1}{2C} \int_{t_7}^t (I_1 + i_a) dt + v_c(t_7) \quad (2.20)$$

derivando respecto a t

$$\frac{d^2 i_a}{dt^2} + \frac{i_a}{2 \cdot L_2 \cdot C} = \frac{-I}{2 \cdot L_2 \cdot C} \quad (2.21)$$

resolviendo la ec (2.21)

$$i_a(t) = \left[2 \cdot \cos \frac{t - t_7}{(2 \cdot L_2 \cdot C)^{\frac{1}{2}}} - 1 \right] \cdot I_1 \quad (2.22)$$

La corriente que circula por cada condensador es

$$i_c(t) = - I_1 \cos \frac{t - t_7}{(2 \cdot L_2 \cdot C)^{\frac{1}{2}}} \quad (2.23)$$

Este intervalo finaliza en $t = t_8$, instante en el que i_c se hace cero. La duración del intervalo de la expresión i_c en $t = t_8$ se la deduce

$$t_8 - t_7 = \frac{\pi}{2} (2 \cdot L_2 \cdot C)^{\frac{1}{2}} \quad (2.24)$$

El voltaje de los condensadores es

$$v_c(t) = -V_s + \frac{1}{C} \int_{t_7}^t i_c(t) dt$$

$$v_c(t) = -V_s - I_1 \left[\frac{2 \cdot L_2}{C} \right]^{\frac{1}{2}} \frac{\text{sen } t - t_7}{(2 \cdot L_2 \cdot C)^{\frac{1}{2}}} \quad (2.25)$$

en $t = t_8$

$$v_c(t_8) = -V_s - I_1 \left[\frac{2 \cdot L_2}{C} \right]^{\frac{1}{2}} \frac{\text{sen } t_8 - t_7}{(2 \cdot L_2 \cdot C)^{\frac{1}{2}}}$$

$$v_c(t_8) = V_1$$

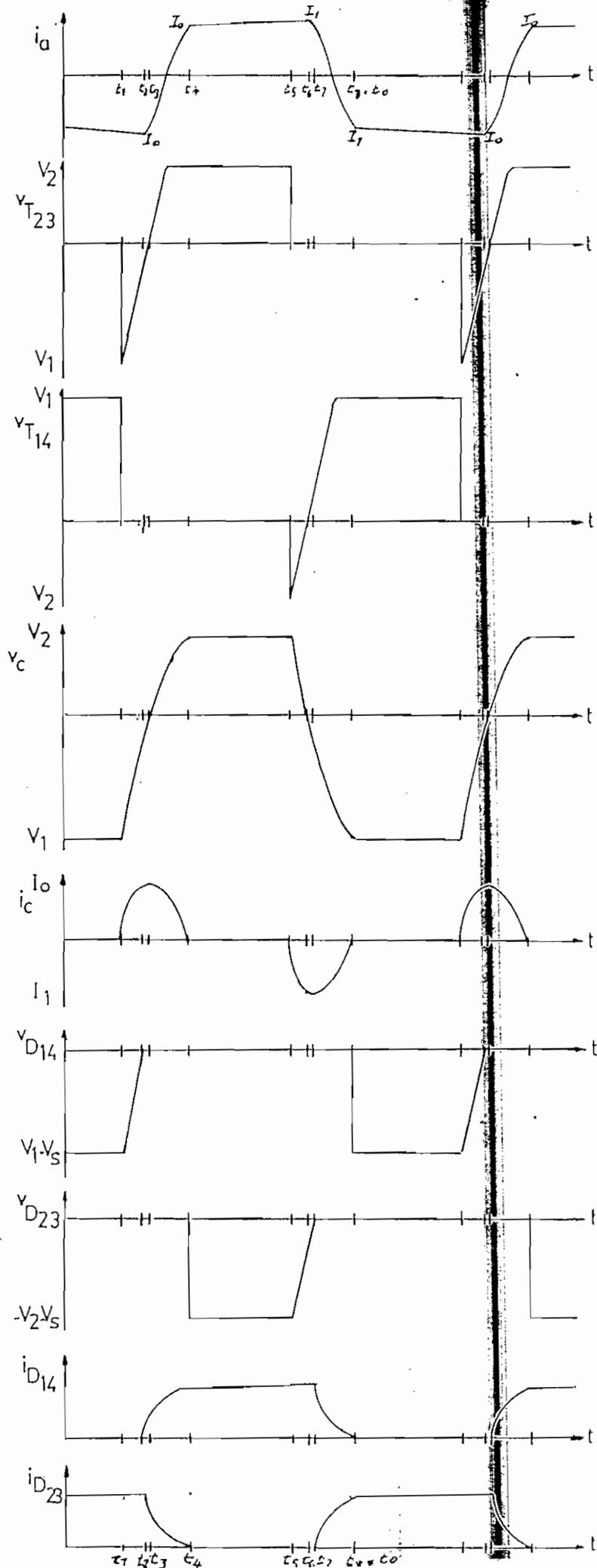
así que

$$V_1 = -V_s - I_1 \left[\frac{2 \cdot L_2}{C} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.26)$$

e

$$i(t_8) = I_1$$

El siguiente intervalo es el A que ya se lo describió al principio de éste apartado donde $t_0 = t_8$.



FORMAS DE ONDA EN DC

Mediante las ecs (2.13) o (2.17) se puede calcular los elementos de conmutación como son los condensadores C_1 y C_2 , y la inductancia L_2 . La ec(2.14) y la ec (2.26) brindan información acerca de la fiabilidad de las conmutaciones. El valor del voltaje al que se cargan los condensadores depende de la corriente de carga (i). El caso peor lo representa la ec (2.14) puesto que la i debe tener un valor mínimo que asegure que V_2 será positivo con el fin de garantizar el apagado de los tiristores T_1 y T_4 . Como se verá, para cargas pequeñas (baja Q) existirán problemas en las conmutaciones (fallas de conmutación).

2.3. ANALISIS EN AC

2.3.1. MODO CAPACITIVO

La hipótesis de que por el lado de continua (es decir por L_1), circule una corriente continua de amplitud constante deviene de la suposición de contar con una inductancia infinita. Esta no es realizable físicamente ni es favorable. Consecuentemente se admitirán dos supuestos: 1) $\omega L \gg R$ con el fin de tener pérdidas mínimas, puesto que es un circuito cuya finalidad no es la conversión de potencia (es un conversor de una puerta); y 2) por la inductancia L_1 circula una corriente continua (4).

Las formas de onda en este modo de operación se muestran en la fig. 2.15 . La forma de onda a es el voltaje de línea y se lo pone como referencia de tiempos. La forma de onda b corresponde al voltaje de la inductancia. Esta onda refleja los intervalos de conducción, el voltaje de la inductancia es igual al voltaje de línea cuando T_1 y T_4 conducen y cuando T_2 y T_3 lo hacen es igual al inverso del voltaje de línea.

Las conmutaciones atrasan los puntos ($n\pi \pm \pi/2$) en un ángulo δ con el fin de que exista potencia real

para cubrir las pérdidas de circuito. Vale decir que este ángulo fija la corriente que circula por la inductancia L_1 .

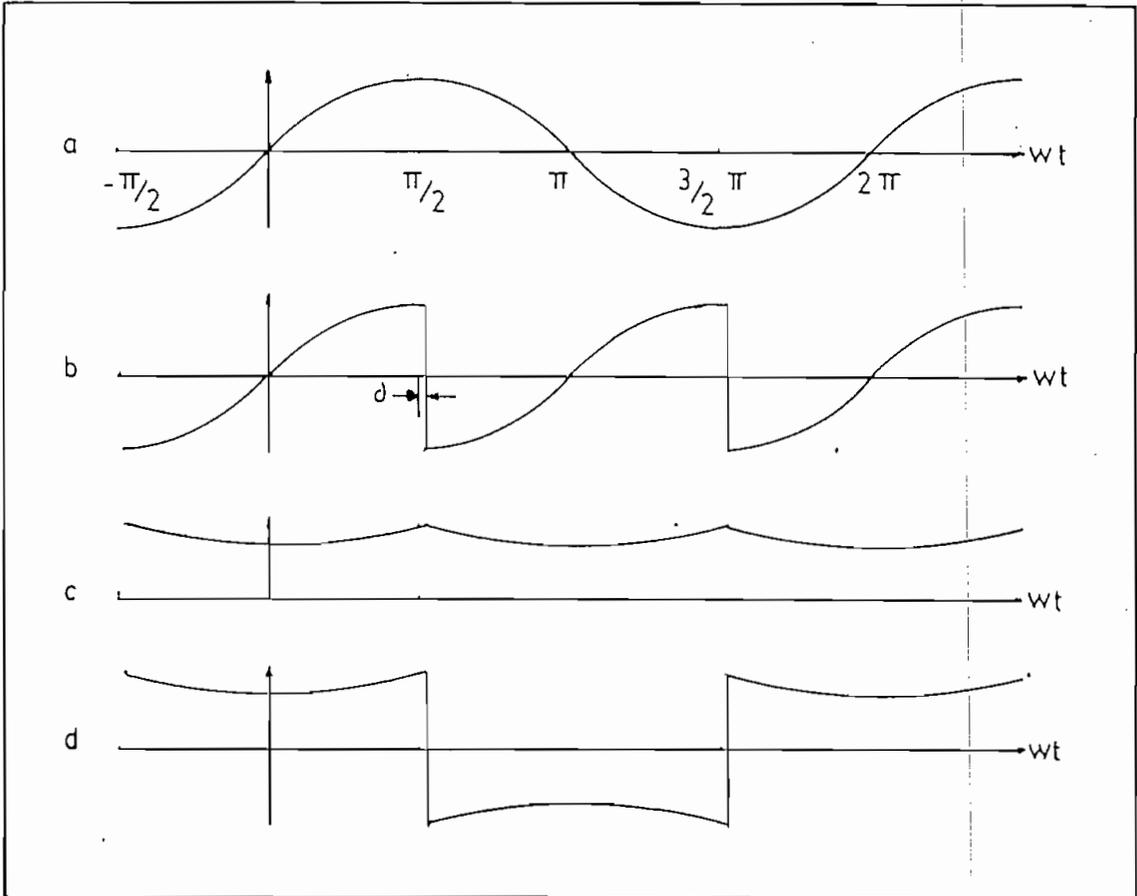


Fig. 2.15

FORMAS DE ONDA EN MODO CAPACITIVO

- a. Onda de voltaje en la fuente
- b. onda de voltaje en la carga (L_1)
- c. Onda de corriente en la carga (L_1)
- d. Onda de corriente en el lado de alterna (i_a)

La corriente media que circula por la inductancia L_1 es el cociente del voltaje medio para la resistencia de ésta.

$$I_{dc} = \frac{1}{\pi R} \int_{\theta}^{\pi+\theta} \sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen } \omega t \, d\omega t$$

$$I_{dc} = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{R} \cdot \text{sen } \theta \quad (2.27)$$

Lo que se quiere es determinar la capacidad de generación de potencia reactiva de circuito, por eso se debe conocer la corriente instantánea que circula por L_1 . Puesto que $\omega L \gg R$ se puede asumir que $\pi \gg \theta$, y que, entonces este ángulo de atraso θ se puede despreciar. La condición inicial se toma para $\omega t = 0$, punto en el que la corriente alcanza su mínimo, así

$$I_{Lmin} = I_L (\omega t = 0) \quad (2.28)$$

Por razones de continuidad esta corriente no puede ser cero.

Entonces en el intervalo $0 < \omega t < \pi/2$

$$i_L(\omega t) = I_{Lmin} + \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} v_L(\omega t) \, d\omega t$$

$$i_L(\omega t) = I_{Lmin} + \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} (1 - \cos \omega t) \quad (2.29)$$

La ec. (2.29) también es válida para $-\pi/2 < \omega t < 0$; y como se habrá notado en la fig 2.15 c, la frecuencia de esta corriente es el doble de la línea.

Volviendo a calcular la corriente media ésta vez integrando la corriente instantánea en el intervalo $-\pi/2 < \omega t < \pi/2$.

$$I_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} i_L(\omega t) d\omega t$$

$$I_{dc} = I_{Lmin} + \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \quad (2.30)$$

Igualando la ec (2.27) con la ec (2.30) obtenemos I_{Lmin} en función de los parámetros del circuito

$$I_{Lmin} = \sqrt{2} V \left[\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\text{sen} \delta}{R} - \frac{1 - 2/\pi}{\omega L} \right] \quad (2.31)$$

Introduciendo el factor de calidad de L_1

$$q = \frac{\omega L}{R} \quad (2.32)$$

obtenemos

$$I_{Lmin} = I_{dc} \left[1 - \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \frac{\pi}{2 \cdot q \cdot \text{sen} \delta} \right] \quad (2.33)$$

Esta ec (2.33) sustituida en la ec (2.30) se torna en

$$i_L(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{\omega L} \left[q \cdot \text{sen} \delta + 1 - \frac{\pi}{2} \cdot \cos \omega t \right] \quad (2.34)$$

Cuando esta corriente es reflejada hacia la red, su forma de onda será como la mostrada en la fig 2.15 d. Desarrollando en series de Fourier, y poniendo los signos en los intervalos correspondientes, obtenemos el valor eficaz de la fundamental de la corriente i_L

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{dc} - \frac{V}{\omega L} \cdot \left(1 - \frac{8}{\pi^2}\right) \quad (2.35)$$

$$Q_c = V \cdot I_1 \cdot \text{sen} \phi_1$$

$$\phi = \pi/2$$

$$Q_c = V \cdot I_1$$

2.3.2. MODO INDUCTIVO

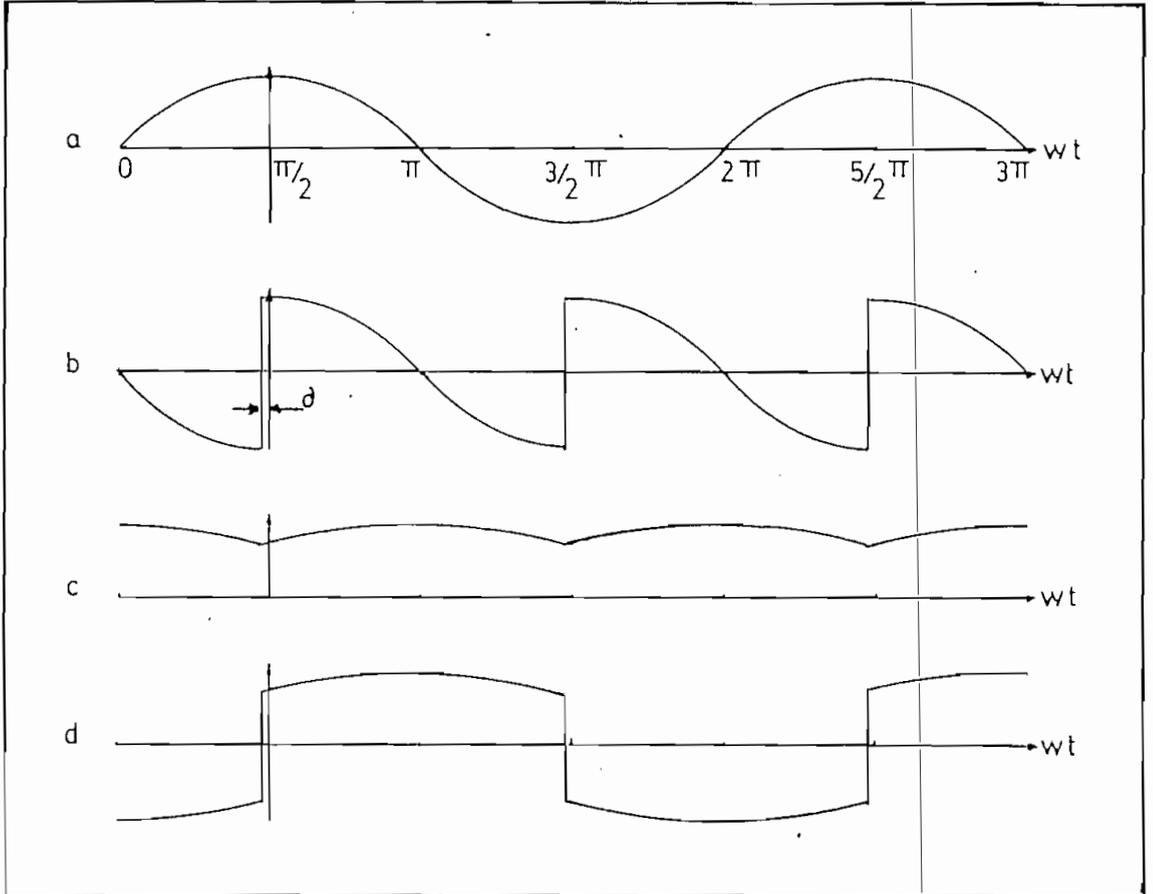


Fig 2.16
FORMAS DE ONDA EN EL MODO INDUCTIVO

- a. voltaje de línea
- b. Voltaje en la carga (L_1)
- c. Corriente en la carga (L_1)
- d. Corriente de línea

Las formas de onda se muestran en la fig 2.16. En este modo las conmutaciones adelantan los puntos ($n\pi \pm \pi/2$) en un ángulo δ . El voltaje resultante de la inductancia se muestra en la fig. 2.16b. Análogamente

con el caso anterior, se determinará la corriente instantánea en el intervalo $(-\pi/2, \pi/2)$, así pues

$$i_L = I_{Lmin} + \sqrt{2} \cdot \frac{V}{\omega L} \cdot \cos \omega t \quad (2.36)$$

La expresión de la corriente media es la misma que en ec (2.30)

$$I_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{V}{R} \cdot \text{sen} d \quad (2.37)$$

Integrando la ec (2.36) e igualando el resultado con la ec (2.37) sustituyendola de nuevo en la ec(2.36) se arriva al siguiente resultado

$$i_L(\omega t) = I_{dc} - \sqrt{2} \cdot \frac{V}{\omega L} \cdot \left[\frac{2}{\pi} - \cos \omega t \right] \quad (2.38)$$

Desarrollando la expresión de $i_L(\omega t)$ en series de Fourier la corriente de línea es como sigue

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{dc} + \frac{V}{\omega L} \cdot \left(1 - \frac{8}{\pi^2} \right) \quad (2.39)$$

2.4. DETERMINACION DE LA INDUCTANCIA OPTIMA

El factor de calidad es una cifra de mérito que se utiliza para el diseño de una inductancia. En efecto, cuando el requerimiento del cobre de la inductancia - sirve como criterio para su dimensionamiento, entonces su tamaño es directamente proporcional a su factor de calidad . Pero este caso es algo diferente, porque se impone que $\omega L \gg R$, lo que implica un alto factor de calidad, y, además, conseguir generar la mayor cantidad posible de potencia reactiva a partir de un tamaño dado. Consecuentemente, el criterio para optimizar la inductancia es la relación de la potencia activa (o sea las pérdidas) a la potencia reactiva, y debe ser mínima.

En este contexto este análisis se limitará al modo capacitivo, por dos razones 1) es el peor caso y 2) es lo que más necesita la industria.

Para determinar las pérdidas, necesitamos conocer el valor eficaz de la corriente en la inductancia (I_L). Así pues

$$I_L = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} d_L(wt) dwt$$

$$I_L = I_{dc} + \left(\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}\right) \left(\frac{\sqrt{2}V}{wL}\right)^2 \quad (2.40)$$

Sustituyendo la corriente media (ec (2.27)), y expresándola en términos del factor de calidad

$$I_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{wL} \cdot q \cdot \text{sen} \phi \quad (2.41)$$

que sustituida en la ec (2.40) da

$$I_L = \frac{V}{wL} \left[\frac{8}{\pi^2} (q \cdot \text{sen} \phi)^2 + 1 - \frac{8}{\pi^2} \right] \quad (2.42)$$

A esta expresión se la sustituye en la expresión de la corriente de línea ec (2.35) y obtenemos

$$I_1 = \left(\frac{V}{wL}\right) \left[\frac{8}{\pi^2} (q \cdot \text{sen} \phi)^2 + \frac{8}{\pi^2} - 1 \right] \quad (2.43)$$

La capacidad de generación de potencia reactiva se concreta en la siguiente expresión

$$Q_C = V \cdot I \cdot \text{sen} \phi$$

así

$$Q_C = \frac{V^2}{wL} \left[\frac{8}{\pi^2} q \cdot \text{sen} \phi + \frac{8}{\pi^2} - 1 \right] \quad (2.44)$$

Las pérdidas de la inductancia están dadas por

$$P = R I_L^2$$

$$P = \frac{\omega L}{q} I_L^2$$

$$P = \frac{V^2}{\omega L} \frac{1}{q} \left[\frac{8}{\pi^2} (q \cdot \text{send}) + 1 - \frac{8}{\pi^2} \right] \quad (2.45)$$

La eficiencia del generador está indicada por las pérdidas relativas

$$\Delta P_{\text{rel}} = \frac{P}{Q} \quad (2.46)$$

$$\Delta P_{\text{rel}} = \frac{1}{q} \frac{x^2 + \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}}{\frac{2}{\pi^2} x + \frac{4}{\pi^2} - \frac{1}{2}} \quad (2.47)$$

donde $x = \frac{2}{\pi} q \cdot \text{send}$ (2.48)

El parámetro independiente x está relacionado con la cantidad de rizado de la corriente en la inductancia que a su vez, se define como

$$k = \frac{I_{L\text{máx}} - I_{L\text{mín}}}{I_{dc}} \quad (2.49)$$

Donde $I_{L\text{máx}}$ es el valor pico de la corriente en L_1 , $I_{L\text{máx}}$ puede ser obtenida sustituyendo $\omega t = \pi/2$ en la ec (2.34).

$$I_{L\text{máx}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{\omega L} (q \cdot \text{send} + 1) \quad (2.50)$$

El valor $I_{L\text{mín}}$ se obtiene, en cambio, sustituyendo $\omega t=0$ en la ec(2.34)

$$I_L = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{\omega L} (q \cdot \text{send} + 1 - \frac{\pi}{2}) \quad (2.51)$$

e i_{dc} como en la ec (3.22)

Por tanto

$$h = \frac{1}{\frac{2}{\pi} g \cdot \text{sen} \delta}$$

Entonces x es el recíproco de h , que representa la suavidad de la corriente. x es la cifra de mérito para el dimensionamiento de la inductancia L_1 con el fin de minimizar las pérdidas relativas, y determinar el punto de operación óptimo.

Derivando la ec (2.47) con respecto a x e igualándola a cero obtenemos una ecuación cuadrática cuyas raíces serán los puntos de operación óptimos. Las raíces son

$$x_{1,2} = \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{4} \right) \left[-1 \pm \left[1 - \frac{1}{\frac{8}{\pi^2}} \right]^{\frac{1}{2}} \right]$$

$$x_{op} = 0,493$$

La curva normalizada de pérdidas relativas P_{rel}/Q versus x se muestra en la fig 2.17

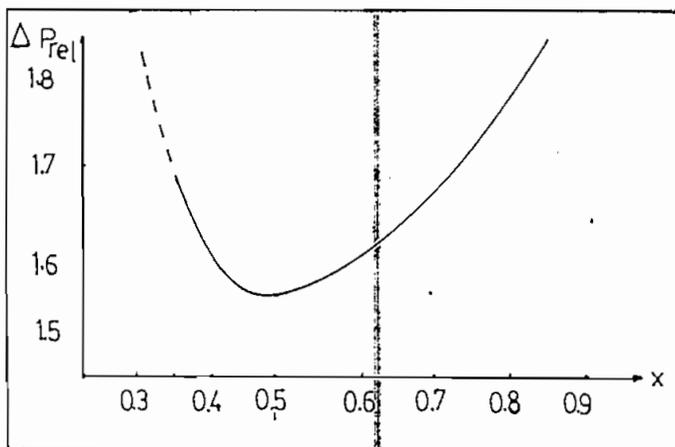


Fig 2.17

CURVA NORMALIZADA DE PERDIDAS RELATIVAS

De éste gráfico se extraen dos características notables 1) en el límite del punto óptimo, las pérdidas relativas se incrementan monótonamente si x se incrementa; 2) El límite práctico de operación del circuito, dictado por el requerimiento de continuidad de corriente, se obtiene cuando I_{Lmin} es nula. Para este caso $x=0.493$ en la fig 2.17.

Las expresiones para Q , P , $I_{Lmáx}$, I_{Lmin} , e I_{dc} , considerando el parámetro x son las siguientes

$$Q = \frac{V^2}{\omega L} \left[\frac{4}{\pi} \cdot x + \frac{8}{\pi^2} - 1 \right] \quad (2.52)$$

de donde
$$L = \frac{V^2}{\omega Q} \left[\frac{4}{\pi} \cdot x + \frac{8}{\pi^2} - 1 \right] \quad (2.53)$$

$$P = \frac{V^2}{\omega L} \frac{1}{q} \left[2 \cdot x + 1 - \frac{8}{\pi^2} \right] \quad (2.54)$$

$$I_{dc} = \sqrt{2} \cdot x \cdot \frac{V}{\omega L} \quad (2.55)$$

$$I_{Lmáx} = \left[1 + \frac{2}{\pi \cdot x} \right] I_{dc} \quad (2.56)$$

$$I_{Lmin} = \left[1 - \frac{1 - \frac{2}{\pi}}{x} \right] I_{dc} \quad (2.57)$$

C A P I T U L O T R E S

DISEÑO DEL INVERSOR DE CORRIENTE

3.1. ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

Las ecs (2.35) y (2.39) junto con la (2.52), brindan información sobre la potencia que se puede generar. A su vez, la ec (2.14) indica la corriente mínima que garantiza una conmutación segura para el valor del voltaje de fuente. Por otro lado, se debe contar con la disponibilidad de los componentes en el mercado y que, además, no sean caros.

Por todas estas razones, la potencia máxima del generador se la fija en un K var con la que se alcanzaran una corriente máxima de 15 Amp y el voltaje de los condensadores estará debajo de los 600V.

Las especificaciones de diseño son:

Potencia reactiva máxima: | 1 K var |

Voltaje de línea: 110 Vrms.

Frecuencia: 60 Hz

Con la ec (2.48) se fija el valor del parámetro x para el diseño de la inductancia L_1 . Para valores pequeños de x el rizado de la corriente en la carga es alto. En cambio, para valores grandes (≥ 1) las pérdidas

aumentan, esto es, la inductancia se calienta mucho.

Los datos necesarios para calcular el parámetro x son los siguientes:

$$q = 50 \quad (\text{asumido})$$

$$\vartheta = 5^\circ \quad (\text{dictado por la máxima corriente continua})$$

$$x = \frac{2}{\pi} \cdot 50 \cdot \text{sen } 5^\circ$$

$$x = 2.77$$

Entonces

$$L_1 = \frac{110^2}{2 \cdot x \cdot 60 \cdot 1000} \left[\frac{4}{\pi} \cdot 2.77 \frac{+8}{\pi^2} - 1 \right]$$

$$L_1 = 107 \text{ (mH)}$$

Experimentalmente se determinaron los valores de L_1 , q y

$$L_1 = 100 \text{ (mH)}$$

$$q = 45^\circ$$

$$\vartheta = 10$$

entonces

$$x = 2,5$$

Por la ec. (2.55)

$$I_{dc} = \frac{2 \cdot 2,5 \cdot 110}{2 \cdot 60 \cdot 0,1}$$

$$I_{dc} = 10.3 \text{ Amp}$$

Por la ex (2.56)

$$I_{Lmax} = \left[1 + \frac{2}{\pi \cdot 2,5} \right] \cdot 10,3$$

$$I_{Lmax} = 12,9 \text{ Amp}$$

Por la ec (2.57)

$$I_{lmin} = \left[1 - \frac{1 - 2/\pi}{2,5} \right] \cdot 10,3$$

$$I_{Lmin} = 8,8 \text{ Amp}$$

3.2 . CALCULO DE LOS ELEMENTOS DE CONMUTACION

El tiempo de apagado que presenta el circuito al tiristor debe ser mayor que el tiempo de apagado de este con un mínimo de 1,5 veces su valor máximo (del tiristor). Regresando a las ecs (2.13) y (2.17) estas dan el tiempo de apagado que presenta el circuito para cada paro de tiristores.

$$\text{para } T_2 \text{ y } T_3 : t_3 - t_1 = (2L_2 \cdot C)^{\frac{1}{2}} \left[1 + \text{sen}^{-1} \left[\frac{V_s}{I_{max}} \left[\frac{C}{2 \cdot L_2} \right]^{\frac{1}{2}} \right] \right]$$

$$> \text{toff } T_2, T_3 \quad (3.1)$$

$$\text{para } T_1 \text{ y } T_4: t_6 - t_5 = \left[2 \cdot L_2 \cdot C \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{V_s}{I_{max}} > \text{toff } T_1, T_4$$

$$(3.2)$$

El tiempo más corto lo da la ec (3.2), constituye pues, el peor caso.

Derivando esta ecuación con respecto a C e igualándola a cero se obtiene la capacitancia óptima que dará el tiempo más largo posible

$$\frac{d}{dC} (t_6 - t_5) = \frac{1}{2} \left[\frac{2 \cdot L_2}{C} \right]^{\frac{1}{2}} - \frac{V_s}{I_{max}} = 0$$

$$C_{op} = \frac{L_2}{2} \left[\frac{I_{max}}{V_s} \right]^2 \quad (3.3)$$

V_s es el voltaje máximo; en términos de valor eficaz (V)

$$V_s = \sqrt{2} \ V$$

luego

$$C_{op} = \frac{L_2}{4} \left[\frac{I_{m\acute{a}x}}{V_s} \right]^2 \quad (3.4)$$

Introduciendo C_{op} en la ec (3.2) se llega a la expresión para L_2 así

$$L_2 \geq 2 \sqrt{2} \frac{V}{I_{max}} \cdot toff \quad (3.5)$$

y

$$C \geq \frac{I_{max}}{2 \cdot V} \cdot toff \quad (3.6)$$

entonces para un $toff = 50 \text{ useg}$

$$L_2 \geq \frac{2 \sqrt{2} \cdot 110 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{12,9}$$

$$L_2 \geq 1,2 \text{ mH}$$

$$C \geq \frac{12,9 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 110}$$

$$C \geq 4,15 \text{ uF}$$

sean $L_2 = 3 \text{ mH}$

y $C = 6 \text{ uF}$

3.3. DIMENSIONAMIENTO DE LOS SCR Y DIODOS DE CONMUTACION

En el instante que inician la conducción los tiristores, la corriente que circula por ellos es la corriente de los condensadores de conmutación. Así, la corriente de los tiristores es la dada por la ec (2.9)

con un cambio: en lugar de I_{dc} estará $I_{m\acute{a}x}$ dada por la ec (2.56), entonces

$$i_T(t) = I_{max} \cdot \cos \frac{t}{\sqrt{2 \cdot L_2 \cdot C}} \quad (3.7)$$

cuya

$$\frac{di_{Tmax}}{dt} = \frac{I_{max}}{[2 \cdot L_2 \cdot C]^{\frac{1}{2}}}$$

Para $I_{max} = 12,9$ Amp

$$\frac{di_{Tmax}}{dt} = \frac{12,9}{[2 \cdot 0,003 \cdot 6 \cdot 10^{-6}]^{\frac{1}{2}}}$$

$$\frac{di_{Tm\acute{a}x}}{dt} = 0,052 \text{ A/useg}$$

En cuanto al voltaje ánodo-cátodo de los tiristores, es el mismo que el de los condensadores. El peor caso ocurre en el modo capacitivo, porque las conmutaciones se hacen cuando el voltaje de línea está en su máximo valor negativo. La ec (2.26) describe este caso pues la corriente tiene polaridad contraria (es positiva) a la del voltaje, así pues

$$v_T = -\sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen} wt \Big|_{wt = -\frac{\pi}{2}} + I_{max} \left[\frac{2 \cdot L_2}{C} \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{\text{sen } t}{(2 \cdot L_2 \cdot C)^{\frac{1}{2}}} \quad (3.8)$$

$$\text{de donde } v_{Tmax} = \sqrt{2} \cdot V + I_{max} \left[\frac{2 \cdot L_2}{C} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.9)$$

$$\text{y } \frac{dv_{Tmax}}{dt} = \frac{I_{max}}{C} \quad (3.10)$$

$$\text{Entonces } v_{Tmax} = \sqrt{2} \cdot 110 + 12,9 \left[\frac{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{6 \cdot 10^{-3}} \right]^{\frac{1}{2}}$$

-50-

$$V_{Tmax} = 564v$$

$$\frac{dv_{Tmax}}{dt} = \frac{12,9}{6 \cdot 10^{-6}}$$

$$\frac{dv_{Tmax}}{dt} = 2,15 \text{ V/useg}$$

se elige el tiristor ECG 5529 cuyas características son

$$I_{TDCmax} = 25 \text{ Amp}$$

$$V_{TDCmax} = 600 \text{ V}$$

Para los diodos el peor caso en cuanto a voltaje está dado por

$$V_{D14} (t_0 \text{ a } t_1) = V_1 + V_s$$

$$V_D = -V_{Tmax} + V_s$$

$$V_D = -564 + 2 \cdot 110$$

$$V_D = -410 \text{ V}$$

En cuanto a la corriente

$$I_F = I_{dcmax}$$

$$I_F = 12,9 \text{ Amp}$$

Se escogen los diodos ECG 5944 cuyas características son

$$PIV = 600 \text{ V}$$

$$I_F = 40 \text{ Amp}$$

3.4. ANALISIS DEL ACTIVADO DE LOS TIRISTORES

En el modo inductivo, los tiristores T_1 y T_4 deben ser disparados en los puntos $\pi/2$ de la onda de voltaje de línea y desde ese punto disminuir continuamente hasta llegar a un ángulo mínimo de disparo de 80° aproximadamente, en el cual se alcanza la máxima corriente de línea. Entonces el circuito de control debe generar pulsos de disparo que estén defasados con un ángulo mínimo de 80° .

Por otra parte, los tiristores T_2 y T_3 deberán ser disparados con un ángulo de defasamiento de 180 (8.33msecs) respecto del ángulo de disparo de los tiristores T_1 y T_4 . Para los tiristores T_2 y T_3 el circuito de control debe generar pulsos de disparo que estén enclavados a los de T_1 y T_4 y con un retardo de 180° , respecto de estos.

En el modo capacitivo los tiristores T_1 y T_4 tienen que ser disparados en los puntos $3/2\pi$ de la onda de voltaje y avanzar hasta llegar a un ángulo máximo de disparo de 280° para el cual se alcanza la máxima corriente de línea. Y, a su vez, los pulsos de disparo para los tiristores T_2 y T_3 están defasados 180° de los de T_1 y T_4 .

Bajo estos requerimientos el circuito de control, debe ser capaz de generar pulsos para un ángulo mínimo de disparo de 80° y poder variar continuamente hasta alcanzar un ángulo máximo de disparo de 280° , se entiende que los tiristores a dispararse son T_1 y T_4 . Los pulsos de disparo para los tiristores T_2 y T_3 estarán retrasados 180 respecto de los de T_1 y T_4 .

Con estas consideraciones se plantea el circuito de control en el siguiente apartado.

3.5. MODULO DE CONTROL

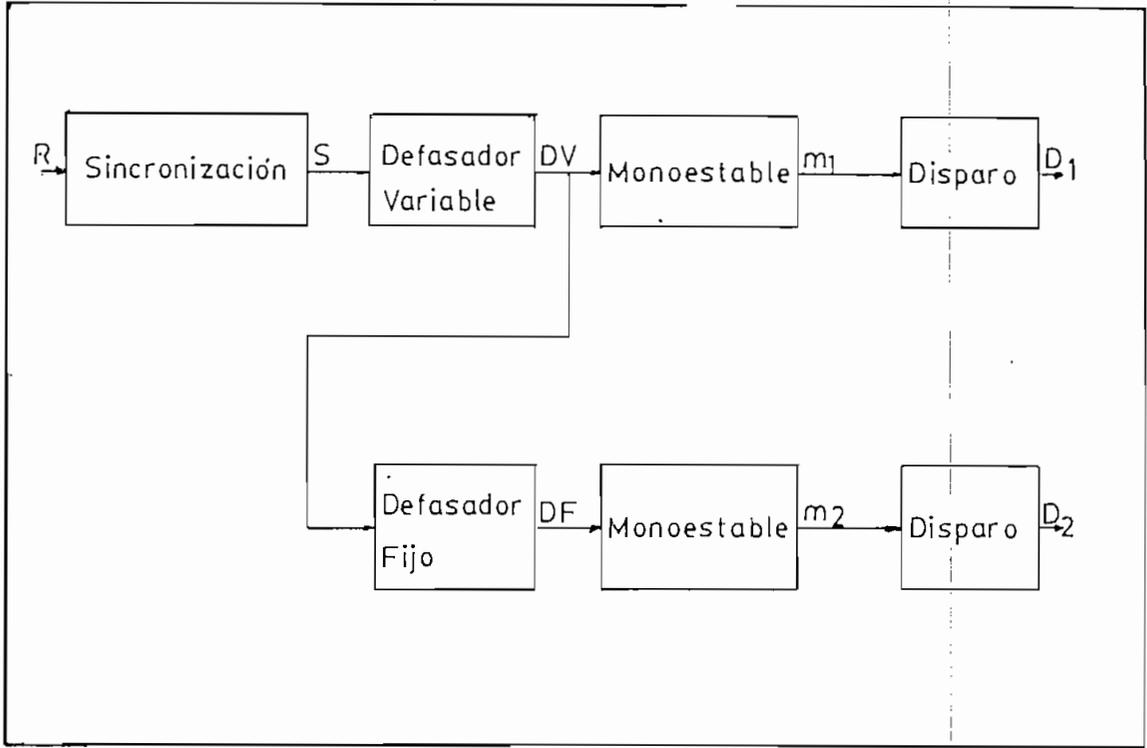


Fig 3.1

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MODULO DE CONTROL

3.5.1. DIAGRAMA DE TIEMPOS EN EL MODULO DE CONTROL

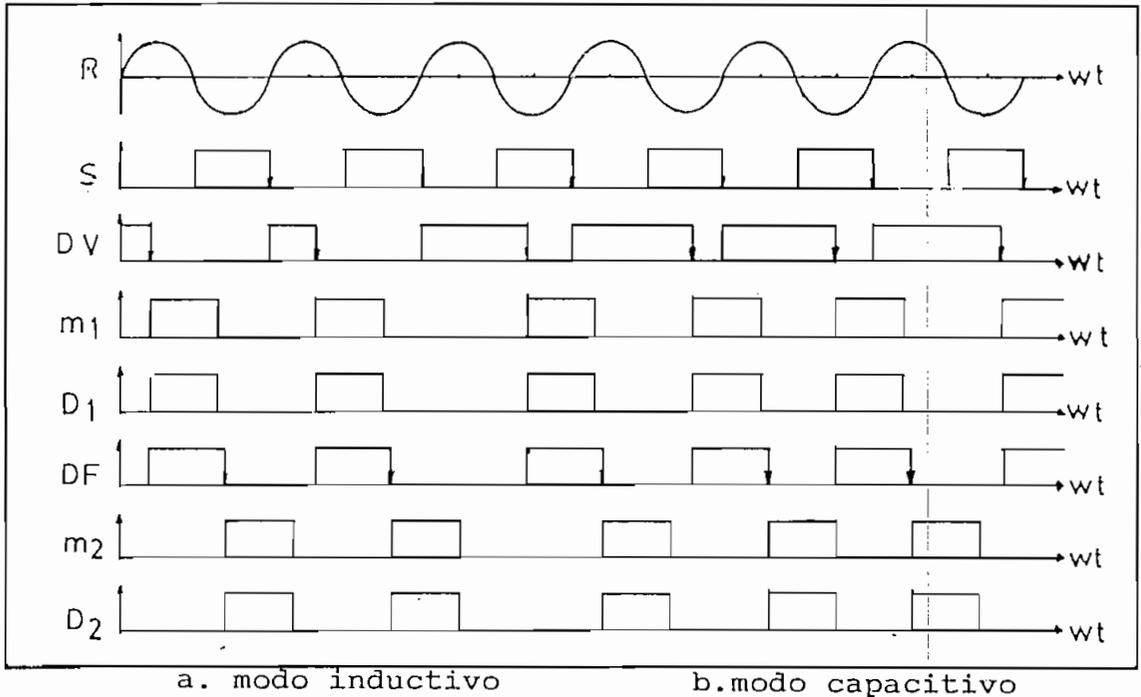


Fig 3.2

- R. onda de voltaje de línea
- S. salida del submódulo de sincronización
- DV. salida del submódulo defasador variable
- m₁. salida del submódulo MONOESTABLE
- D₁. salida del submódulo de disparo T₁ T₄
- DF. salida del submódulo DEFASADOR FIJO
- m₂. salida del submódulo MONOESTABLE
- D₂. salida del submódulo disparo T₂T₃

seguidamente se describe cada submódulo

3.5. SINCRONIZACION

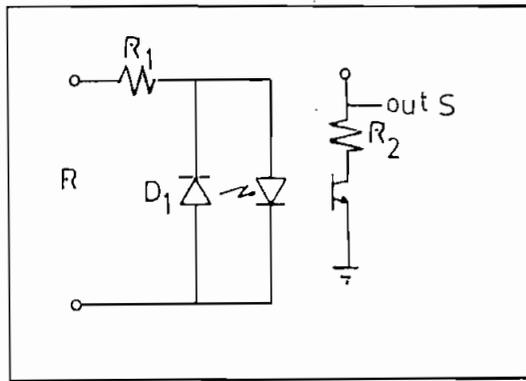


Fig 3.3

CIRCUITO DE SINCRONIZACION

Se necesita una señal de inicio de ciclo y puede ser obtenida sensando la onda de voltaje de la red cuando cruza por cero.

Existen muchas maneras para conseguir tal fin. La solución más práctica y sencilla consiste en utilizar un optoaislador con entrada de diodo y salida con transistor NPN, así como también para aislar galvánicamente el circuito de control de la red.

La señal de voltaje a sensarse se la toma del secundario del transformador de la fuente de CC, para proteger mejor aún de los transitorios del circuito de potencia que está conectado a la red.

Los componentes son:

OPTOACOPLADOR ECG 3040 (V_{iso} 7500v, CTR 20%,
 $I_{C_{typ}}$ 3,5 mA, I_F 80 mA)

$R_1 = 1\text{ K}, 1w$

$R_2 = 1.4\text{ K} , 1/4w$

$D_1 = \text{ ECG 116 (PIV 600v, } I_F 1\text{ Amp)}$

3.5.3. DEFASADORES DE 8,3 mseg

El defasador variable tiene la misión de dar señales de habilitación cuyo defasaje estará entre 90° y 270° respecto de la onda de voltaje de la red. Mientras que el defasador fijo está enclavado al anterior y solo genera una señal defasada 180° de la anterior (8.33 mseg).

El circuito se muestra en la fig 3.4

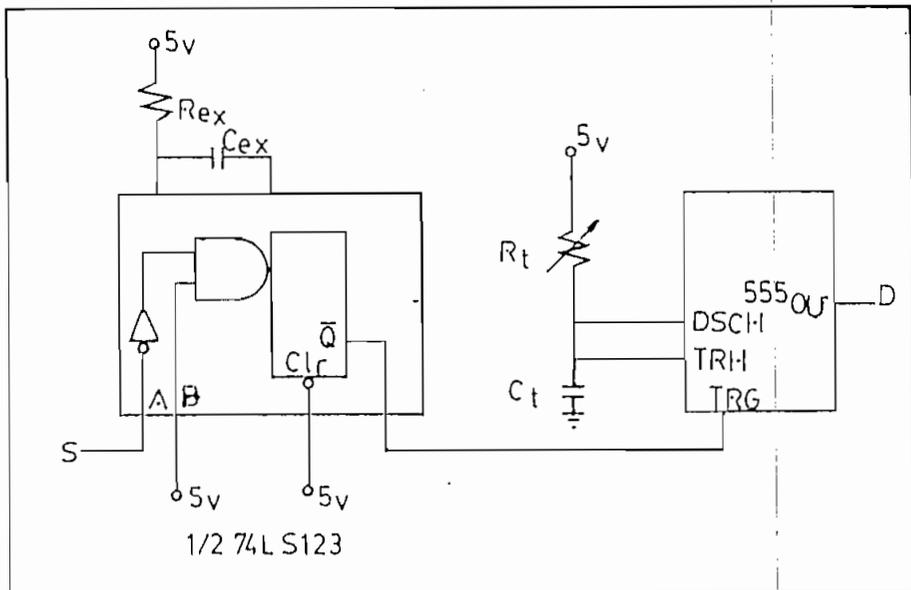


Fig 3.4

CIRCUITO DE LOS DEFASADORES DE 8.33 mseg

Los defasadores están constituidos por un monoestable 1/2 74 LS123 y un timer 555. El monoestable 74 LS123 sirve para generar pulsos negativos de 15 useg de duración, que se necesita para disparar el timer 555 para un funcionamiento confiable de éste. El mínimo pulso que el timer puede producir es de algunos microsegundos y una característica de éste CI es que el pulso de disparo máximo debe ser 1/4 del pulso que se quiere generar. Por estas razones y para no generar mucho retardo un buen pulso de disparo al 555 es de 15useg.

La fórmula de tiempo del 74LS123 es

$$t_w = \ln 2 \cdot R_{ex} \cdot C_{ex} \quad (3.11)$$

fijando

$$t_w = 15 \text{ useg}$$

$$C_{ex} = 0,01 \text{ uF}$$

entonces

$$R_{ex} = 2,2 \text{ K}, (1/4w)$$

Para el timer la fórmula es

$$t_w = 1,1 \cdot R_t \cdot C_t$$

fijando

$$t_w = 4,2 \text{ m seg}(30) + 8,33 \text{ mseg}$$

entonces

$$t_w = 12,5 \text{ m seg}$$

$$C = 0,1 \text{ uF}$$

$$R_t = 113.636 \text{ K}$$

entonces R_t estará compuesta por una resistencia fija (para defasar los 90) y la variable para producir máximo 8,33 mseg

$$R_t = 38.182 \text{ K} + 75,54 \text{ K}$$

Para el defasador fijo $R_t = 75,54 \text{ K}$ (potenciómetro de 100 K).

3.5.4 MONOESTABLES DE 7mseg

Estos submódulos son iguales a los defasadores en cuanto a circuitos y a componentes. Pero su misión es otra, sirven para dar forma y duración a los pulsos de disparo. Se necesita un ancho de pulso mayor a 4.2 mseg para el arranque en modo capacitivo ya que los tiristores T_1 y T_4 serán disparados en 270° y desde ese punto hasta los 360° estarán polarizados inversamente. Por tanto, en el próximo ciclo positivo de la onda de voltaje debe todavía estar presente el pulso de disparo para que entren a conducir T_1 y T_4 y con esto dar inicio al modo capacitivo.

Los componentes de los monoestables 74LS123 ya fueron determinados en el submódulo anterior. Resta calcular los componentes R_{t2} y C_{t2} de los timers 555.

$$t_w = 7 \text{ mseg}$$

$$C_{t2} = 0,1 \text{ uF}$$

luego

$$R_{t2} = 63.63 \text{ K} \quad (\text{potenciómetro de } 100\text{K})$$

3.5.5. DISPARO

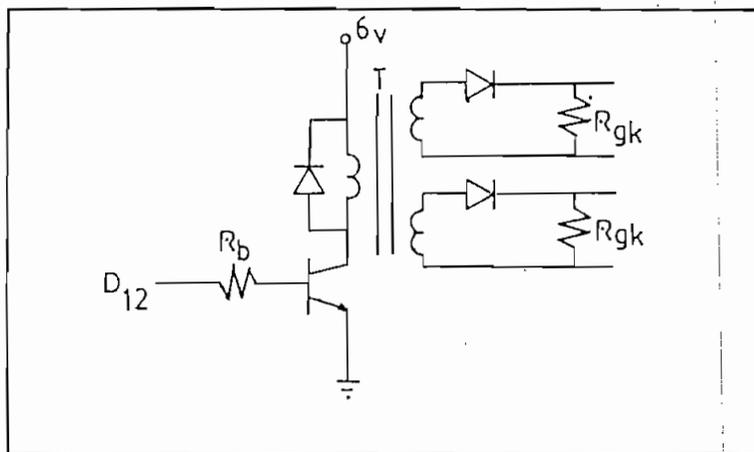


Fig 3.5

CIRCUITO DE DISPARO

Estos circuitos están conformados por un transistor NPN y un transformador de pulsos de tres devanados (relación 1:1:1).

La finalidad de estos circuitos es proporcionar la energía necesaria para poner en conducción a los tiristores, con niveles de voltaje y corriente adecuados especificados por el fabricante de estos.

El circuito se muestra en la fig 3.5

Los transformadores de pulso tiene las siguientes características:

Número de espiras primario = 400
Número de espiras c/secundario= 400
Núcleo de ferrita cuya sección
es de 2cm cuadrados
Frecuencia de corte = 10 KHz
Alambre No. N.30 AWG

La resistencia de base es $R_D = 1 \text{ K } 1/4 \text{ w}$

El transistor es el ECG 186

Los diodos D son del tipo ECG 116

La resistencia gate-cátodo $R_{gk} = 1 \text{ K } 1/4 \text{ w}$

3.6. CIRCUITOS AUXILIARES

3.6.1. FUENTES DE ALIMENTACION

Una fuente de alimentación de CC convierte la energía de una red de ca en corriente continua y un voltaje constante. La fig 3.6 representa un conversor típico que utiliza un regulador de voltaje, en CI, de tres terminales.

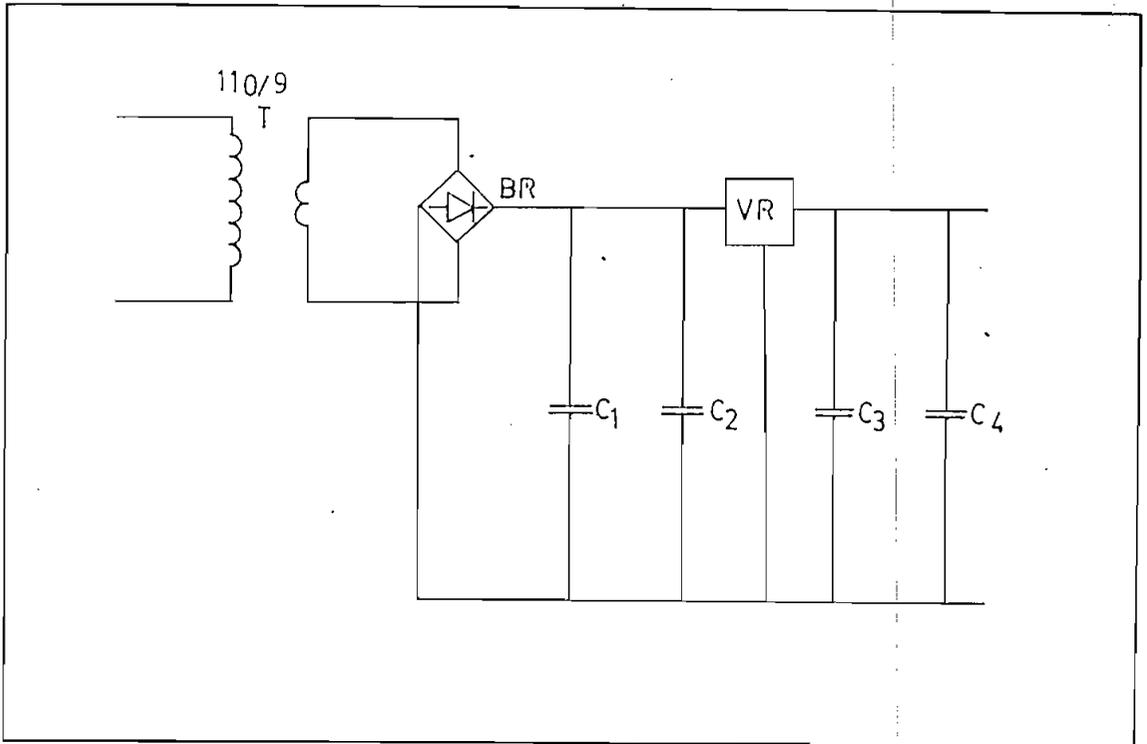


Fig 3.6

ESQUEMA DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

Se necesita dos niveles de voltaje: 5V para el módulo de control excepto el submódulo de disparo que trabaja a 6V. Así pues, las dos fuentes que se necesitan compartirán el transformador y el puente rectificador BR.

Para la fuente de 5V: VR es el CI ECG 960 (5V 1Amp)

C = 1000 uF, 16V electrolítico

C₂ = C₃ = 0,1 uF, 16V de disco cerámica

C = 100 uF 16 V electrolítico

Para la fuente de 6V: VR es el CI ECG962 (6V,1Amp)

C = 1000uF, 16V electrolítico

C₂ = C₃ = 0,1uF,16V de disco cerámica

C = 100 uF 16V, electrolítico

BR es el ECG 166 100PRV, 2Amp

El transformador es 110/9Vrms, 10va

3.6.2. REDES DE ECUALIZACION

Cuando la capacidad de bloqueo de voltaje de los tiristores es excedida por el voltaje de fuente aplicado se conectan aquellos en serie hasta equiparar la capacidad de bloqueo con el voltaje aplicado. Las redes de ecualización se usan para dividir el voltaje aplicado al conjunto de tiristores en serie en partes iguales para cada tiristor (7,11).

Los datos que se necesitan son: el voltaje máximo aplicado y las corrientes de bloqueo inversa (fuga) de los tiristores. El peor caso es el $V_{Tm\acute{a}x}$ en los tiristores.

$$V_{Tm\acute{a}x} = 564 \text{ V}$$

$$I_B = 4,5 \text{ mA (asumido)}$$

Así

$$R_q = \frac{V_{Tm\acute{a}x}}{2I_B}$$

$$R_q = \frac{564V}{2 \cdot 4,5mA}$$

$$R_q = 62 \text{ K } 5w$$

En (7) se da un procedimiento para la determinación de la red R.C de ecualización dinámica. Los datos son

$$V_{Tmax} = E_s = 564V$$

$$f = 120 \text{ Hz}$$

$$\frac{dv}{dt}_{max} = 10 \text{ V/useg (asumida)}$$

$\xi = 0,7$ asumida

- 1) En el gráfico 16.17 de (7) se consideran los puntos A y B para la determinación de la constante de tiempo

$$\begin{aligned} \text{Punto A: } \frac{dv/dt_{\max}}{V_{t_{\max}}} \\ &= \frac{10}{564} \\ &= 0,0177 \end{aligned}$$

Punto B: $\xi = 0,7$

La constante R.C. se localiza en el punto C y es
 $RC = 250 \text{ useg}$

- 2) Para determinar R; el procedimiento es. para $\xi = 0,7$ corresponde

$$I_p \frac{R}{E_s} = 0,65$$

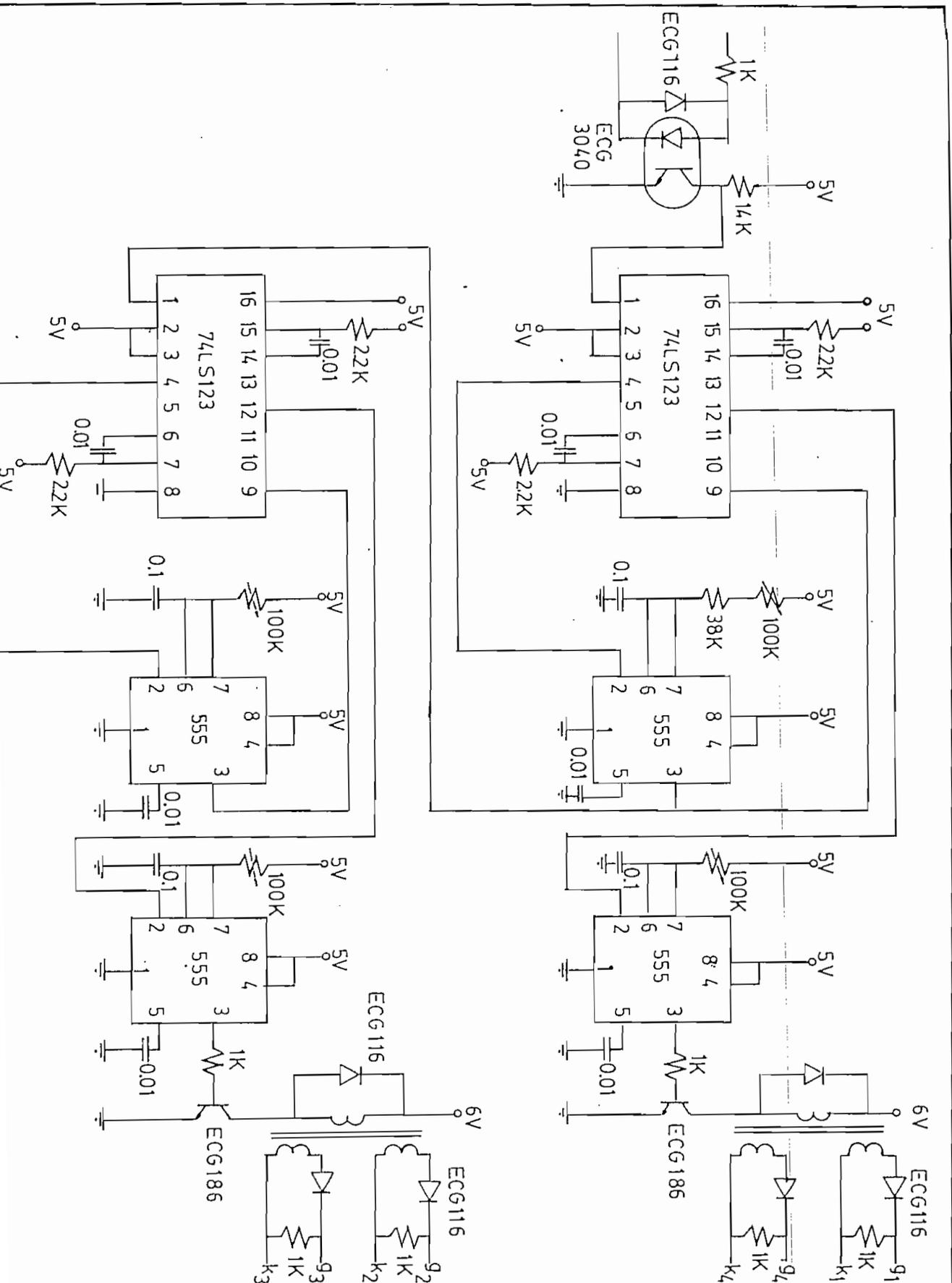
se asume que I_p (de la red RC) es de 1 Amp, así

$$R = \frac{564 \cdot 0,65}{1}$$

$$R = 366,6 \quad 1w$$

- 3) Entonces la capacitancia está determinada por

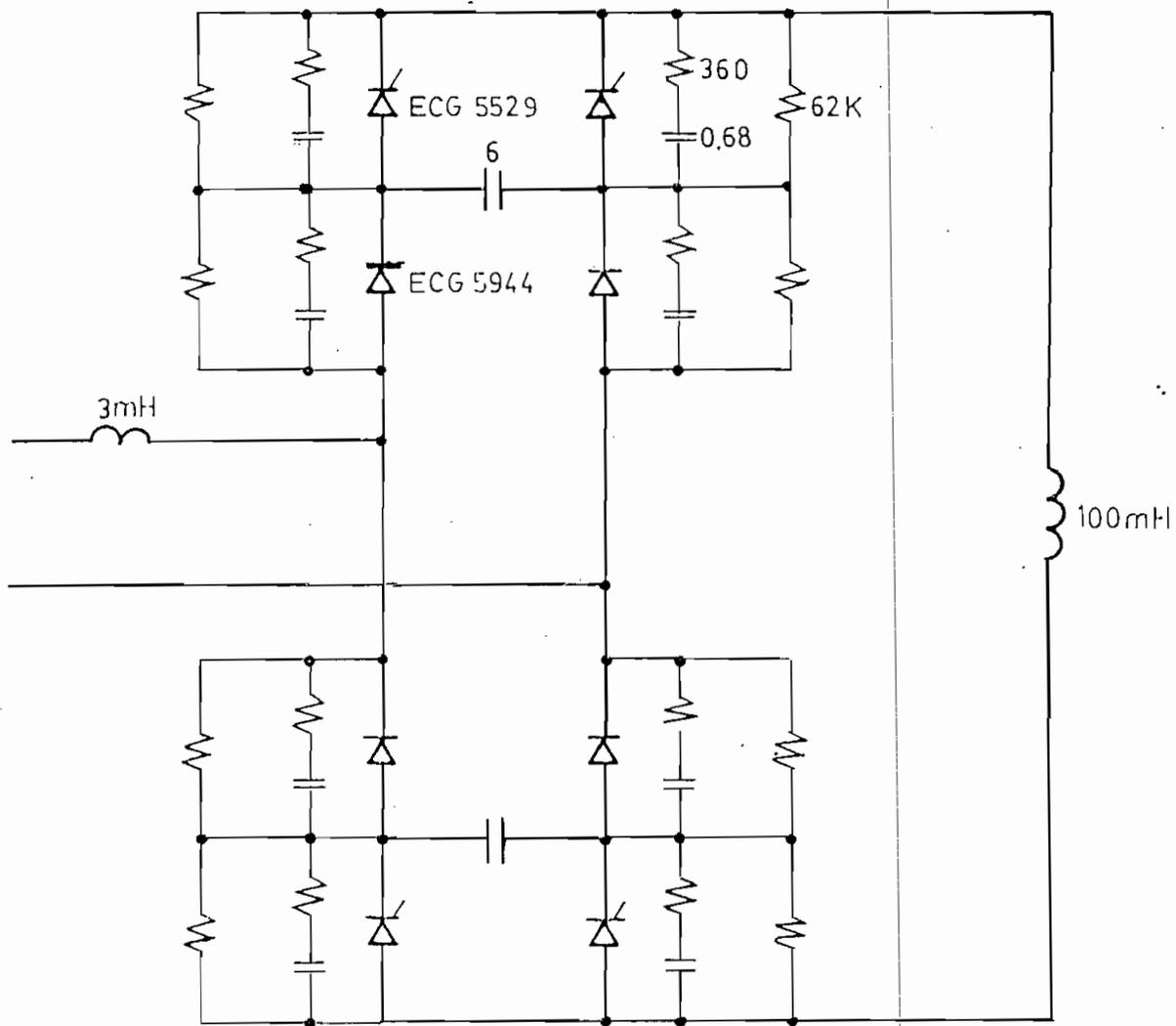
$$\begin{aligned} C &= \frac{R \cdot C}{R} \\ C &= \frac{250 \text{ useg}}{366.6} \\ C &= 0,68 \text{ uF} \end{aligned}$$



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR DE CORRIENTE

Diseñado por:
C. Salgado



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

CIRCUITO DE POTENCIA
DEL INVERSOR DE CORRIENTE

Dibujado por
C. Salgado

C A P I T U L O C U A R T O

PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1. CONSIDERACIONES TECNOLOGICAS PARA EL MONTAJE

La fiabilidad del sistema descansa en los elementos que lo componen como son: el modo de control (circuitos impresos), los elementos de conmutación (inductancia y condensadores), elementos de disparo (transformadores de pulso), y los semi-conductores de potencia (tiristores y diodos).

Debido a las limitaciones del mercado se debe trabajar con aproximaciones.

Los transformadores de pulso son los elementos más críticos del sistema. Tienen que poseer ciertas características como son: a) la inductancia de magnetización del primario debe ser lo suficientemente alta como para que la corriente de magnetización sea pequeña; b) la sección del núcleo debe ser adecuada para evitar la saturación magnética; c) el aislamiento entre los devanados tiene que ser el adecuado para la aplicación, incluyendo los transitorios del circuito de potencia; y d) la capacitancia entre los devanados debe ser anulada ya que es un camino de acoplamiento capacitivo. Esta última característica es la más difícil de conseguir.

En el caso de las inductancias, los materiales para el núcleo más aconsejados para este tipo de aplicaciones son el ALLOY, ORTHONOL (son aleaciones de hierro y níquel), el MAGNESIL (hierro alsílico de grano orientado). Las bobinas con núcleos hechos con estos mate-

riales mantienen el valor de sus inductancias en 90% con densidades magnéticas en el borde del 1.2 tesla. También, para estas inductancias (L_1 de carga y L_2 de conmutación) la sección del núcleo debe ser suficiente para evitar la saturación magnética. Pues por un lado se tendría fallas de conmutación si L_2 entraría en saturación debido a las corrientes altas en esos intervalos. Por otra parte, si L_1 entraría en saturación se tendría problemas en la corriente de carga ya que saldrían ondas muy distorcionadas en dicha corriente y su posterior evaluación de acuerdo al modelo matemático desarrollado no sería ni siquiera aproximado.

En cuanto a los condensadores de conmutación son dos los requerimientos básicos a saber: la inductancia equivalente serie debe ser mínima, y su valor conocido, con el fin de obtener una buena respuesta a picos de corriente (di/dt) que son los que se tienen en las conmutaciones; la resistencia equivalente serie debe ser mínima también, y su valor conocido, con el objeto de tener pérdidas mínimas debido a I^2R y así, evitar un calentamiento excesivo interno que destruye el dieléctrico.

El circuito de potencia es fuente de fuertes campos electromagnéticos. Los circuitos de control (circuitos impresos) son muy sensibles a la acción de esos campos ya que por la forma como están hechos, los caminos conductores actúan como antenas para el ruido radiado. Esto se puede evitar disponiendo bien los componentes, a fin de que los laños de corriente sean lo más pequeños posible. Respecto al ruido conductivo se emplea filtros condensadores de desacoplo y las configuraciones de tierra, o retornos de fuente, deben ser únicas para cada circuito, así por ejemplo, el retorno de fuente de circuito de control no será común al retorno de fuente del circuito de disparo de los tiristores, debido a que es-

tos últimos generan mucho ruido eléctrico.

Los tiristores ideales para este inversor son los de tipo para conmutación forzada, pues tienen arquitecturas especiales (juntura gate-cátodo) para conseguir tiempos de apagado menores a 10 usegs., y altas di/dt . A pesar de ésto, los tiristores empleados son del tipo de control de fase, que tienen resistencias gate-cátodo de aproximadamente 100Ω , con el fin de que no circulen grandes corrientes de gate, y porque también son insensibles a pulsos espúreos de disparo.

Los diodos de potencia deberían ser del tipo de recuperación rápida (fast recovery) debido a sus buenas características de bloqueo de voltaje los diodos que se utilizan en este inversor son del tipo industrial.

4.2. OPERACION EN MODO INDUCTIVO

Para llegar a este modo hay que seguir los siguientes pasos: 1) se enciende el circuito de control mediante el interruptor central de la caja de control (botón negro); 2) se pone los pulsos de disparo de los tiristores T_1 y T_4 en el punto $\pi/2$ de la onda de voltaje rotando el potenciómetro de desplazamiento (botón del extremo izquierdo de la caja de control) en sentido contrario a las manecillas del reloj; y 3) encender circuito de potencia mediante el interruptor del extremo derecho de la caja de control.

A los pulsos de disparo, igual que a la onda de voltaje de línea se los debe observar en el osciloscopio

La foto 1 muestra las ondas de voltaje y de la corriente de línea con una sobrecarga del 150 por ciento (15 Amp rms)

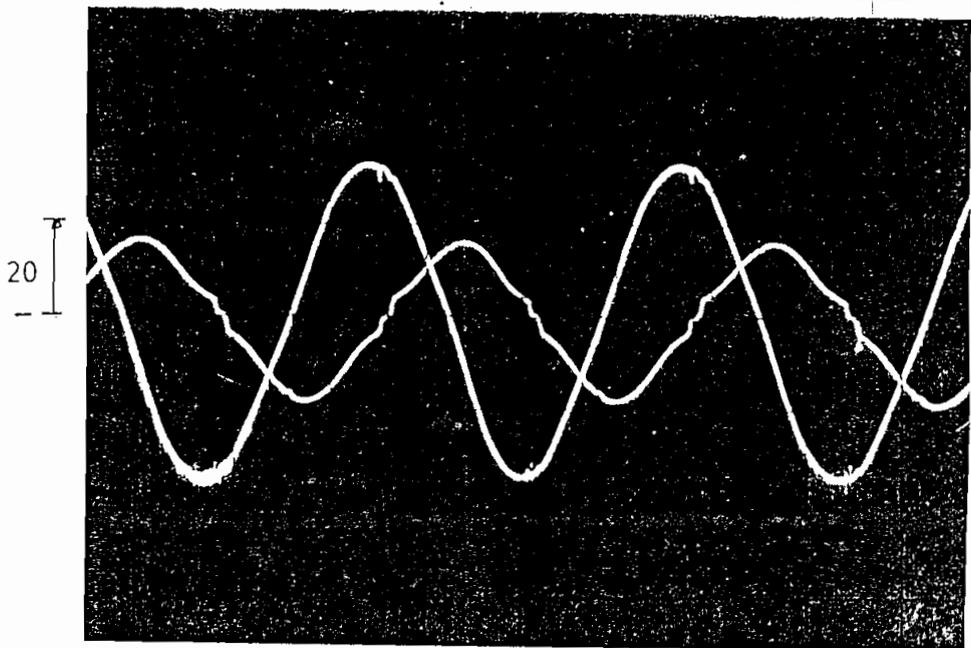


Foto 1

VOLTAJE Y CORRIENTE DE LINEA

Escalas: voltaje 200V/div
corriente 20 Amp/div
tiempo 5 mseg/div

En la foto 2 se pueden ver las ondas del voltaje y de la corriente en la carga con una sobrecarga del 150%. En la onda de voltaje se puede ver la acción de los condensadores en la conmutación que son las líneas oblicuas. En el instante que empieza la conmutación, la pareja de tiristores que estaba conduciendo cesa, pero la pareja que los releva, aparentemente, tiene un retardo en la conducción. Este retardo, que dura aproximadamente 1 milisegundo, el voltaje de carga va desde el voltaje de línea en $3/2\pi$ hasta el máximo valor positivo dado por v_c , para luego caer al máximo negativo que es el voltaje al cual quedan cargados

los condensadores. Después el voltaje de carga se hace igual al voltaje de línea invertido.

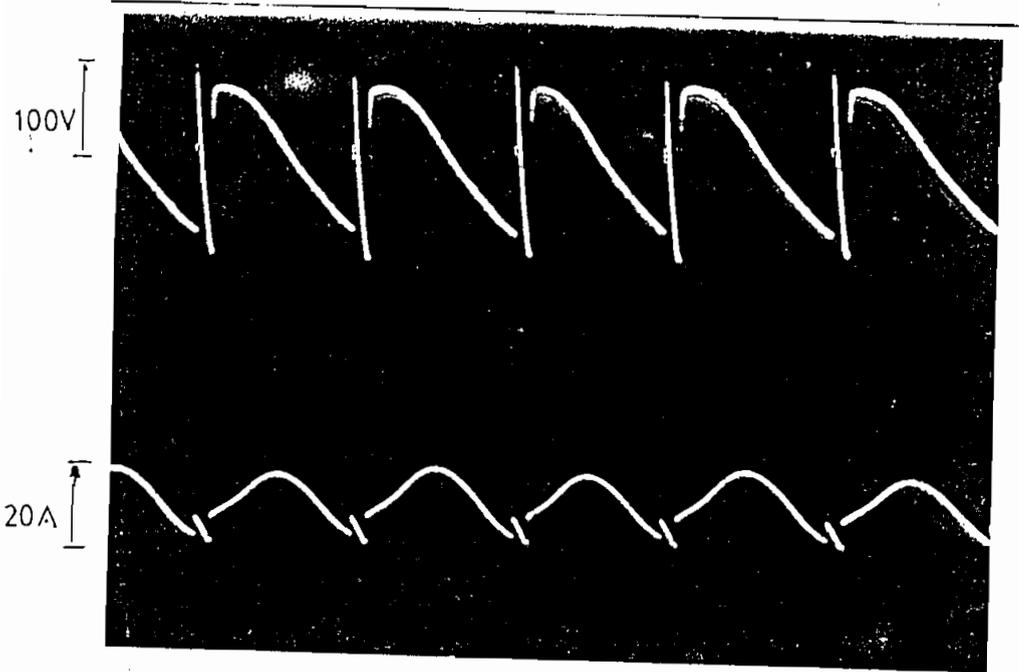


Foto 2

VOLTAJE Y CORRIENTE EN LA CARGA

Escalas: voltaje 200 V/div

corriente 20 Amp/div

tiempo 5 mseg/div

La foto 3 muestra el voltaje ánodo-cátodo y la corriente de ánodo de los tiristores (T_1 en realidad). Se puede apreciar mejor el intervalo de conmutación. Los tiristores conducen desde cuando son disparados, pero en el primer milisegundo de conducción la corriente decrece para luego ir a su máximo.

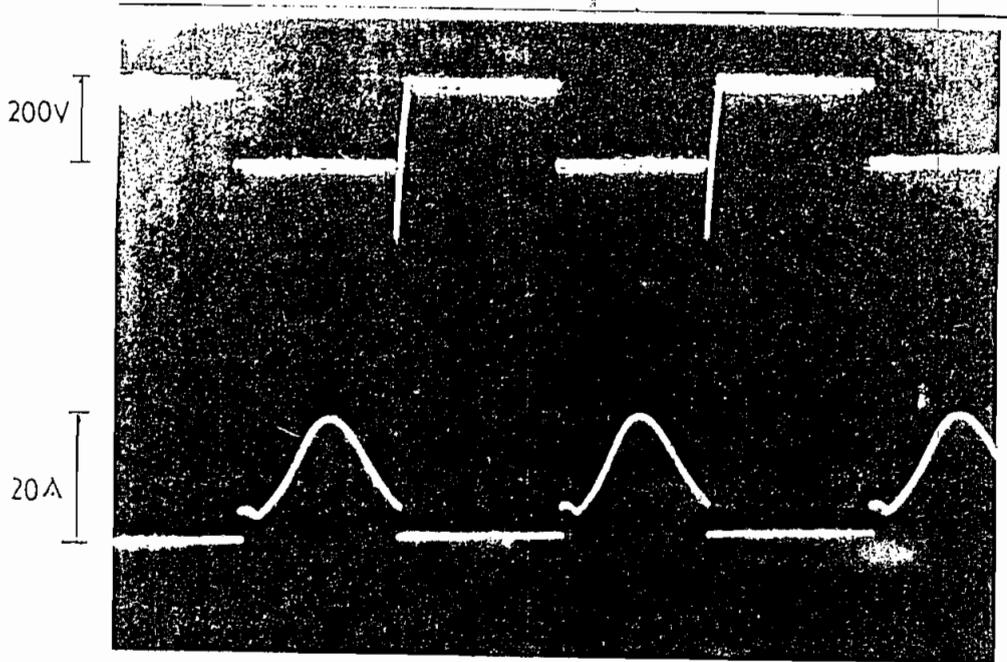


Foto 3

VOLTAJE Y CORRIENTE EN LOS TIRISTORES

ESCALAS: votaje 200V/div

corriente 20 Amp/div

tiempo 5 mseg/div

La foto 4 muestra el voltaje y corriente en los diodos (D_1 en realidad). También se observa el mismo fenómeno durante el primer milisegundo de conducción.

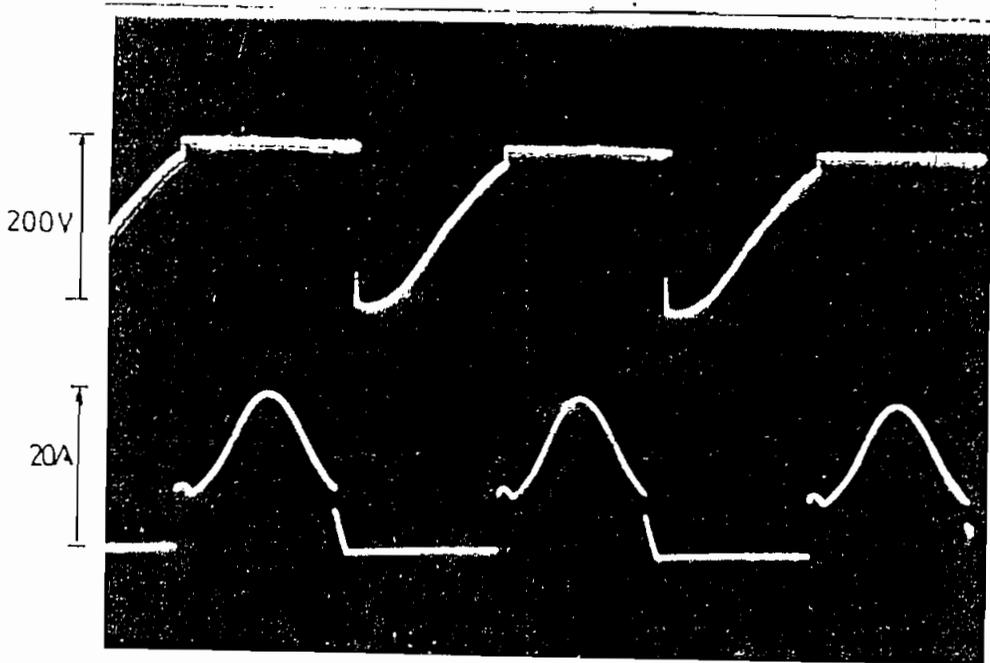


Foto 4

VOLTAJE Y CORRIENTE EN LOS DIODOS

Escalas: voltaje 400V/div

corriente 10 Amp/div

tiempo 5 mseg/div

La foto 5 muestra el voltaje de los condensadores de conmutación y el voltaje ánodo-cátodo de los tiristores (V_{c1} y T_1 en realidad). En la onda de voltaje ánodo-cátodo se observa que el tiempo de apagado de circuito se hace más pequeño cuando se incrementa la corriente de carga. Para esta foto la corriente máxima fue de 20 Amp, y para corrientes superiores T_1 ya no se apaga puesto que la onda de voltaje se recorta (no

tiene su semiciclo negativo).

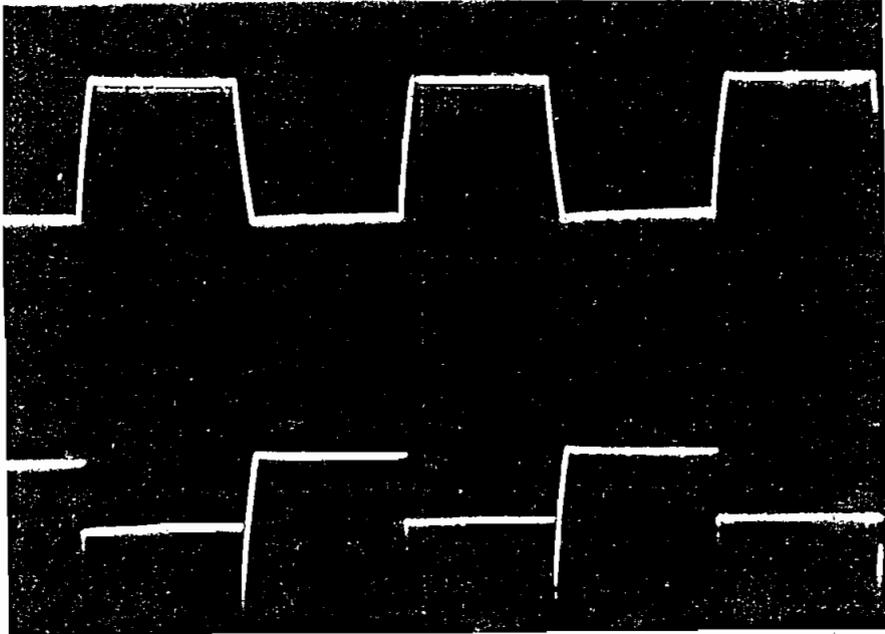


Foto 5

VOLTAJES EN LOS CONDENSADORES
DE CONMUTACION Y LOS TIRISTORES

Escalas: voltaje 400 V/div

tiempo 5mseg/div

La foto 5 muestra los voltajes en los tiristores T_1 y T_2 en la que se puede apreciar los intervalos de conducción y no conducción, y que no existe solapamiento de conducción entre las dos parejas de tiristores para una corriente de 15 Amp rms en la carga

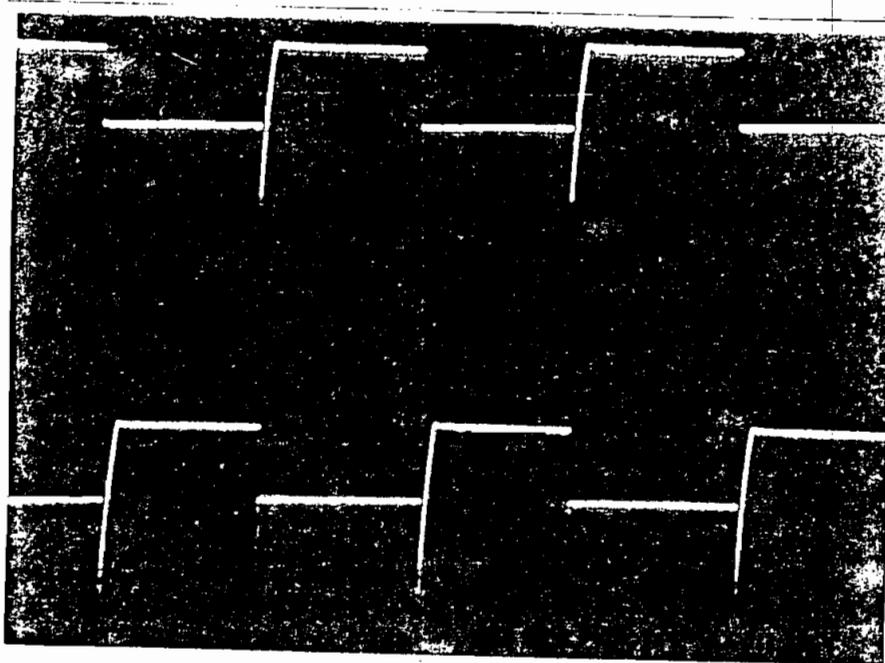


Foto 6

VOLTAJES ANODO-CATODO DE LOS
TIRISTORES

Escalas: Voltajes 400 V/div
tiempo 5mseg /div

4.3. OPERACION EN MODO CAPACITIVO

El procedimiento para arriivar a este modo es el siguiente: 1) se enciende el circuito de control (botón negro de la caja de control), 2) se posiciona los pulsos de disparo de los tiristores T_1 y T_4 en el punto 2

de la onda de voltaje de línea; y 3) luego se enciende el circuito de potencia mediante el interruptor de la derecha de la cada de control. Seguidamente se rota el potenciómetro de desplazamiento en sentido contrario a las manecillas del reloj hasta que la corriente de línea sea menor a 5 Amp rms, seguidamente se disminuye la resistencia que está en serie con la carga hasta alcanzar una corriente igual a la anterior. Y así se continúa hasta eliminar la resistencia en la carga. Efectuado este procedimiento los pulsos de disparo T_1 y T_4 están en $3/2\pi$ de la onda de voltaje de línea. Para incrementar la corriente en una carga se debe rotar el potenciómetro en sentido dextrógiro.

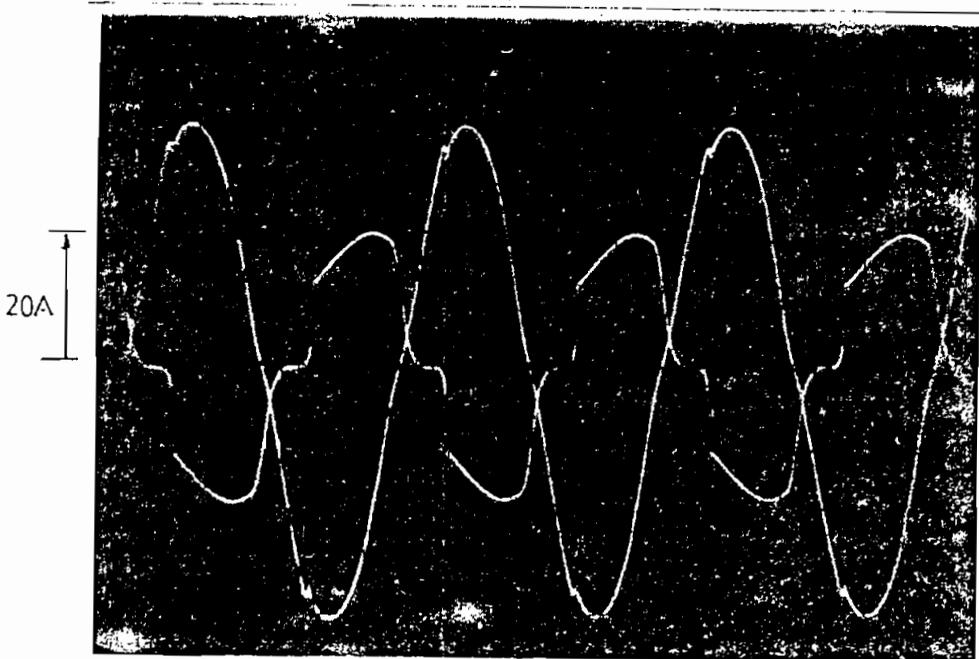


Foto 1

VOLTAJE Y CORRIENTE DE LINEA

Escalas: voltaje 50 V/div
corriente 10 Amp/div
tiempo 5 mseg/div

La foto 1 muestra las ondas de voltaje y de corriente de línea. Aquí las fallas de conmutación son ya más notables, la corriente en la conmutación es cero, o sea no existe conducción, aparentemente el condensador no puede conducir picos de corriente altos. La corriente máxima en esta foto es de 20 Amp.

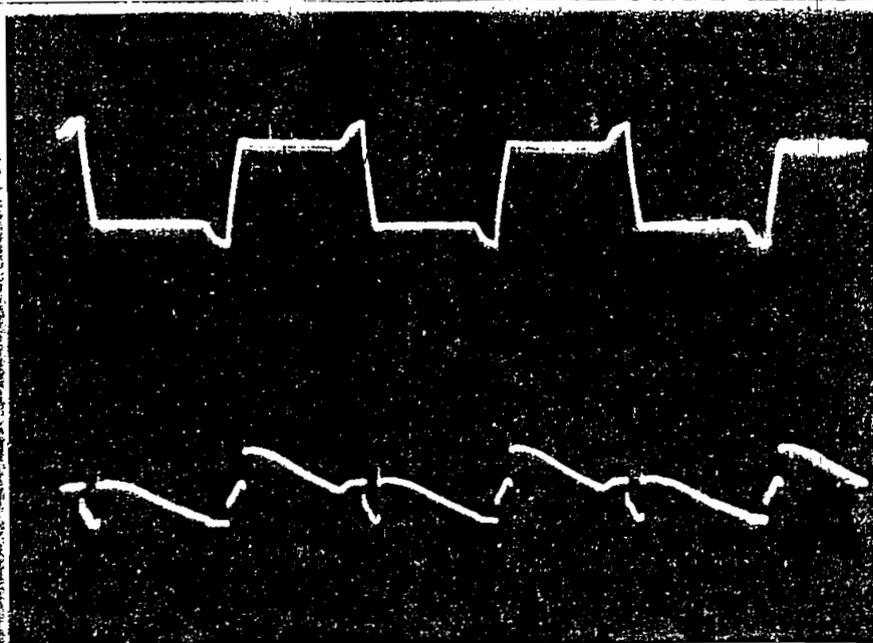


Foto 2

VOLTAJE Y CORRIENTE EN LOS CONDENSADORES
DE CONMUTACION

Escala: voltaje 200V/div
corriente 10 Amp/div
tiempo 5 mseg/div

La foto 2 muestra el voltaje y la corriente en los condensadores de conmutación (C_1 en realidad), para una corriente máxima de carga de 5 Amp. En la onda de corriente se ven los defectos de los condensadores; esta forma de onda sugiere que los condensadores conducen continuamente y no guarda relación con la forma de onda de voltaje. En el próximo capítulo se dará una explicación del fenómeno.

C A P I T U L O Q U I N T O

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1. ANALISIS DE LOS RESULTADOS EN MODO INDUCTIVO

Como ya se ha expresado anteriormente, este modo de operación se consigue disparando los tiristores T_1 y T_4 , en las proximidades de 90° , T_2 y T_3 se disparan 180° defasados de los anteriores. La corriente en el lado de alterna varía grandemente ante variaciones ligeras del ángulo de disparo. La forma de onda de la corriente es cuasi sinusoidal defasada 90° en atraso de la onda de voltaje.

Para pequeños valores de corriente de carga (1 Amp rms) en la forma de onda se observaron distorsiones, que son debidas a los armónicos cuyas componentes más importantes son los 3° , 5° , y 7° . Estos armónicos son causados, a su vez, por las características magnéticas de las inductancias L_1 y L_2 .

Por encima de los 15 Amp rms. (22 Amp pico) ocurren fallas de conmutación. El tiristor T_1 no consigue llegar a su estado de bloqueo. Se observó que la onda de voltaje del condensador C_1 se recorta y no tiene su semiciclo negativo. A pesar de esto la forma de onda de la corriente de línea no se altera aunque su valor eficaz disminuye en por lo menos 2 Amp rms

La máxima potencia que se ha conseguido generar

es 1.65 K Var (a 15 Amp rms) que supera la meta de 1 K Var propuesta en estado estable. El rango de generación de potencia reactiva es prácticamente desde cero hasta 1.65 K Var.

En general, el circuito es estable hasta los 15 Amp rms; se puede arrancar a plena carga (10 Amp rms), el calentamiento no es excesivo para ese nivel de corriente .

5.2. ANALISIS DE LOS RESULTADOS EN MODO CAPACITIVO

El arranque en este modo es bastante crítico, ya que el circuito debe entregar primero energía a la red, sin tener previamente cargada la inductancia de carga, y luego recibirla de la red.

Para cargar la inductancia y los condensadores de conmutación hay que efectuar el siguiente procedimiento.

Con el fin de lograr un arranque suave, se pone en serie con la inductancia de carga (L_1) un reóstato de 1 Kw, luego se dispara los tiristores T_1 y T_4 con un ángulo de 300° . Después se disminuye la resistencia del reóstato hasta alcanzar una corriente no alta (5 Amp rms) luego se reduce el ángulo de disparo, con lo que se reduce la corriente. Este procedimiento continúa hasta haber eliminado la resistencia, y el ángulo de disparo está próximo a los 270° .

En las primeras pruebas pareció que la manera más directa y simple de llegar a este modo era desplazando el ángulo de disparo desde 180° hacia 270° . Pero en ese transcurso aparecían extrañas formas de onda en el voltaje gate-cátodo que provocaban encendidos no deseados de los tiristores, a veces cortocircuitando completamente la línea porque la naturaleza de sus pulsos de disparo es completamente aleatoria.

Se notó que se atenuaba el fenómeno incrementando el número de espiras de los transformadores de pulsos - (de 100 a 400 espiras/devanado), y teniendo cuidado en la forma de arrollarlo. Este hecho es una indicación de que existe acoplamiento capacitivo entre el circuito de potencia y los transformadores de pulso.

Una vez llegado al estado estable se observa que la forma de onda de la corriente de línea (y de carga, por supuesto), no coincide con la teórica, no es continua. - esto se debe a fallas en la conmutación, concretamente fallas en los condensadores de conmutación. Estos dispositivos no son para este propósito; ya en el modo inductivo se observa esta falla, pero la corriente en la conmutación (en el modo inductivo) es mínima y no es -- problemático.

En el modo capacitivo, la conmutación ocurre con -- corriente máxima de carga. A pesar de la falla de conmutación, la corriente de línea está adelantada al voltaje y la componente fundamental está adelantada en 90 respecto al voltaje de línea. Se consiguen corrientes máximas de 20 Amp sin peligro para los tiristores aunque son posibles mayores intensidades de corriente con solo girar el potenciómetro de control en sentido dextrógeno.

5.3. CONCLUSIONES

- Se ha demostrado el principio de funcionamiento del generador de potencia reactiva, basado en el control de la corriente continua que circula por la corriente de carga.

- De las expresiones derivadas para la potencia reactiva Q , resalta que esta depende de la corriente media que circula por la inductancia de carga, en mayor porcentaje que de ésta (L_1) mismo.

entonces en cuanto a respuesta del sistema, la inductancia debe ser pequeña, pero en cuanto a pérdidas (por armónicos y por $I^2 R$) por armónicos esta debe ser suficientemente grande con el fin de minimizarlas. Con un x pequeño ($x = 1$) se tendría una inductancia pequeña, en cambio, con un alto q la inductancia es grande. Entonces el tamaño de la inductancia es un compromiso entre el valor de x que debe ser pequeño (~ 3) y el valor de q , que debería ser alto (≈ 100).

5.3. RECOMENDACIONES

- Un control en lazo cerrado es necesario especialmente para controlar las corrientes de arranque en el modo capacitivo. Debido a la complejidad que tendría tal circuito de control, lo más aconsejable es realizarlo mediante el microcomputador, en el cual se incorporarían rutinas de arranque suave y otras funciones, además.
- En un control basado en uC se puede hacer una modulación por ancho de pulso (PWM) de la corriente tal que la fundamental sea una sinusoidal más armónicos de alto orden, fácilmente filtrables. De esta manera se puede mantener constante la corriente que circula por la inductancia de carga y, por tanto, la corriente de línea variará entre dos niveles de corriente -- (de $-I$ a $+I$).
- El disparo de los tiristores a través de los transformadores de pulso deben ser descartado, pues es vulnerable a interferencias y, además, su construcción es muy laboriosa.

Como alternativa, el circuito de disparo sería a base de transistores en los que la forma de onda del vol--

taje gate-cátodo y, la corriente de gate pueden ser controlados por la resistencia de colector del transistor de disparo. La fig. 5.1 representa tal circuito.

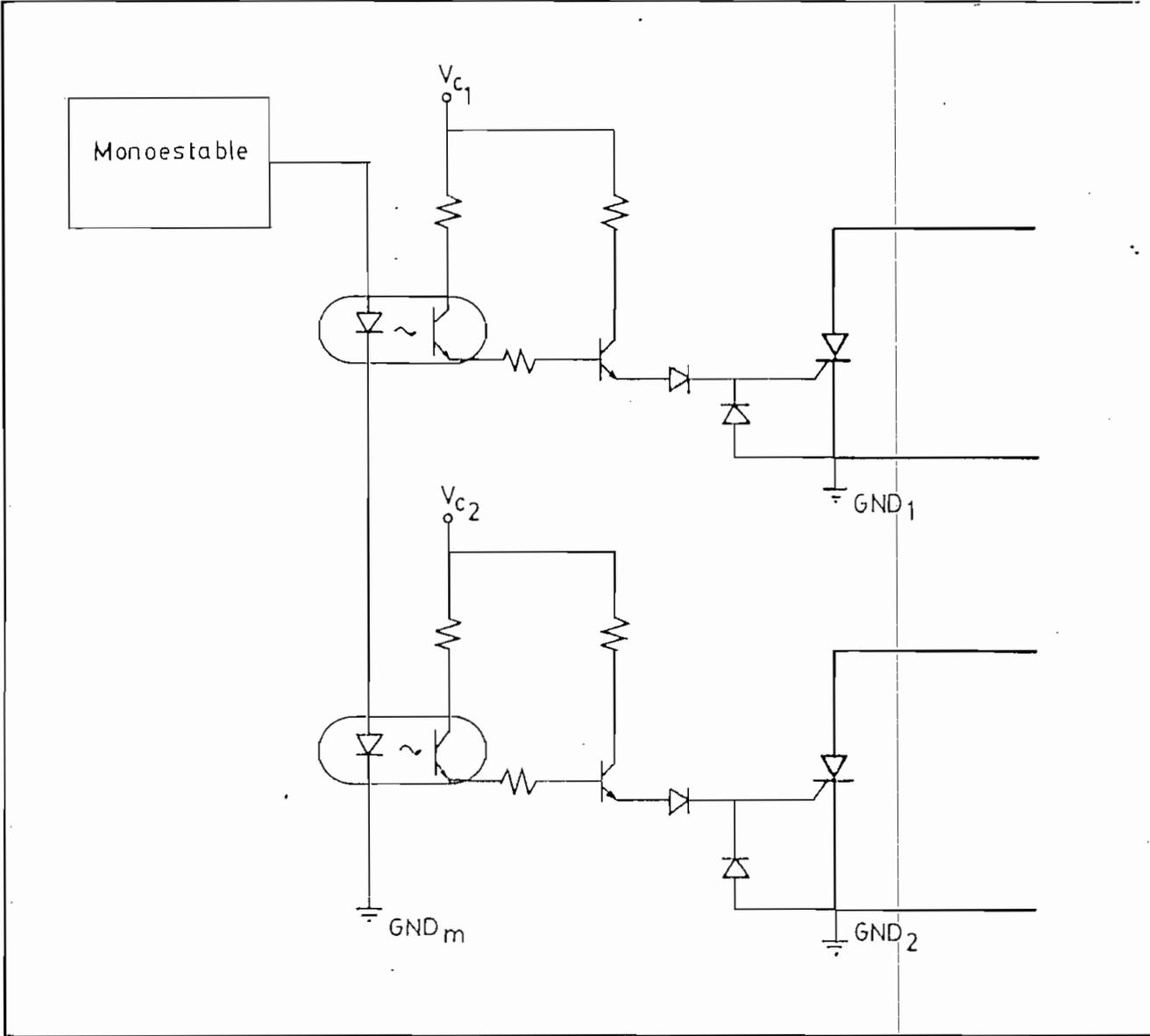


Fig 5.1
CIRCUITO DE DISPARO

- Se debe investigar el funcionamiento de un generador trifásico de potencia reactiva basado en el inversor de corriente.

A P E N D I C E

DEDUCCION DE EXPRESIONES MATEMATICAS

ec (2,8)

$$\frac{d i_a + 1}{dt} \frac{i_a}{2.L_2.C} - \frac{I_0}{2.L_2.C} = 0$$

$$s I_a + s.I_0 + \frac{I_a}{2.L_2.C} - \frac{I_0}{2.L_2.C} = 0$$

$$\left(s + \frac{1}{2.L_2.C} \right) I_a = - \left(s - \frac{1}{2.L_2.C} \right) I_0$$

$$I_a = \frac{- \left(s - \frac{1}{2.L_2.C} \right) I_0}{\left(s + \frac{1}{2.L_2.C} \right)}$$

$$= - \frac{s}{s + \frac{1}{2.L_2.C}} I_0 + \frac{1}{2.L_2.C} \frac{I_0}{s + \frac{1}{2.L_2.C}}$$

$$i_a(t) = -2 I_0 \cos \frac{t}{2.L_2.C} + I_0$$

$$= \left[1 - 2 \cos \frac{t-t_2}{(2.L_2.C)^{\frac{1}{2}}} \right] I_0$$

ec (2.11)

$$v_c(t) = -V_s + \frac{I_0}{C} \int_{t_2}^t \cos \frac{t-t_2}{(2.L_2.C)^{\frac{1}{2}}} dt$$

$$= -V_s + I_0 \frac{(2.L_2.C)^{\frac{1}{2}}}{C} \operatorname{sen} \frac{t-t_2}{(2.L_2.C)^{\frac{1}{2}}}$$

ec (2.22)

$$\frac{d^2 i_a}{dt^2} + \frac{i_a}{2.L_2.C} + \frac{I_1}{2.L_1.C} = 0$$

$$s^2 I_a - sI_1 + \frac{I_a}{2 \cdot L_2 \cdot C} + \frac{I_1}{2 \cdot L_2 \cdot C} = 0$$

$$\left[s \frac{1}{2 \cdot L_2 \cdot C} \right] I_a = \left[s - \frac{1}{2 \cdot L_2 \cdot C} \right] I_1$$

$$I_a = \frac{s}{s + \frac{1}{2 \cdot L_2 \cdot C}} I_1 \frac{1}{2 \cdot L_2 \cdot C} \frac{I_1}{\left[s + \frac{1}{2 \cdot L_2 \cdot C} \right]}$$

$$\begin{aligned} i_a(t) &= 2 I_1 \cos \frac{t}{(2 \cdot L_2 \cdot C)^{\frac{1}{2}}} - I_1 \\ &= \left[2 \cdot \cos \frac{t - t_7}{(2 \cdot L_2 \cdot C)^{\frac{1}{2}}} - 1 \right] I_1 \end{aligned}$$

ec (2.27)

$$I_{dc} = \frac{1}{R} \int_{-\frac{\pi}{2} + d}^{\frac{\pi}{2} + d} V_L (wt) \, dwt$$

$$= \frac{\sqrt{2} V}{R} \int_{-\frac{\pi}{2} + d}^{\frac{\pi}{2} + d} \text{sen}(wt) \, dwt$$

$$= \frac{\sqrt{2} V}{R} (-1) \left[\cos \left[\frac{\pi}{2} + d \right] - \cos \left[\frac{\pi}{2} + d \right] \right]$$

$$\frac{\sqrt{2} V}{R} \left[\cos \left[\frac{\pi}{2} - d \right] - \cos \left[\frac{\pi}{2} - d \right] \right]$$

$$= \frac{\sqrt{2}V}{R} \left[\text{sen } \delta + \text{sen } \delta \right]$$

$$= \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V}{\pi \cdot R} \text{sen } \delta$$

ec (2.29)

$$i_L (wt) = I_{Lmin} + \frac{1}{\omega L} \int_0^{wt} v_L (wt) \, dwt$$

$$= I_{Lmin} + \frac{\sqrt{2} \cdot V}{\omega L} \int_0^{wt} \text{sen}(wt) \, dwt$$

$$= I_{Lmin} + \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} (-1) \left[\cos(wt) - \cos 0 \right]$$

$$= I_{Lmin} + \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left[1 - \cos wt \right]$$

ec (2.30)

$$I_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \left[I_{Lmin} + \frac{\sqrt{2} \cdot V}{\omega L} (1 - \cos wt) \right] \, dwt$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[I_{Lmin} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \, dwt + \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \, dwt - \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos wtdwt \right]$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[I_{Lmin} \pi + \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \pi - \frac{2 \sqrt{2}V}{\omega L} \right]$$

$$= I_{Lmin} + \frac{\sqrt{2} V}{\omega L} \left[1 - \frac{2}{\pi} \right]$$

ec (2.31)

$$\frac{2 \sqrt{2}V \text{ sen } \delta}{R} = I_{Lmin} + \frac{\sqrt{2} \cdot V}{\omega L} \left(1 - \frac{2}{\pi} \right)$$

$$I_{Lmin} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{R} \text{ sen } \delta - \frac{\sqrt{2} \cdot V}{\omega L} \left(1 - \frac{2}{\pi} \right)$$

$$= \sqrt{2}V_S \left[\frac{2}{R} \text{ sen } \delta - \frac{1}{\omega L} \left(1 - \frac{2}{\pi} \right) \right]$$

$$= \sqrt{2}V_S \left[\frac{2 \text{ sen } \delta}{R} - \frac{1 - 2/\pi}{\omega L} \right]$$

ec (2.33)

$$I_{L \text{ min}} = \sqrt{2}V \left[\frac{2 \text{ sen } \delta}{R} - \frac{1 - 2/\pi}{\omega L \cdot \frac{R}{R}} \cdot \frac{\text{sen } \delta}{\text{sen } \delta} \right]$$

$$= \sqrt{2}V \left[\frac{2 \cdot \text{sen } \delta}{\pi \cdot R} - \frac{1 - 2/\pi}{R \cdot g \cdot \text{sen } \delta} \cdot \frac{2\pi}{2\pi} \right]$$

$$= \frac{2 \sqrt{2}V \text{ sen } \delta}{R} \left[1 - (1 - 2/\pi) \frac{\pi}{2 \cdot g \cdot \text{sen } \delta} \right]$$

$$= I_{dc} \left[1 - (1 - 2/\pi) \frac{\pi}{2 \cdot g \cdot \text{sen } \delta} \right]$$

ec (2.34)

$$\begin{aligned}
 i_L (wt) &= I_{dc} \left[1 - (1-2/\pi) \frac{\pi}{2 \cdot q \cdot \text{sen } \delta} \right] + \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} (1 - \cos wt) \\
 &= \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{R} \text{sen } \delta \left[1 - (1-2/\pi) \frac{\pi}{2 \cdot q \cdot \text{sen } \delta} \right] + \frac{\sqrt{2}}{\omega L} V (1 - \cos wt) \\
 &= \sqrt{2}V \left[\frac{2 \text{sen } \delta}{\pi R} \left[1 - (1-2/\pi) \frac{\pi}{2 \cdot q \cdot \text{sen } \delta} \right] + \frac{1}{\omega L} [1 - \cos wt] \right] \\
 &= \sqrt{2}V \left[\frac{2 \text{sen } \delta - (1-2/\pi) \cdot 2 \text{sen } \delta}{\pi R} \frac{\pi}{2 \cdot q \cdot \text{sen } \delta} + \frac{1 - \cos wt}{\omega L} \right] \\
 &= \sqrt{2}V \left[\frac{2 \text{sen } \delta - (1-2/\pi) \cdot 1}{\pi \cdot R} + \frac{1 - \cos wt}{\omega L} \right] \\
 &= \sqrt{2}V \left[\frac{2 \text{sen } \delta}{\pi \cdot R} - \frac{1}{q \cdot R} + \frac{2}{\pi \cdot q \cdot R} + \frac{1 - \cos wt}{\omega L} \right] \\
 &= \sqrt{2}V \left[\frac{2 \text{sen } \delta}{\pi R} - \frac{1}{\omega L \cdot R} + \frac{2}{\pi \cdot \omega L \cdot R} + \frac{1 - \cos wt}{\omega L} \right] \\
 &= \sqrt{2}V \left[\frac{2 \text{sen } \delta}{\pi R} - \frac{1}{\omega L} + \frac{2}{\omega L} + \frac{1 - \cos wt}{\omega L} \right] \\
 &= \sqrt{2}V \left[\frac{2 \omega L / \omega L \text{ sen } \delta}{\pi R} + \frac{2}{\omega L} + \frac{1}{\omega L} - \frac{1}{\omega L} - \frac{\cos wt}{\omega L} \right]
 \end{aligned}$$

ec (2.34) cont.

$$= \sqrt{2}V \left[\frac{2q \text{sen } \vartheta}{\pi \omega L} + \frac{2}{\pi \omega L} + \frac{2 \pi}{2 \pi} \frac{\cos \omega t}{\omega L} \right]$$

$$= \frac{2 \cdot \sqrt{2}V}{\pi \omega L} (q \cdot \text{sen } \vartheta + 1 - \pi/2 \cos \omega t)$$

ec (2.35)

$$\begin{aligned} I_{1 \max} &= \frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} i_L(\omega t) d\omega t - \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3}{2}\pi} i_L(\omega t) d\omega t \\ &= \frac{2 \sqrt{2}V}{\pi \omega L} \left[q \text{sen } \vartheta \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos \omega t d\omega t + \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos \omega t d\omega t - \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos^2 \omega t d\omega t \right. \\ &\quad \left. - q \text{sen } \vartheta \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3}{2}\pi} \cos \omega t d\omega t - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3}{2}\pi} \cos \omega t d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3}{2}\pi} \cos^2 \omega t d\omega t \right] \\ &= \frac{2 \sqrt{2}V}{\pi^2 \omega L} \left[2 \cdot q \text{sen } \vartheta \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos \omega t d\omega t + 2 \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos \omega t d\omega t - \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos^2 \omega t d\omega t \right. \\ &\quad \left. - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3}{2}\pi} \cos \omega t d\omega t - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3}{2}\pi} \cos \omega t d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{3}{2}\pi} \cos^2 \omega t d\omega t \right] \\ &= \frac{2 \sqrt{2}V}{\pi^2 \omega L} \left[4 \cdot q \text{sen } \vartheta + 4 - \pi/4 \right] \\ &= \frac{8 \sqrt{2}V}{\pi^2 \omega L} \frac{\omega L}{R} \text{sen } \vartheta + \frac{8 \sqrt{2}V}{\omega L} - \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \end{aligned}$$

$$= \frac{8 \sqrt{2}}{\pi^2} \frac{V}{R} \operatorname{sen} \delta + \frac{8 \sqrt{2} V}{\pi^2 \omega L} - \frac{\sqrt{2} V}{\omega L}$$

$$= \frac{4}{\pi} I_{dc} - \frac{\sqrt{2} V}{\omega L} (1 - 8/\pi^2)$$

$$I_1 = \frac{I_{1\max}}{\sqrt{2}}$$

$$I_1 = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} I_{dc} - \frac{V}{\omega L} (1 - 8/\pi^2)$$

ec (2.36)

$$i_L(\omega t) = I_{L\min} - \frac{1}{\omega t} \int_{-\pi/2}^{\omega t} \sqrt{2} V \operatorname{sen} \omega t dt$$

$$= I_{L\min} + \frac{\sqrt{2} V}{\omega L} \cos \omega t$$

ec (2.37)

$$I_{dc} = \frac{\sqrt{2} V}{\pi R} \int_{\pi/2 - \delta}^{3/2\pi - \delta} \operatorname{sen} \omega t dt$$

$$= \frac{\sqrt{2} V}{\pi R} \left[\cos(\pi/2 - \delta) - \cos(3/2\pi - \delta) \right]$$

$$= \frac{2 \sqrt{2} V}{R} \operatorname{sen} \delta$$

ec (2.38)

$$I_{dc} = 1/\pi \left[I_{L\min} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} d\omega t + \frac{\sqrt{2} V}{\omega L} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos \omega t d\omega t \right]$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[\pi I_{Lmin} + \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \operatorname{sen} \omega t \right]_{-\pi/2}^{\pi/2}$$

$$= I_{L \min} + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{\omega L}$$

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{R} \operatorname{sen} \omega t = I_{L \min} + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{\omega L}$$

$$I_{Lmin} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \left[\frac{\operatorname{sen} \theta}{R} - \frac{1}{\omega L} \right]$$

$$i_L(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \left[\frac{\operatorname{sen} \theta}{R} - \frac{1}{\omega L} \right] + \frac{2\sqrt{V}}{\omega L} \cdot \cos \omega t$$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{R} \operatorname{sen} \theta - \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left(\frac{2}{\pi} - \cos \omega t \right)$$

$$= I_{dc} - \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left(\frac{2}{\pi} - \cos \omega t \right)$$

ec (2.39)

$$I_{1max} = \frac{-1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} I_{dc} \cos \omega t d\omega t + \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left[\frac{2}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos \omega t d\omega t - \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos \omega t d\omega t \right]$$

$$+ \frac{1}{\pi} \int_{\pi/2}^{3/2\pi} I_{dc} \cos \omega t d\omega t - \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left[\frac{2}{\pi} \int_{\pi/2}^{3/2\pi} \cos \omega t d\omega t - \int_{\pi/2}^{3/2\pi} \cos \omega t d\omega t \right]$$

$$= \frac{-2}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} I_{dc} \cos \omega t d\omega t - \frac{2V}{\omega L} \left[\frac{4}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos \omega t d\omega t - \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos \omega t d\omega t \right]$$

$$= \frac{-4}{\pi} I_{dc} + \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left(\frac{8}{\pi} - \pi \right)$$

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{dc} + \frac{V}{\omega L} \left(1 - \frac{8}{\pi^2} \right)$$

ec (2.40)

$$i_L^2(\omega t) = \left[\frac{2\sqrt{2}V}{\pi\omega L} (q \cdot \sin\delta + 1 - \frac{\pi}{2} \cos\omega t) \right]^2$$

$$= \frac{8V^2}{\pi^2\omega^2 L^2} \left[(q \cdot \sin\delta + 1)^2 - \pi (q \cdot \sin\delta + 1) \cos\omega t + \frac{\pi^2}{8} + \frac{\pi^2}{8} \cos 2\omega t \right]$$

$$I_L^2 = \frac{8V^2}{(\pi^2\omega^2 L^2)} \left[(q \cdot \sin\delta + 1)^2 \int_{-\pi/2}^{\pi/2} d\omega t - (q \cdot \sin\delta + 1) \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos\omega t d\omega t + \frac{\pi^2}{8} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} d\omega t \right. \\ \left. + \frac{\pi^2}{8} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos 2\omega t d\omega t \right]$$

$$= \frac{8V^2}{\pi^2\omega^2 L^2} \left[(q \cdot \sin\delta + 1)^2 - 2(q \cdot \sin\delta + 1) + \frac{\pi^2}{8} \right]$$

$$= \frac{8V}{\pi^2} \frac{q^2 \sin^2\delta}{\omega^2 L^2} - \frac{8}{\pi^2} \frac{V^2}{\omega^2 L} + \frac{V^2}{\omega^2 L^2}$$

$$= I_{dc}^2 + \frac{V^2}{\omega L} \left(1 - \frac{8}{\pi^2} \right)$$

$$= I_{dc}^2 + \left[\frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \right]^2 \left[\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi} \right]$$

ec (2.43)

$$\begin{aligned}
 I_1 \max &= \sqrt{2}V \left[\frac{8}{\pi^2 R} \operatorname{sen} \vartheta + \frac{8}{\pi^2 wL} - \frac{1}{wL} \right] \\
 &= V \left[\frac{8 wL}{\pi^2 wL} \operatorname{sen} \vartheta + \frac{8}{\pi^2 wL} - \frac{1}{wL} \right] \\
 &= \frac{V}{wL} \left[8/\pi^2 q \cdot \operatorname{sen} \vartheta + 8/\pi^2 - 1 \right]
 \end{aligned}$$

ec (2.45)

$$q = \frac{wL}{R} \quad R = \frac{wL}{q}$$

$$P = I_L^2 R \quad ; \quad P = \frac{wL}{q} I_L^2$$

$$P = \frac{wL}{q} \left[\frac{V}{wL} \right]^2 \left[8/\pi^2 (q \cdot \operatorname{sen} \vartheta) + 1 - 8/\pi^2 \right]$$

$$P = \frac{V^2}{q \cdot wL} \left[8/\pi^2 (q \cdot \operatorname{sen} \vartheta)^2 + 1 - 8/\pi^2 \right]$$

$$= \frac{V^2}{q \cdot wL} \left[8/\pi^2 (q \cdot \operatorname{sen} \vartheta)^2 + 1 - 8/\pi^2 \right]$$

ec (2.47)

$$\Delta P_{rel} = \frac{\frac{V^2}{q \cdot wL} \left[\frac{8}{\pi^2} (q \cdot \operatorname{sen} \vartheta)^2 + 1 - \frac{8}{\pi^2} \right] \cdot \frac{1}{2}}{\frac{V^2}{wL} \left[\frac{8}{\pi^2} (q \cdot \operatorname{sen} \vartheta) + \frac{8}{\pi^2} - 1 \right] \cdot \frac{1}{2}}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\frac{4}{\pi^2} q \cdot \operatorname{sen}^2 \vartheta + \frac{1}{2 \cdot q} - \frac{4}{\pi^2 q}}{\frac{4}{\pi^2} q \operatorname{sen} \vartheta + \frac{4}{\pi^2} - 1}
 \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{q} \frac{\frac{4}{\pi^2} q^2 \text{sen}^2 \partial + \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}}{\frac{4}{\pi^2} q \text{sen} \partial + \frac{4}{\pi} - \frac{1}{2}}$$

$$x = 2/\pi q \text{sen}$$

$$\Delta = \frac{1}{q} \frac{x^2 + \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}}{\frac{2}{\pi} x + \frac{4}{\pi^2} - \frac{1}{2}}$$

ec (s/n)

$$\frac{d \Delta_{Prd1}}{dx} = \frac{1}{q} \frac{2x \left[\frac{2}{\pi} x + \frac{4}{\pi^2} - \frac{1}{2} \right] - \frac{2}{\pi} \left[x^2 + \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} \right]}{\left[\frac{2}{\pi} x + \frac{4}{\pi^2} - \frac{1}{2} \right]^2}$$

$$= \frac{1}{q} \frac{x^2 + \left[\frac{4}{\pi} - \frac{\pi}{2} \right] x + \left[\frac{4}{\pi^2} - \frac{1}{2} \right]}{\frac{\pi}{2} \left[\frac{2}{\pi} x + \frac{4}{\pi^2} - \frac{1}{2} \right]^2} = 0$$

$$x_{1,2} = - \left[\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{4} \right] \pm \left[\frac{1}{4} \left[\frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{4} \right]^2 + \left[\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} \right] \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$x_{OP} = 0.493$$

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

- 1) ANALISIS DE CIRCUITOS EN INGENIERIA .- Segunda Edición .- W.Hayt y J. Kemmerly.- McGraw-Hill 1975
- 2) COMPENSACION ESTATICA DE POTENCIA REACTIVA .- P.M. Martínez, J. Uceda y J. Peire .- Mundo Electrónico No 112.- Diciembre 1981
- 3) ANALYSIS OF A REACTIVE CURRENT SOURCE USED TO IMPROVE CURRENT DRAWN BY STATIC INVERTERS.- Epstein, Yair, Alexandrovitz.- IEEE. Trans. on IECI-Vol 26 No.3 August 1979.
- 4) ANALYSIS OF A STATIC VAR COMPENSATOR WITH OPTIMAL ENERGY STORAGE ELEMENT .- Epstein et al.- IEEE Trans. on Ind. Electronics - Vol. IE-31-N-1 Feb. 1984
- 5) NEW STATIC VAR CONTRL USING FORCED CONMUTATED INVERTERS .- Sumi et al .- IEEE Trans on Power Apparatus and systems. Vol PAS-100 Sep 1981
- 6) POWER FACTOR,IMPROVEMENT WITH A MODIFIED PHASE CONTROLLED CONVERTER .- V.R. Stephanovic.-IEEE Trans. on Ind Appl Vol IA-15, N. 2- Mar 1979
- 7) SCR MANUAL.- General Electric Corp .- Sixth Edition 1979
- 8) CIRCUITOS DE POTENCIA DE ESTADO SOLIDO RCA 1971
- 9) FUNDAMENTOS DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA.- K Heuman.- Editorial Parninfo Madrid 1978
- 10) INTRODUCTION TO SOLID STATE POWER ELECTRONICS.- Westinghouse Electric Corp. Feb 1977