

UNIVERSIDAD DE LOS ANDES  
FACULTAD DE INGENIERIA  
ESCUELA DE ELECTRICA  
DEPARTAMENTO DE POTENCIA

X  
TK2681  
M8

ACCIONAMIENTO DE UN MOTOR DC MEDIANTE EL CONTROL DE FASE

Prof Instructor: Carlos A. Muñoz B.

MERIDA 1992

## AGRADECIMIENTO

Mi agradecimiento; A la invaluable y desinteresada colaboración del Prof. Francisco Guillén ,la cual permitió obtener la bibliografía y los componentes principales de este trabajo. A los integrantes del grupo de investigación en Electrónica Industrial, sin cuya colaboración y entusiasmo no fuese posible este trabajo. A mi esposa, por su paciencia durante el desarrollo de este trabajo, para ella todo mi esfuerzo.

## INDICE

AGRADECIMIENTO, i

RESUMEN, iv

INTRODUCCION, v

### 1 LA MAQUINA DC, 1

#### 1.1 CONCEPTOS BASICOS, 1

1.1.1 Comportamiento electro-mecánico, 1

1.1.2 Consideraciones eléctricas, 3

1.1.3 Consideraciones mecánicas, 4

#### 1.2 DETERMINACION DE LOS PARAMETROS, 7

##### 1.2.1 Parámetros eléctricos, 7

1.2.1.1 Resistencia de los devanados, 7

1.2.1.2 Inductancia asociada a cada devanado, 8

1.2.1.3 Constante del motor, 9

##### 1.2.2 Parámetros mecánicos, 9

1.2.2.1 Pérdidas mecánicas, 9

1.2.2.2 Prueba de retardación, 12

1.2.2.3 Obtención de los parámetros mecánicos, 13

#### 1.3 SIMULACION EN COMPUTADOR DEL COMPORTAMIENTO DE LA MAQUINA, 13

### 2 CONTROL DE FASE, 18

#### 2.1 PRINCIPIO DEL CONTROL DE FASE, 18

#### 2.2 EL PUENTE RECTIFICADOR TRIFASICO, 20

2.2.1 RANGOS DE CONTROL, 23

#### 2.3 EL EFECTO DE LA INDUCTANCIA DE LA LINEA, 25

### 3 CIRCUITOS DE POTENCIA Y CONTROL, 26

#### 3.1 Circuito de potencia, 26

3.1.1	Protecciones del dispositivo,	27
3.2	Circuito de control,	29
3.2.1	Funciones del TCA785 de la SIEMENS,	29
3.2.2	Consideraciones para circuito de control de un puente trifásico,	34
3.2.3	Descripción del montaje,	36
3.2.3.1	GENERADOR DE PULSOS DE DISPARO,	36
3.2.3.2	CONTROL DEL ANGULO DE DISPARO,	39
3.2.3.3	LOGICA DE SALIDA,	40
3.2.3.4	AMPLIFICADOR DE SALIDA,	42
3.2.3.5	DESACOPLE DE ETAPAS DE CONTROL Y POTENCIA,	43
3.2.3.6	DETECTOR DE SECUENCIA DE FASES,	44
4	RESULTADOS Y RECOMENDACIONES,	47
5	CONCLUSIONES,	51
	BIBLIOGRAFIA,	52
	ANEXO 1,	53
	ANEXO 2,	57
	ANEXO 3,	61
	ANEXO 4,	64
	ANEXO 5,	71

## RESUMEN

Este trabajo consiste en el montaje experimental de un puente rectificador trifásico completamente controlado, usando módulos de Thyristores y control del ángulo de disparo por fase, para accionar una máquina DC de 3 HP y la determinación de un modelo para esa máquina.

## INTRODUCCION :

Se pretende con este trabajo conocer los detalles necesarios para lograr un montaje de componentes electrónicos que permita el accionamiento de una máquina DC de 3 HP existente en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la Escuela de Ingeniería Eléctrica U.L.A. Usando para ello una red trifásica de alimentación, módulo de Thyristores y circuitos integrados, que disponen de las funciones mínimas necesarias para lograr el control, por fase, del ángulo de disparo de las puertas de los Thyristores. Se pretende además comprobar las bondades de estos CI. Se toma en consideración para el montaje los circuitos y recomendaciones suministrada por los fabricantes de los dispositivos usados, tales como, el CI TCA 785 de SIEMENS, módulos de Thyristores IRKT41-12 de INTERNATIONAL RECTIFIER, y otros. Se realizan pruebas de laboratorio para determinar y comprobar las características de funcionamiento de los CI, así como la determinación del modelo en vacío de la máquina a accionar. Se montan y pruban por separado cada una de las etapas de manejo del puente rectificador trifásico, a saber, sincronización y generación de pulso de disparo (TAC 785), lógica de salida, amplificadores de salida y acoplamiento de los pulsos de salida. Se acopla finalmente la máquina a accionar, comprobando su funcionamiento frente al puente de alimentación montado.

## 1. LA MAQUINA DC

El control de máquinas DC es sencillo, la fmm del campo y la fmm de la armadura están desacoplados, como se ve en la figura 1. El par depende de la corriente de armadura y del flujo producido por el circuito de campo, que, a su vez, depende de la corriente en el devanado de campo. Estas características da una mayor rapidez de respuesta al par y la velocidad. El control del par se hace normalmente por ajustes en el circuito de la armadura, manteniendo el campo constante. La flexibilidad y simplicidad del control de motores DC lo hace adecuado para aplicaciones que requieran de manejo de velocidad variable. Tradicionalmente, el control, se hacia en forma manual, ejemplo de ello son las resistencias de control de arranque y velocidad, el uso de variac en conjunto con rectificadores de selenio, etc. El uso de la electrónica se inicia con la aparición de tubos de gas como el thyatron e ignitron en los años 30.

En la era moderna comienza con la aparición de semiconductores de potencia en los años 50. Los subsecuentes avances en la electrónica de potencia y microelectrónica han influenciado profundamente en la operación y prestaciones de los sistemas operadores de máquinas eléctricas. Cada vez son más los procesos y sistemas que se han adaptado al uso de la electrónica de potencia.<sup>1</sup>

### 1.1 CONCEPTOS BASICOS

#### 1.1.1 Comportamiento electro-mecánico:

Las ecuaciones que representan el funcionamiento en régimen dinámico de la máquina DC, conectada como motor de excitación

independiente, son como siguen<sup>2,3,4</sup> :

$$\text{ARMADURA: } v_a = i_a R_a + L_a (di_a/dt) + E_{om} \quad (1)$$

$$E_{om} = K_a \Phi_{exc} \omega \quad (2)$$

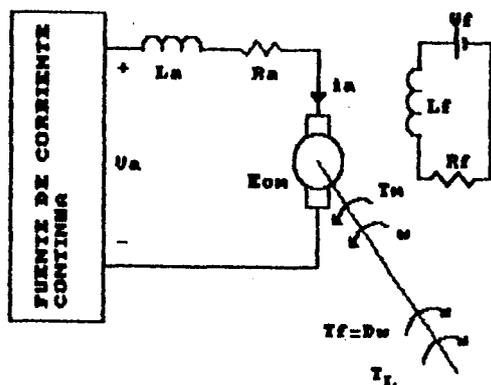


Figura 1 : Circuito equivalente de una máquina DC

EJE DEL ROTOR:

$$T_m = K_t \Phi_{exc} i_a = T_l + J (d\omega/dt) + D \omega \quad (3)$$

CAMPO:

$$V_f = R_f i_f + L_f (di_f/dt) \quad (4)$$

donde

$v_a$  = Voltaje en terminales de la armadura

$i_a$  = Corriente de armadura

$R_a$  = Resistencia de los devanados de armadura

$L_a$  = Inductancia propia de los devanados de armadura

$K_a, K_t$  = Constantes de armadura y par, de igual valor  
en el Sistema Internacional de Unidades MKS

$\Phi_{exc}$  = Flujo producido por el devanado de excitación

$T_l$  = Par resistente de la carga acoplada al eje

$V_f$  = Voltaje en bornes del devanado de campo

$R_f$  = Resistencia del devanado de campo

$i_f$  = Corriente de campo ó de excitación

$L_f$  = Inductancia propia de devanado de campo

$w$  = Velocidad del eje en rad/seg

$J$  = Momento de inercia del rotor y carga acoplada

$D$  = Coeficiente de amortiguamiento viscoso

En régimen permanente, con tensión de alimentación continua, la velocidad puede expresarse como sigue:

$$w = (V_a - I_a R_a) / (K_t \Phi) \quad (5)$$

Se puede ver en (5) que, si el campo es constante, la velocidad de la máquina puede ser controlada ajustando la tensión de alimentación.

Para poder definir los valores máximos de funcionamiento, de los dispositivos de estado sólido de potencia, de la fuente de alimentación a diseñar, y los requerimientos del circuito de control, para el accionamiento de la máquina DC de 3 HP existente en el laboratorio de Máquinas Eléctricas, es necesario conocer los valores nominales de funcionamiento de la máquina, así como, de su circuito equivalente y el de la fuente de alimentación principal.

La determinación de un modelo real de la máquina puede ser una tarea difícil si se pretende tomar en cuenta todos los fenómenos que se presentan en la máquina, con absoluta precisión. Este trabajo tratará de tomar en consideración, los fenómenos y características más importantes del funcionamiento de la máquina, que se estima, necesarios, para el diseño posterior de su fuente de alimentación con componentes de estado sólido.

Los datos del fabricante de la máquina DC en ensayo son:

$V = 230$  volt     $I_a = 13$  amp     $RPM = 1725$      $P_M = 3$  HP     $I_f = 0.5$  amp

con devanado interpolar y serie.

### 1.1.2 Consideraciones eléctricas:

Para el caso en estudio, control del voltaje de armadura para un motor con excitación independiente, se puede considerar que el circuito de campo es constante e igual a condiciones nominales, por lo que, el aporte del campo en las ecuaciones será sólo de un flujo constante y las ecuaciones de interés serán las correspondientes a la armadura y eje de la máquina. Por lo expresado, el producto, constante del motor-flujo es una constante.

$$K_t' = K_t * \Phi$$

Los problemas de disminución del flujo por los amperios-vuelta desmagnetizantes debido a la reacción de inducido, son subsanados en parte, para condiciones cercanas al funcionamiento nominal, mediante la adición de devanados de excitación en serie a los de armadura, que ajustará automáticamente las perturbaciones del flujo principal para cada condición de carga.

El fenómeno de desplazamiento de la zona neutra y voltaje inducido en los devanados en conmutación, son corregidos con el uso de devanados interpolares que actúan, al igual que el devanado serie, en forma automática al conectarlos en serie a los devanados de armadura. Los efectos magnéticos de estos devanados son de tal magnitud que se contrarrestan con los producidos por los fenómenos mencionados, razón por la cual la inductancia asociada a estos devanados en el circuito es nula, no así su resistencia propia.

### 1.1.3 Consideraciones mecánicas:

Para entender los procedimientos que se seguirán es necesario hacer una breve descripción del siguiente comportamiento

mecánico de la máquina, a saber:

En el caso de funcionar la máquina en vacío la ecuación (3), dada en comportamiento electro-mecánico, se puede escribir como:

$$T_m = J \cdot (dw/dt) + D \cdot w \quad (6)$$

que expresa que, a velocidad constante el par desarrollado por la máquina será solo el necesario para vencer el roce y fricción del aire representado por  $D \cdot w$ . Si bajo esa condición se desconecta la alimentación de energía a la armadura de la máquina, el rotor seguirá girando por la energía cinética almacenada en él. La fricción está representada por dos fenómenos, uno mecánico y otro magnético, el cual, pudiera ser eliminado si se desconecta además el circuito del campo. En esta situación la ecuación (6) quedará así:

$$J \cdot (dw/dt) = - D \cdot w \quad (7)$$

que representará una caída de la velocidad en el tiempo, gráfica cuya característica dependerá del comportamiento de los parámetros  $J$  y  $D$ . En el caso del momento de inercia, este es constante pues depende de las características físicas del rotor las cuales no se modifican, en el caso del amortiguamiento viscoso, depende del comportamiento del roce y fricción del aire, los cuales, en una primera aproximación, el efecto combinado de ambos, se puede considerar constante. Por lo anterior se debe esperar que el comportamiento de la característica ( $w$  vs  $t$ ) sea una caída exponencial, como se muestra en la figura 2. De esa gráfica se pueden obtener los parámetros mecánicos, si, para una velocidad

dada, se conocen las pérdidas mecánicas.

Puesto que el par es función de la potencia mecánica y la velocidad, expresado como:

$$T = P_M / \omega \quad (8)$$

si se multiplica la expresión (8) por la velocidad se tendrá (9) que la potencia mecánica instantánea desarrollada en cada velocidad sera igual a las pérdidas mecánicas a esa misma velocidad, por lo que el problema se reduce a conocer las pérdidas mecánicas a la velocidad necesaria y de la gráfica, Figura 2, la pendiente para esa velocidad. Con esto se obtienen los parámetros mecánicos de la máquina a un velocidad dada.

$$\omega * J * (d\omega/dt) = D * \omega^2 \implies P_M = P_{in} \quad (9)$$

$$P_{in} = D * \omega^2 \implies D = P_{in} / (\omega^2) \quad ; \quad J = P_{in} / (\omega * (d\omega/dt)) \quad (10)$$

$P_{in}$  = Perdidas mecánicas a una velocidad conocida

$\omega$  = velocidad dada

$(d\omega/dt)$  = pendiente de la curva para la velocidad conocida

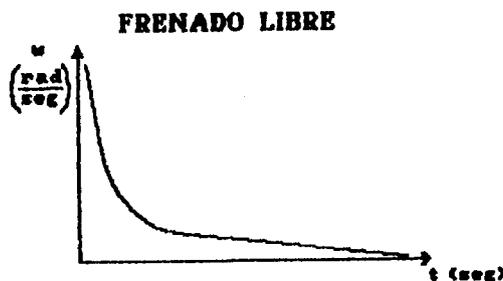


Figura 2 : Caída de la velocidad vs tiempo

Para poder aislar las pérdidas mecánicas de las demás es necesario disponer de otra máquina motriz conectada al mismo eje del rotor de la máquina DC, esto con el fin de suplir con alguna de las dos el par mecánico asociado a las pérdidas por roce y fricción del aire. En el laboratorio sobre el mismo eje se encuen-

tran conectadas tres máquinas eléctricas de potencia similar, a saber; dos máquinas DC idénticas y una máquina asincrónica trifásica de 5Hp.

Si se usaran las máquinas DC para determinar las pérdidas, es necesario desacoplar del eje, alguna de las dos, para así obtener las características de ella y poder calibrar a la otra, de esta manera se podrían realizar ensayos para diferentes velocidades y calibrar completamente a la máquina en estudio. Este procedimiento es bastante laborioso y delicado, requiriendo de una cantidad de tiempo considerable, se debe además, usar instrumentos de razonable precisión para la medición de velocidad, potencia, corriente y tensión, con este método es posible también conocer el comportamiento de las pérdidas por fricción respecto de la velocidad, una descripción mas detallada de este procedimiento se consigue en <sup>2</sup>. Sin embargo, como una primera aproximación, la caracterización de la máquina se puede realizar para valores cercanos a la velocidad de funcionamiento nominal, la cual es aproximadamente igual, a la velocidad del campo magnético giratorio ( $\omega_m$ ) de la máquina asincrónica acoplada al mismo eje, lo que permite usar el procedimiento que se describe más adelante.

## 1.2 DETERMINACION DE LOS PARAMETROS:

A continuación se describe como se procedió en el laboratorio para la obtención de los parámetros que intervienen en las ecuaciones que modelan el funcionamiento dinámico de la máquina.

### 1.2.1 Parámetros eléctricos

#### 1.2.1.1 Resistencia de los devanados:

Para determinación de la resistencia se alimenta cada deva-

nado con un voltaje de. reducido hasta lograr una corriente lo suficientemente grande, cercana a la nominal, manteniéndola por uno o dos minutos , de manera de tomar en cuenta la variación de la medida con la temperatura, tomando luego las medidas de voltaje y corriente presentes en cada ensayo.

Se repite el ensayo en varias oportunidades y se toma el promedio de las medidas.

$$R_s = 0,268 \text{ ohm} \quad R_i = 0,483 \text{ ohm}$$

$$R_a = 0,824 \text{ ohm}$$

$R_s$  = Resistencia del devanado serie

$R_i$  = Resistencia del devanado interpolar

$R_a$  = Resistencia de los devanados de armadura

#### 1.2.1.2 Inductancia asociada a cada devanado:

De acuerdo a lo expresado en conceptos básicos, los devanados que presentan inductancia en el circuito de armadura son el devanado serie y los devanados de la armadura. Para determinar su valor se realizan ensayos en corriente alterna, 60 Hz y voltaje reducido tratando de lograr corrientes cercanas a la nominal de los devanados, se toma nota de las corrientes y tensiones en cada ensayo para determinar la impedancia, conocida la resistencia en dc., esta se ajusta en un 15% para tomar en cuenta el valor en ac., se obtiene la reactancia a 60 Hz, dando en definitiva una estimación del valor de la inductancia.

$$L_a = 16,20 \text{ mH} \quad L_s = 112,2 \text{ uH}$$

La inductancia del devanado serie arroja resultados despreciables

respecto a  $L_a$ , resultado esperado en razón de que este devanado está formado por muy pocas espiras.

Los valores obtenidos son suficientes para realizar una estimación a grosso modo del comportamiento eléctrico, sin embargo, si se requiere gran precisión, la inductancia de esos devanados dependerá de la corriente de funcionamiento y será necesario obtener el comportamiento de ella con la corriente, un método para ello es descrito en <sup>5</sup>

### 1.2.1.3 Constante del motor

Esta debe ser obtenida para la corriente de excitación con la cual se hará funcionar el motor. Puede obtenerse de dos maneras. Una de ellas es realizando un ensayo en vacío, para la corriente de excitación escogida, midiendo voltaje de alimentación, la corriente de armadura, velocidad en el ensayo y, conocida, la resistencia total en la armadura, se aplican estos valores a las ecuaciones (1), en régimen permanente  $di/dt = 0$ , y (2) con las consideraciones hechas en 1.1.2. La otra manera sería realizar un ensayo con carga, en el eje, de valor conocido (N-m), medir la corriente de armadura y aplicar estos valores a la ecuación (3). Al no disponer de una carga de valor conocido ni de un instrumento preciso para medirla, se determinó de la primera manera, repitiendo el ensayo para varias tensiones y tomando el promedio de los resultados. El valor obtenido así es:

$$K'_t = 1.4 \text{ (volt-seg/rad) } \text{ ó } \text{ (N-m/amp)}$$

### 1.2.2 Parámetros mecánicos.

Para la determinación de los parámetros mecánicos se procede de la siguiente manera:

#### 1.2.2.1 Perdidas mecánicas:

Se realiza un ensayo en vacío de la máquina asincrónica conectada como motor, se usa el ensayo con esta máquina por la facilidad que esta presenta para separar las pérdidas mecánicas. Se considera, que, como todas las máquinas están acopladas al mismo eje, las pérdidas por roce y fricción del aire (Pérdidas mecánicas) que se obtengan, serán la suma de las que aportan cada máquina, como en ningún momento se desacoplará ninguna, estas pérdidas deben ser suplidas por cualquiera de ellas que sea energizada para mover el conjunto individualmente.

Previo a este ensayo se ha procedido a desmagnetizar los polos de las máquinas DC, acopladas al mismo eje, de manera que solo intervenga las pérdidas mecánicas asociadas a cada una de ellas. Se mide la potencia y corriente que absorbe la máquina asincrónica.

De este ensayo se obtiene lo siguiente:

$$W_{01} = P_{joule1} + P_{m1} + P_{fe1}$$

$W_{01}$  = Potencia medida en el ensayo (Wattímetro trifásico)

$P_{joule1}$  = Pérdidas en los devanados del estator

$P_{m1}$  = Pérdidas mecánicas

$P_{fe1}$  = Pérdidas en el núcleo del motor de inducción

Luego se conecta el campo, de la máquina DC en estudio, llevándolo a su valor nominal, y se toman de nuevo las medidas en el estator de la máquina asincrónica, esto con el fin de separar las pérdidas magnéticas debidas a la interacción del campo magnético en los polos de la máquina DC y su rotor, efecto que estará presente en todo momento, puesto que la máquina DC se hará funcionar como motor de excitación independiente, tal como se dijo en el punto Consideraciones eléctricas. De este ensayo se obtiene:

$$W_{o2} = P_{joule2} + P_{m1} + P_{fe1} + P_{fe2}$$

$W_{o2}$  = Potencia medida en el nuevo ensayo (Wattímetro trifásico)

$P_{joule2}$  = Pérdidas en los devanados del estator

$P_{fe2}$  = Pérdidas en el núcleo de la máquina DC

como la corriente en la máquina asincrónica no varía en más de un 6% en ambos ensayos, se puede tomar que las pérdidas en los devanados del estator se mantienen constantes, por lo que se toma la diferencia entre las potencias medidas, como las pérdidas asociadas solo al núcleo de la máquina DC.

$$P_{fe2} = W_{o2} - W_{o1}$$

luego se energiza también la máquina DC de manera tal que esta lleve el conjunto a la velocidad de sincronismo, la velocidad del campo magnético giratorio del motor de inducción, en el mismo sentido de giro, lo que implica, que la máquina DC en ese momento estará supliendo la potencia necesaria para vencer el roce, la fricción del aire y la fricción magnética entre los polos y su rotor, en este nuevo caso se tendrá:

$$W_{o3} = P_{joule3} + P_{fe1}$$

tomando la misma consideración del segundo ensayo, la diferencia entre esta potencia y la del primer ensayo serán las pérdidas mecánicas del conjunto a la velocidad de sincronismo.

$$P_m = W_{o1} - W_{o3}$$

De los ensayos realizados se obtuvieron los siguientes resultados:

$$P_m = 205 \text{ watt}$$

$$P_{fe2} = 95 \text{ watt}$$

### 1.2.2.2 Prueba de retardación:

Se le da este nombre al ensayo descrito en Consideraciones mecánicas para obtener la característica de caída de la velocidad con el tiempo, en frenado libre del conjunto en prueba. Para realizarlo, primero se energizó la máquina DC y se llevó en vacío a una velocidad superior a la de condiciones de funcionamiento nominal, bajo esa condición se desconectó tanto el circuito de armadura y el del campo de excitación independiente, midiendo la velocidad en cada instante con la ayuda de un tacogenerador acoplado al mismo eje, se uso para ello la otra máquina DC de que se dispone sobre el eje, y plasmando sobre papel, la variación, con la ayuda de un registrador. La gráfica así obtenida se muestra en la Figura 3, Anexo 1. De esta gráfica se puede observar como, para el conjunto en estudio, ésta no presenta un efecto exponencial tan pronunciado como se esperaba, esto quizás debido a que el comportamiento del efecto conjunto, del roce y fricción del aire -amortiguamiento viscoso- no sea constante como se supuso, predominando uno sobre el otro. Sin embargo, si, se presenta una pequeña variación en la pendiente de la gráfica que va del orden de 5,4 rad/seg para velocidades elevadas hasta 4,1 rad/seg para bajas velocidades.

Lo importante a tener en cuenta es conocer la pendiente de la curva para la velocidad a la cual se conocen las pérdidas mecánicas, según se estableció en Consideraciones mecánicas, de la gráfica se obtiene que:

$$(dw/dt) = 5,327 \text{ rad/seg para la velocidad de } 1800 \text{ rpm}$$

El ensayo anterior será útil cuando se deba considerar por separado las pérdidas por fricción mecánica, pero en este caso, en el

cual se considera que el campo siempre estará conectado, interesa considerar también el efecto de fricción magnética en conjunto con la mecánica por lo que se repite el ensayo pero esta vez con el campo de excitación independiente conectado y a su valor nominal de 0.5 amp, el gráfico obtenido se muestra en la Figura 4, Anexo 1, al igual que la anterior, el comportamiento es similar pero con mayor pendiente, oscilando esta, entre 8.9 rad/seg para velocidades altas y 6.02 rad/seg para velocidades bajas.

$$(dw/dt) = 8.9 \text{ rad/seg para la velocidad de } 1800 \text{ rpm}$$

#### 1.2.2.3 Obtención de los parámetros mecánicos:

Con los resultados de los ensayos descritos, y aplicándolos a las ecuaciones (9) y (10) se obtienen los parámetros mecánicos del conjunto en estudio, usando la Figura 4 y tomando  $P_{mT} = P_m + P_{fe}$ :

$$D = 8.52 * 10^{-3} \text{ N-m-s}$$

$$J = 0,18 \text{ N-m-s}^2$$

con estos valores es posible realizar una estimación del comportamiento de la máquina a rededor de las condiciones nominales, con las ecuaciones descritas en CONCEPTOS BASICOS.

### 1.3 SIMULACION EN COMPUTADOR DEL COMPORTAMIENTO DE LA MAQUINA

Como manera de comprobación se simula en computadora el comportamiento de la máquina con los datos y ecuaciones descritas anteriormente, para determinar, si el modelo obtenido, es satisfactorio. Se uso para ello un software diseñado para la simulación de circuitos eléctricos PSPICE versión de demostración 1990.

Para colocar en el circuito eléctrico un modelo de los parámetros mecánicos se hace la siguiente consideración; el par y la corriente tiene un comportamiento similar lo que permite hacer la analogía eléctrica y poder expresar<sup>6</sup>:

$$T = J \cdot (dw/dt) \implies i = C \cdot (dv/dt)$$

$$T = D \cdot w \implies i = (1/R) \cdot V$$

el coeficiente de amortiguamiento viscoso sera similar a una conductancia y el momento de inercia a un condensador. La fuerza contra electromotriz se simula como una fuente de tensión controlada, por la velocidad, según la ecuación (2), la velocidad se toma de la diferencia de potencial en la resistencia que representa al coeficiente de amortiguamiento viscoso. La Figura 5 muestra el circuito completo que se usa en la simulación .

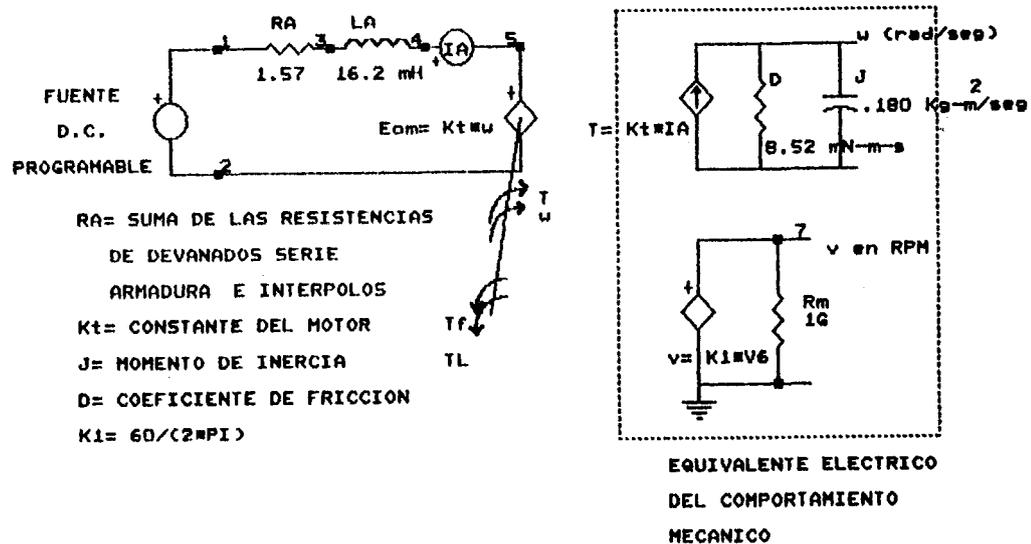


Figura 5: Modelo Electromecánico de la máquina Dc con excitación independiente

La fuente de alimentación, se simula con una fuente programable <sup>7</sup>, para adaptarla a la forma de onda que produce la fuente variable real, que actualmente existe en el laboratorio. Se realiza la simulación de la prueba de retardación y el resultado se muestra en la Figura 6. Como se puede observar la curva que se obtiene no se comporta como la experimental, lo que supone que el modelo no se adapta en forma razonable al motor real. Este era un resultado lógico de esperar pues la curva experimental no es la esperada por el análisis teórico.

Analizando la curva experimental esta se adapta mejor a una recta,

asumiendola como una recta implica tomar el par debido a fricción como una constante y las ecuaciones (3) y (6) se reescribirían de la siguiente manera:

$$T_m = J(dw/dt) + T_f \quad (11)$$

$$J(dw/dt) = -T_f \quad (12)$$

donde  $T_f$  sera un par de fricción constante, que, se puede estimar

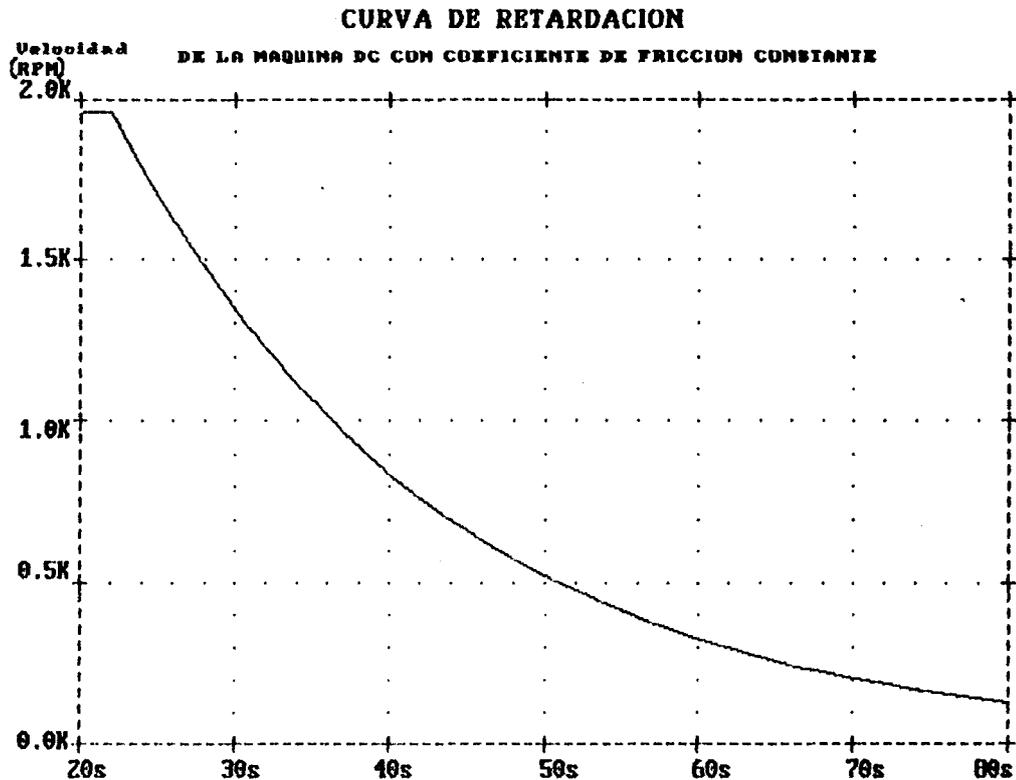


Figura 6: Caída de la velocidad con el tiempo

de los ensayos descritos anteriormente usando la ecuación (6), de la que se obtiene  $T_f = 1.60 \text{ N-m}$ , y tomando una pendiente promedio  $(dw/dt) = 7.8 \text{ rad/seg}$ , se repite la simulación. El momento de inercia no se ve modificado. Usando estos nuevos resultados y haciendo los ajustes necesarios en el modelo en PSPICE, como es cambiar la resistencia que representa el coeficiente de fricción por un fuente de corriente fija e igual al par de fricción, pero de valor cero cuando la velocidad sea cero y de polaridad tal que

siempre se oponga al desplazamiento, circuito de la figura 7, se obtiene como resultado la figura 8, que, como se puede ver, se adapta mejor a la obtenida experimentalmente.

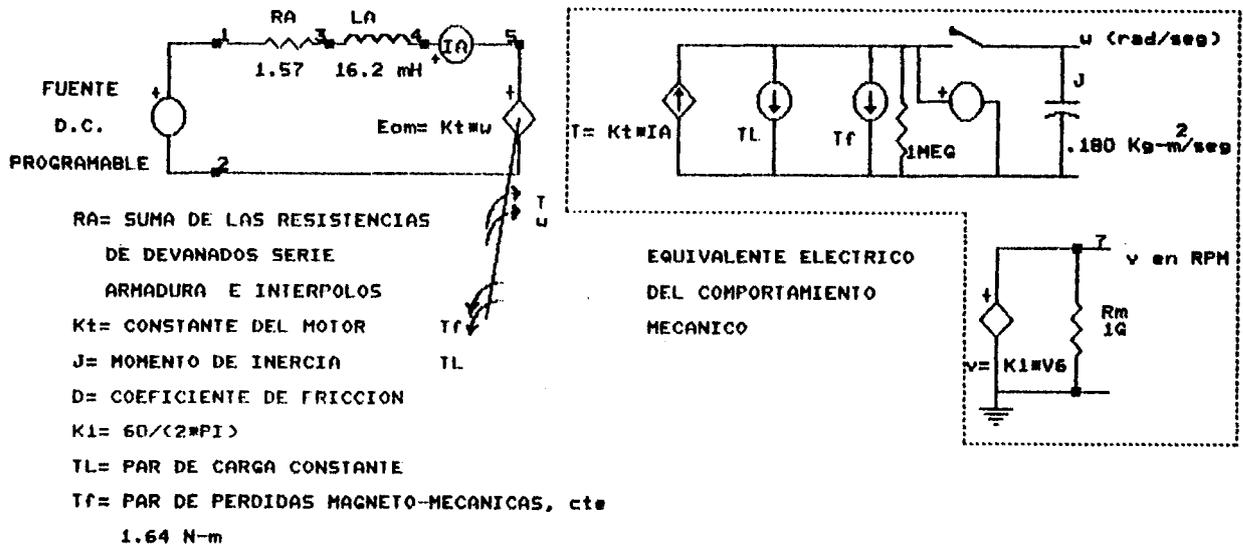


Figura 7: Modelo de máquina Dc con par de fricción constante

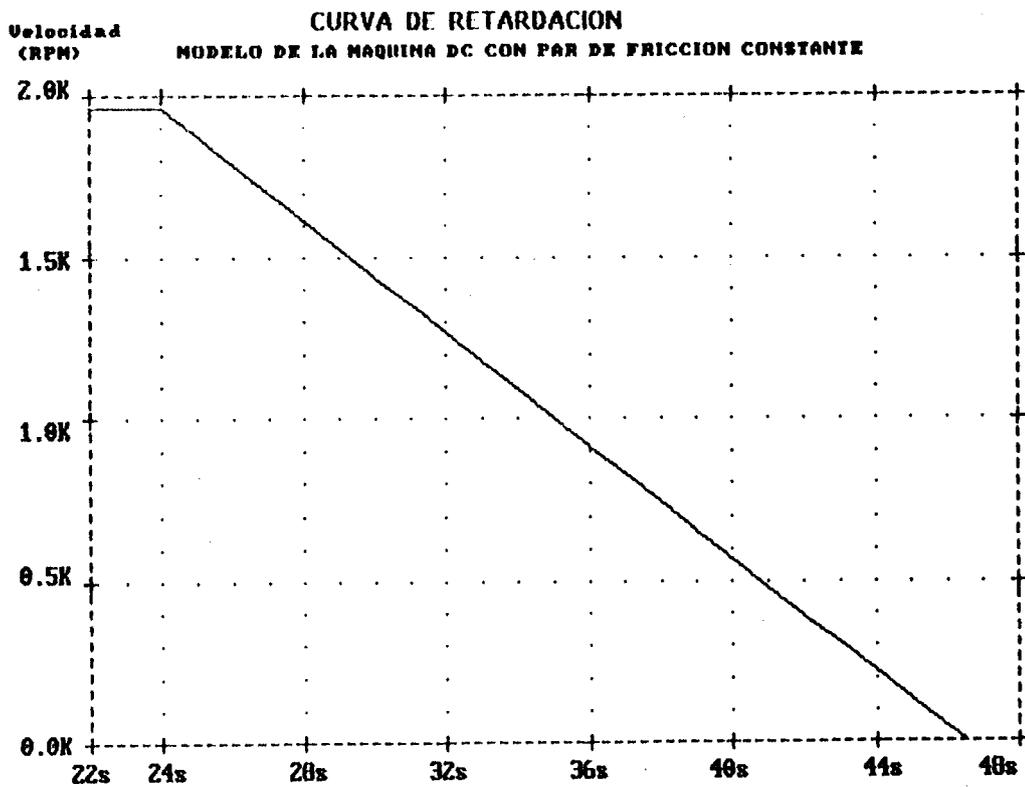


Figura 8: Caída de la velocidad con el tiempo a par constante

Con este modelo, más aceptable, se realizan varias simulaciones para determinar el crecimiento de la tensión de alimentación, Figura 9, con la cual se mantiene la condición de corriente de armadura del 150% de la nominal en el arranque, desde velocidad cero hasta la correspondiente a tensión nominal, con carga nominal fija. Todo esto con el objeto de poder diseñar, posteriormente, el circuito de arranque y protección. Las instrucciones en PSPICE de las simulaciones se muestran en el Anexo 1.

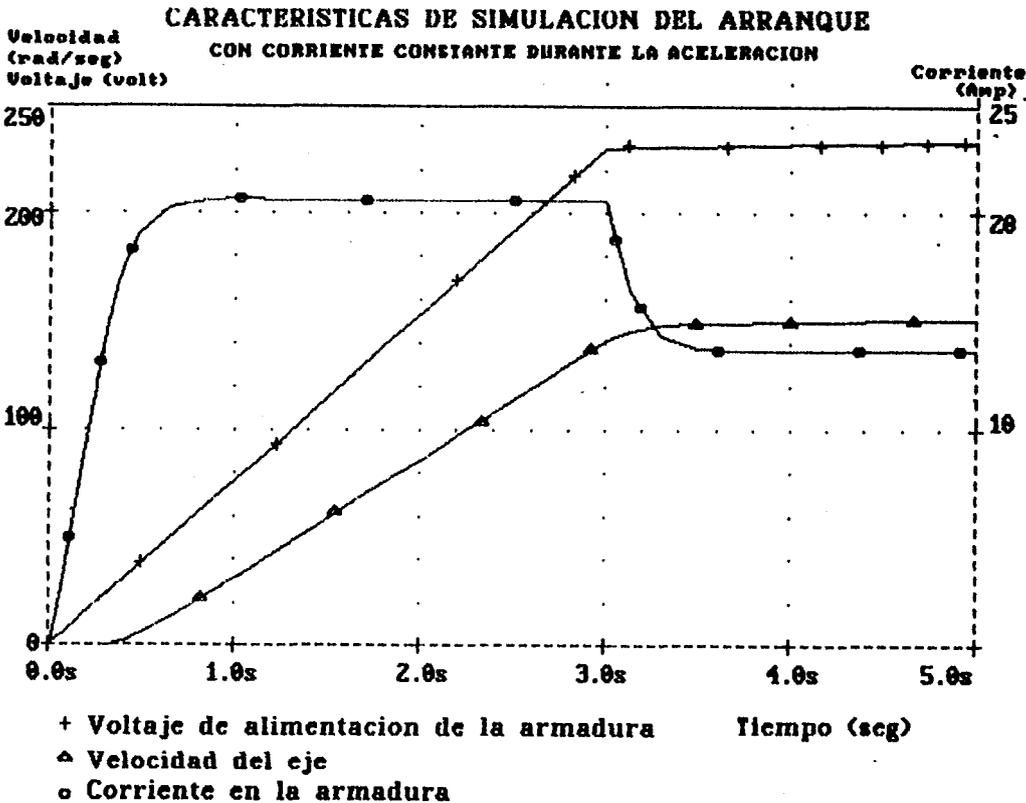


Figura 9: Característica simulada del arranque, con un crecimiento constante del voltaje de alimentación hasta su valor nominal, y un par de carga constante

## 2 CONTROL DE FASE

La facilidad de disponer de fuentes de corriente alterna crea la necesidad de poder usarlas para el accionamiento en corriente continua, una manera de lograrlo es mediante la rectificación con componentes de estado sólido. Si esos componentes son, además, capaces de controlar la onda de salida, se puede disponer de una fuente de tensión continua ajustable. Lo anterior es posible mediante el uso del control de fase. Para el caso de este trabajo se pretende usar la línea trifásica disponible en el laboratorio 208 volt 60 Hz, para accionar una máquina DC mediante un rectificador controlado por fase que permita ajustar el valor medio de la tensión que se aplica a la armadura de la máquina, la cual, responderá, con una velocidad proporcional a ese valor medio.

### 2.1 Principio del control de fase

El control por fase consiste en hacer que el ó los dispositivos de estado sólido comiencen a conducir a un valor determinado de tensión, respecto al instante en que la onda alterna cruza por cero, el tiempo entre la referencia y el momento escogido para la conducción se mide en ángulo y se le da el nombre de ángulo de disparo del dispositivo. Si el dispositivo es un thyristor, este conducirá si la polaridad de la tensión es la adecuada, polarización en directo, y dejará de conducir cuando la corriente que circule por él se haga cero, esto ocurre en forma natural cuando se usa una onda alterna, a este proceso se le da el nombre de conmutación natural, en Figura 10, se puede observar esta descripción para una red monofásica.

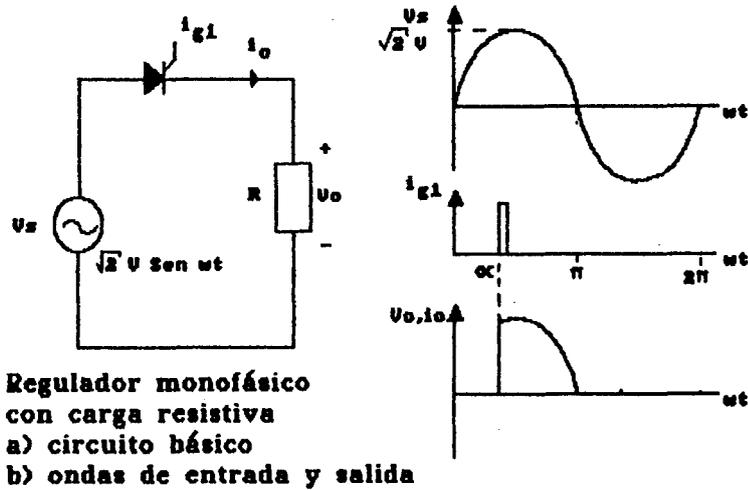


Figura 10: Rectificador monofásico de media onda

Para el caso de una red trifásica, como la mostrada en la Figura 11, la referencia del ángulo de disparo no será el cruce por cero de tensión de fase, esto debido, a que, la referencia, se debe tomar desde el momento en que, en forma natural, la tensión en bornes del dispositivo se haga cero y esto ocurre, para el circuito mostrado, cuando la tensión entre líneas sea cero, cuando se igualan los niveles de tensión entre dos líneas, exactamente  $30^\circ$  eléctricos respecto al cruce por cero de la onda de fase correspondiente, esto debe tomarse en cuenta en el momento de diseño.

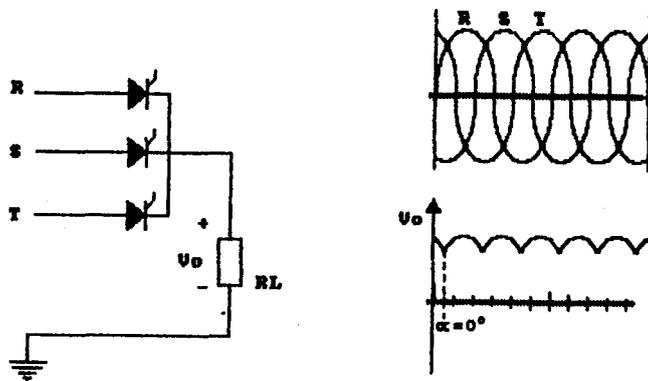


Figura 11: Rectificador Trifásico de media onda

## 2.2 El Puente Rectificador Trifásico.

El circuito de la Figura 11, grupo de conmutación de tres pulsos, produce a la salida una forma de onda continua con una frecuencia del rizado de tres veces la de la red de alimentación. Si se usa una configuración doble como el de la Figura 12, convertidor de seis pulsos, correspondiente a un rectificador positivo y otro negativo, se logra una forma de onda de salida con una frecuencia de rizado de seis veces la de la red, onda más alisada que la anterior. Otra forma de mostrar el circuito es la Figura 13, forma en que comúnmente se le muestra. A esta configuración se le da el nombre de puente rectificador trifásico de seis pulsos (puente completamente controlado)<sup>8</sup>.

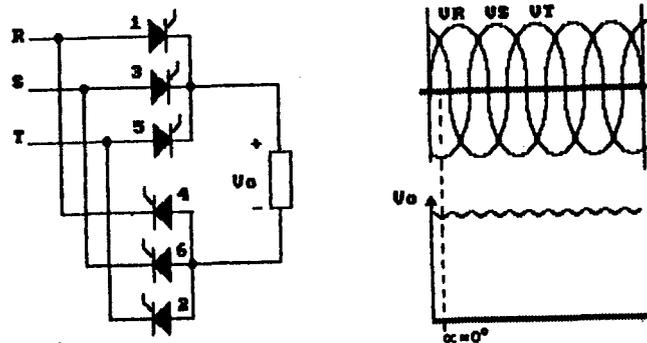


Figura 12 :Convertidores trifásicos de media onda, uno positivo y otro negativo conectados en serie.

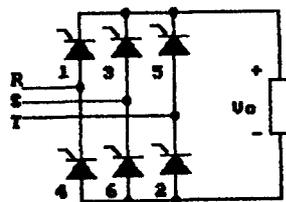


Figura 13: Puente Trifásico de seis pulsos

La secuencia de pulsos de disparo y las formas de onda de salida, se muestran en la Figura 14, para un ángulo de disparo  $\alpha=60^\circ$ , y como carga una inductancia en serie a un motor DC. A continuación se describe su funcionamiento.

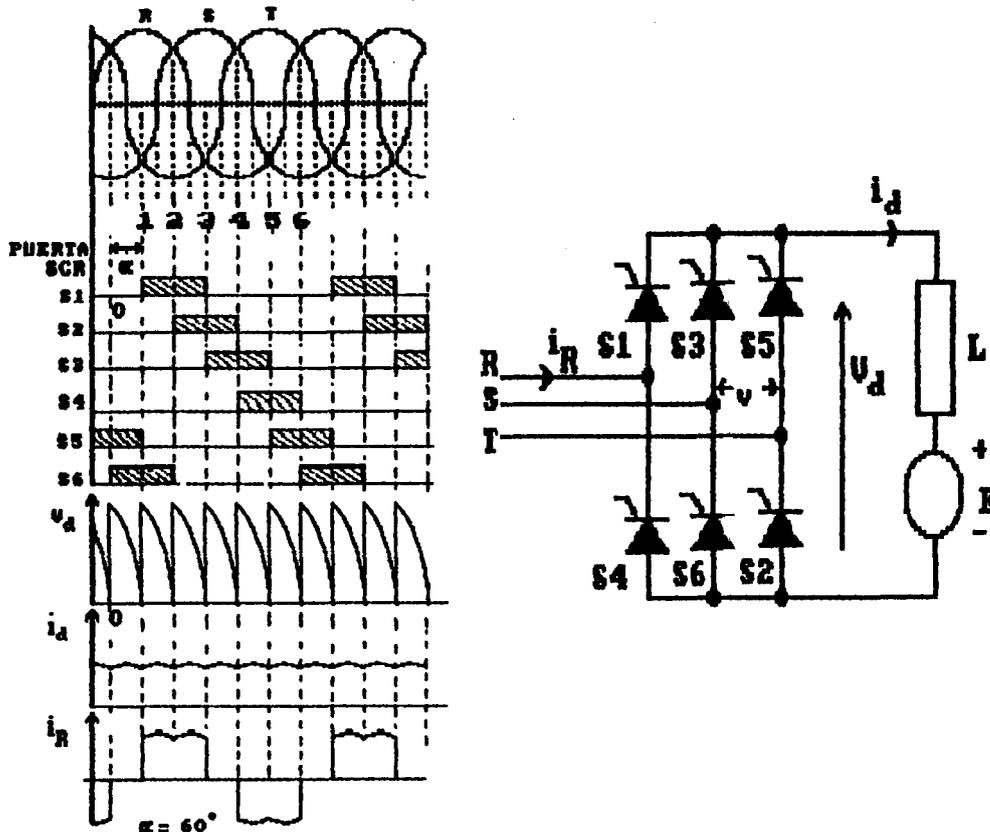


Figura 14: Formas de onda de salida del puente completamente controlado

Para el instante  $\omega t = 30^\circ + \alpha$ , S1 se coloca en conducción, antes de este instante ya conducía S6. Durante el intervalo  $30^\circ + \alpha < \omega t < (30^\circ + \alpha + 60^\circ)$ , conducen S1 y S6, conectando la carga a las fases R y S, con un voltaje  $e_a = v_{RS}$ . En  $\omega t = 30^\circ + \alpha + 60^\circ$ , S2 es disparado, colocándose en conducción, en este instante se produce un corto entre las líneas S y T que intenta hacer circular corriente en sentido inverso por S6, lo que, produce que este conmuta a la condición de apagado, de esta manera se produce la conmutación natural en los sistemas trifásicos. En este instante se transfiere la corriente desde S6 a S2 y ahora se conecta la

carga entre las fases R y T , haciendo  $e_a = v_{RT}$ . Este proceso se repite después de cada  $60^\circ$  donde un nuevo thyristor es disparado. Lo anterior es válido siempre que la corriente sea continua.

El funcionamiento como inversor comienza para ángulos de disparo mayores a  $90^\circ$ , donde, la tensión, en bornes de salida del puente, se hace negativa. Para aprovechar esta característica, la tensión en los bornes de conexión de la máquina DC se debe invertir, sea mediante un contactor o invirtiendo el devanado de campo. De esta manera se logra que la energía circule en sentido contrario, pero se debe tener un tratamiento especial con los ángulos de disparo, en este modo de operación, de forma tal de colocar la corriente y potencia regenerada en valores seguros <sup>9</sup>.

El valor promedio del voltaje en terminales de salida del puente se puede expresar como <sup>9, 10</sup> :

$$V_d(\alpha) = \frac{3\sqrt{2} V_{NL}}{\pi} \int_{60^\circ + \alpha}^{120^\circ + \alpha} (v_R + v_S) d(\omega t)$$

$V_{NL}$  = voltaje máximo de línea

$$V_d(\alpha) = \frac{3\sqrt{2} V_{NL}}{\pi} \cos \alpha \quad (13)$$

Para corriente lineal, en cada SCR se tiene

$$I_{av} = \frac{1}{3} I_a \quad (14)$$

$$I_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_a \quad (15)$$

La velocidad promedio como:

$$N = \frac{V_d(\alpha) - R_a I_a}{K_a \phi} \quad T = K_a \phi I_a$$

$$N = \frac{V_d(\alpha)}{K_a \phi} - \frac{R_a}{(K_a \phi)^2} T \quad (16)$$

Donde, el primer termino representa la velocidad ideal sin carga en el eje, la cual solo dependerá de  $V_d(\alpha)$  . Si se asume que la

corriente es totalmente continua, el voltaje en terminales del motor sólo dependerá del ángulo de disparo . y vendrá expresado por la ecuación (13). El segundo término representa la caída en la velocidad debida al incremento del par motor. Como la resistencia del circuito de armadura es pequeña, la caída en la velocidad es pequeña. En motores de gran tamaño la corriente sin carga, no es tan pequeña, lo que permite que el puente pueda funcionar, con corriente continua, aun sin carga.

### 2.2.1 Rangos de control:

El rango de control dependerá de la condición que presente la carga  $^{10}$  . Teóricamente se tendría un control de  $180^{\circ}$  si la referencia está en el cruce entre dos ondas de fase consecutivas.

Si el motor se encuentra detenido, presenta al puente una carga RL y  $f_{cem}=0$ , bajo esta condición el rango de control esta limitado hasta  $120^{\circ}$ , para valores mayores, el puente se encuentra bloqueado. El límite de discontinuidad de la corriente será de  $90^{\circ}$ , asumiendo que la inductancia del motor es elevada. Con valores menores a  $90^{\circ}$  la operación sera con corriente continua. En la Figura 15 se muestra este funcionamiento.

Si el motor esta en movimiento, aparecerá un  $f_{cem}$ , que modificara los rangos de control de acuerdo al nivel de tensión que esta presente. El límite de discontinuidad de la corriente se establece cuando el valor medio de la tensión, en bornes de salida del puente, sea igual a la  $f_{cem}$ . En la Figura 16 se muestra la operación , para un ángulo de disparo fijo y diferentes niveles de  $f_{cem}$ .

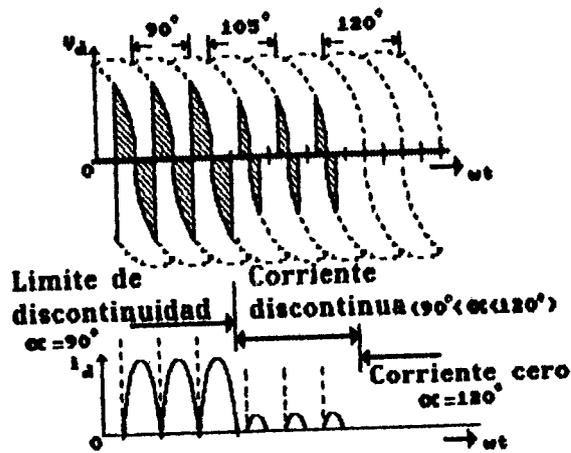


Figura 15: Comportamiento del puente con carga altamente inductiva y  $f_{cem}=0$

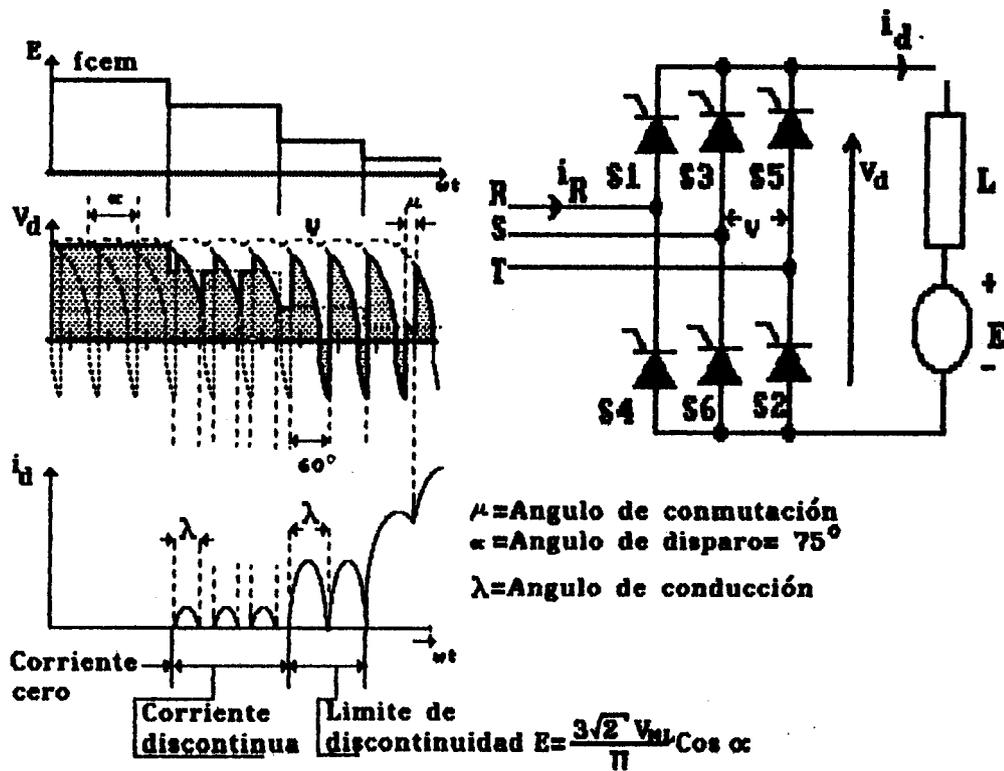


Figura 16 : Comportamiento del puente con diferentes  $f_{cem}$  y ángulo de disparo cte.

El control entre  $120^\circ$  y  $180^\circ$  solo es posible en funcionamiento como inversor, y se deberán hacer las consideraciones en este modo de operación.

### 2.3 EL EFECTO DE LA INDUCTANCIA DE LA LINEA

Como se describió anteriormente, durante el proceso de conmutación se produce un cortocircuito entre dos líneas, momento en el cual se transfiere la corriente circulante de un dispositivo a otro, esta transferencia de corriente no es instantánea, debido, a la inductancia propia de la fuente y línea de alimentación principal. Durante este proceso la corriente, en el dispositivo que comienza a conducir, crecerá lentamente, mientras en el otro disminuirá lentamente, hasta que la corriente por este último se haga cero, momento en el que se bloquea. La duración de este proceso dependerá de la inductancia de la fuente, nivel de corriente a transferir y del ángulo de disparo. Cualquier incremento en la inductancia o la corriente aumentará el tiempo de conmutación. La forma de onda de salida del convertidor se verá afectada. En la figura 17 se muestra este fenómeno para el convertidor de tres pulsos

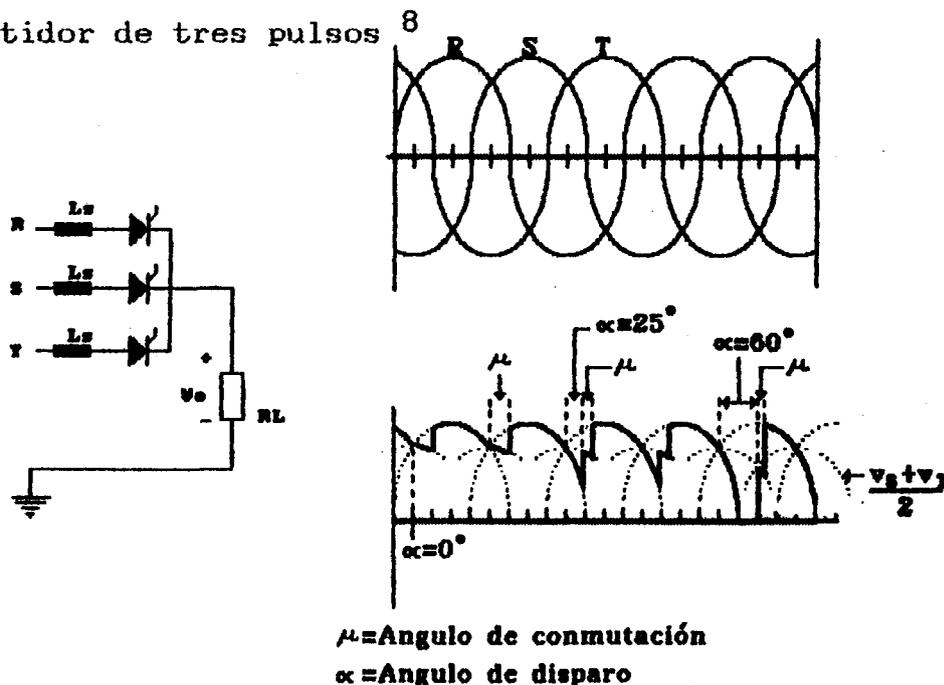


Figura 17: Formas de onda tomando en cuenta el fenómeno de conmutación

### 3 CIRCUITOS DE POTENCIA Y CONTROL

Luego de definir los parámetros de la carga a manejar y conocer los requerimientos del puente rectificador con SCR, se procede a seleccionar los circuitos y componentes a usar.

#### 3.1 Circuito de potencia

El circuito de potencia esta formado por un puente trifásico completamente controlado con seis SCR, que deben ser capaces de soportar las condiciones de funcionamiento de la carga que alimentan. Dado los datos del fabricante del motor, este consume una corriente nominal de 13 Amp, que normalmente, en el arranque, puede ser excedida en un 200%, sin causar un deterioro en la máquina, siempre y cuando, no se mantenga esa condición por periodos muy prolongados. Por otro lado, cualquier perturbación en la carga puede exigir, instantáneamente, un pulso de corriente, que se extingue rápidamente, de hasta un 500% de la nominal, sin causar daño en la máquina, tomando este como el peor caso, en cuanto a corriente se refiere, se debe seleccionar un dispositivo que pueda manejar esa corriente sin deteriorarse. Debido a que los dispositivos de estado sólido son más delicados, se deben escoger para la peor condición, considerándola como estable. En este caso la corriente que debe manejar el puente rectificador sin deteriorarse sera de 65 Amp. Tomando este como el valor medio de la corriente ( $I_{dio}$ ), a la salida del puente rectificador, cada dispositivo del puente tendrá una corriente promedio  $I_{AV} = I_{dio}/3$ ,  $I_{AV}=21,7$  Amp. Esta seria la corriente de selección del dispositivo. Sin embargo, como el puente, en el futuro, sera usado con fines didácticos y de investigación, es

posible que se vea sometidos a condiciones más extremas, requiriendo soportar esos esfuerzos sin deteriorarse, por lo que se toma, para la selección, el doble de la corriente obtenida, así  $I_{AV}=43$  Amp.

En cuanto a tensión se refiere, se debe escoger un dispositivo capaz de soportar los niveles máximos que se puedan presentar. En este sentido, al analizar el puente trifásico, un dispositivo puede estar expuesto al pico de la tensión de línea  $\sqrt{2} * 208$  volt. Si se escogiera este valor se corre el riesgo de que, con cualquier perturbación de la tensión, por efectos inductivos, dentro del circuito, pueda elevarse por encima del  $V_{DRM}$ , y poner erróneamente en conducción el dispositivo, o que entre en la zona de avalancha (conducción inversa) destruyéndose. Para efectos de selección se debe escoger como mínimo al doble del pico de la tensión de línea, la tensión de ruptura sera  $V_{DRM} \geq 600$  volt. Se debe recordar, al seleccionar el dispositivo, que los valores sean a la temperatura de funcionamiento y no a temperatura ambiente.

Aun cuando, no es crítico en esta aplicación, se debe también considerar, en la selección, la rapidez del dispositivo al conmutar. Normalmente son fabricados con tiempos menores de 10useg, valor muy aceptable para esta aplicación. Con estos datos se va a los manuales de los dispositivos, consiguiendo, que el que mejor se adapta, a las consideraciones y valores anteriores, es un módulo de SCR-SCR de la INTERNATIONAL RECTIFIER tipo IRKT41-08 cuyas especificaciones se muestran en Anexo 2.

### 3.1.1 Protecciones del dispositivo.

Las protecciones necesarias son básicamente cuatro, a saber,

$dv/dt$ ,  $di/dt$ , disipación de potencia y la Energía instantánea máxima soportable  $i^2t$ . Las dos primeras se logran con la adición de redes de amortiguamiento e inductancias en serie, que desvían y disminuyan los cambios bruscos que se pueden producir en la tensión y la corriente. La tercera mediante el uso de disipadores de calor, que irradian al ambiente el calor que se genera en el dispositivo, al circular corriente por él. La última se logra con la selección de fusibles rápidos, en serie con las líneas de alimentación principal, que extingan la corriente de manera que, la energía que se produce durante un cortocircuito, sea soportable por los dispositivo. En las referencias 9,11,12 se indican métodos para la selección de los componentes de la red Snubber y la disipación estimada en ellos, así como, la selección del disipador de calor de acuerdo a las características térmicas del dispositivo. Los valores recomendados, en red Snubber o de amortiguamiento, son;  $R= 20 \text{ ohm}$   $C= 0.3 \text{ uf}$ .

Para la selección del fusible se procede como sigue: se debe obtener, de los datos del fabricante del fusible, las características de corriente pico de extinción  $I_p$ , peak let-through current, y la característica de  $I^2t$  en función de la corriente de falla disponible en el circuito. Con los datos de las líneas de alimentación se puede determinar la capacidad de cortocircuito simétrico de que se dispone. Una estimación del orden de la corriente de fallo se obtiene del gráfico en Anexo 3, para 208 volt, transformador de 150 KVA con impedancia del 1.5%, conductor #4 AWG y una distancia de 21 metros, aproximadamente 70 pies, se obtiene 5 KAmperes RMS de falla. El valor real será menor, en vista de que el conductor real de la instalación es un #10 AWG.

Con una corriente de falla de 5 KAmper se determinan los valores de  $I_p$ ,  $I^2t$ , que permite el fusible, cuya corriente nominal sea del 200% de la nominal del motor. Los datos obtenidos de las especificaciones del fusible SF70P25, ver Anexo 4, con una tensión de la fuente de 240 volt, son:

$$I_n = 25 \text{ amp} \quad I_p = 300 \text{ amp} \quad I^2t = 100 \text{ amp}^2\text{-seg}$$

De los datos del thyristor IRKT41-08 se tiene:

$$I_{T(AV)} = 40 \text{ amp} \quad (T_c = 85^\circ\text{C}) \quad I_{TSM} = 715 \text{ amp} \quad I^2t = 2555 \text{ amp}^2\text{-seg}$$

Como se puede observar, la corriente máxima, permitida por el fusible, es menor que la que soporta el dispositivo, y, la energía generada, durante el tiempo de extinción de la falla, es menor que la soportable por el dispositivo. En definitiva el fusible es capaz de proteger el dispositivo en caso de cortocircuito, a través de este último.

### 3.2 Circuito de control

El circuito de control debe cumplir básicamente la sincronización y desfasaje de los pulso de disparo, el acople de esos pulsos a la puerta de los thyristores y proteger el puente ante anomalías de funcionamiento, como pueden ser, sobrecorriente, secuencia de fases, cambios bruscos en la señal de referencia, detección de pérdida de campo, detección de pérdida de fase y muchas otras más que pueden dar mayor confiabilidad al circuito. En este trabajo, se diseñan solo algunas de ellas. Para lograr las funciones, mínimas necesarias, se usa un circuito integrado fabricado por la SIEMENS, especialmente para el control de fase, cuyas funciones se resumen a continuación.

#### 3.2.1 Funciones del TCA785 de la SIEMENS:

Los diagramas de bloque de la Figuras 18 y Figura 19 muestran las

funciones principales de este circuito integrado. El integrado tiene un voltaje de referencia interno de aproximadamente 3,1volt. Sus principales parámetros son independientes del voltaje de alimentación, si este se encuentra dentro del rango permitido (de 8 a 18 volt).

El potencial positivo se conecta al pin 16 y el negativo al pin 1 (pin 1 corresponde al nivel de referencia o tierra). el consumo de corriente, sin carga conectada, es de hasta 10 mA.

EL voltaje de referencia interno, se obtiene a la salida del integrado por medio del pin 8, a través, de una resistencia, interna en serie, de desacoplamiento.

Para mejorar las características de inmunidad al ruido se puede colocar un condensador de retención C8 entre el pin 8 y el potencial de referencia.

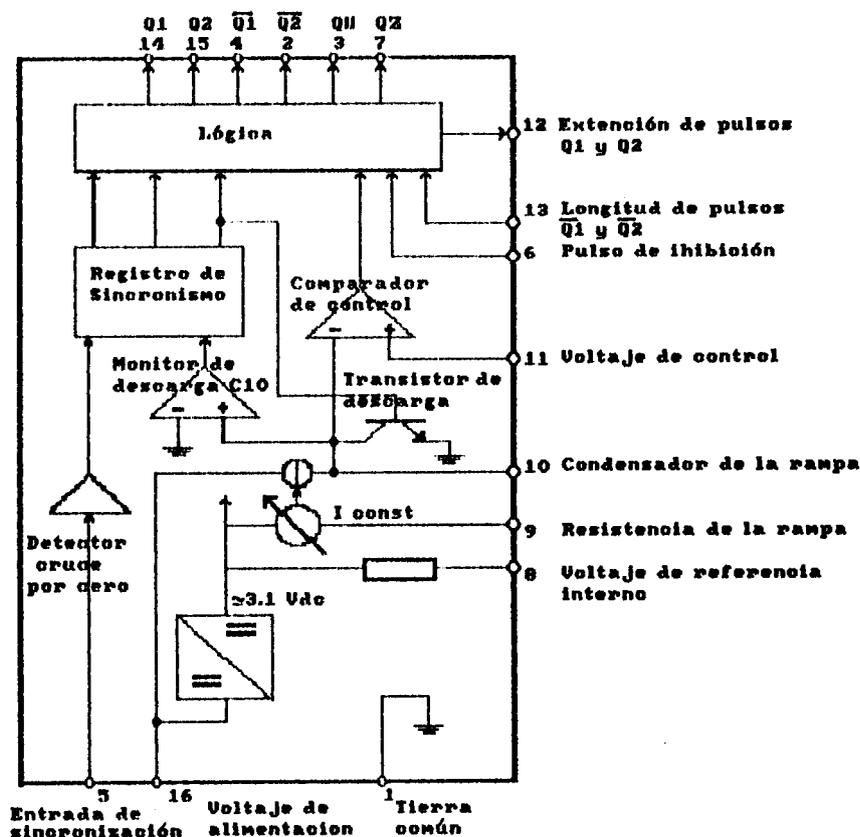


Figura 18: Diagrama en bloques del TCA 785

En circuitos que requieran el uso de varios integrados TCA785 (típico en circuitos de corriente trifásica) los pin 8 de cada uno, se deben conectar entre ellos, en paralelo, de manera de obtener unas condiciones uniformes de control en todas las fases y un buen enlace en el convertidor de corriente controlada.

La señal de sincronización  $V_{sin}$  es tomada del voltaje de línea, por medio de una resistencia de alto valor óhmico, conectada al pin 5, con referencia al pin 1. Según las especificaciones del fabricante, se recomienda que la corriente por esta entrada no exceda de 200uAmp. Es aconsejable utilizar un par de diodos rápidos, externos, en antiparalelo, para dar una mejor protección al CI.

La sincronización es obtenida por medio de un detector de cruce por cero (detector nulo) de gran sensibilidad. El detector está seguido de un registrador de sincronismo el cual controla a un bloque generador de rampas. Este último, consiste principalmente de una fuente de corriente constante, que carga linealmente a un condensador externo,  $C_{10}$  o  $C_r$ , conectado entre el pin 10 y la referencia. La pendiente de crecimiento de la rampa es proporcional al valor del condensador. Se debe mantener el valor de  $C_{10}$  entre 500 pf y 1 uf, de esta manera se asegura que la corriente en  $I_{10}$  no exceda el máximo y mínimo valor permitido. La magnitud de la corriente  $I_{cons}$  es ajustada por una resistencia colocada entre el pin 9 y tierra,  $R_g$  o  $R_r$ , dentro del rango de 3k a 300k ohm por la misma consideración anterior. La rama RC formada por  $R_g, C_{10}$  define la pendiente de la rampa de voltaje en el pin 10. Cada rampa comienza con el cruce por cero de la señal de sincronización y termina con la descarga del condensador  $C_{10}$  mediante

un transistor de descarga interno.

La lógica del circuito de registro de sincronismo mantiene la información, de la salida del detector de cruce por cero, para la etapa siguiente, solo hasta después que el monitor de descarga indique la completa descarga de  $C_{10}$ .

El voltaje remanente en  $C_{10}$  no afecta, dentro de los rangos dados a  $C_{10}$ , al funcionamiento del TCA785. En el caso de que afecte se puede adaptar, libremente, un circuito externo con amplificadores operacionales que asuma el voltaje remanente en el voltaje de control y de esta manera obtener el máximo control de fase de  $180^\circ$

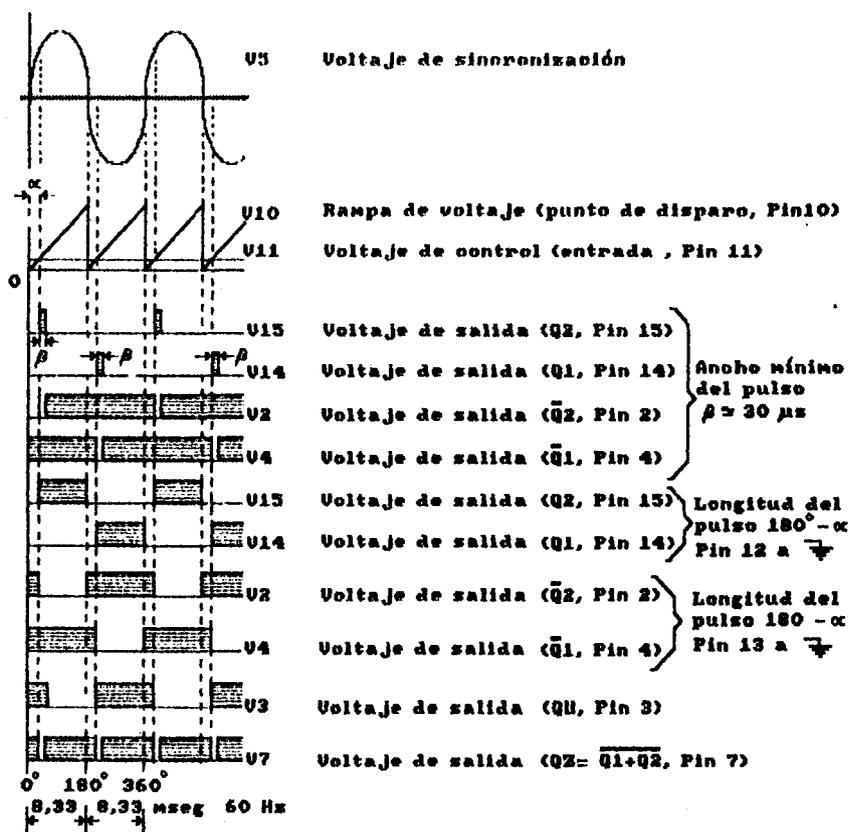


Figura 19: Ondas de salida del TCA 785.

El voltaje de control  $V_{11}$  se conecta entre el pin 11 y tierra. El comparador de control compara el voltaje de control con el vol-  
ta-

je de la rampa  $V_{10}$ . Si, el último, excede al voltaje  $V_{11}$ , un pulso de salida se generará con un Angulo de control  $\alpha$ . El circuito lógico siguiente determina la secuencia y ancho de los pulsos de salida requeridos según se ve en la figura 2.

Las salidas principales Q1 (pin 14) y Q2 (pin 15) se obtienen mediante un seguidor emisor, capas de manejar un máximo de 250 mA.

Ellas dan salida en cada media onda de igual polaridad, esto es, Q1 da pulsos de salida solo en los semiciclos positivos y Q2 en los negativos. La duración mínima de cada pulso es de  $\beta=30$  useg (dejando sin conexión el pin 12). Esta se puede extender mediante la adición de un condensador externo en el pin 12 ( ver Tabla 1 para duración del pulso).

Si se conecta a tierra el pin 12 (cortocircuitar) el pulso de salida tendrá una duración de  $\beta=180^\circ-\alpha$ .

Adicionalmente se tiene dos salidas a lógica negativa Q1 y Q2 en el pin 4 y pin 2 respectivamente, estas salidas son a colector abierto capaces de manejar 10mA como máximo. Para obtener salida de estos pines se les debe conectar una resistencia externa de unos 15k ohm entre la salida y el polo positivo de la fuente (V16). La señal obtenida sera el inverso de Q1 y Q2. La duración de los pulsos es de unos 30 useg.

Si el pin 13 es conectado a tierra, la duración de los pulsos en los pines 2 y 4 sera de  $180^\circ-\alpha$ . Como se puede observar los pines 12 y 13 permiten el control del ancho del pulso de salida, uno para las salidas principales y el otro para el inverso de las salidas principales

Se proveen de dos salidas adicionales a colector abierto para aplicaciones particulares (control de lógica externa) ubicadas en el pin3 QU y pin 7 QZ. QU es similar a Q1 pero con una duración fija de 180°. La salida QZ se obtiene del negado de la suma lógica de Q1+Q2. 13,14

**TABLA 1**

Condensadores en pines 12 y 13

Capacitancia para extensión del pulso	0	150 pF	220 pF	330 pF	680 pF	1000 pF
Ancho del pulso de disparo	30 μs	93 μs	137 μs	205 μs	422 μs	620 μs

Se realizaron pruebas, con el CI TCA785, siguiendo las recomendaciones del fabricante, observando lo versátil de su funcionamiento, para aplicarlo al control de fase, y cumpliendo en su totalidad con las funciones descritas anteriormente y las especificaciones del fabricante.

### 3.2.2 Consideraciones para circuito de control de un puente trifásico:

Se usa el circuito trifásico recomendado en notas de aplicación de Siemens <sup>15</sup>. Con las consideraciones siguientes:

Se pretende con el montaje generar pulsos de disparo a intervalos de 60° necesarios para el manejo de los SCR del puente rectificador trifásico.

Es necesario para el funcionamiento del montaje, el tener, un nivel de referencia común con cada una de las fase (R S T) de la red, por lo que esta debe estar conectada en estrella y el punto común llevado a tierra. Cada fase sera asignada a una unidad generadora de pulsos, que respectivamente producirá pulsos de control sincronizados con la línea.

Para el manejo del puente se requiere de 6 unidades manejadoras de los 6 SCR del puente, cada unidad debe producir los pulsos de disparo en el momento correcto dentro del rango de control.

Los thyristores pueden ser disparados muy rápidamente (alrededor de 10useg). Sin embargo la experiencia a mostrado que se debe usar un tiempo mayor, típicamente de 500us en circuitos con puentes trifásicos, para permitir una operación estable en el rango de corriente intermitente.

Para lograr el funcionamiento del puente, dos dispositivos deben ser disparados simultáneamente, esto se obtiene, si, el pulso de disparo, excede los  $60^{\circ}$ , por ejemplo  $70^{\circ} = 3.24$  mseg en 60 Hz, con lo cual, se solapan los pulsos entre dos fases. La corriente en la puerta del primer SCR es mantenida cuando el segundo SCR es disparado, y se debe mantener el pulso en el segundo SCR hasta que sea disparado el tercero y así sucesivamente, en la secuencia descrita en el punto referente a CONTROL DE FASE. Figura 14.

La solución descrita, anteriormente, no es siempre usada debido a la necesidad de disponer de transformadores de pulso, con rango de voltaje-tiempo  $>5$  mVs, que son muy costosos. Cada SCR tiene asignado un transformador de disparo. Dos SCR son controlados a la vez en polarización directa usando un doble pulso a intervalos de  $60^{\circ}$  con un mínimo de duración de 500useg como se muestra en la figura 20. Cada SCR recibe un pulso auxiliar  $60^{\circ}$  después del pulso principal. Ese pulso auxiliar puede ser obtenido desde el manejador TCA 785, que en secuencia, lo produzca, con el retardo de  $60^{\circ}$  necesario.

Para poder obtener la secuencia de doble pulso descrita anteriormente se usan transformadores de pulso con dos devanados secundarios, lo que permite aislar el pulso necesario.

Se debe asegurar para el correcto funcionamiento del montaje, que la secuencia de las fases de alimentación sea siempre en el orden R S T , en caso de no serlo se debe dar una señal de alarma para corregir la secuencia en el montaje.

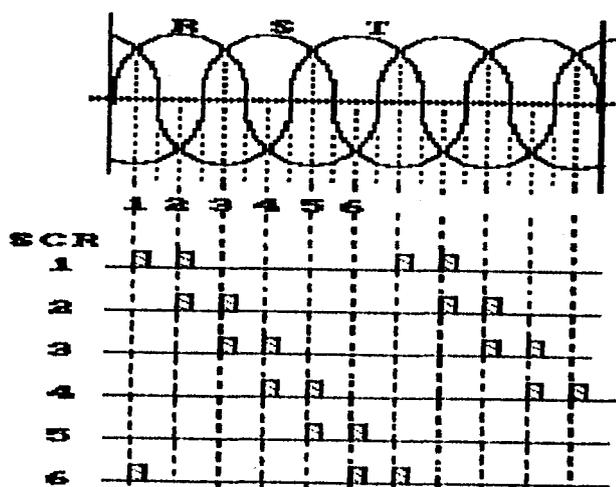


Figura 20 :Secuencia de doble pulso, para un puente de seis thyristores

### 3.2.3 Descripción del montaje:

En la Figura 21 se muestra un diagrama en bloque del diseño montado. En Anexo 5 se encuentran las especificaciones de los circuitos integrados y componentes usados. A continuación se describe cada bloque.

#### 3.2.3.1 GENERADOR DE PULSOS DE DISPARO:

Este es el bloque principal del sistema, el se encarga de sincronizar los pulso de disparo de cada dispositivo del puente, respecto de la fase correspondiente y tomar la señal de control

para desfasar el ángulo requerido de disparo. Para cumplir con esas funciones y otras más se usa el Circuito Integrado descrito

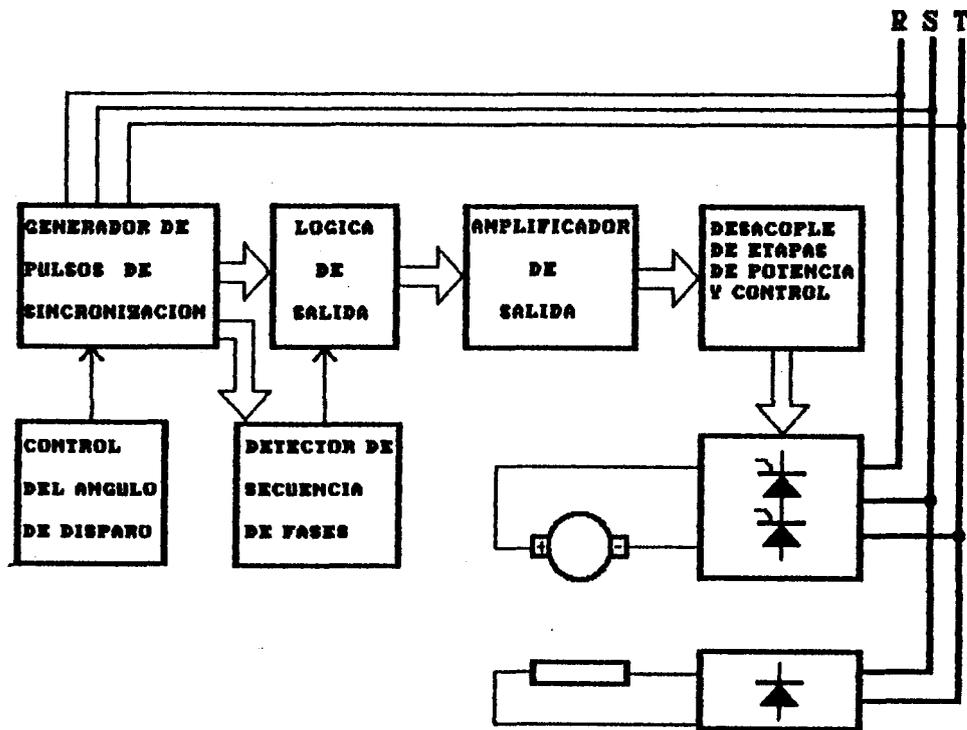


Figura 21: Diagrama en bloques del montaje definitivo

anteriormente, que dispone de esas funciones, fabricado por Siemens y denominado TCA 785. Alimentado con un fuente DC de 15 volt. El montaje consta de tres TCA 785 montados en cascada, Figura 22 , cada uno muestreando una fase distinta y generando a su salida los pulsos de disparo en la secuencia impuesta por la red, desfasados, según el ángulo de disparo, requerido por el módulo de CONTROL DEL ANGULO DE DISPARO. Se genera además dos señales adicionales de control, para el módulo de SECUENCIA DE FASES.

La señal de sincronización es llevada al pin 5 de cada TCA 785, a

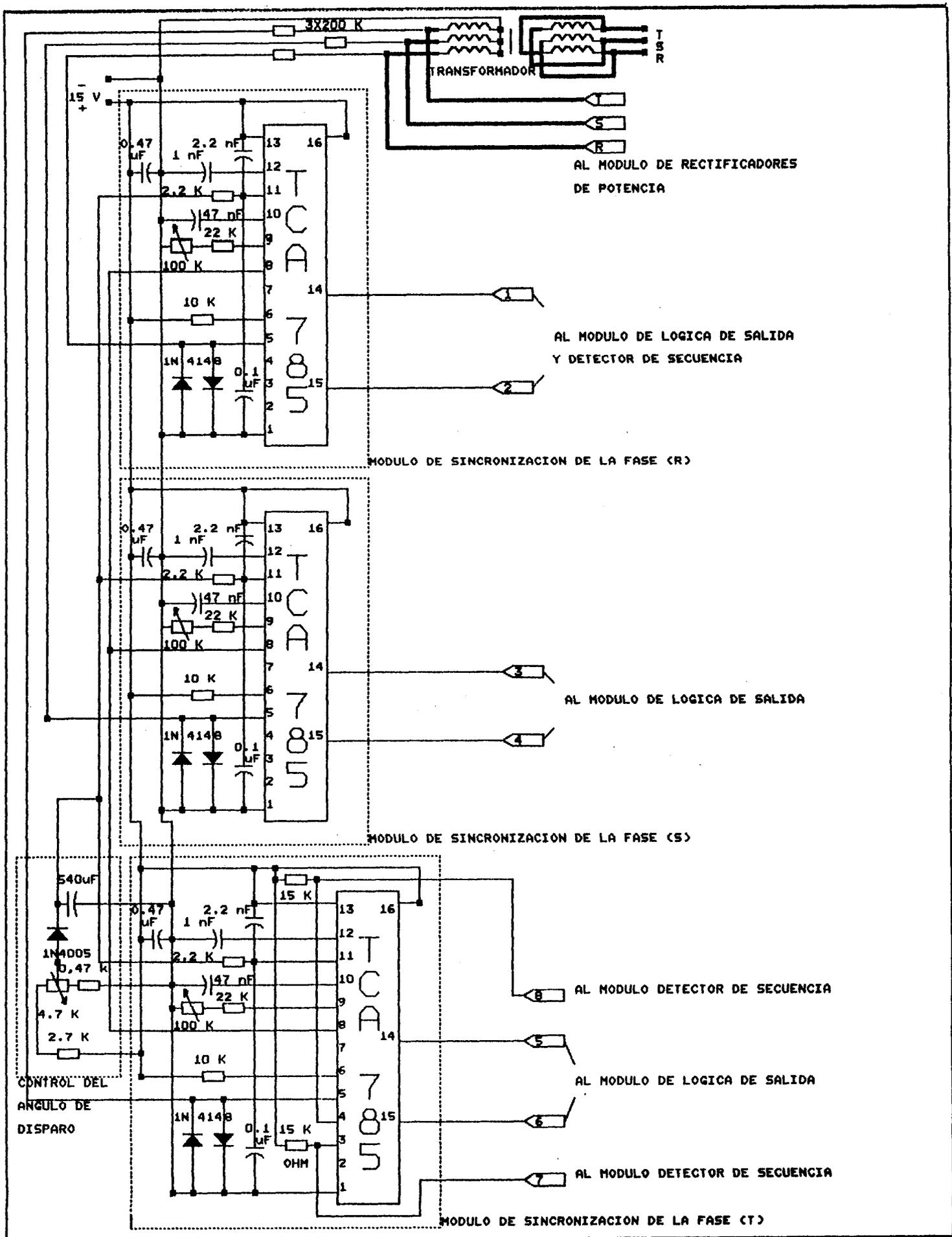


Figura 22: Módulo Generador de Pulsos de Sincronización y Control del Ángulo de Disparo

través, de una resistencia de 200 K desde cada una de las fase R S y T .

La señal diente de sierra (rampa de voltaje) en cada TCA 785 esta determinada por un condensador de la rampa de 47 nf y una resistencia de la rampa de 100K ajustable. Para lograr el ajuste de la rampa, de manera que cada TAC 785 responda con el mismo desfase de control, inicialmente, se colocan todos los pines de sincronización a una misma señal de referencia, sin los módulos de SCR conectados, y se ajustan los potenciómetros, de manera que, las señales de salida de cada TAC 785, coincidan en el instante que se producen los pulsos. Así quedaran calibrados todos los TCA 785.

El voltaje de control (pin 11) de cada TAC 785 se lleva, a través de una resistencia de 2.2 K de protección, a un mismo punto que sera manejado por el módulo CONTROL DEL ANGULO DE DISPARO.

El pin 3 y 4, a colector abierto, del tercer TAC 785 son llevados a la fuente de alimentación DC a través de una resistencia de 15K y a su vez llevado al módulo de SECUENCIA DE FASE donde se hará el procesamiento de estas salidas junto con otras.

### 3.2.3.2 CONTROL DEL ANGULO DE DISPARO

Consiste en generar un nivel de tensión de comparación para el control del módulo GENERADOR DE PULSOS DE DISPARO. Los niveles de tensión requeridos serán los necesarios para lograr el control desde  $0^{\circ}$  a  $120^{\circ}$  , como la sincronización es efectuada respecto al voltaje de fase, se debe asegurar que el nivel minimo produzca el desfase de  $30^{\circ}$  que existe entre los voltajes de línea y fase, de esa manera el control comenzara desde  $0^{\circ}$  respecto al voltaje

de línea. Como no se pretende usar el montaje como inversor el ángulo mayor será de  $150^{\circ}$  respecto al voltaje de fase, correspondiendo este al nivel mayor. En función de los niveles manejados por el montaje con el TAC 785, el mínimo será 1.8 volt y el máximo de 8 volt. La precisión en la correspondencia anterior, entre el ángulo de disparo y la tensión de control, dependerá de la calibración realizada en 3.2.3.1, la cual se debe hacerse de manera que el voltaje máximo en la rampa este alrededor de 12 volt. En la Figura 22 se muestra este módulo, logrado mediante un potenciómetro y resistencias adicionales. Se intercala entre el potenciómetro y la salida, un diodo en serie y un condensador a tierra, esto con el fin de evitar cambios bruscos al disminuir el ángulo de disparo, el valor del condensador se escoge para una retardo de tiempo cercano a la constante de tiempo de arranque del motor a plena carga. Para la resistencia, de la constante RC, se toma, del circuito, el paralelo de las tres ramas serie de entrada a los pin 11 de cada TAC 785, que incluye la resistencia interna de cada CI, esto es:

$$R_{\text{entrada}} = R_{\text{interna}} + 2.2K = 15K + 2.2K = 17.2 K$$

$$R_{\text{total}} = (17.2 K)/3 = 5.7 K$$

$$\text{Para un } t = 3 \text{ seg} \quad C = 3/(5.7 K) \approx 540 \mu F$$

### 3.2.3.3 LOGICA DE SALIDA

Este módulo se encarga de generar el tren de pulsos necesario para el manejo óptimo de los transformadores de pulso, en la secuencia producida por el módulo GENERADOR DE PULSOS. Consiste en un oscilador ajustado a la frecuencia de 40 KHz y ciclo de trabajo 60%, realizado con el popular CI 555, pero de tecnología MOS, que corrige los problemas de sobre-impulso de corriente, que



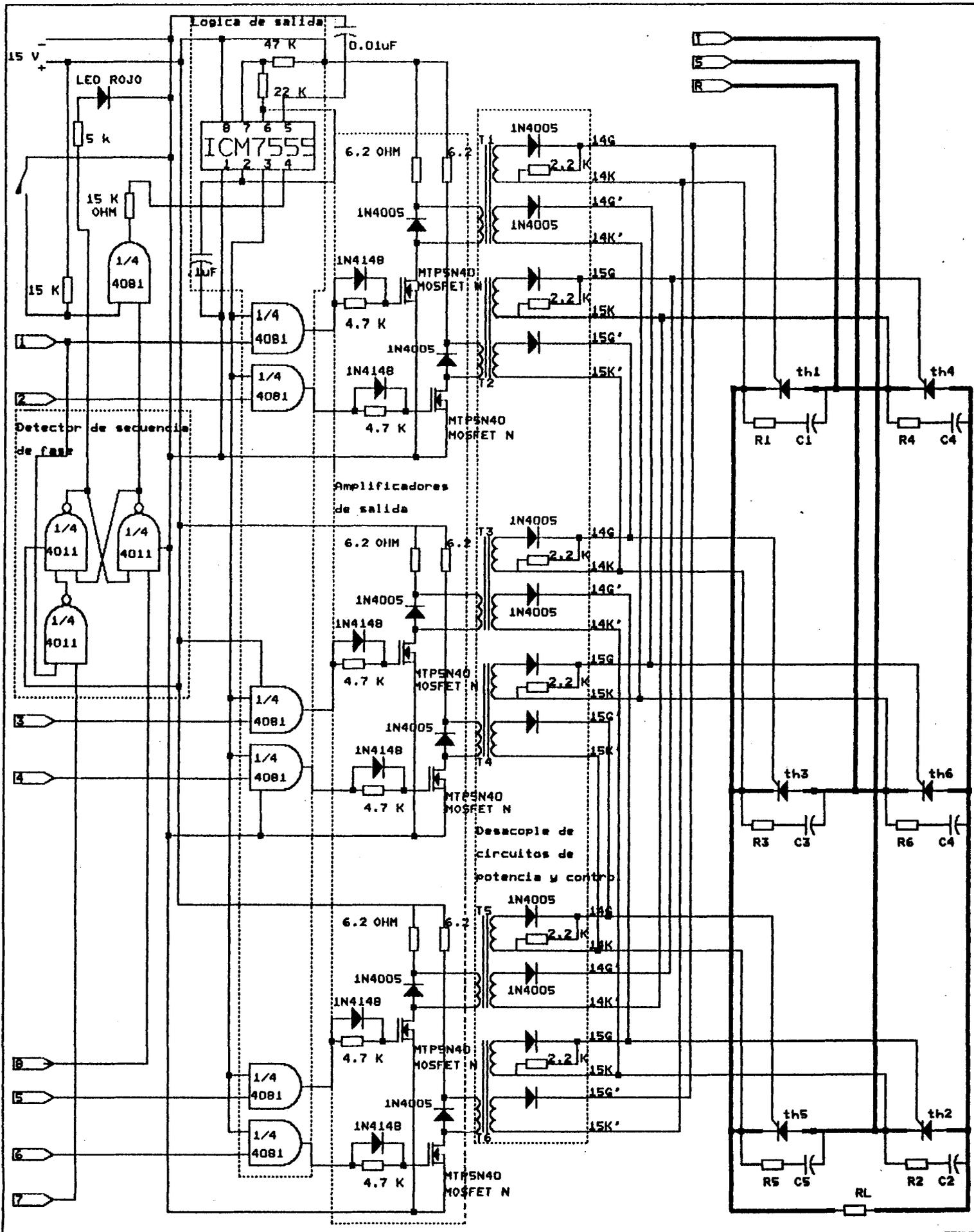


Figura 24: Circuito completo con los Modulos ; Detector de Secuencia de Fase, Amplificadores de Salida, Desacople de circuitos de potencia y control.