

Universidad Nacional de Ingeniería

Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica



Diseño de un Control Automático de Motores de Inducción, usando un Inversor Trifásico con Tiristores Conmutables

T E S I S

**Para optar el Título Profesional de
INGENIERO ELECTRONICO**

**Presentado por:
William Torres Huamán**

Promoción 1975 - I

**Lima - Perú
1984**

A mis padres,

Teodosio y Amelia

y a mi esposa,

Noemí

AGRADECIMIENTO

Venero la gloria de Dios por haberme dado padres poseedores de grandeza espiritual y una esposa con alto sentido de superación, quienes en todo momento me incentivaron para que esta obra se haga realidad.

Así mismo, deseo agradecer al Ing. Manuel Márquez M., quién con su experiencia y vastos conocimientos en el área de controles de motores, supo guiarme eficazmente, desde el inicio hasta el término de este proyecto.

También reconozco con aprecio, a mis familiares y amigos que de alguna forma colaboraron conmigo.

William Torres Huamán

TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
Lista de Figuras	IV
Lista de Apéndices	VIII
INTRODUCCION	1
CAPITULO I: CONCEPTOS FUNDAMENTALES Y OPERACION DEL SISTEMA	4
1.1 Las Máquinas de Inducción	4
1.1.1 Introducción a las Máquinas de Inducción	4
1.1.2 Análisis de las Máquinas de Inducción	5
1.1.3 Circuito Equivalente de un Motor de Inducción Polifásico	8
1.2 El Tiristor Gate Turn Off (GTO)	15
1.2.1 Introducción al GTO	15
1.2.2 Descripción del SCR	16
1.2.3 Analogía de un GTO con dos Transistores	27
1.2.4 Símbolo y Relaciones Voltaje-Corriente de un GTO	29
1.2.5 Rangos y Características Fundamentales del GTO	29
1.2.6 Comportamiento de Prendido y Apagado del GTO	33

	Pág.
1.2.7 Sistemas Típicas de Excitación de Gate del GTO	37
1.3 Inversor Trifásico Alimentado por Fuen- te de Corriente	40
1.4 Diagrama de Bloques del Sistema y Estra- tegia de Control Usado	44
CAPITULO II: SUB-SISTEMA DE CONTROL SLIP- PHASE LOCKED LOOP (PLL)	49
2.1 Modelo e Implementación del Sub-Sistema de Control Slip - PLL	49
2.2 Análisis del Sub-Sistema de Control Slip- PLL	58
CAPITULO III: SUB-SISTEMA DE CONTROL DE TORQUE	61
3.1 Modelo e Implementación del Sub-Sistema de Control de Torque	61
3.2 Análisis del Sub-Sistema de Control de Torque	64
CAPITULO IV: DISEÑO DEL HARDWARE DEL SISTEMA	68
4.1 Diseño del Sub-Sistema de Control SLIP-PLL	68
4.1.1 Control de Gate GTO	68
4.1.1.1 Etapa de Disparo	68
4.1.1.2 Etapa de Excitación	75
4.1.2 Especificaciones y Protección del GTO	86
4.1.3 Codificador de Velocidad	89
4.1.4 Detector de Fase	92

	Pág.
4.1.5 Filtro	94
4.1.6 Oscilador de Referencia	94
4.1.7 Conversores Frecuencia-Voltaje	94
4.1.8 Limitador de Velocidad de Slip y Sumadores	96
4.1.9 Oscilador Controlado por Voltaje	98
4.2 Diseño del Sub-Sistema de Control de Torque	99
4.2.1 Bloque de Control de Flujo	99
4.2.2 Medidor de Corriente y Controla- dor de Corriente	103
4.2.3 Rectificador Controlado	106
4.3 Relación de Componentes	106
CONCLUSIONES	111
BIBLIOGRAFIA	113
APENDICES	115

LISTA DE FIGURAS

<u>Nombre</u>	<u>Pág.</u>
Fig. N°1.1 : Circuito Equivalente del Rotor del Motor de Inducción	12
Fig. N°1.2 : Circuito Equivalente del Estator del Motor de Inducción	12
Fig. N°1.3 : Circuito Equivalente del Motor de Inducción	14
Fig. N°1.4 : Circuito Equivalente Simplificado del Motor de Inducción	14
Fig. N°1.5 : Estructura Básica de un SCR	17
Fig. N°1.6 : Analogía de un SCR con dos Transistores	19
Fig. N°1.7 : Conexión del Modelo de dos Transistores para mostrar un paso eléctrico completo	20
Fig. N°1.8 : Proceso de Prendido del SCR	23
Fig. N°1.9 : Apagado Conmutado de un SCR	25
Fig. N°1.10: Apagado Gate-Turn-Off de un SCR	26
Fig. N°1.11: Modelo de dos Transistores Equivalente a un GTO	28
Fig. N°1.12: Símbolo de un GTO	30
Fig. N°1.13: Relaciones Voltaje-Corriente en un GTO	30
Fig. N°1.14: Formas de Onda Típicas de Conmutación del GTO	34

<u>Nombre</u>	<u>Pág.</u>
Fig. N°1.15: Sistema de Circuito Gate con Fuente Dual	39
Fig. N°1.16: Sistema de Circuito Gate con una sola Fuente	39
Fig. N°1.17: Diagrama de Bloques del Sector de Potencia del Sistema de Control del Motor de Inducción	41
Fig. N°1.18: Descomposición del Inversor GTO en Ramales 1-1', 2-2' y 3-3'	43
Fig. N°1.19: Forma de Onda de la Corriente de Fase de Salida del Inversor GTO	45
Fig. N°1.20: Diagrama de Bloques del Sistema de Control del Motor de Inducción	46
Fig. N°2.1 : Diagrama de Bloques del Sub-Sistema de Control SLIP-PLL	50
Fig. N°2.2 : Formas de Onda en un Detector de Fase	51
Fig. N°2.3 : Relación entre el error de Fase y el Valor Promedio de la Salida del Detector	52
Fig. N°2.4 : Proceso de Control Frecuencia SLIP-FLUJO	55

	<u>Nombre</u>	<u>Pág.</u>
Fig. N°2.5	: Funciones de Transferencia del Sub-Sistema de Control Slip-PLL	56
Fig. N°2.6	: Implementación del Sub-Sistema de Control Slip-PLL	57
Fig. N°3.1	: Diagrama de Bloques del Sub-Sistema de Control de Torque	63
Fig. N°3.2	: Funciones de Transferencia del Sub-Sistema de Control de Torque	65
Fig. N°3.3	: Implementación del Sub-Sistema de Control de Torque con carga	66
Fig. N°4.1	: Diagrama de Bloques del Control de Gate GTO	69
Fig. N°4.2	: Circuito de la Etapa de Disparo	71
Fig. N°4.3	: Esquema del Inversor GTO y el Motor de Inducción como carga	72
Fig. N°4.4	: Conducción de los GTOs y posición de los pulsos de prendido y de apagado	73
Fig. N°4.5	: Circuito de Prendido del GTO	77
Fig. N°4.6	: Circuito de Apagado del GTO	82
Fig. N°4.7	: Circuito Snubber de Protección del GTO	88
Fig. N°4.8	: Circuito del Codificador de Velocidad	90
Fig. N°4.9	: Esquema del Detector de Fase	93

<u>Nombre</u>	<u>Pág.</u>
Fig. N°4.10: Filtro Proporcional-Derivativo	95
Fig. N°4.11: Limitador de Slip y Sumadores	97
Fig. N°4.12: Proceso del Control de Flujo	100
Fig. N°4.13: Implementación del Circuito de Control de Flujo	102
Fig. N°4.14: Implementación del Medidor de Corriente y del Controlador de Corriente	104
Fig. N°A.III.1: Lazo de Histéresis del Schmitt Trigger CD40106	118
Fig. N°A.III.2: Formas de Onda de Entrada y Salida del Schmitt Trigger CD40106	118
Fig. N°A.IV.1 : Esquema Básico del Rectifica- dor Controlado Trifásico	120
Fig. N°A.IV.2 : Comportamiento del Rectifica- dor Controlado	121
Fig. N°A.IV.3 : Circuito de Sincronismo y Ló- gica de Disparo del Rectifica dor Controlado	123
Fig. N°A.IV.4 : Desplazamiento en Fase de los Pulsos de Disparo de los Ti - ristores del Rectificador Con trolado	125

LISTA DE APENDICES

	Pág.
A-I Parámetros del Motor de Inducción	116
A-II Parámetros del Sistema de Control	117
A-III Comportamiento del Schmitt Trigger CD40106	118
A-IV Rectificador Controlado	119

INTRODUCCION

Los motores de inducción se caracterizan por ser robustos, livianos, versátiles y de bajo costo. Funcionan a velocidad constante, por lo que siempre ha concitado interés en el desarrollo de controles para hacer de su velocidad un parámetro variable.

En los controles de velocidad de motores de inducción, un elemento fundamental de potencia es el inversor, cuya finalidad es de generar señales trifásicas de frecuencia y corriente ajustables, para alimentar al motor.

El presente estudio precisamente se vuelca a diseñar un control de velocidad de motor de inducción teniendo un inversor trifásico alimentado por fuente de corriente, hecho con tiristores Gate Turn Off. Estos tiristores conocidos también como GTOs, son dispositivos semiconductores que no requieren de circuitos de conmutación como los tiristores convencionales.

Dentro de las ventajas del inversor con GTOs, sobre el inversor con tiristores convencionales, se pueden citar a las siguientes:

1. Como los GTOs tienen tiempos de prendido y de apagado muy pequeños, originan que el modo de cambio

de pulso sea más uniforme, por lo que la frecuencia controlada puede tener más rango de variación.

2. La capacidad de apagado de corriente, es independiente de la alimentación de continua. Características que permite usar inclusive una fuente de continua de pobre estabilidad, cuando no es necesario tener alta precisión.
3. Los efectos de la interferencia inductiva, que es producto de la corriente de conmutación, no se presentan.
4. Aún que existen pequeñísimas pérdidas en el control de gate de los GTOs, las pérdidas totales son insignificantes, haciendo del inversor de alta eficiencia.
5. La configuración del circuito del inversor se hace menos compleja, dando un equipo de menor tamaño y de peso más ligero.

La estructura del sistema de control de velocidad del motor de inducción es dividido en dos sub-sistemas, siendo uno el de Control Slip-Phase Locked Loop y el otro de Control de Torque.

El Phase Locked Loop (PLL), que recientemente se está popularizando en su aplicación, es un lazo servo-electrónico, conformado básicamente de un detector de

fase, un filtro y un oscilador controlado por voltaje, que hace uso de realimentación de frecuencia.

Usualmente, de los PLLs monolíticos, se utiliza el detector de fase; por poseer gran ancho de banda, inmunidad al ruido y alta selectividad.

Finalmente, se diseñará la circuitería del sistema de control con uso de la técnica CMOS. Se pondrá énfasis en el control de gate GTO, en especial en el apagado por ser la parte más crítica.

CAPITULO I

CONCEPTOS FUNDAMENTALES Y OPERACION DEL SISTEMA

1.1 Las Máquinas de Inducción

1.1.1 Introducción a las Máquinas de Inducción

Las máquinas de inducción son las máquinas en las que circula corriente alterna tanto en el estator como en el rotor.

El comportamiento de las máquinas de inducción es similar al de los transformadores, puesto que las corrientes que circulan en el estator inducen otras en el rotor y al mismo tiempo se produce un cambio de frecuencia y aparece una potencia mecánica. Las máquinas de inducción pueden usarse también como cambiadores de frecuencia.

En la relación par-velocidad si se aumenta la carga en el eje, significa una disminución de la velocidad.

El estator es del tipo de devanado polifásico. El rotor puede ser del tipo bobinado o del tipo jaula de ardilla, como se describe a continuación.

- Rotor Bobinado.- Con devanado polifásico similar al del estator y con el mismo número de polos. Los ter-

minales del bobinado se conectan a unos anillos rozantes aislados, montados sobre el eje. En estos anillos están las escobillas de carbón, que son los medios de acceso eléctrico del motor hacia el exterior.

En otros casos el rotor bobinado se cierra eléctricamente sobre sí mismo, sin contar por lo tanto con terminales exteriores.

- Rotor Jaula de Ardilla.- Con devanado formado por varillas conductoras ubicadas en ranuras hechas sobre el mismo hierro del rotor. Los extremos de las varillas están interconectadas por dos platos conductores, colocados uno en cada lado del rotor.

1.1.2 Análisis de las Máquinas de Inducción

Para el análisis de una máquina que tiene más de dos polos puede considerarse solo un par de ellos, tomando en cuenta que las condiciones eléctricas, magnéticas y mecánicas relativas para cada par son idénticas. Un par de polos conforman un ciclo de distribución de flujo, ciclo que corresponde a 360° eléctricos (2π radianes eléctricos).

Si p es el número de pares de polos, para una revolución mecánica se dan p ciclos de onda de campo. La velocidad angular mecánica del rotor, entonces, viene dada por:

$$\omega_r = \frac{\omega_c}{p} \text{ rad/seg}$$

ω_c , es la velocidad angular del campo en unidades eléctricas.

La relación anterior también se puede expresar como:

$$n_r = \frac{f_c}{p} \text{ r.p.m.}$$

f_c , es la frecuencia del campo en unidades eléctricas.

Cuando el estator se excita con una corriente polifásica equilibrada, en el entrehierro origina el campo magnético de frecuencia f_c . Si el rotor gira a la velocidad constante n_r , en la misma dirección del campo generado por el estator y si n_1 es la velocidad de sincronismo de este campo, bajo estas condiciones el rotor gira en retraso con respecto al campo, a la velocidad $(n_1 - n_r)$ conocida con el nombre de deslizamiento del rotor.

El deslizamiento comúnmente es expresado en forma relativa como fracción de la velocidad de sincronismo. Siendo S el deslizamiento, se tiene que:

$$S = \frac{n_1 - n_r}{n_1} \quad (1.1)$$

de donde se deduce que:

$$n_r = n_1 (1 - S)$$

El movimiento relativo de los conductores del rotor con relación al flujo, induce en dichos conductores, una tensión de frecuencia Sf_e conocida como frecuencia de deslizamiento, y f_e es la frecuencia aplicada al estator. Obsérvese que el funcionamiento eléctrico de una máquina de inducción, es similar al de un transformador, pero con acompañamiento de cambio de frecuencia. Es por éso que un motor de inducción con rotor bobinado puede aplicarse como transformador de frecuencia.

Cuando una máquina de inducción se usa como motor, los terminales del devanado del rotor se cortocircuitan. La corriente que circula por este devanado depende del valor de la tensión inducida y de su impedancia a la frecuencia de deslizamiento.

En el arranque, el rotor se encuentra inmóvil o sea $n_r = 0$ y de la ecuación (1.1) se desprende que $S = 1$. La frecuencia de deslizamiento Sf_e se simplifica a f_e . Es decir la frecuencia de deslizamiento en el arranque es igual a frecuencia f_e aplicada al estator.

Si giramos el rotor en la misma dirección que del campo inductor, tenemos que la frecuencia de las corrientes en el rotor es Sf_e , y el campo inducido por estas corrientes girará a Sn_1 con respecto al rotor. Su perponiendo el movimiento mecánico del rotor al mo vimiento Sn_1 del campo inducido, se obtiene la

velocidad del campo del rotor en el espacio:

$$Sn_1 + n_r = Sn_1 + n_1 (1-S) = n_1$$

con lo que se demuestra que los campos generados por el rotor y el estator permanecen estacionarios entre sí y crean un par que tiende a arrastrar al rotor en la misma dirección y que después de vencer el par resistente opuesto por la carga en el eje, el motor empezará a girar hasta llegar a su velocidad de régimen.

1.1.3 Circuito Equivalente de un Motor de Inducción Polifásico

- Circuito Equivalente del Rotor.- Los parámetros que dan información al estator sobre lo que está ocurriendo en el motor, son las ondas de flujo en el entrehierro y las ondas de fuerza magneto-motriz del rotor. En el caso de reemplazar el rotor por otro que tenga los mismos valores y características de fuerza magneto-motriz, factor de potencia y velocidad; el estator no podrá notar el cambio. Esto constituye la base para reducir al estator las cantidades pertinentes al rotor.

Para los efectos tomaremos de ejemplo un motor de inducción de rotor bobinado, con igual número de polos y de fases que el estator. Por lo general, el número de espiras por fase en el estator es mayor que el correspondiente en el rotor.

Pasemos a comparar los efectos magnéticos sobre el rotor original real con los efectos magnéticos sobre otro rotor magnéticamente equivalente y que tuviera el mismo número de espiras que el estator. Bajo la condición de flujos iguales y velocidades iguales tenemos que:

$$E_{eq} = K E_{real}$$

E_{eq} es la tensión inducida en el rotor equivalente y E_{real} es la tensión inducida en el rotor real.

Como ambos rotores son magnéticamente equivalentes, sus ampere-vueltas respectivas son iguales, es decir:

$$I_{eq} = \frac{I_{real}}{K}$$

I_{eq} es la intensidad en el rotor equivalente e I_{real} es la intensidad en el rotor real.

A la frecuencia de deslizamiento, las impedancias de dispersión se relacionan como:

$$Z_{eq} = \frac{E}{I_{eq}} = \frac{K^2 E_{real}}{I_{real}} = K^2 Z_{real}$$

Z_{eq} es la impedancia del rotor equivalente y Z_{real} es la impedancia del rotor real.

De esta manera, E_{eq} , I_{eq} y Z_{eq} establecen los valores del rotor equivalente, reducidos al estator.

La relación vectorial, en la fase de referencia, de la tensión inducida y la intensidad, en el rotor equivalente, a la frecuencia de deslizamiento, es:

$$\frac{\bar{E}_{eq}}{\bar{I}_{eq}} = \bar{Z}_{eq} = r_2 + j SX_2 \quad (1.2)$$

Z_{eq} es la impedancia de dispersión del rotor equivalente reducida al estator, r_2 es la resistencia efectiva del rotor equivalente reducida al estator y SX_2 es la reactancia de dispersión del rotor equivalente reducida al estator.

La fig. 1.1 muestra el circuito del rotor equivalente, reducido al estator, por fase.

- Circuito Equivalente del Estator.- El flujo resultante en el entrehierro que gira a la velocidad de sincronismo, induce una fuerza contra-electromotriz polifásica equilibrada, en las fases del estator. La tensión en los terminales del estator difiere de la fuerza contra-electromotriz en la caída de tensión de su impedancia de dispersión. Existiendo la siguiente relación vectorial por fase:

$$\bar{V}_{1e} = E_{1e} + I_{1e} (r_1 + jX_1)$$

V_{1e} es la tensión en los terminales del estator, E_{1e} es la fuerza contra-electromotriz inducida en el estator por el flujo resultante, I_{1e} es la corriente en

el estator, r_1 es la resistencia efectiva del estator y x_1 es la reactancia de dispersión del estator.

La fig. 1.2 representa el circuito del estator equivalente, por fase. La corriente del estator I_{1e} se descompone en la corriente de carga I_{2e} y la corriente de excitación I_f . La corriente de carga crea una fuerza magneto-motriz que neutraliza la fuerza magneto-motriz originada por la corriente del rotor. La corriente de excitación, es la componente que crea el flujo resultante en el entrehierro, esta corriente es función de la fuerza contra-electromotriz E_{1e} . La corriente de excitación se divide en la corriente que corresponde a las pérdidas en el núcleo I_c , que está en fase con E_{1e} y la corriente I_m que corresponde a la corriente de magnetización, retrasada 90° eléctricos respecto a E_{1e} . Los parámetros de la derivación shunt formada por la conductancia g_c y la susceptancia de magnetización b_m , se calculan a la frecuencia nominal del estator.

- Circuito Equivalente del Motor.- Resumiendo, el estator origina ondas de flujo y de fuerza magneto-motriz que se desplazan a la velocidad de sincronismo. El flujo induce en el rotor la tensión E_{eq} a frecuencia de deslizamiento y en el estator la fuerza contra-electromotriz E_{1e} , pero los efectos de la velocidad hacen que estas dos tensiones no tomen el mismo valor.

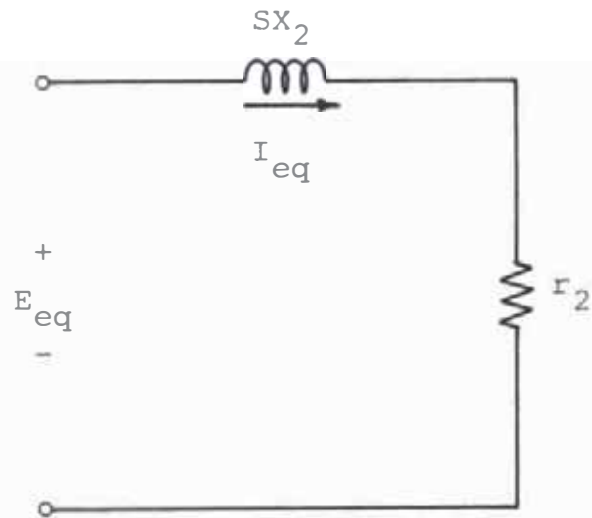


Fig. N°1.1: Circuito Equivalente del Rotor del Motor de Inducción

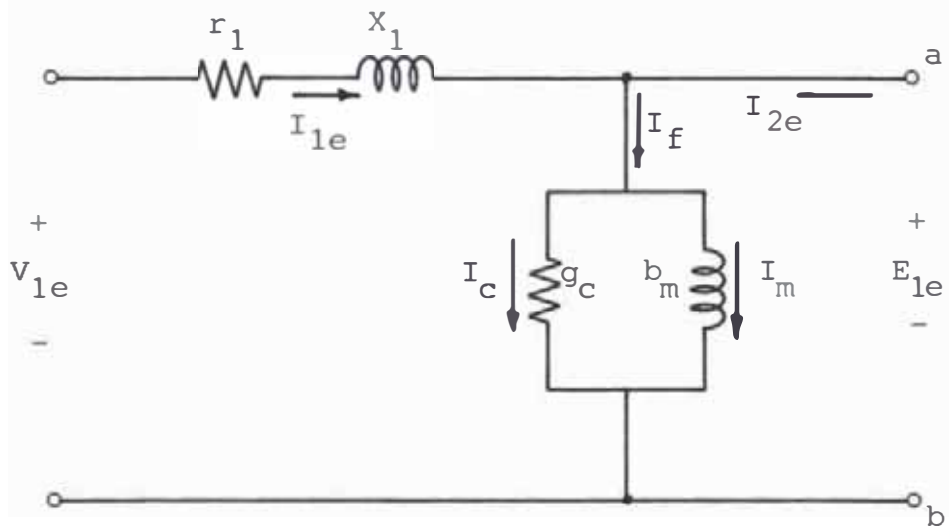


Fig. N°1.2: Circuito Equivalente del Estator del Motor de Inducción

Partiendo de que la velocidad relativa del flujo resultante con respecto al rotor es igual a S veces la velocidad del flujo con respecto al estator, se tiene:

$$\bar{E}_{eq} = S \bar{E}_{1e} \quad (1.3)$$

De lo que se mencionó anteriormente, que la corriente de carga del estator crea una fuerza magneto-motriz que contraresta a la fuerza magneto-motriz creada por la corriente que circula en el rotor equivalente, obtenemos:

$$\bar{I}_{eq} = \bar{I}_{2e} \quad (1.4)$$

Dividiendo la ecuación (1.3) entre la (1.4):

$$\frac{\bar{E}_{eq}}{\bar{I}_{eq}} = \frac{S\bar{E}_{1e}}{\bar{I}_{2e}} \quad (1.5)$$

Igualando las ecuaciones (1.2) y (1.5):

$$\frac{S\bar{E}_{1e}}{\bar{I}_{2e}} = \frac{\bar{E}_{eq}}{\bar{I}_{eq}} = r_2 + j SX_2 \quad (1.6)$$

dividiendo por S :

$$\frac{\bar{E}_{1e}}{\bar{I}_{2e}} = \frac{r_2}{S} + j X_2$$

con lo que se concluye que las condiciones son idénticas al conectar a los terminales a-b del circuito del estator la impedancia $r_2/S + jX_2$, o en otros términos los efectos del rotor se pueden incorporar al circuito

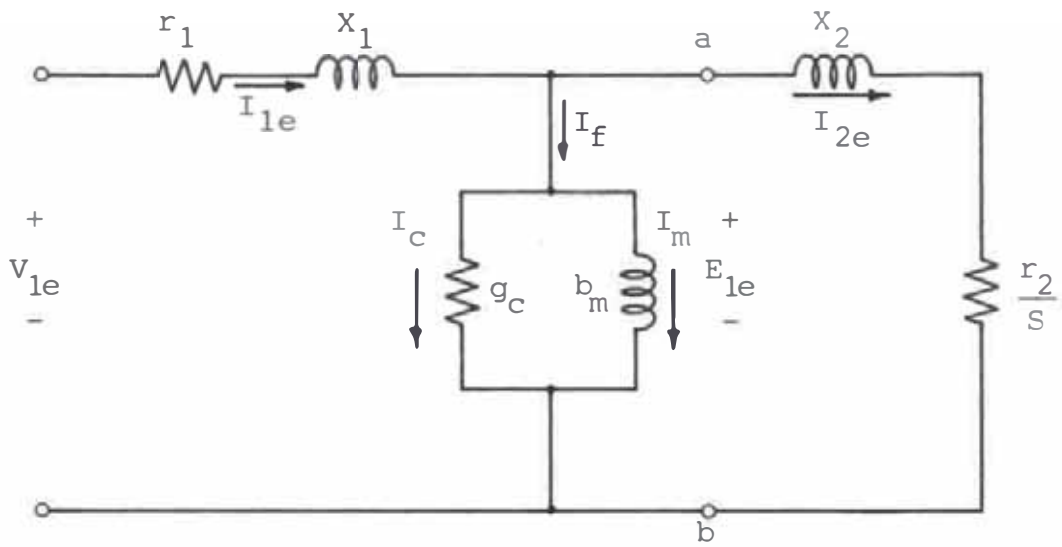


Fig. N°1.3: Circuito Equivalente del Motor de Inducción

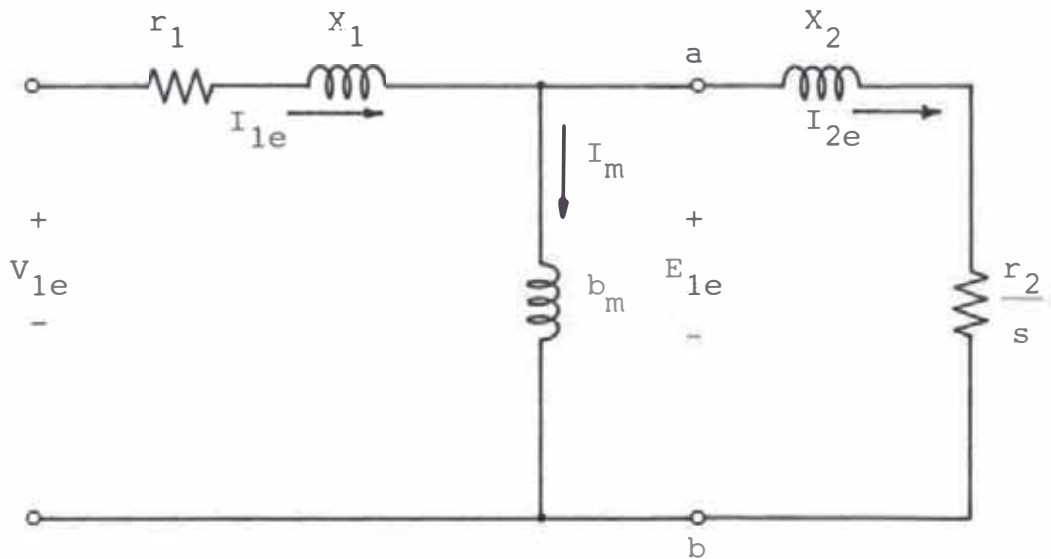


Fig. N°1.4: Circuito Equivalente Simplificado del Motor de Inducción

equivalente del estator. La fig. 1.3 ilustra el circuito equivalente, por fase, del motor de inducción polifásico. Este circuito se puede simplificar si se prescinde de las pérdidas en el núcleo, representadas por la conductancia g_c , llegándose a la fig. 1.4 y el error que se introduce es despreciable.

1.2 El Tiristor Gate Turn Off (GTO)

1.2.1 Introducción al GTO

El tiristor gate turn off conocido también como GTO, tiene la misma estructura de semiconductores regenerativos de tres junturas, cuatro capas y similar capacidad de prendido que el tiristor convencional (SCR).

El GTO difiere del SCR, en que es diseñado para ser apagado con la aplicación de un voltaje negativo en el gate. No es necesario de reducir el voltaje de ánodo para efectos de su apagado como es requerido para el SCR.

Sobre los transistores de potencia, el GTO tiene ventajas en el comportamiento de interrupción. Dichos transistores pueden presentar voltajes on-state bajos para valores de corriente moderados (en el orden de 5 amp á 10 amp), comparablemente el GTO posee voltajes on-state bajos, sobre un rango de corriente mucho más amplio (de 2 amp á 50 amp).

La característica más resaltante del GTO, es su habilidad inherente de proveer voltajes de bloqueo y corrientes de interrupción, altos.

1.2.2 Descripción del Tiristor SCR

1.2.2.1 Estructura del SCR

Como es mostrado en la fig. 1.5, la estructura interna de un SCR consta de cuatro capas, con tipos de conductividad alternada. Las dos capas exteriores referidas como las capas de emisor son de material de muy alta conductividad y las dos interiores referidas como las capas de base son de material de muy baja conductividad.

Los electrodos de terminal principal son unidos a las capas de emisor. El terminal principal 1 (ó T1), designa al terminal principal al cual la señal de control es referida y el terminal principal 2 (ó T2), designa al terminal principal de alto voltaje.

El electrodo de control o gate, puede estar unido ya sea a la base tipo p ó a la base tipo n, en la mayoría de los casos lo encontramos unido a la base tipo p.

Para la figura el electrodo de emisor tipo p es referido como el ánodo y el electrodo de emisor tipo n como el cátodo.

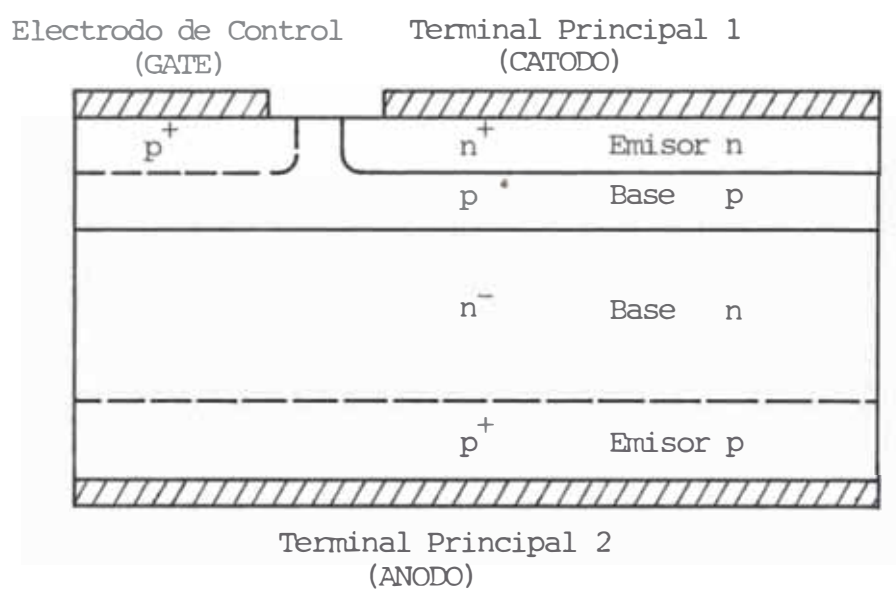


Fig.Nº 1.5: Estructura Básica de un SCR

1.2.2.2 Analogía de un SCR con dos Transistores

La fig. 1.6.a, muestra el símbolo esquemático de un SCR y la conexión equivalente del par complementario de transistores.

La estructura básica de un SCR p - n-p-n es análoga a un par de transistores bipolares p - n-p y n-p-n complementarios como apreciamos en la fig. 1.6.b.

Los transistores p-n-p y n-p-n en el modelo equivalente son interconectados tal que una acción regenerativa ocurre cuando una señal de gate apropiada es aplicada en la base del transistor n-p-n. Cuando el modelo de dos transistores es conectado en un circuito para simular operación normal del SCR, el emisor del transistor p-n-p es conectado al terminal positivo de una fuente de continua a través de un resistor limitativo R2 y el emisor del transistor n-p-n es conectado al terminal negativo de la misma fuente para completar un paso eléctrico completo, como se aprecia en la fig. 1.7.

Cuando el modelo está en el estado "apagado", el valor inicial de la corriente principal i_A es cero. Si un pulso positivo es aplicado a la base del transistor n-p-n, éste prende y fuerza a su colector a entrar en un potencial, como resultado i_A comienza a fluir y el transistor p-n-p pasa a su estado de actividad, su

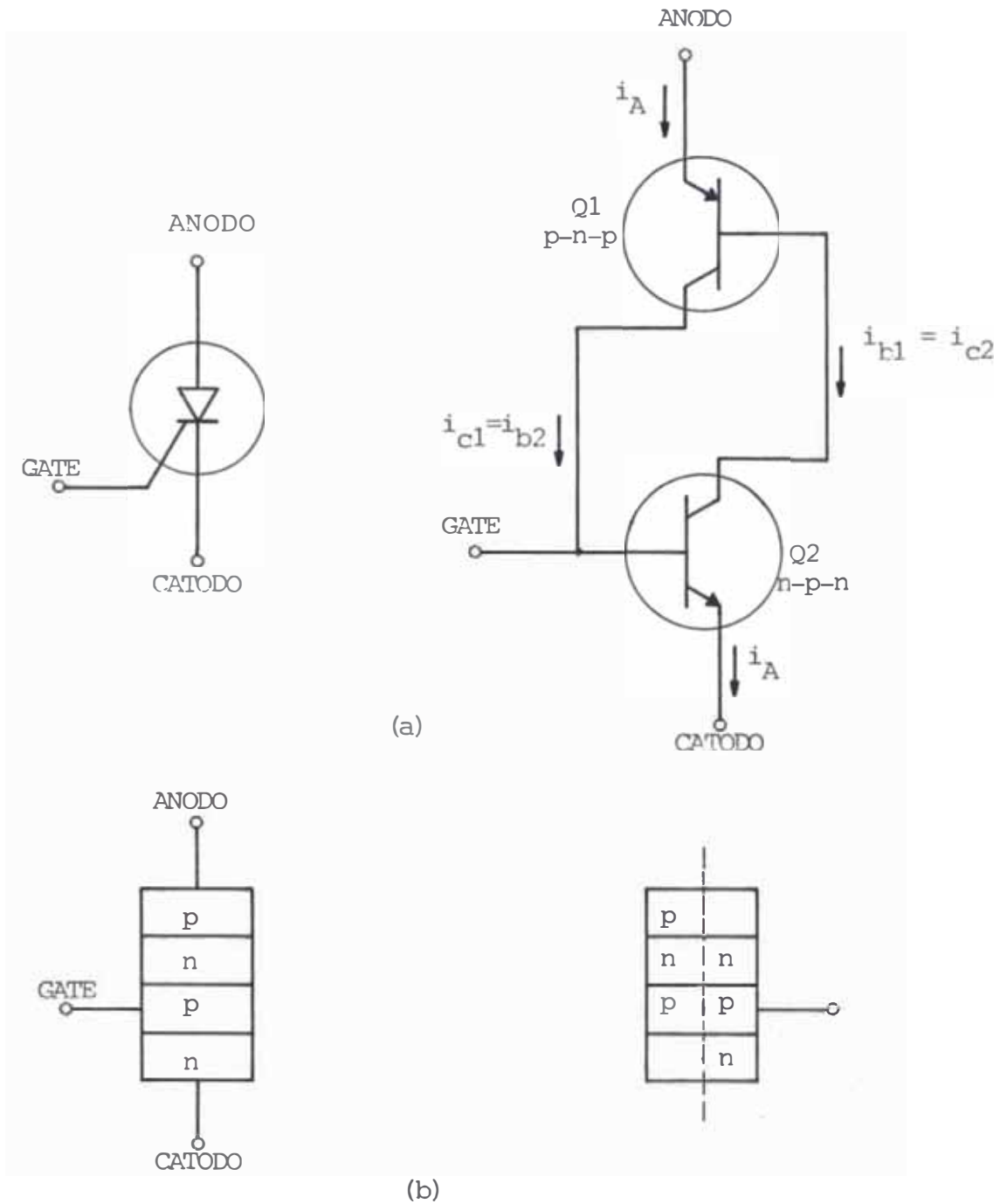


Fig. N°1.6: Analogía de un SCR con dos Transistores

a) Símbolo de un SCR y modelo de dos transistores equivalente

b) Estructura de un SCR y modelo de dos transistores equivalente.

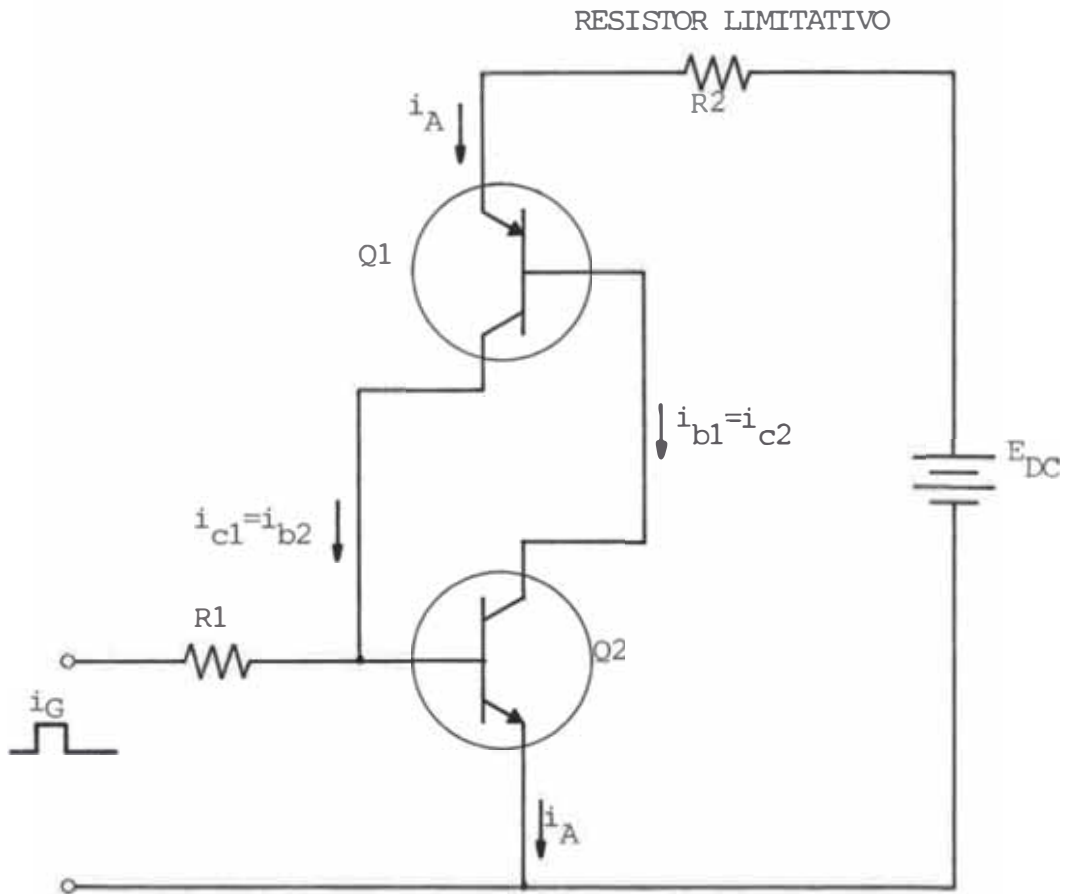


Fig. N°1.7: Conexión del Modelo de dos Transistores para mostrar un paso eléctrico completo

corriente de colector fluye dentro de la base del transistor n-p-n, dándose las condiciones de regeneración. Si el control externo de gate es removido, el modelo permanece en el estado "prendido", provisto de que i_A sea suficiente.

Teóricamente el modelo permanece prendido, hasta que i_A es reducido hasta un cierto valor, efecto que puede ser explicado aumentando gradualmente R_2 . Como i_A es consecuentemente reducida, la división de corriente dentro del modelo no podrá sostener la regeneración requerida y entonces el modelo se revierte a un estado de bloqueamiento.

El modelo de dos transistores ilustra tres características del SCR:

Una corriente de disparo de gate es requerida para iniciar la regeneración.

- Una corriente principal mínima (corriente latching) debe ser disponible para originar la regeneración.
- La reducción de la corriente principal bajo un valor dado (corriente holding) resulta en el apagado del modelo.

1.2.2.3 Prendido de un SCR

Como un SCR tiene un terminal principal unido a una región tipo p y el otro terminal prin-

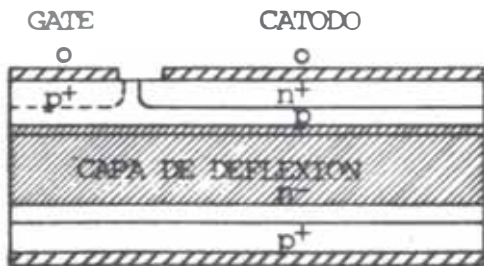
principal unido a una región tipo n , el flujo de corriente de terminales principales produce inyección de portadores de ambas polaridades, por aplicación de un estímulo positivo en el gate. Dicha corriente de terminales principales puede continuar después de iniciada, sin inyección de portadores adicionales en el gate. El proceso de prendido de un SCR, desde el bloqueamiento a la conducción es mostrado en la fig. 1.8.

La inyección simultánea de huecos y electrones de la corriente principal, da un SCR de una ganancia de corriente muy alta y capaz de conducir corrientes muy altas, solamente con una caída de tensión pequeña a través del dispositivo.

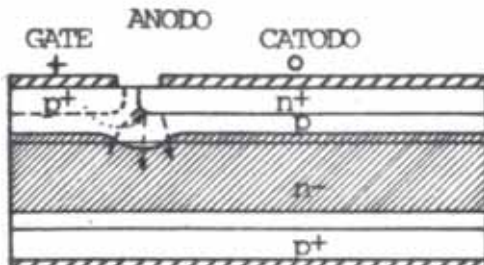
1.2.2.4 Apagado de un SCR

En el estado de conducción del SCR, como se muestra en la etapa final de la fig. 1.8, las regiones de las dos bases están cubiertas de plasma que contiene igual cantidad de huecos y electrones a concentraciones mucho mayores que las de equilibrio de estas regiones. Los portadores en exceso son los que aumentan la conductividad efectiva de las regiones bases. Para retornar al estado de bloqueamiento, el plasma debe ser removido.

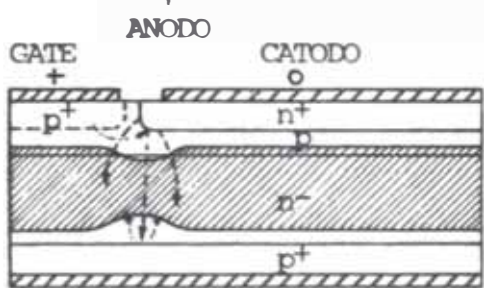
Existen dos métodos para efectuar el apagado del SCR, como se describen a continuación:



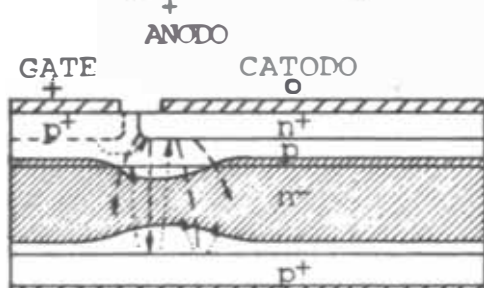
- El tiristor en estado de bloqueo, voltaje gate cero.



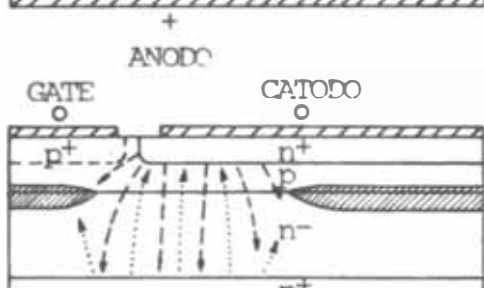
- Voltaje positivo es aplicado al gate.
- Los huecos fluyen de la base p al emisor n.
- Los electrones fluyen del emisor n a la base p y entran a la capa de deflexión.



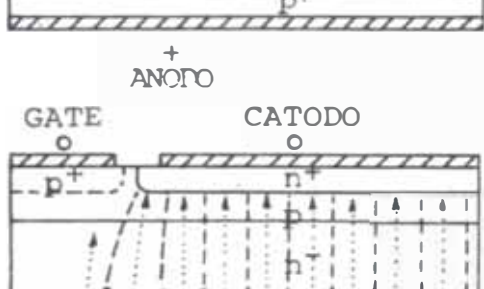
- Los electrones cruzan la capa de deflexión y tienden hacia el emisor p.
- Los huecos son inyectados por el emisor p y entran a la capa de deflexión.



- Los huecos cruzan la capa de deflexión y tienden hacia el emisor n.
- Electrones adicionales son inyectados del emisor n hacia el emisor p.



- La inyección de ambos emisores continúa en aumento.
- El plasma se desarrolla lateralmente, aumentando el área de conducción.
- La conducción continúa expandiéndose, aún si el voltaje del gate ha sido extraído.



- El plasma continúa expandiéndose hasta que el área total es conductiva.

Fig. N°1.8: Proceso de Prendido del SCR.

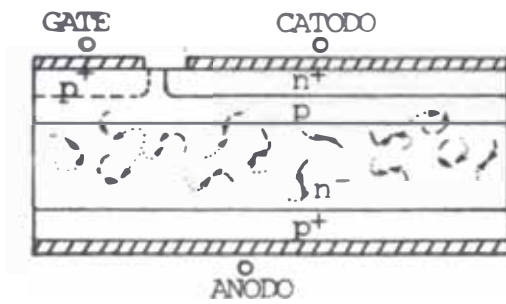
- Apagado por Circuito Conmutado.- Este proceso, se ilustra en la fig. 1.9, la corriente es interrumpida externamente, tal que la inyección de portadores para y permite que los inyectados previamente a recombinarse internamente. Cuando la concentración de portadores se aproxima al equilibrio, el voltaje de ánodo puede nuevamente ser aplicado.

- Apagado Gate Turn Off.- La fig. 1.10, detalla el proceso de apagado por este método. El gate está sujeto a una tendencia que es inversa a la requerida para el prendido, extrayendo portadores en vez de inyectar.

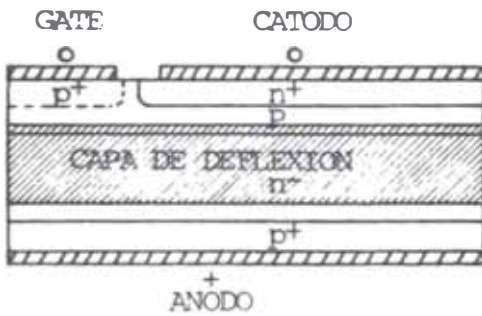
Como en la fig. indicada, con el gate unido a la base tipo p, una tendencia positiva de gate prende el dispositivo por inyección de huecos y una tendencia negativa lo apaga por extracción de huecos.

Cualquier SCR tiene algo de capacidad de apagado gate turn off, pero la corriente principal máxima que pueda interrumpir es por lo general ligeramente mayor que la corriente holding que son normalmente bajas. Cuando se dan SCRs con corrientes de operación aumentadas, dicha capacidad es limitada, porque los terminales principales inyectan cantidades grandes de portadores que el gate es incapaz de removerlos suficientemente como para reducir el plasma en forma significativa.

La alternativa a estas limitaciones es la construcción de los SCRs con resistencias de gate baja al flujo la-

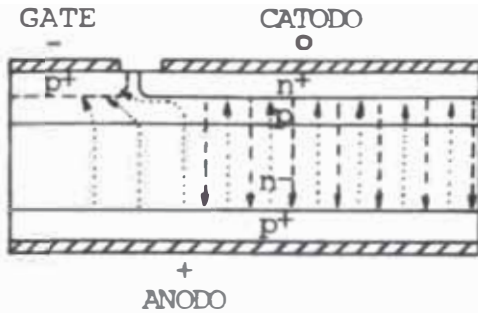


- Partiendo del estado de conducción, el voltaje del ánodo es reducido a cero.
- La inyección de portadores de los emisores para.
- Los portadores inyectados previamente, se recombinan.

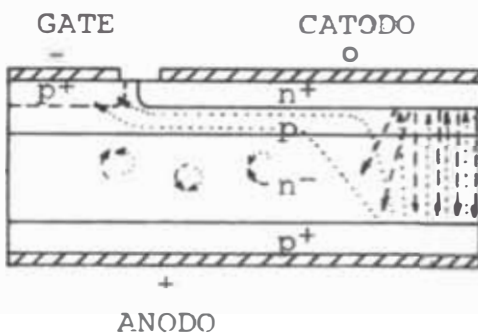


- Voltaje positivo puede ser reaplicado al ánodo, solamente después que la densidad del plasma a caído bajo el nivel regenerativo.

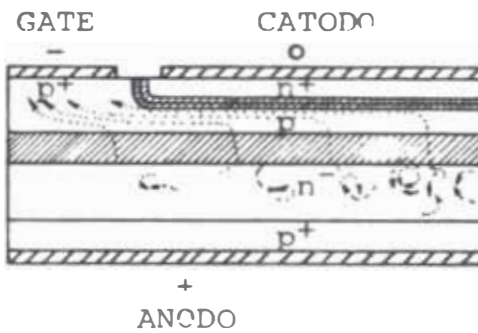
Fig. N°1.9: Apagado Conmutado de un SCR



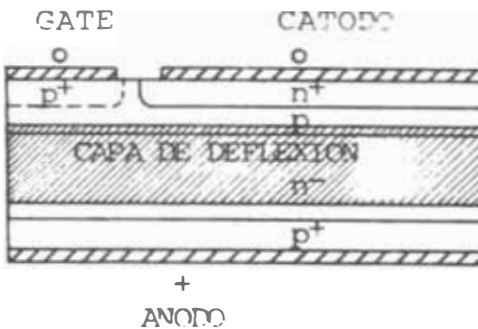
- Partiendo del estado de conducción, voltaje negativo es aplicado al gate.
- Los huecos son extraídos a través del gate.
- La inyección de electrones para en las áreas cercanas al gate.



- La recombinación de portadores reduce la densidad del plasma en las áreas de no inyección.
- La inyección de electrones para sobre áreas más extensas del emisor n.
- La corriente de ánodo es extraída en mini-chorros de alta densidad desde las áreas más lejanas al gate.



- Cuando los mini-chorros son extinguidos, la inyección de electrones para y la capa de deflexión se forma en la juntura gate-cátodo.
- La capa de deflexión empieza a formarse en la juntura de bloqueamiento directo. La corriente ánodo a gate decae exponencialmente cuando la densidad del plasma sigue reduciéndose.



- El voltaje del ánodo se aproxima a un valor de estado estable, mientras la impedancia del dispositivo aumenta.
- El voltaje negativo del gate puede ser extraído cuando la densidad del plasma ha caído bajo el nivel regenerativo y el voltaje del ánodo está muy cerca al valor de estado estable.

Fig. N°1.10: Apagado Gate-Turn-Off de un SCR

teral de los portadores dentro de los dispositivos y así mismo, el gate pueda resistir voltaje de corte inverso alto, con lo que se llega a lo que es el "Tiristor Gate Turn Off".

La ganancia regenerativa alta inherente en los SCRs es reducida en los GTOs, que son diseñados para tener una capacidad de apagado de gate controlado, efectiva.

1.2.3 Analogía de un GTO con dos Transistores

La fig. 1.11 representa el modelo de dos transistores equivalente a un GTO y los efectos de una terminación resistiva sobre las corrientes. La corriente de colector del transistor p-n-p debe ser aumentada para suministrar a la corriente de base del transistor n-p-n y a la corriente de la terminación resistiva, es decir:

$$i_{c1} = i_{b2} + i_t$$

A causa que el flujo de corriente principal i_A , debe ser aumentada para poder aplicar la corriente de colector aumentada, los requerimientos paramétricos de las corrientes latching y holding también aumentan.

En la fabricación del GTO, usan una unidad p-n-p con beta de valor bajo e incluyen una terminación de resistencia interna en la base de la unidad n-p-n. El uso de unidades p-n-p de beta bajo permite una región de base más ancha para soportar voltajes altos encontrados

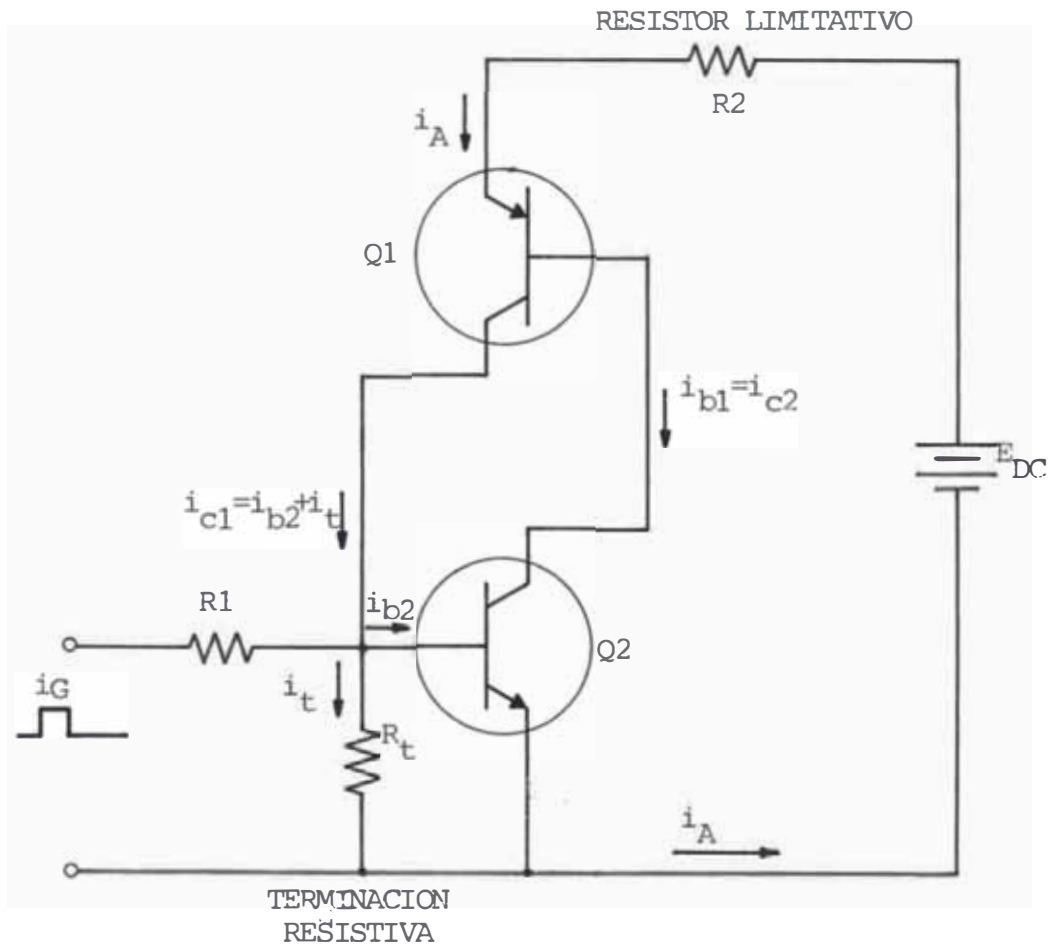


Fig. N°1.11: Modelo de dos Transistores
Equivalente a un GTO

en las aplicaciones. La terminación resistiva, provee inmunidad a los falsos prendidos.

1.2.4 Símbolo y Relaciones Voltaje-Corriente de un GTO

Debido a las diferencias significativas en las características que presenta un GTO sobre el SCR convencional, un símbolo esquemático separado ha sido creado para el GTO, como es mostrado en la fig. 1.12.

En la fig. 1.13 observamos las relaciones voltaje-corriente de ánodo a cátodo y de gate a cátodo de un GTO.

1.2.5 Rangos y Características Fundamentales del GTO

El GTO debe ser operado dentro de los rangos máximos especificados por el fabricante para asegurar mejores resultados en términos de su comportamiento, vida e integridad. Estos rangos definen valores limitativos determinados en base a pruebas que representan capacidad de operación segura del dispositivo.

El fabricante también especifica ciertas características del dispositivo que son propiedades medibles que definen cualidades inherentes del GTO. Los párrafos siguientes definen los rangos y características fundamentales del GTO.

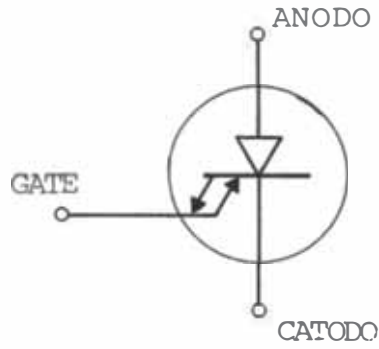


Fig. N°1.12: Símbolo de un GTO

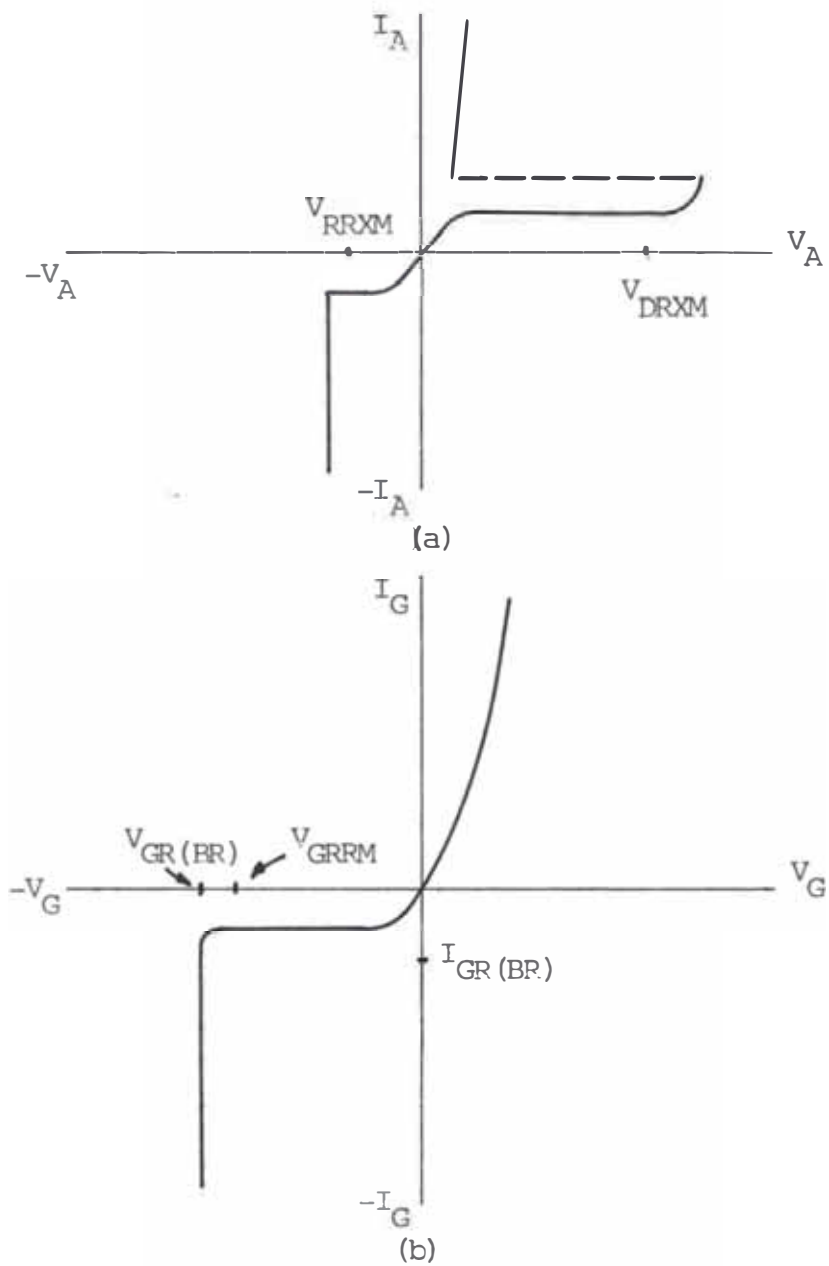


Fig. N°1.13: Relaciones Voltaje-Corriente en un GTO

a) De Anodo a Cátodo, y

b) De Gate a Cátodo

- Rango de Voltaje Directo Off-State Pico Repetitivo (V_{DRXM}).- Es el valor máximo de voltaje directo en el apagado, incluyendo los transistores repetitivos, que se puede aplicar en los terminales principales del GTO. Este rango no debe ser excedido en un proceso repetitivo normal. El GTO puede fallar a niveles mayores.
- Rango de Voltaje Directo Off-State Pico No-Repetitivo (V_{DSXM}).- Es el valor máximo absoluto de voltaje directo en el apagado, que puede ser aplicado en los terminales principales del GTO. Este voltaje no deberá ser excedido bajo ninguna condición. Es muy difícil llegar a este rango, pero es especificado para prevenir daños irreversibles al dispositivo.
- Rango de Voltaje Inverso Pico Repetitivo (V_{RRXM}).- Es el voltaje inverso permisible máximo, incluyendo todos los voltajes transitorios repetitivos, que puede ser aplicado a través de los terminales principales del GTO. Este rango no debe ser excedido en una operación normal. La disipación de energía inversa es generalmente despreciable.
- Rango de Voltaje Inverso Pico No-Repetitivo (V_{RSOM}).- Es el valor permisible máximo de cualquier voltaje inverso que puede ser aplicado a través de los terminales principales del GTO. Este rango no deberá ser excedido bajo ninguna condición. Si se excede este rango, el GTO puede entrar en región de avalancha de alta

disipación. Este rango, sin embargo, es especificado para una condición transitoria que asume que la temperatura de juntura retornará a un nivel seguro sin fuga térmica.

- Rango de Corte de Voltaje Inverso de Gate ($V_{GR(BR)}$).- Es el valor permisible máximo de voltaje que puede ser aplicado en dirección inversa entre el gate y el cátodo del GTO. La característica de corte de gate inverso del GTO, se asemeja a la característica de dirección inversa del diodo Zener.

- Rango de Voltaje On-State Pico (V_{TM}).- Es el valor máximo de voltaje residual directo que se presenta entre los terminales principales del GTO operando bajo una corriente on-state controlable repetitiva. Este tipo de voltaje es una función de las propiedades regenerativas del dispositivo.

- Corriente On-State Controlable Repetitiva (I_{TCM}).- Es la corriente máxima que fluye a través de los terminales principales y que el GTO puede cortar en operaciones repetitivas. El flujo de una corriente superior no representa una garantía que el dispositivo lo pueda cortar.

Corriente On-State RMS (I_{TRMS}).- Es el valor RMS de la corriente on-state controlable repetitiva.

Corriente Latching (I_{TL}).- Cuando el GTO se prende, una determinada cantidad de corriente mínima, debe fluir de ánodo a cátodo antes que el control de gate pueda ser extraído y que el dispositivo permanezca en el estado de conducción. Esta corriente mínima es definida como la corriente latching.

- Corriente Holding (I_{TH}).- Después que el GTO a asegurado su permanencia en el estado de conducción, la corriente de ánodo a cátodo puede ser reducida hasta un determinado valor mínimo, antes que salga del estado de conducción. Este valor es referido como corriente holding.

1.2.6 Comportamiento de Prendido y Apagado del GTO

1.2.6.1 Prendido.- El GTO puede ser prendido de manera similar al SCR convencional, con la aplicación de un pulso positivo en el gate con respecto al cátodo, como se explicó en la sección 1.2.2.3.

A causa del compromiso de diseño para alcanzar capacidad de apagado gate turn off rápido, la ganancia regenerativa alta inherente en el SCR convencional, es reducido en el diseño del GTO.

La fig. 1.14 ilustra las formas de onda en el prendido y apagado del GTO. De la fig. 1.14c, se desprende que el tiempo de prendido es:

$$t_g = t_d + t_r$$

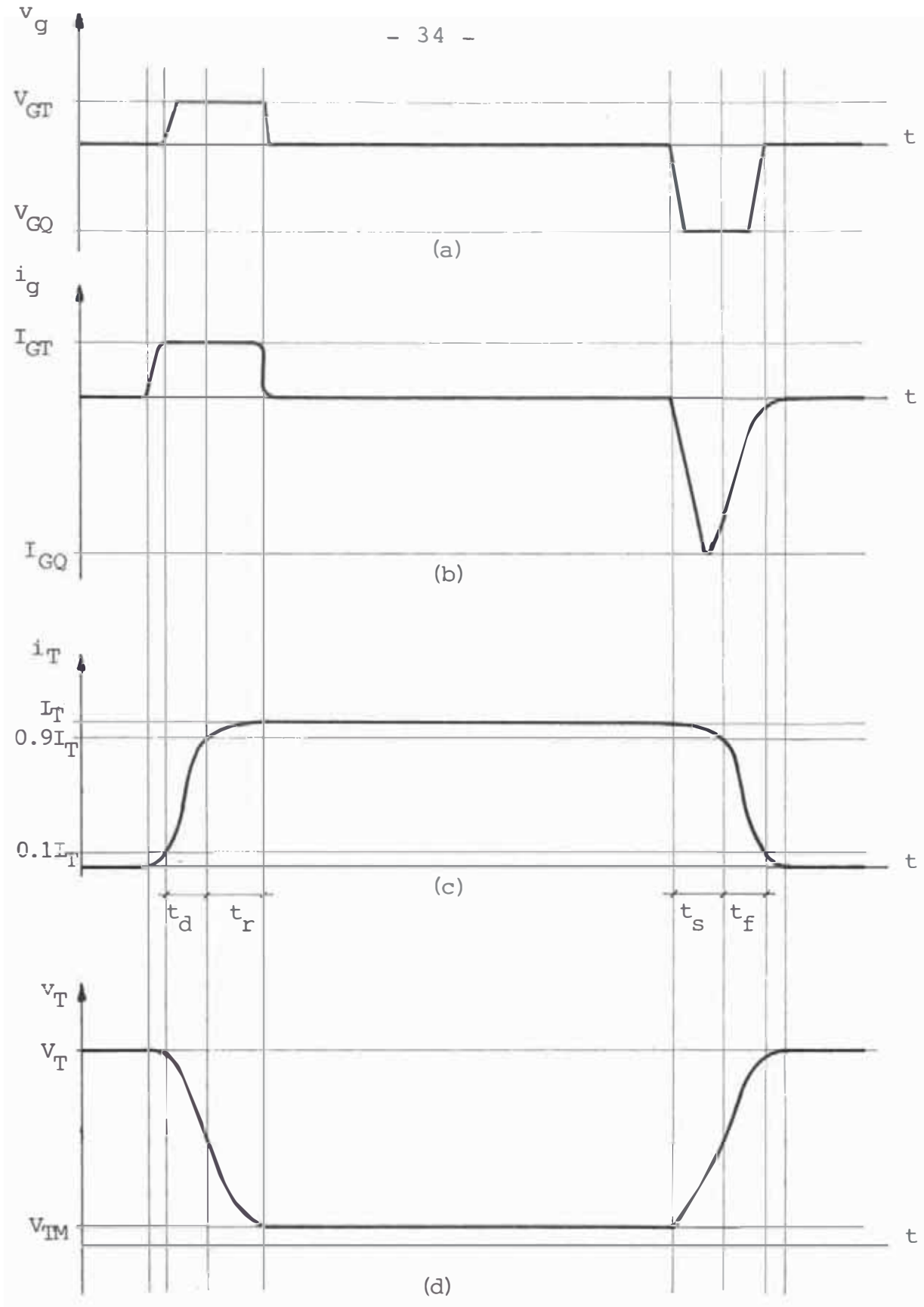


Fig. N°1.14: Formas de Onda Típicas de Conmutación del GTO

- | | |
|----------------------|-----------------------|
| a) Voltaje de gate | c) Corriente de ánodo |
| b) Corriente de gate | d) Voltaje de ánodo |

t_d llamado tiempo de retardo, es el tiempo durante el cual la corriente de ánodo sube desde el 10% al 90% de su valor; t_r llamado tiempo de subida, es el tiempo durante el cual la corriente de ánodo crece del 90% hasta su valor total.

Los factores que influyen en el prendido del GTO, básicamente, son los siguientes:

- Corriente de Gate.- A mayor amplitud de corriente de gate, el tiempo de prendido es menor.
- Corriente de Anodo.- A igualdad de corrientes de gate, cuanto mayor sea la corriente de ánodo a ser controlada, mayor será el tiempo empleado para el prendido.
- Voltaje de Anodo.- A mayor voltaje de ánodo, menor será el tiempo de prendido.
- Temperatura.- Debido a las propiedades regenerativas controladas del GTO, más control es necesitado a temperaturas altas o bajas, que son los rangos donde toma más tiempo en el prendido.

1.2.6.2 Apagado.- Una consideración importante en la aplicación del GTO es su disipación que ocurre durante el período de apagado. En este período, el GTO del modo activo de operación con estado de voltaje bajo y corriente alta, pasa al modo de no conducción con estado de voltaje alto y corriente baja.

El comportamiento de interrupción del GTO, es una función directa a la habilidad del dispositivo de ser resistente al calor generado durante las operaciones. La disipación de interrupción es un resultado directo de la velocidad a la que el dispositivo puede apagarse y a los efectos que esta velocidad tiene sobre los elementos inductivos del circuito.

Observando la fig. 1.14c, se obtiene que el tiempo de apagado es:

$$t_{gq} = t_s + t_f$$

t_s llamado tiempo de almacenaje, es el tiempo que la corriente de ánodo toma en descender desde su valor total hasta su 90%; t_f llamado tiempo de caída, es el tiempo que la corriente de ánodo demora en descender del 90% al 10% de su valor. En este tiempo, de caída, ocurre la mayoría de disipación, por lo que es la parte de mayor significación.

Los factores que determinan la velocidad de apagado del GTO, básicamente son los siguientes:

- Circuito de Control de Gate.- El mejor apagado es obtenido cuando el GTO es controlado por una fuente de voltaje constante y que el circuito de control tenga impedancia de salida baja. La impedancia de gate, interna, limitará la corriente de gate inversa pico. Cuando el voltaje de control de gate inverso es aumentado, el

tiempo de apagado disminuirá.

- Corriente de Anodo.- Cuando la corriente de ánodo aumenta, el tiempo de apagado aumenta.
- Voltaje de Anodo.- El tiempo de apagado aumenta como una función semi-logarítmica, si el voltaje de ánodo es aumentado.
- Temperatura.- Cuando el GTO se calienta, los mecanismos internos tienden a causar que el apagado del dispositivo sea más lento.

1.2.7 Sistemas típicos de Excitación de Gate del GTO

El circuito gate del GTO es requerido para permitir una corriente de gate de prendido (i_G) y una corriente de gate de apagado (i_{GQ}), que son de polaridades opuestas.

Dos formas de sistemas de excitación, básicas, son presentadas y que se describen a continuación:

1.2.7.1 Sistema de Circuito Gate con Fuente Dual

Posee dos fuentes como podemos observar en la fig. 1.15, la fuente E_G crea la corriente de prendido y la fuente E_{GQ} que crea la corriente de apagado, modalidad que puede ser usada de acuerdo con la frecuencia de operación y capacidad de corriente del

GTO. Este sistema no es afectado por el factor de potencia de la carga, por que i_G fluye continuamente, posee bajas pérdidas de generación y buen comportamiento en la interrupción. En conclusión posee excelentes características.

1.2.7.1 Sistema de Circuito Gate con una sola Fuente

Tiene una sola fuente y requiere almacenar energía para originar la corriente de apagado. Se sub-divide en tipo capacitor y tipo reactor.

- Tipo Capacitor.- Su representación esquemática la encontramos en la fig. 1.16.a. Este tipo, prende al GTO por medio de la corriente de carga i_G del capacitor, que fluye cuando el interruptor está abierto. Cuando se cierra el interruptor, la corriente de descarga i_{GQ} apaga al GTO.

En este sistema el límite superior de la frecuencia de operación está determinado por una constante de tiempo.

Si la capacidad de corriente a ser controlada por el GTO es mayor, la corriente de descarga del capacitor necesitará ser mayor, por lo que un tiempo superior es requerido para cargar el capacitor. Si el resistor R es reducido, el tiempo de carga del capacitor puede ser reducido, pero las pérdidas del resistor aumentan. Por lo tanto, hay un límite en la aplicación de este siste

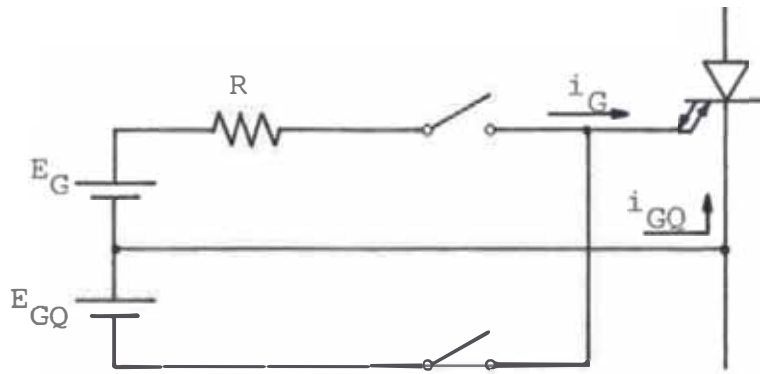


Fig. N°1.15: Sistema de Circuito Gate con Fuente Dual

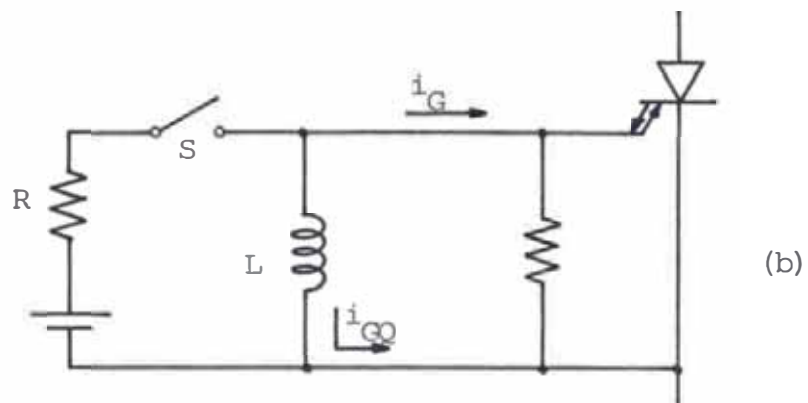
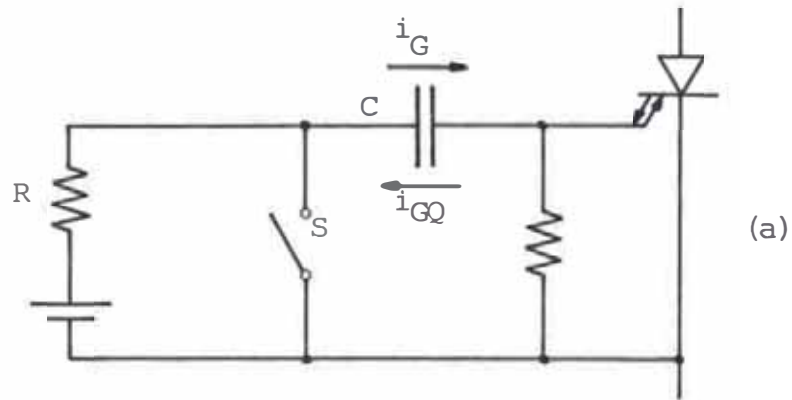


Fig. N°1.16: Sistema de Circuito Gate con una sola Fuente

a) Tipo Capacitor

b) Tipo Reactor

ma, dado por la capacidad y por las frecuencias altas del GTO.

- Tipo Reactor.- En la fig. 1.16.b se aprecia que si el interruptor es cerrado, la corriente i_G empieza a fluir, el GTO es prendido y el reactor es cargado. Si el interruptor es abierto, la energía almacenada en el reactor se descarga, y el GTO es apagado por la corriente i_{GQ} . En este sistema, la capacidad del GTO de control de corrientes grandes, requiere de almacenar gran energía en el reactor, para lo cual L debe ser grande y R pequeño, que darán un tiempo de almacenaje mayor. Por lo tanto, hay un límite en la aplicación de este sistema para capacidades grandes del GTO y para frecuencias altas de operación.

1.3 Inversor Trifásico Alimentado por Fuente de Corriente (IFC)

La alimentación alterna de la red, mediante el rectificador controlado se convierte en corriente de continua variable. Esta corriente de continua, a través del Inversor hecho con tiristores GTO, se transforma en señal de frecuencia ajustable.

Al Inversor GTO, que es parte del sector de potencia del sistema de control del motor de inducción, lo podemos ubicar en el diagrama de bloques de la fig. 1.17. En esta misma figura también observamos las entradas de control y las salidas de mediciones de la operación del

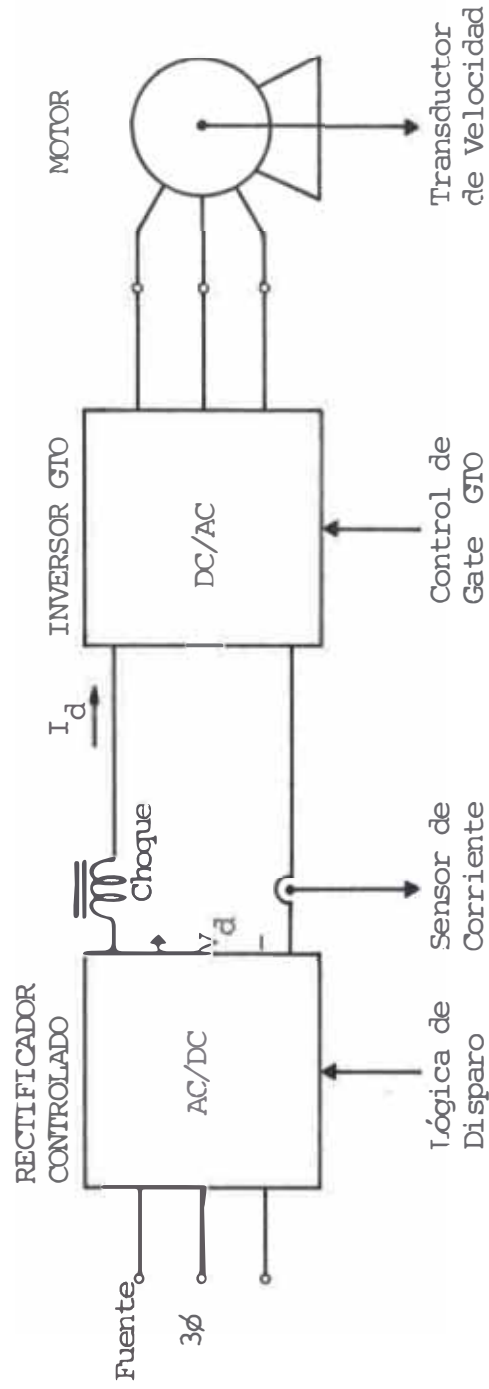


Fig. N°1.17: Diagrama de Bloques del Sector de Potencia del Sistema de Control del Motor de Inducción

sistema. La fuente de corriente que alimenta al Inversor GTO, es simulada por la gran impedancia del choque que acompaña al rectificador controlado.

Este tipo de Inversor GTO, alimentado por fuente de corriente, posee características superiores que si estuviera alimentado por fuente de tensión. En un trabajo anterior, encontramos detalles de un Inversor hecho con tiristores convencionales, alimentado por fuente de corriente /REF.7/.

Como vemos en la fig. 1.18, el Inversor GTO está constituido básicamente por seis GTOs, que unidos por pares dan tres ramales. La función de cada ramal es de controlar la corriente de su línea al motor, para lo cual los GTOs superiores e inferiores se prenden y se apagan secuencialmente, produciendo formas de onda de corriente de seis pasos.

El uso de los GTOs, eliminan la necesidad de utilización de los dispositivos de conmutación como lo requieren los tiristores convencionales, simplificando de esta manera, la complejidad y el tamaño del Inversor.

La capacidad de corriente que el GTO puede apagar, tiene un límite máximo, determinado por el propio GTO, concepto que es similar a la capacidad de corriente de conmutación pico que se presenta en los circuitos de inversores hechos con tiristores convencionales, que tienen dependencia de la carga de los capacitores de conmutación.

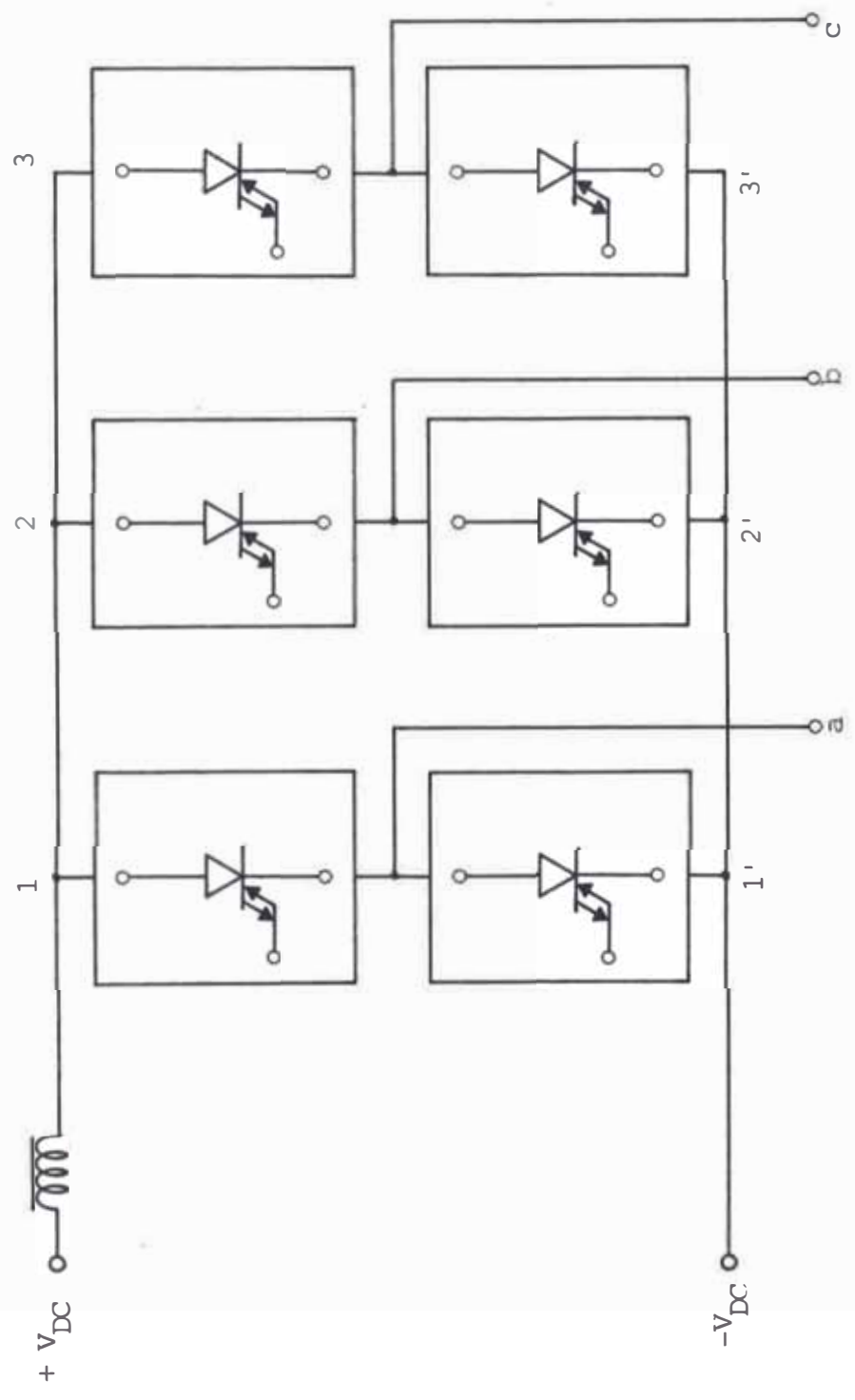


Fig. N°1.18: Descomposición del Inversor GTO en Ramales

1-1', 2-2' y 3-3'

En la fig. 1.19, se muestra la forma de onda de la corriente por fase de salida del Inversor GTO.

1.4 Diagrama de Bloques del Sistema y Estrategia de Control Usado

El Diagrama de Bloques del Sistema de Control del Motor de Inducción se muestra en la fig. 1.20. Como se puede apreciar, consta de dos lazos, uno es el llamado "Control de Torque" y el otro "Control de Frecuencia" o también "Control Slip-Phase Locked Loop (PLL)".

El lazo de Control de Torque abarca el Sensor de Corriente, Protección a la Sobrecorriente, Controlador de Corriente, Rectificador Controlado con su respectiva Lógica de Disparo y el Bloque Control de Flujo formado a su vez por un Conversor Análogo-Digital, memoria EPROM y un conversor Digital-Análogo.

El lazo de Control Slip-PLL está constituido por el Transductor de Velocidad, Motor de Inducción, Inversor GTO con su respectivo Control de Gate y por el Bloque Control PLL formado a su vez por el Detector de Fase, Filtro y el Oscilador Controlado por Voltaje (VCO).

La velocidad del Motor de Inducción es transformada en un tren de pulsos por medio del Transductor de Velocidad. El Detector de Fase compara la frecuencia de realimentación (w_o) procedente del Transductor de Velocidad con la frecuencia de entrada de gran estabilidad propor-

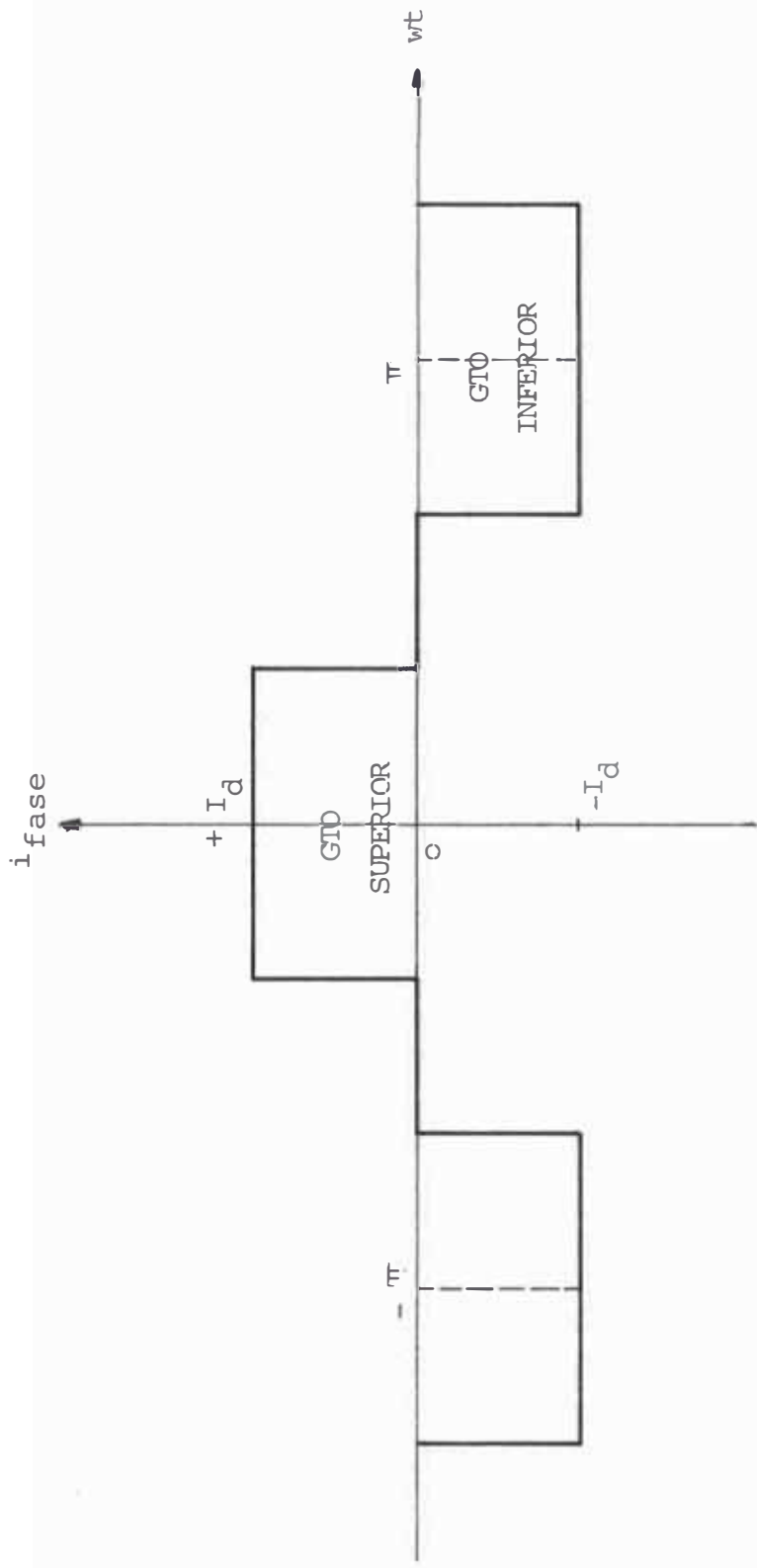


Fig. N°1.19: Forma de Onda de la Corriente de Fase de Salida del Inversor GTO

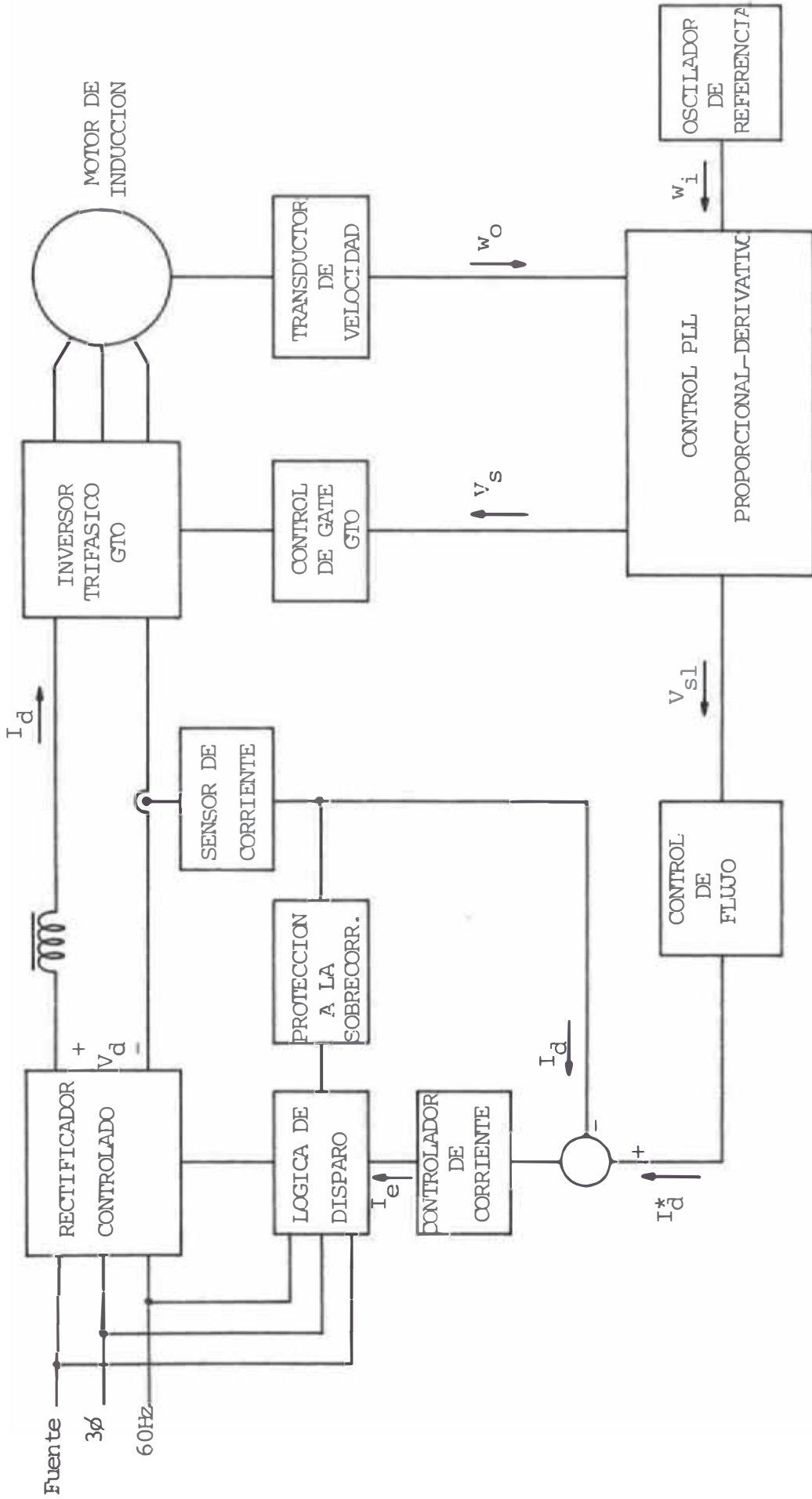


Fig. N°1.20: Diagrama de Bloques del Sistema de Control del Motor de Inducción

cionada por el Oscilador Digital de Referencia. El Filtro, colocado a la salida del Detector de Fase, solamente dejará pasar las señales de continua o de frecuencia bajas. La Respuesta Dinámica del Sistema, depende del Filtro. El Oscilador Controlado por Voltaje, tiene como característica que su frecuencia de salida varía en relación directamente proporcional al voltaje de su entrada y que procede del Filtro.

Cuando la velocidad del motor baja, la frecuencia de realimentación baja, el Detector de Fase generará un voltaje de error, que después de ser procesado por el Control Proporcional-Derivativo del Filtro, ataca al Oscilador Controlado por Voltaje, aumentando su frecuencia de salida, que ocasiona también un aumento en la frecuencia de salida del Inversor GTO, para de esta forma aumentar la velocidad del motor, compensando la disminución ocurrida.

En el caso de que suba la velocidad del motor, igualmente el Sistema realizará una compensación correctiva para disminuir dicho aumento.

Por otro lado, el lazo de Control de Torque, operará coordinadamente con el lazo de Control Slip-PLL, para evitar que el Motor de Inducción sea saturado o incurra en deficiencia de flujo de corriente.

Así es como el Sistema de Control exige al motor a sincronizarse con la frecuencia de referencia, de ocu-

rrir cambios en su velocidad.

El error en velocidad se puede considerar como la velocidad de cambio del slip (SW_s). Además existe una relación funcional cuadrática entre SW_s y la corriente I_d de entrada al Inversor GTO, para mantener la corriente de magnetización constante y tener en cualquier velocidad capacidad de torque constante. La relación funcional será grabada convenientemente en la memoria EPROM, para la operación del Sistema.

La Estrategia de Control usado sería entonces el Método de Control de Flujo, utilizando el concepto de Slip Constante.

CAPITULO II

SUB-SISTEMA DE CONTROL SLIP-PHASE LOCKED LOOP (PLL)

Desde hacen algunos años, la técnica de "Lazo Enganchado de Fase (PLL)" para el control de velocidad de motores, gozan de cierta popularidad por su excelente regulación. En este capítulo se modela, implementa y analiza el Sub-Sistema de Control Slip-PLL.

2.1 Modelo e Implementación del Sub-Sistema de Control Slip-PLL

La fig. 2.1 nos enseña el Diagrama de Bloques del Sub-Sistema de Control Slip-PLL. El Detector de Fase, detecta la diferencia en fase y frecuencia entre la señal de realimentación que viene del Codificador Optico de Velocidad y la señal de referencia procedente del Oscilador de Referencia. En la fig. 2.2 se puede observar, las formas de onda de entrada y salida del Detector de Fase, así como el valor promedio de la salida.

Considerando el valor promedio de la salida del Detector de Fase y que permanecerá dentro del límite $(0,2\pi)$ como ilustra la fig. 2.3, el Detector de Fase puede ser modelado como un detector de error o integrador lineal, es decir que puede ser representado por el factor K_d / S , siendo K_d la ganancia del Detector y el término inte -

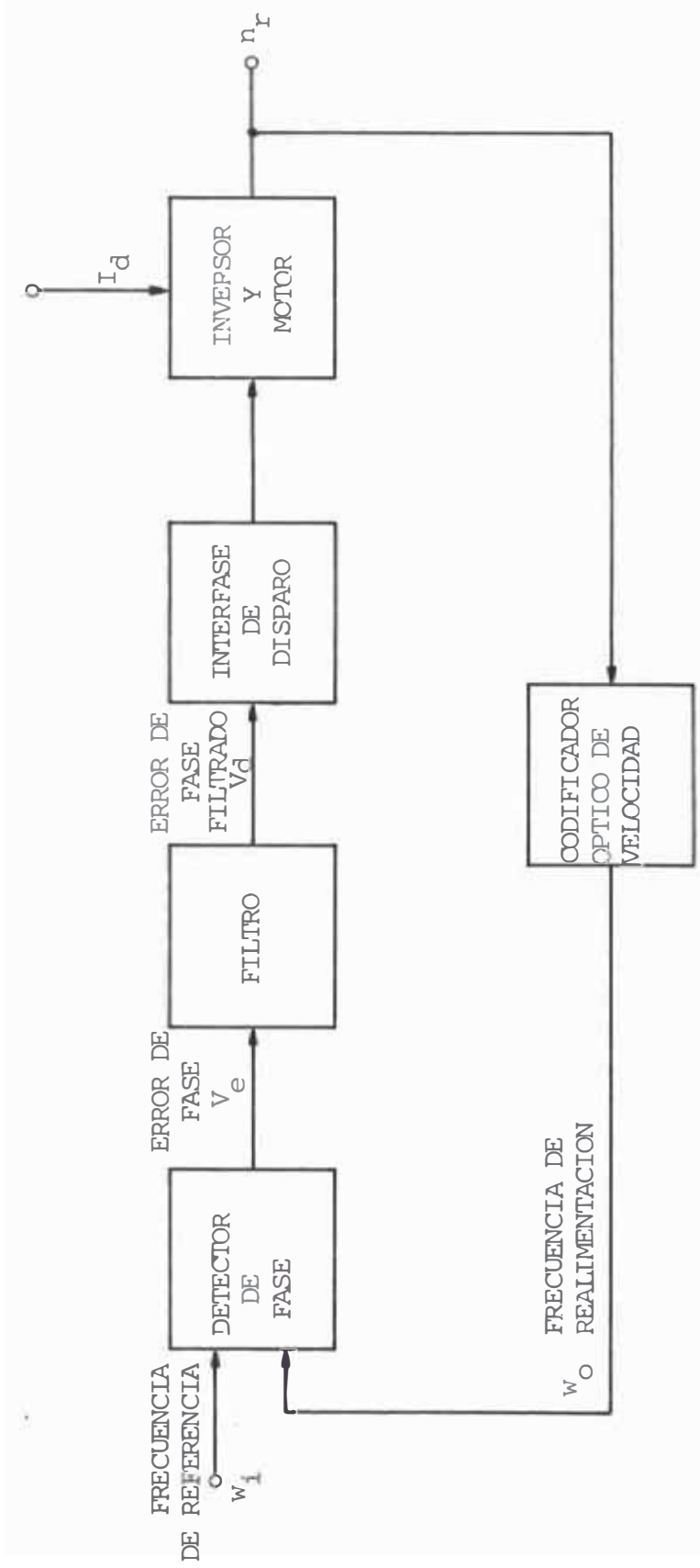


Fig. N°2.1: Diagrama de Bloques del Sub-Sistema de Control SLIP-PLL

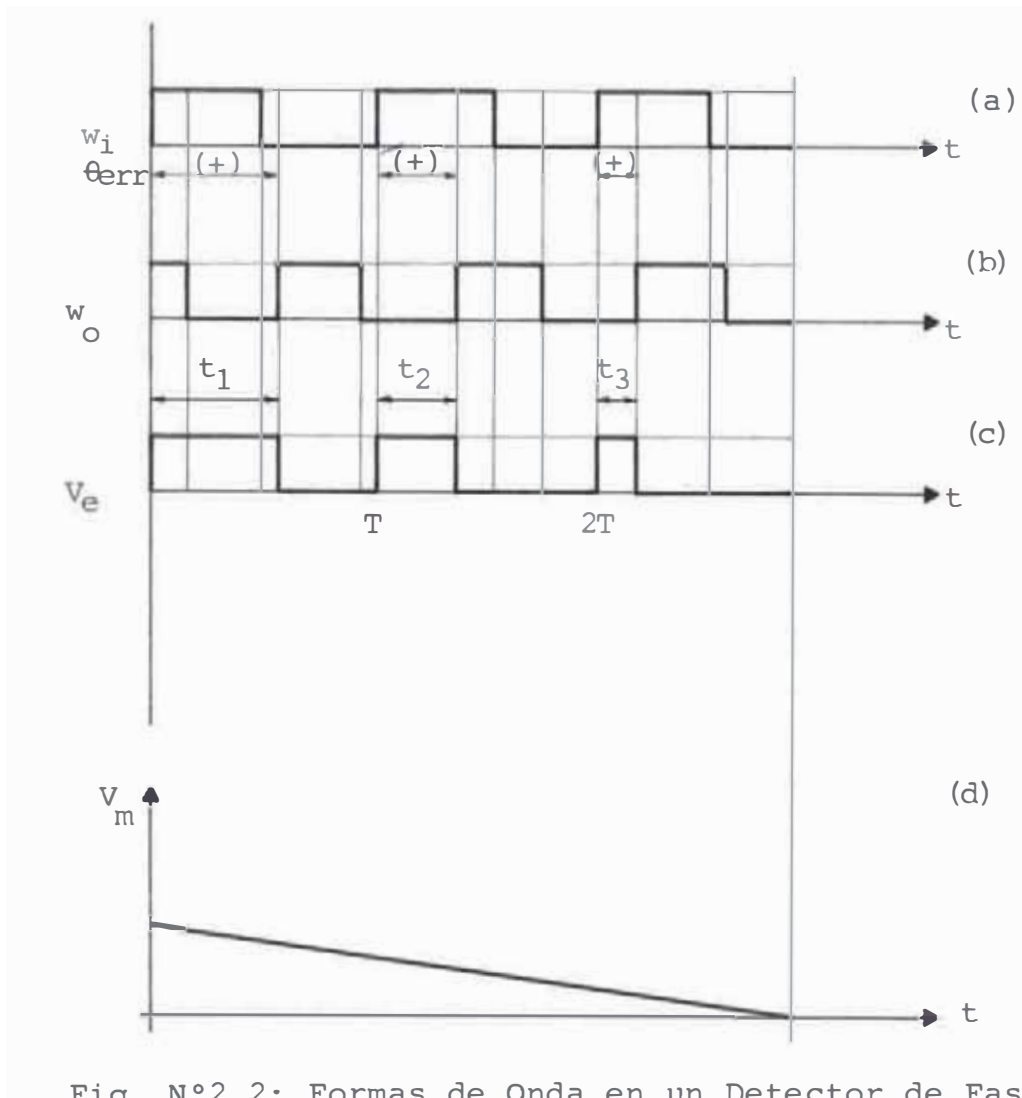


Fig. N°2.2: Formas de Onda en un Detector de Fase

- a) Señal de Referencia, w_i
- b) Señal codificada de realimentación, w_o
- c) Salida del Detector de Fase, V_e
- d) Valor Promedio de la Salida del Detector, V_m

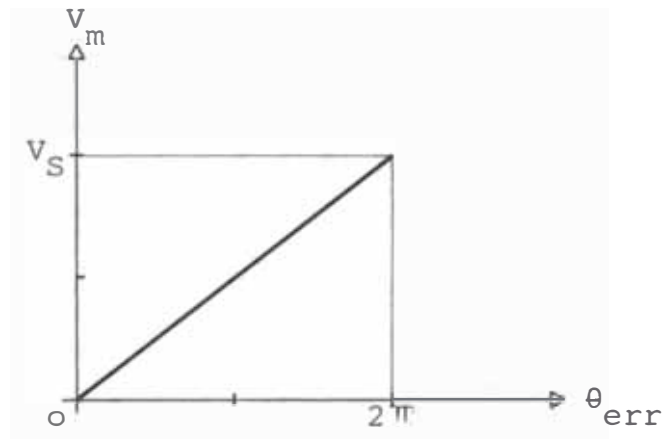


Fig.Nº 2.3: Relación entre el error de Fase y el Valor Promedio de la Salida del Detector

gral es consecuencia de que las entradas son frecuencias y que la salida es proporcional a la diferencia de fase o a la integral del error de frecuencia.

Para el presente estudio, la salida del Detector de Fase, toma niveles de voltaje discretos y el error de fase es encodificado en ancho de pulso como fue mostrado en la fig. 2.2, por lo tanto tenemos que tener en cuenta este efecto.

J. Tal, a propuesto un modelo muestreado linearizado para el Detector de Fase /REF.6/, consistente en la incorporación del rango de muestreo T , dependiente de la velocidad del motor. Entonces, el modelo discreto del Detector de Fase será representado por $K_d T/S$.

El Filtro $F(S)$, procesa la señal de salida del Detector de Fase, en función del comportamiento de la estabilidad del Sistema. Estudios previos, han demostrado - que el Filtro debe ser del tipo Proporcional-Derivativo, para que el Sistema sea estable y pueda mantenerse enganchado /REF.11/, por lo que es representado como

$$F(S) = (S+T_1)/T_1$$

El Motor de Inducción es modelado como un polo asociado con la constante de tiempo mecánica T_m y una ganancia fija K_m , como quedó demostrado en un trabajo anterior, realizado en la U.N.I., utilizando el Método de Control de Flujo, /REF.10/.

El análisis de estabilidad se simplificará, por ser el polo mecánico del motor, dominante; ya que el polo eléctrico es cancelado en el regulador de corriente. La operación es de tal manera que la entrada V_d al controlador de potencia del Motor de Inducción, es la velocidad slip demandada, como se muestra en la fig. 2.4.

El Codificador de Velocidad, producirá K_o pulsos por revolución de eje, y como tal puede ser modelado como una simple ganancia.

El Diagrama de Bloques de Funciones de Transferencia del Sub-Sistema de Control Slip-PLL, incorporando el modelo discreto del Detector de Fase es delineado en la fig. 2.5.

La implementación de los conceptos anteriores en el Control PLL del Slip, se ilustra en la fig. 2.6. La velocidad del motor n_r es convertida a la frecuencia w_o , por medio de un codificador óptico, consistente en un disco metálico, que tiene 36 agujeros hechos cerca del borde e igualmente espaciados, sujeto al eje del rotor, más un fotodetector colocado opuestamente alineado a una lámpara. Un disparador Schmitt Trigger convierte la salida del fotodetector en una onda cuadrada.

La señal de referencia w_i y la señal de realimentación w_o , alimentan al Detector de Fase. La salida del Detector de Fase es modulada en ancho de pulso por la

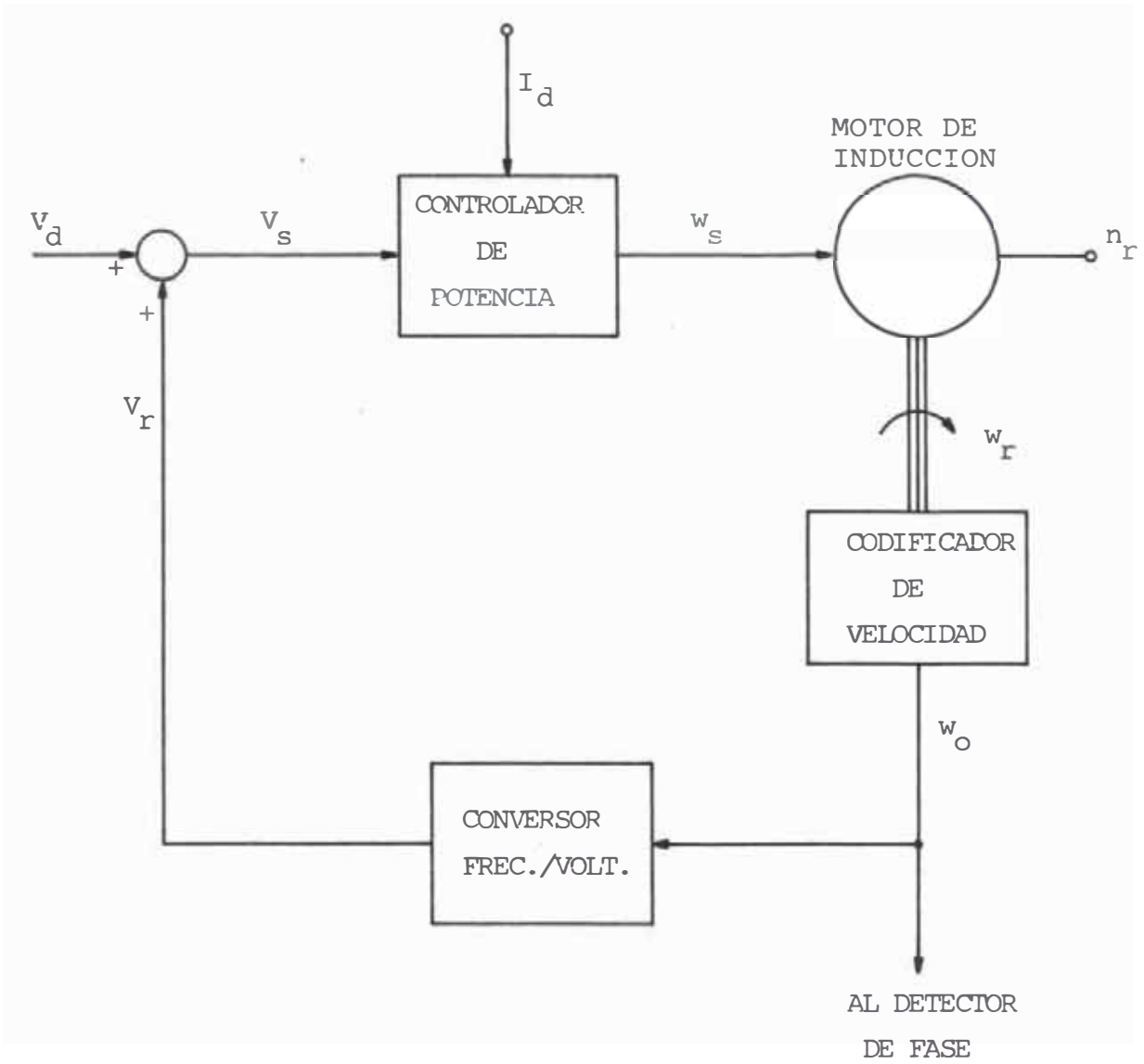


Fig.Nº 2.4: Proceso de Control Frecuencia SLIP-FLUJO

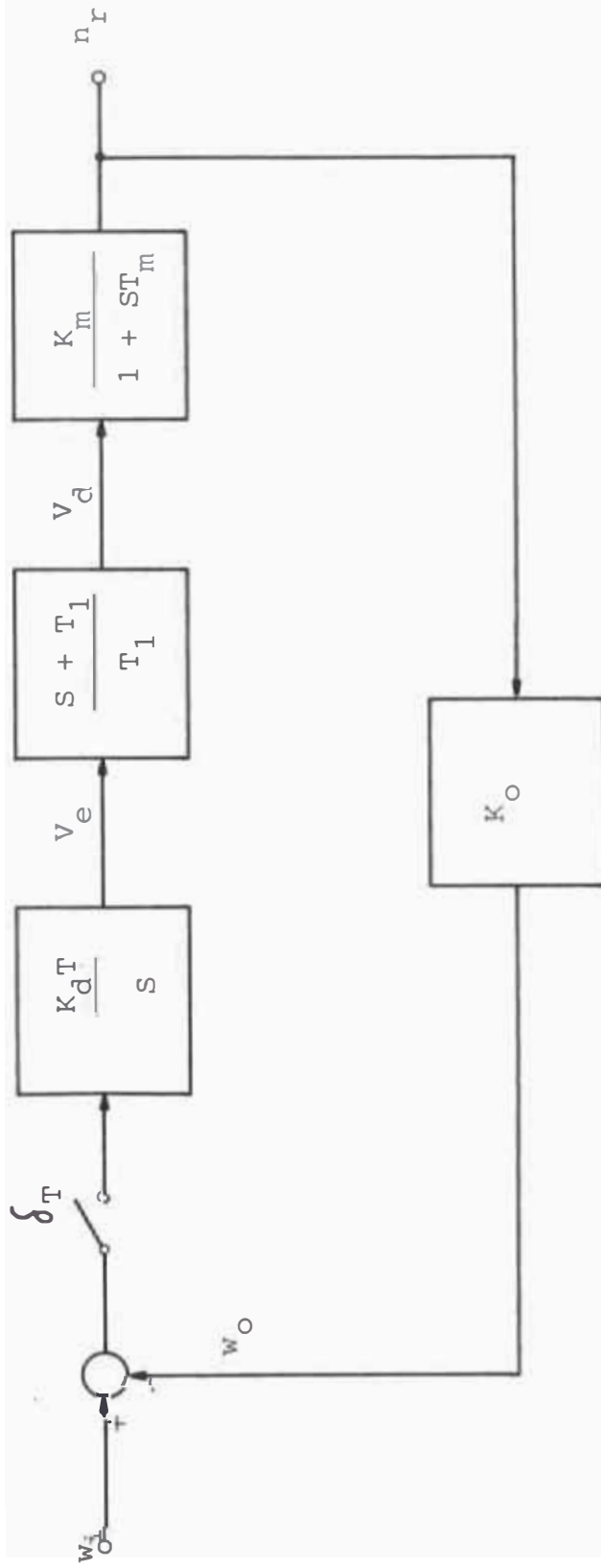


Fig. N°2.5: Funciones de Transferencia del Sub-Sistema de Control Slip-PLL

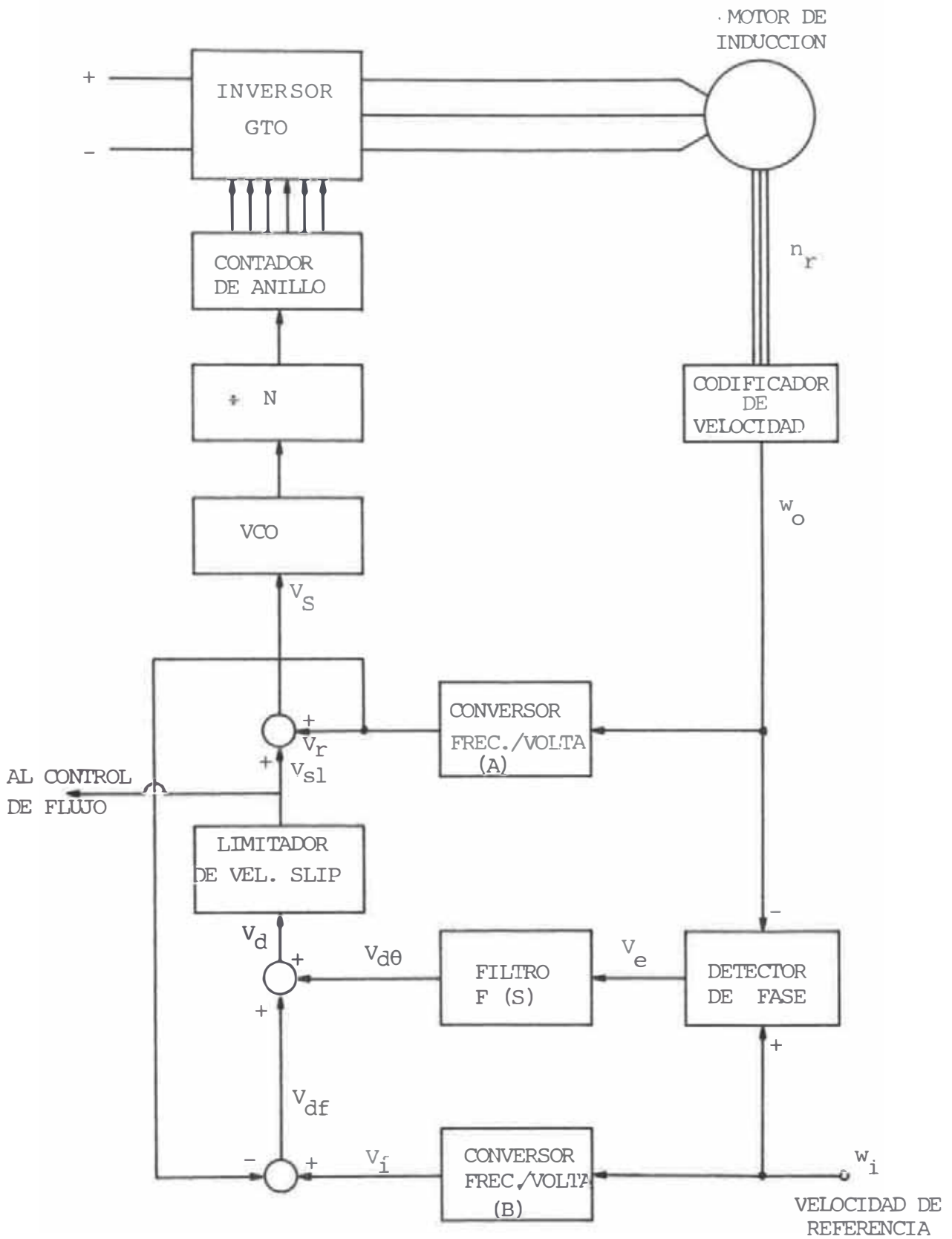


Fig. N°2.6: Implementación del Sub-Sistema de Control Slip-PLL

diferencia de fase de dichas señales. Esta salida es filtrada por la función $F(S)$, que determina el comportamiento del Control PLL. La salida del Filtro $V_{d\theta}$ es enclavada por un limitador de velocidad slip. El resultado es la señal de velocidad slip V_{sl} . La señal de realimentación se transforma a una tensión V_r , que al sumarse a V_{sl} , se obtiene la señal V_s que comanda al VCO de disparo de los GTOs del Inversor.

Al utilizar el método proporcional-derivativo, se presenta un problema de índole práctico, y es el hecho de no poder derivarse la onda cuadrada de salida del Detector de Fase como para obtener resultados apropiados. De esta manera un filtro de compensación por adelante no es una solución total. Algo más adecuado es obtener señales proporcionales a w_o y w_i . La diferencia entre éstas es funcionalmente la derivada del error en fase ($d\theta/dt = w$). La implementación de lo último, se obtiene en la señal V_{df} . Así, se podrá originar un cero, que es el requerimiento de la realimentación derivativa.

2.2 Análisis del Sub-Sistema de Control Slip-PLL

El análisis del modelo discreto se realiza utilizando la transformada Z. La transformada Z de lazo abierto del Sub-Sistema de Control Slip-PLL, se halla descomponiendo en fracciones parciales la expresión clásica $G(S)H(S)$ y obteniendo su transformada en tablas apropiadas.

Como:

$$F(S) = \frac{S + T_1}{T_1}$$

se tiene:

$$G(S) H(S) = \frac{K_d T}{S} \cdot \frac{S + T_1}{T_1} \cdot \frac{K_m}{1 + S T_m} \cdot K_o$$

Aplicando a esta relación, la transformada Z, /REF. 11/, se llega a lo siguiente:

$$GH(Z) = \frac{K_o K_d K_m T T_1}{T_m} \cdot \frac{Z [Z - T_1 (B - 1 + T_1/T_m) T_m]}{(Z-1)(Z-B)}$$

donde,

$$B = e^{-T/T_m}$$

$$T = 2 / K_o n$$

Debido a que el período de muestreo es dependiente de la velocidad del motor, se deben seleccionar ciertas velocidades para saber si el Sistema es estable o no en el rango de trabajo.

Habiendo:

$$K = [K_o K_d K_m / T_m] T_1$$

$$X = [B - 1 + T_1/T_m] T_1/T_m$$

la ecuación característica se reduce a:

$$Z^2 + \frac{Z [KTX - (1+B)]}{1 + KT} + \frac{B}{1 + KT} = 0$$

Los parámetros K y T_m se calculan a partir de los datos de los Apéndices I y II y de aplicar el valor de $T_1 = 0.5$, que es obtenido de la relación siguiente:

$$z^2 - \frac{z(2-2.2 T_1^3/100)}{1 + 2.2 T_1} + \frac{1}{1 + 2.2 T_1} = 0$$

si $0 < T_1^3/100 \ll 1$, la ecuación anterior se simplifica a:

$$z^2 - \frac{2z}{1 + 2.2 T_1} + \frac{1}{1 + 2.2 T_1} = 0$$

de la inspección de la solución de raíces, se observa que T_1 debe ser menor que 0.8 para que las raíces estén dentro del círculo unitario (estado estable). Se elige el valor de 0.5, que proporciona los módulos de las raíces complejas iguales a 0.93, siendo el Sistema, por lo tanto, estable.

CAPITULO III

SUB-SISTEMA DE CONTROL DE TORQUE

El Método de Control de Flujo en un Inversor Alimentado por Fuente de Corriente (IFC), necesita un Regula - dor de Corriente que coloque una corriente continua I_d a la entrada del Inversor, como respuesta a una corrien - te de referencia I_d^* obtenida según la relación cuadráti - ca entre la velocidad de slip e I_d . En el presente capítulo se trata sobre el modelo, implementación y análisis del Sub-Sistema de Control de Torque.

3.1 Modelo e Implementación del Sub-Sistema de Control de Tòrque

La síntesis de este Sub-Sistema es difícil a causa de que la impedancia de entrada del motor de inducción varía con la condición de carga y el punto de operación es dependiente de muchos factores tales como del torque de carga, frecuencia del estator y saturación de la má - quina.

Un diseño directo y simple es posible, considerando el circuito equivalente en el estado estacionario de la máquina, con las siguientes suposiciones: el flujo en el entrehierro es constante, cualquier cambio en la condi - ción de carga es reflejado en la resistencia del rotor

equivalente y el estator está conectado en Y.

El Diagrama de Bloques del Sub-Sistema de Control de Torque será de la forma indicada en la fig. 3.1.

El Controlador de Corriente es del tipo Proporcional-Integral (PI), que asegura una buena regulación y un adecuado margen de estabilidad, cuya función de transferencia es:

$$G_c(s) = K_c \frac{(1+ST_c)}{s}$$

El Amplificador de Potencia lo constituye el Rectificador Controlado de Onda Completa, que en el rango de trabajo es lineal. Los retardos de prendido de los tiristores que lo conforman, se desprecian por la constante eléctrica del motor. Por lo tanto, el Rectificador Controlado se modela como un Amplificador de Potencia de Ganancia K_R . En un trabajo anterior se determinó experimentalmente una ganancia de valor 45 para este puente, /REF.3/.

El motor por sus características eléctricas, define la constante de tiempo eléctrica. El filtro de juntura de continua y el estator del motor pueden ser representados por un solo bloque de función de transferencia:

$$G_{fe}(s) = \frac{1}{(R + sL)}$$

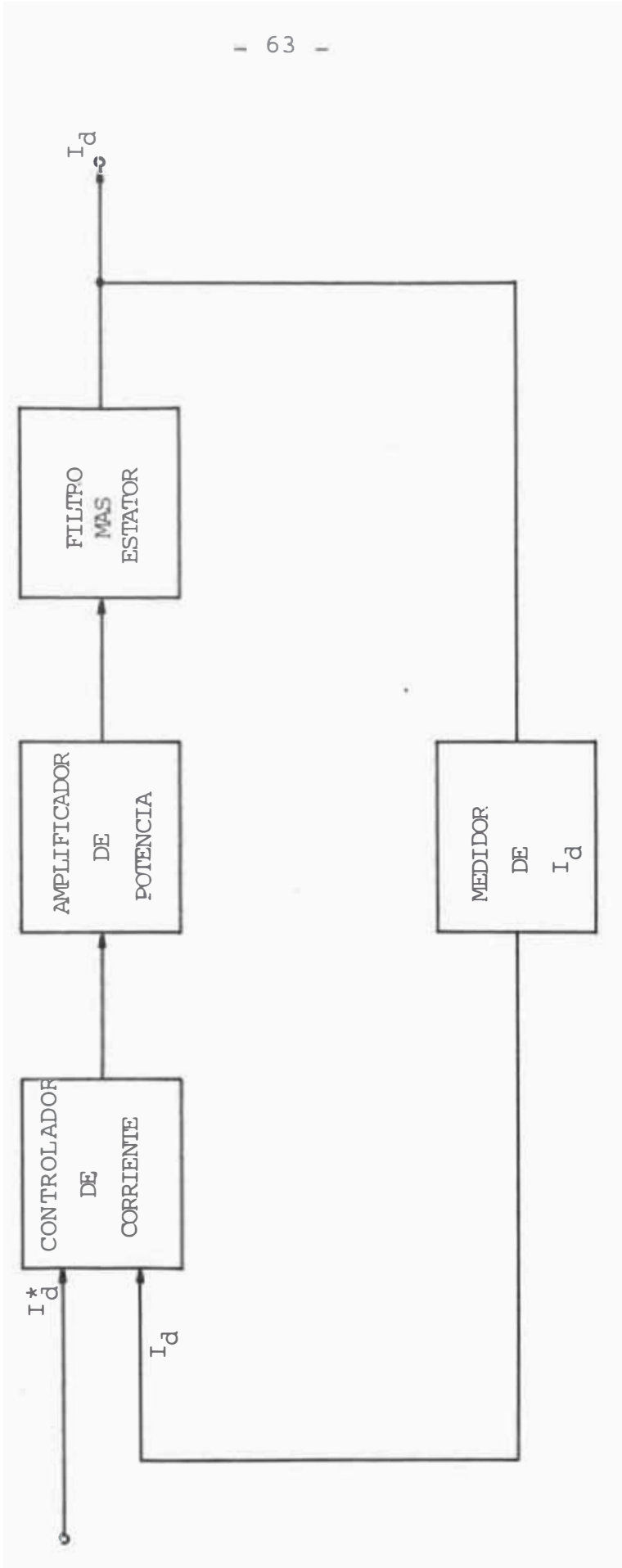


Fig. N°3.1.1: Diagrama de Bloques del Sub-Sistema de Control de Torque

donde:

$$R = R_F + 2R_S$$

$$L = L_F + 2L_S$$

El Medidor (Sensor) Electrónico de Corriente Continua, es una resistencia shunt en serie con el motor, cuya tensión continua alimenta a un inversor de pequeña señal, que está acoplado galvánicamente al circuito de control de torque. La función de transferencia del Medidor se puede representar por la constante H_1 .

El Sub-Sistema de Control de Torque con indicaciones de funciones de transferencia es dado en la fig. 3.2 y la fig. 3.3 describe la implementación pertinente.

3.2 Análisis del Sub-Sistema de Control de Torque

La función de transferencia de la corriente de juntura I_d y su referencia I_d^* , se calcula partiendo de la fig. 3.2 y es:

$$\frac{I_d}{I_d^*}(s) = \frac{G_c(s) \cdot K_R \cdot G_{fe}}{1 + H_1 \cdot G_c(s) \cdot K_R \cdot G_{fe}}$$

$$\frac{I_d}{I_d^*}(s) = \frac{\frac{K_c(1+ST_c)}{s} \cdot K_R \cdot \frac{1}{R+SL}}{1 + H_1 \cdot \frac{K_c(1+ST_c)}{s} \cdot K_R \cdot \frac{1}{R+SL}} \quad (3.1)$$

Haciendo $T_c = L/R$ en la ecuación 3.1, se elimina un

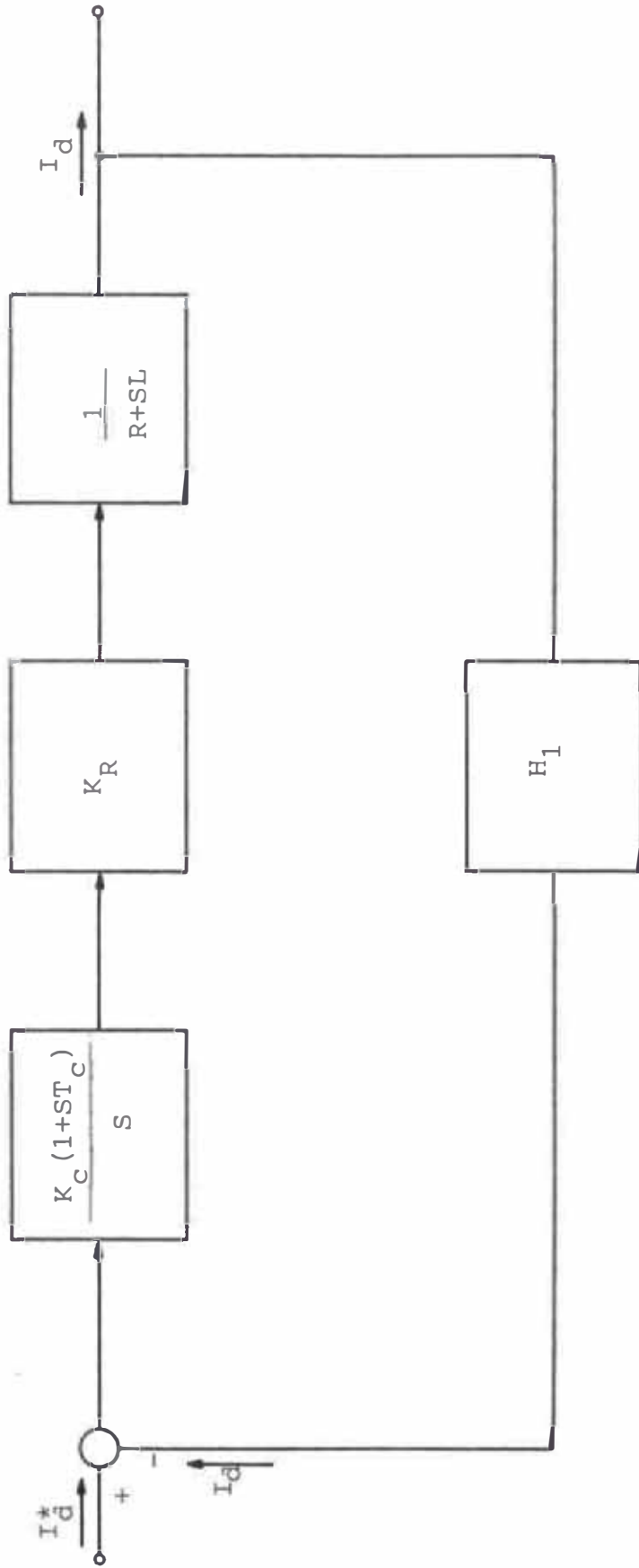


Fig. N°3.2: Funciones de Transferencia del Sub-Sistema de Control de Torque

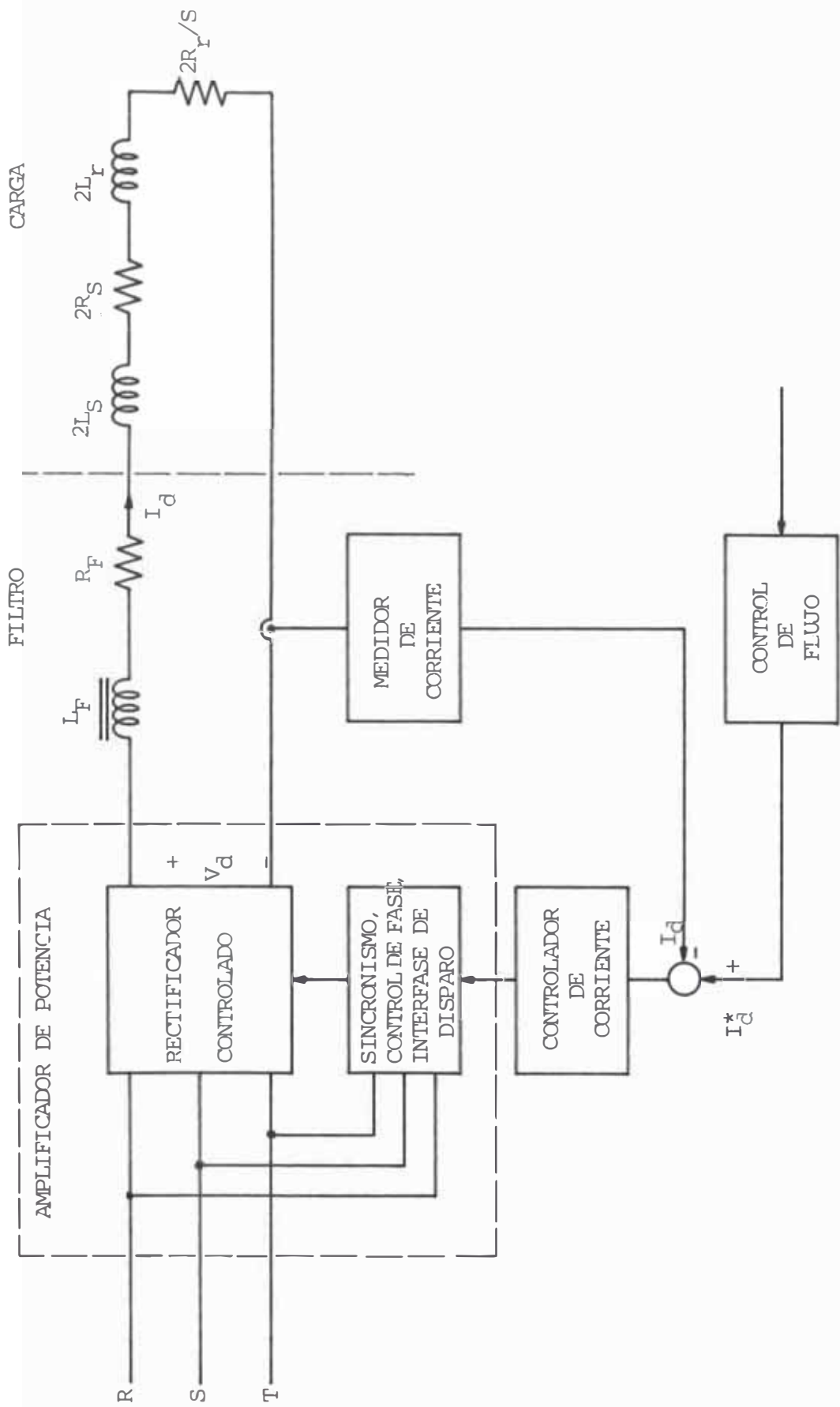


Fig. N°3.3: Implementación del Sub-Sistema de Control de Torque, con carga

polo y un cero y se obtiene:

$$\frac{I_d}{I_d^*}(s) = \frac{\frac{K_c K_R}{R}}{s + \frac{H_1 K_c K_R}{R}} \quad (3.2)$$

Si, $K_a = K_c K_R / R$ y $K_b = H_1 K_a$, la ecuación 3.2 se simplifica a:

$$\frac{I_d}{I_d^*}(s) = \frac{K_a}{s + K_b}$$

con lo que podemos observar, que el Sub-sistema de Control de Torque se simplifica a un Sistema de Primer Orden.

CAPITULO IV

DISEÑO DEL HARDWARE DEL SISTEMA

En base a lo visto en los capítulos dos y tres, se diseñará circuitalmente los componentes de las figuras 2.6 y 3.3. La tecnología a usarse será CMOS y de Hardware cableado. El empleo de microprocesadores en el diseño de gobernadores industriales comerciales es muy limitado, por razones de confiabilidad. Se espera que en un futuro muy cercano, los microprocesadores construidos en base a la tecnología CMOS, tengan uso intensivo en la industria.

4.1 Diseño del Sub-Sistema de Control Slip-PLL

4.1.1 Control de Gate GTO

Para un mejor entendimiento el Control de Gate GTO se sub-divide en la Etapa de Disparo y la Etapa de Excitación como se puede apreciar en la fig. 4.1 y que a continuación se describen.

4.1.1.1 Etapa de Disparo

El desarrollo de la Etapa de Disparo lo encontramos en la fig. 4.1.a.

El Divisor adapta la frecuencia del Oscilador Controlado por Voltaje (VCO) para acondicionar-

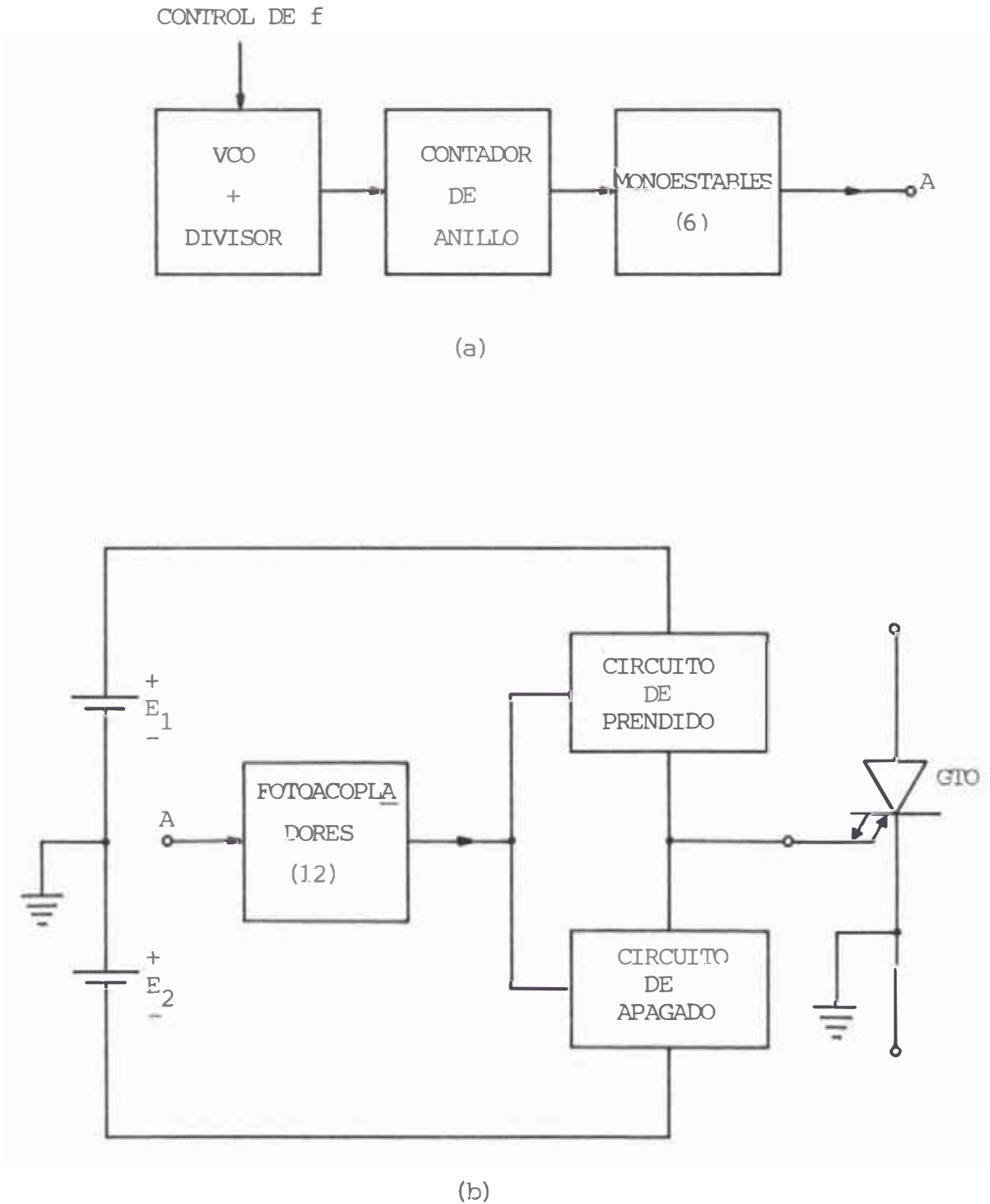


Fig. N°4.1: Diagrama de Bloques del Control de Gate GTO

a) Etapa de Disparo

b) Etapa de Excitación

la al rango requerido por el sistema.

El Contador de Anillo origina la secuencia correlativa de disparo.

Los Monoestables dan al ancho de pulso un valor mínimo, para asegurar el prendido y apagado de los GTOs. Los GTOs tipo G4013D elegidos, tienen un tiempo de prendido de 4 microsegs. y un tiempo de apagado de 6.5 microsegs., por lo que los Monoestables deben dar un ancho de pulso mayor a cada uno de ellos, adoptándose de esta manera el valor de 20 microsegs.

La salida de cada Monoestable es transmitida en forma de dos pulsos por medio de dos Inversores de Acoplamiento, uno de ellos es el pulso de prendido de un determinado GTO y el restante es el pulso de apagado de otro GTO.

La fig. 4.2 detalla el diseño del Circuito de la Etapa de Disparo, con aplicación de tecnología CMOS por su alta inmunidad al ruido.

En la fig. 4.3 se esquematiza al Inversor GTO y al Motor de Inducción como carga, el número de cada GTO indica el orden correlativo de la secuencia de encendido, para poder obtener formas de onda cuadradas de corriente de fases, como lo indica la fig. 4.4.a. En esta última figura, también se resalta la forma de onda de corriente de la fase A. La tabla N°1, desarro -

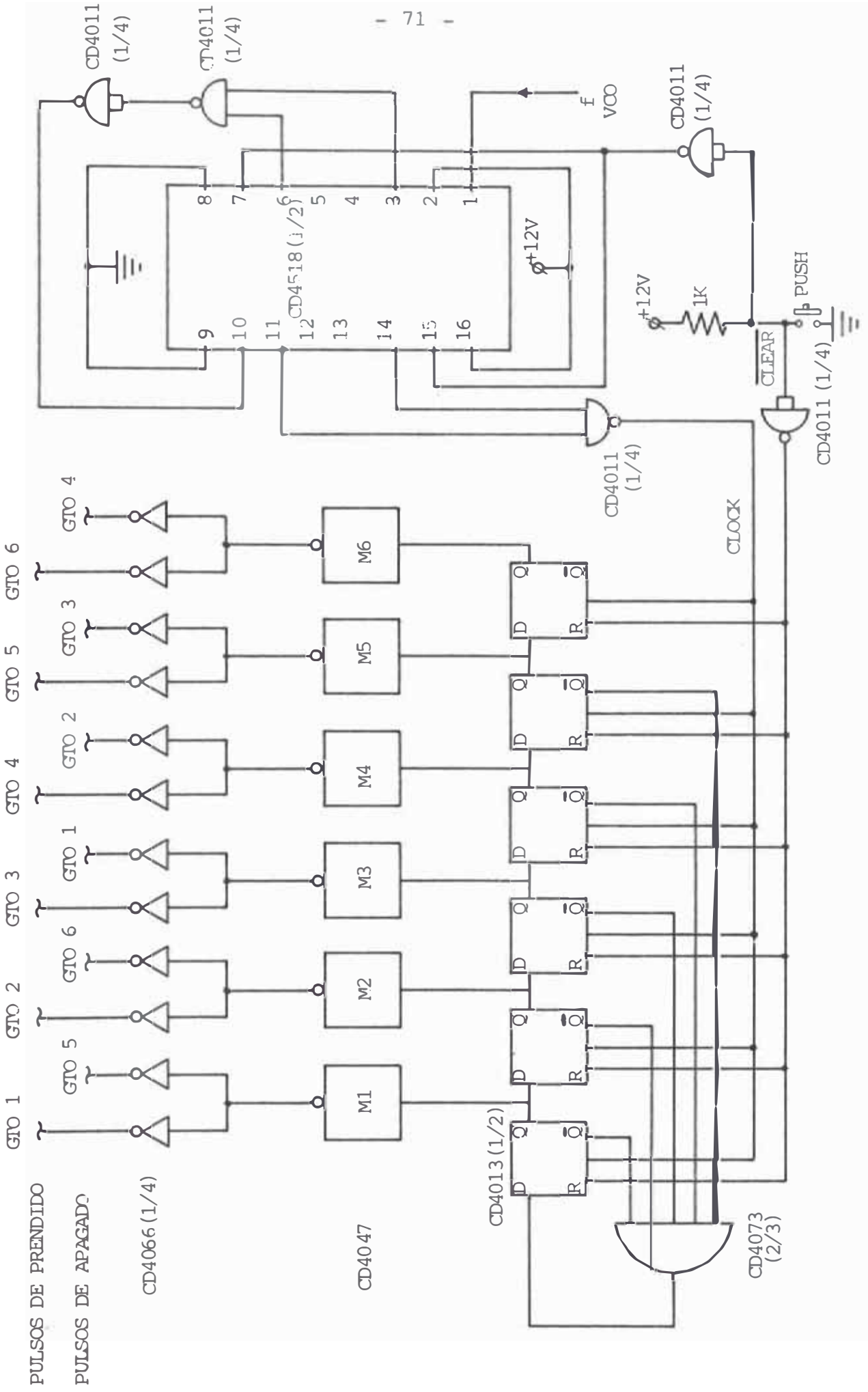


Fig. N°4.2: Circuito de la Etapa de Disparo

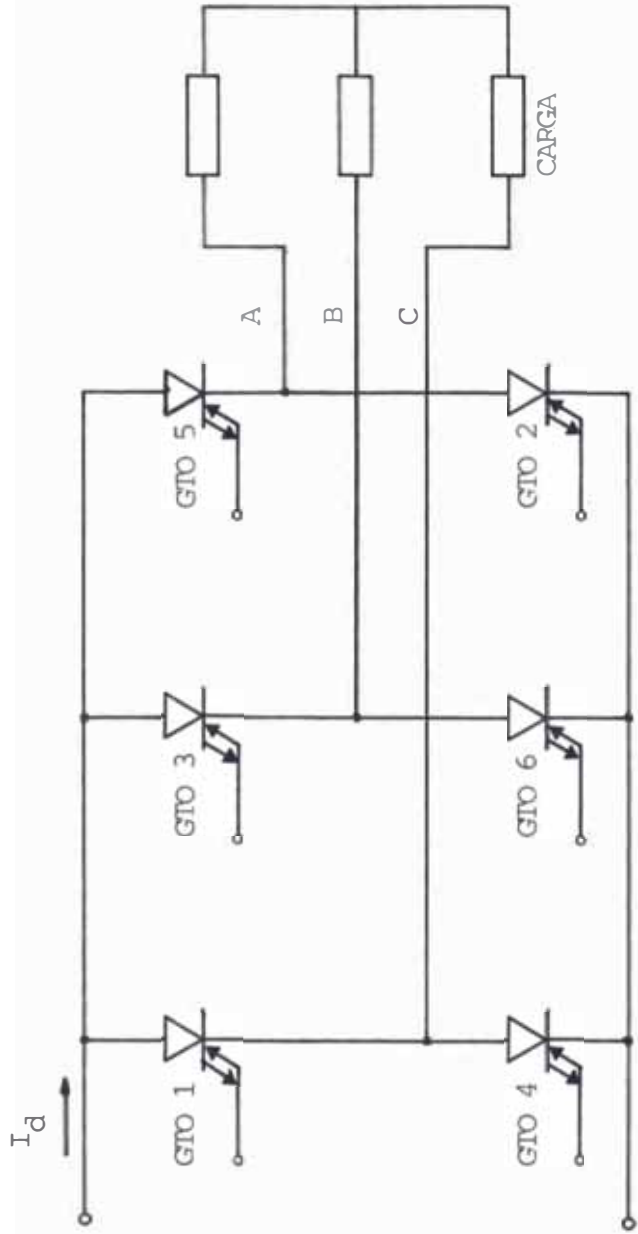


Fig. N° 4.3: Esquema del Inversor GTO y el Motor de Inducción como carga

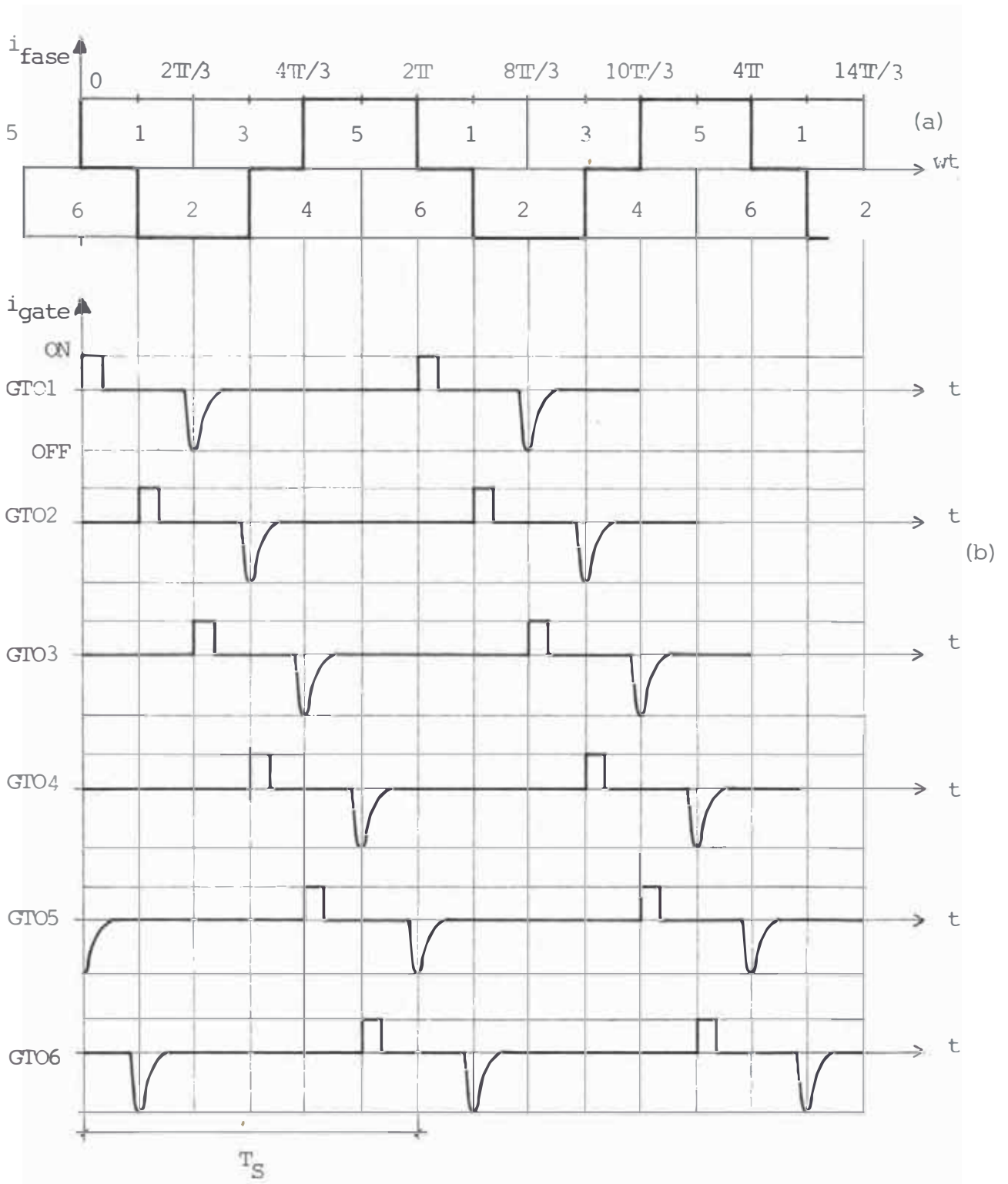


Fig. N°4.4: a) Conducción de los GTOs para formar ondas cuadradas de corriente de fase
b) Posición de los pulsos de prendido y de apagado

lla la secuencia de conducción de los GTOs, durante la operación del Inversor.

TABLA N°1

SECUENCIA DE CONDUCCION DE LOS GTOs

TERMINA	INICIA	CONTINUA
5	1	6
6	2	1
1	3	2
2	4	3
3	5	4
4	6	5
5	1	6
6	2	1

En la fig. 4.4.b, observamos la posición de los pulsos de prendido y de apagado los GTOs. En un ciclo, a cada GTO le corresponde un pulso de prendido y otro de apagado. Si el ciclo es de período T_s , un mismo GTO se prende cada T_s (360°eléctricos) y conduce $T_s/3$ (120°eléctricos). Progresivamente los GTOs se prenden transcurridos $T_s/6$ (60°eléctricos).

Para el análisis del circuito de disparo se debe tener en cuenta lo siguiente:

En los motores de Inducción la frecuencia de suministro en el estator viene dada por:

$$f_s = p n_r \quad (4.1)$$

p es el número de pares de polos y n_r es la velocidad del rotor del motor.

Los Contadores deben originar una señal de frecuencia seis veces superior a la frecuencia de suministro, es decir:

$$f_{\text{cont}} = 6 f_s \quad (4.2)$$

Si usamos un Divisor N , el VCO tendrá que proporcionar una frecuencia N veces superior a la del Contador, o sea:

$$f_{\text{VCO}} = N f_{\text{cont}}$$

que usando las ecuaciones 4.1 y 4.2 se obtiene que:

$$f_{\text{VCO}} = 6 N (p n_r) \quad (4.3)$$

Para el caso específico en que el Motor de Inducción es de cuatro polos, N es 100 y si limitamos la frecuencia de trabajo del motor entre 1,800 r.p.m. y 180 r.p.m., empleando la relación 4.3, se calcula que el VCO deberá oscilar en el rango de 36 KHz y 3.6 KHz, como mínimo.

4.1.1.2 Etapa de Excitación

Las ventajas que se puedan obtener

de la aplicación de los GTOs en la construcción de los inversores para controles de motores, dependen de la explotación de las características de los GTOs como son voltaje de bloqueamiento directo alto, proporciones de subida de voltaje y corriente de ánodo altos y capacidad de apagado de corriente alto.

El comportamiento de los circuitos de la etapa de excitación influye sobre las características mencionadas y el GTO actuará tan bien como dichos circuitos lo permitan.

La fig. 4.1.b muestra en bloques la Etapa de Excitación, con un arreglo de fuente de continua dual aplicado en la generación de los pulsos de prendido y apagado.

El tratado de la Etapa de Excitación se reduce al estudio del Prendido y Apagado del GTO, desarrollados seguidamente.

- Prendido del GTO.- En la fig. 4.5 encontramos el circuito de Prendido del GTO. Básicamente está formado por un fotoacoplador, un Schmitt Trigger y un arreglo Darlington de prendido, acompañado éste, por un resistor limitativo de corriente.

Para el cálculo de los valores de los elementos del circuito se sigue el proceso siguiente:

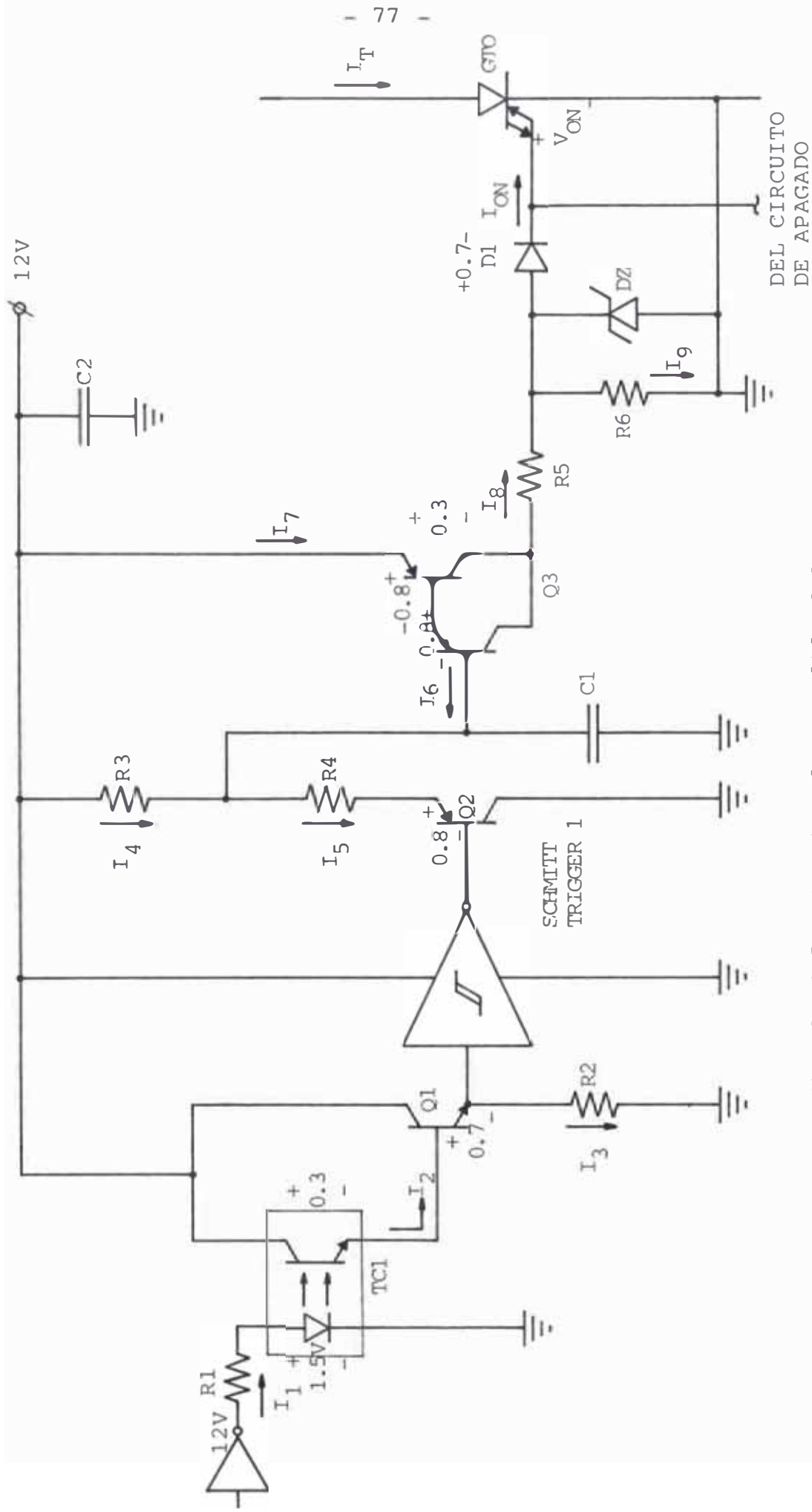


Fig. N° 4.5: Circuito de Prendido del GTO

$$I_3 = \frac{12V - 0.3V - 0.7V}{R_2}$$

asumiendo $R_2 = 1 \text{ Kohm}$ (valor típico), se obtiene:

$$I_3 = \frac{11V}{1 \text{ Kohm}}$$

$$I_3 = 11 \text{ mA}$$

el transistor Q1 es del tipo 2N2222 ($h_{FE} = 100$), es decir:

$$I_2 = \frac{I_3}{h_{FE}} = \frac{11\text{mA}}{100} = 0.11 \text{ mA}$$

el fotoacoplador TC1 es del tipo ECG3041 ($h_F = 100\%$), o sea:

$$h_F = \frac{I_2}{I_1} = 1$$

$$I_1 = I_2$$

$$I_1 = 0.11 \text{ mA}$$

a la entrada del fotoacoplador tenemos:

$$R_1 = \frac{12V - 1.5V}{I_1}$$

$$R_1 = \frac{10.5 \text{ V}}{0.11 \text{ mA}}$$

$$R1 = 95.45 \text{ Kohm}$$

El GTO es del tipo G4013D (para $I_T = 18A$, $I_{ON} = 50 \text{ mA}$, $V_{ON} = 5V$), que en el lado de gate se cumple:

$$I_8 = I_{ON} + I_9$$

$$I_9 = \frac{V_{D1} + V_{ON}}{R6}$$

asumiendo $R6 = 2 \text{ Kohm}$ (valor alto) y reemplazando valores:

$$I_9 = \frac{0.7V + 5V}{2 \text{ Kohm}}$$

$$I_9 = 2.85 \text{ mA}$$

luego tenemos que:

$$I_8 = 50 \text{ mA} + 2.85 \text{ mA} = 52.85 \text{ mA}$$

El Transistor-Darlington Q3 es del tipo MPS-54 ($h_{FE} = 1,000$), y como I_7 tiene valor parecido a I_8 :

$$I_6 = \frac{I_7}{h_{FE}} = \frac{52.85 \text{ mA}}{1,000}$$

$$I_6 = 52.85 \text{ micro A}$$

por otro lado:

$$V_{R5} = 12V - 0.3V - V_{D1} - V_{ON} = 12V - 0.3V - 0.7V - 5V$$

$$V_{R5} = 6V$$

$$R5 = \frac{V_{R5}}{I_8} = \frac{6V}{52.85 \text{ mA}}$$

$$R5 = 113.5 \text{ ohm}$$

en la parte central del circuito:

$$I_4 = \frac{0.8V + 0.8V}{R3}$$

asumiendo $R3 = 100 \text{ ohm}$, se obtiene:

$$I_4 = \frac{1.6V}{100 \text{ ohm}}$$

$$I_4 = 16 \text{ mA}$$

también,

$$I_5 = I_4 + I_6 = 16 \text{ mA} + 0.05285 \text{ mA}$$

$$I_5 = 16.05285 \text{ mA}$$

$$V_{R4} = 12V - 0.8V - 0.8V - 0.8V$$

$$V_{R4} = 9.6V$$

$$R4 = \frac{V_{R4}}{I_5} = \frac{9.6V}{16.05285 \text{ mA}}$$

$$R4 = 600 \text{ ohm}$$

El condensador C1 se usa para aumentar el espaciamiento entre pulsos correlativos y evitar sobrelapamiento. Si consideramos un retraso de 2 microseg., tenemos que siendo $T_1 = R4 \times C1$:

$$C1 = \frac{T_1}{R4} = \frac{2 \times 10^{-6} \text{ seg}}{600 \text{ ohm}}$$

$$C1 = 3.3 \text{ nF}$$

El condensador C2 se coloca a la salida de la fuente para filtrar cualquier ruido eléctrico y se considera de 0.01 micro F (típico).

- Apagado del GTO.- La parte más crítica del control de gate del GTO es el apagado, que requiere una corriente de gate alta, manteniendo correlación con la capacidad de corriente principal de interrupción y de un voltaje inverso de gate mayor.

Como se aprecia en la fig. 4.6, el Circuito de Apagado del GTO, básicamente está constituido por un fotoacoplador, un Schmitt Trigger, el dispositivo de interrupción que es un arreglo Darlington, una

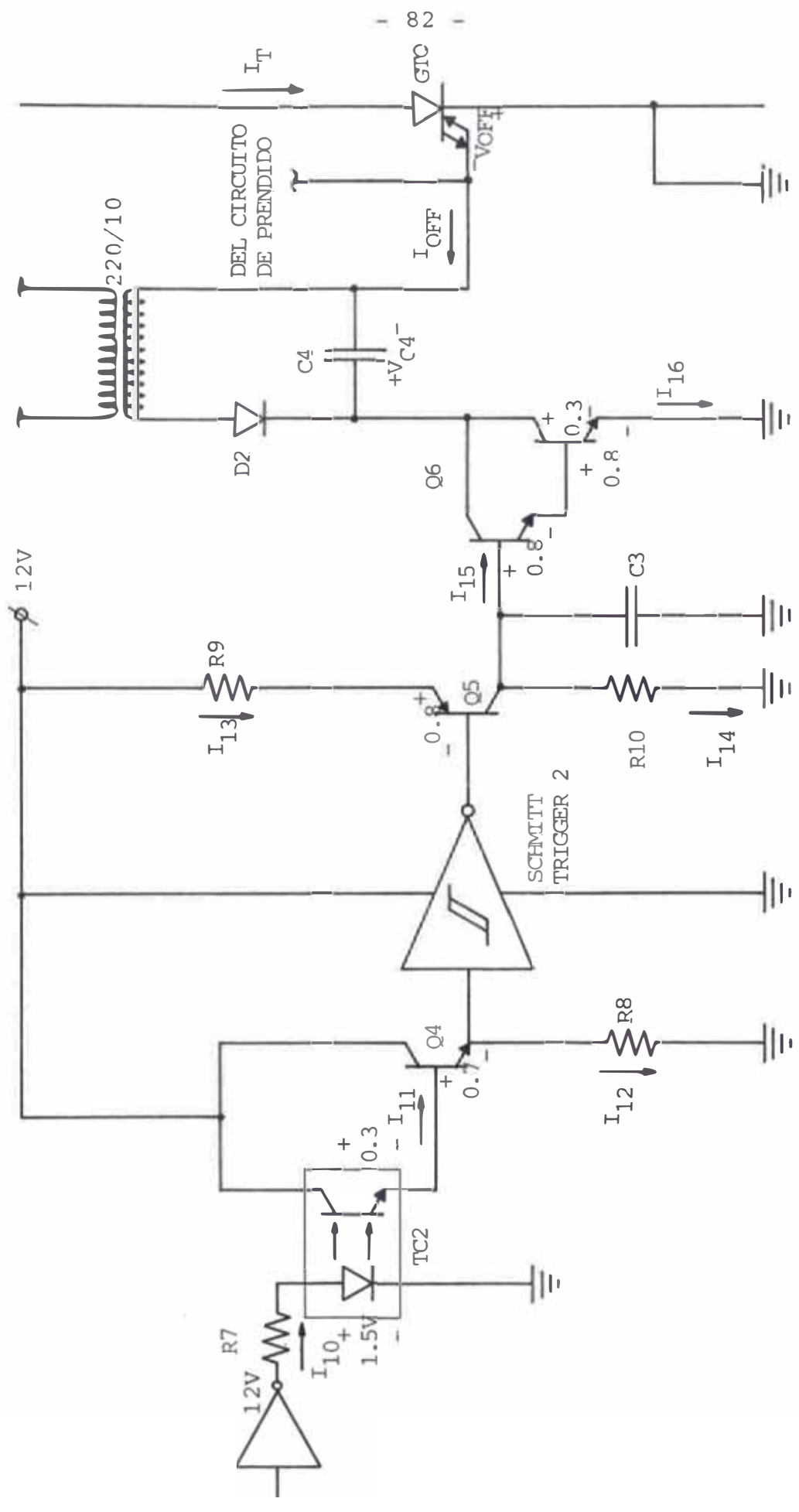


Fig. N° 4.6: Circuito de Apagado del GTO

fuelle de apagado relacionada con el máximo voltaje inverso que el gate del GTO puede resistir y por una fuente de alimentación de circuito de 12V.

Para el cálculo de valores se procede de la siguiente forma:

$$I_{12} = \frac{12V - 0.3V - 0.7V}{R8}$$

asumiendo $R8 = 1 \text{ Kohm}$ (valor típico):

$$I_{12} = \frac{11V}{1 \text{ Kohm}}$$

$$I_{12} = 11 \text{ mA}$$

el transistor Q4 es del tipo 2N2222 ($h_{FE} = 100$), o sea:

$$I_{11} = \frac{I_{12}}{h_{FE}} = \frac{11 \text{ mA}}{100}$$

$$I_{11} = 0.11 \text{ mA}$$

el fotoacoplador TC2 es del tipo ECG3041 ($h_F = 100\%$), entonces:

$$h_F = \frac{I_{11}}{I_{10}} = 1$$

$$I_{10} = I_{11}$$

$$I_{10} = 0.11 \text{ mA}$$

a la entrada del fotoacoplador:

$$R7 = \frac{12V - 1.5V}{I_{10}} = \frac{10.5V}{0.11 \text{ mA}}$$

$$R7 = 95.45 \text{ Kohm}$$

Como el GTO es del tipo G4013D (para $I_T = 18A$, $I_{OFF} = 300 \text{ mA}$, $V_{OFF} = 13.8V$), en el lado del gate, tenemos que I_{16} es aproximadamente igual a I_{OFF} , es decir:

$$I_{16} = 300 \text{ mA}$$

El Transistor-Darlington Q6 es del tipo 2N6295 ($h_{FE} = 3,000$), por lo que tenemos:

$$I_{15} = \frac{I_{16}}{h_{FE}} = \frac{300 \text{ mA}}{3,000}$$

$$I_{15} = 0.1 \text{ mA}$$

en la parte central del circuito:

$$I_{13} = \frac{12V - 0.8V}{R9}$$

asumiendo $R9 = 200 \text{ ohm}$

$$I_{13} = \frac{11.2V}{200 \text{ ohm}}$$

$$I_{13} = 56 \text{ mA}$$

además,

$$I_{14} = I_{13} - I_{15} = 56 \text{ mA} - 0.1 \text{ mA}$$

$$I_{14} = 55.9 \text{ mA}$$

$$R10 = \frac{0.8V + 0.8V}{I_{14}} = \frac{1.6V}{55.9 \text{ mA}}$$

$$R10 = 28.5 \text{ ohm}$$

nuevamente, en el lado del gate:

$$V_{C4} - V_{OFF} - 0.3V = 0$$

de donde,

$$V_{C4} = V_{OFF} + 0.3V = 13.8V + 0.3V$$

$$V_{C4} = 14.1V$$

que es valor de la tensión de la fuente de apagado.

El valor de C3 usado para crear - un retraso de 2 microseg. entre pulsos correlativos es:

$$C3 = \frac{T_2}{R10} = \frac{2 \times 10^{-6} \text{ seg}}{28.5 \text{ ohm}}$$

$$C3 = 70 \text{ nF}$$

4.1.2 Especificaciones y Protección del GTO

Las especificaciones del GTO, están en función de los parámetros tensión-corriente que impone el circuito de potencia. Del análisis de la forma de onda cuadrada de la corriente de fase de salida del inversor, se obtiene la serie de Fourier siguiente:

$$i_{PH} = \sum_1^n \frac{2I_d}{n\pi} \cdot \text{sen} \frac{n\pi}{3} \cdot [1 - (-1)^n] \cdot \cos n\omega_s t$$

$$n = 1, 5, 7, \dots$$

Se comprobó experimentalmente, que los armónicos de orden superior no influyen significativamente en la respuesta del sistema, /REF.7/; por lo que la corriente de fase se simplifica a:

$$i_{PH} = \frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi} \cdot \cos \omega_s t$$

El motor de inducción de 5 HP, con un 25% de incremento de corriente sobre la nominal en estado estacionario, consumirá aproximadamente 18 amp. eficaces, que también establecerá que la Corriente de Estado-Prendido RMS (I_{TRMS}) del GTO elegido tome este valor.

La Corriente Continua de Juntura I_d , se

calcula de la siguiente relación:

$$I_{TRMS} = \frac{2 I_d}{\sqrt{6}}$$

de donde, $I_d = 22.05$ amp

Uno de los más serios problemas de la tensión entre fases del motor son los picos de voltaje muy altos, producidos por la conmutación de corriente. Está demostrado que dichos picos pueden llegar a tener hasta el 800% del valor pico normal de tensión entre fases, que es aproximadamente 700V, eligiéndose de esta manera un GTO con Voltaje Inverso Pico Repetitivo (V_{RRXM}) de 800 V.

En la fig. 4.7 se tiene al Circuito Snubber de Protección del GTO. C_S se carga durante el apagado del GTO. C_S se descarga cuando el GTO es prendido, a través de R_S . Si la corriente de ánodo, tiende a sobrepasar los límites permisibles, el GTO deberá ser apagado. Un lapso de aproximadamente 20 microsegs deberá transcurrir, antes de la iniciación del apagado, para asegurar que C_S se haya descargado a un nivel seguro y sea capaz de prevenir variaciones altas de dv/dt en el apagado. El tiempo de retardo está determinado por la constante de tiempo del Circuito Snubber:

$$T_S = R_S C_S$$

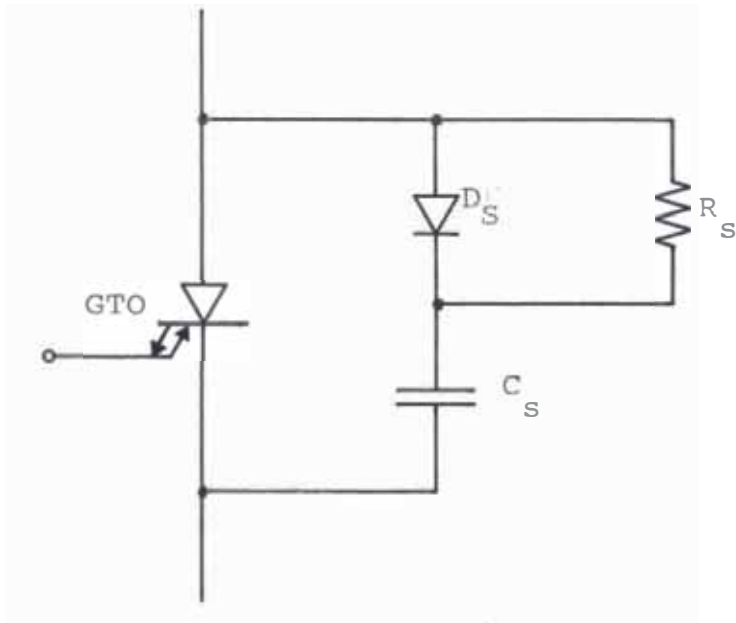


Fig. N°4.7: Circuito Snubber de Protección del GTO

asumiendo que C_S vale 0.5 microF, se obtiene que R_S valdrá 40 ohms. La potencia promedio disipada por la resistencia es de cerca de 160 watts.

Para el Diodo Snubber, su corriente RMS, viene dada por:

$$I_{DRMS} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

como I_d es 22.05 amp., I_{DRMS} vale 12.75 amp., así mismo el Diodo Snubber soportará un Voltaje Inverso Pico (PIV) de igual valor que el del GTO.

4.1.3 Codificador de Velocidad

El circuito del Codificador de Velocidad se ilustra en la fig. 4.8. Los condensadores C1, C2 y C3 se colocan con la finalidad de filtrar el ruido eléctrico que podría presentarse a la salida de la fuente y tomar valores pequeños. El diodo D1 es de protección y el D3 es umbral, ambos son del tipo 1N4001.

El emisor de luz D2, es el led tipo MLED900 que es un diodo de emisión de infrarrojo, con ángulo de emisión de 30°, potencia de salida instantánea de 550 microwatts para 50 mAmp, amplio rango de linealidad de potencia de salida en función de la corriente, es de bajo costo y tiene mayor vida que las lámparas incandescentes.

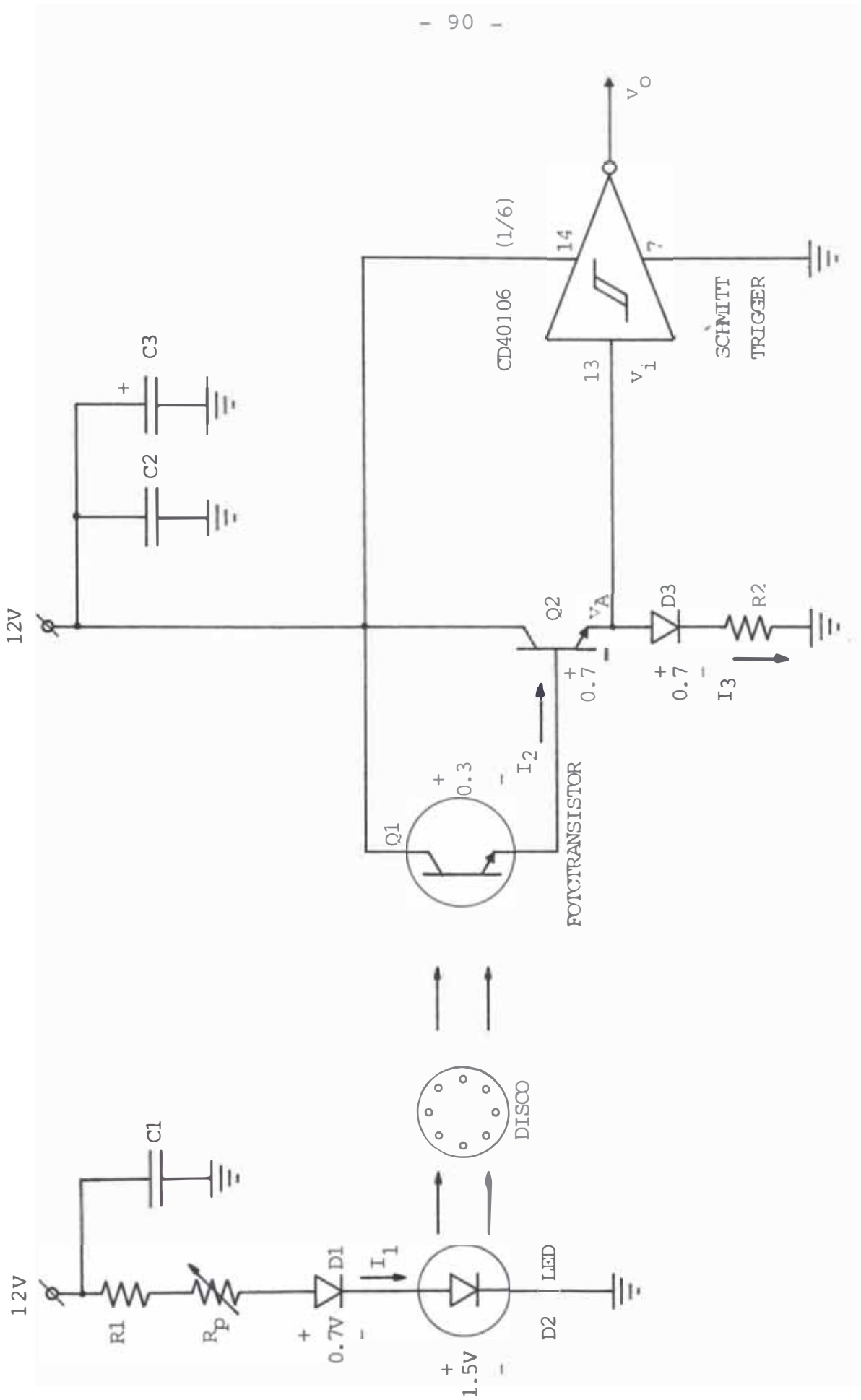


Fig. N°4.8: Circuito del Codificador de Velocidad

El detector de luz Q1, es el fototransistor tipo MRD450, cuya corriente típica a la luz es de 4mA y de BV_{CEO} mínima 40V.

El schmitt trigger es del tipo CD40106 (CMOS), que garantiza una histéresis de $(V_T^+ - V_T^-) \gg 0.2 V_{DD}$. Para $V_{DD} = 12V$, posee los umbrales $V_T^+ = 8.08V$ y $V_T^- = 3.92V$. El comportamiento del CD40106, se puede apreciar en el Apéndice III.

Para el cálculo de R1 y Rp, por razones de seguridad solamente se considera el 70% de la corriente máxima del diodo emisor ($I_{MAX} = 50 \text{ mA}$), entonces:

$$R1 = \frac{12V - 0.7V - 1.5V}{0.70 \times 50 \text{ mA}} = \frac{9.8V}{35 \text{ mA}}$$

$$R1 = 280 \text{ ohms}$$

El potenciómetro Rp, puede tomar valores desde cero hasta un equivalente a R1 que es 280 ohms. Cuando Rp es cero, se consigue la máxima iluminación.

Por otro lado, tenemos:

$$v_A = v_i(\text{max}) = 12V - V_{CE}(Q1) - V_{BE}(Q2)$$

$$v_i(\text{max}) = 12V - 0.3V - 0.7V$$

$$v_i(\text{max}) = 11V$$

también,

$$I_3 = \frac{v_i(\text{max}) - v_{D3}}{R_2} = \frac{11V - 0.7V}{1K} = 10.3 \text{ mA}$$
$$I_2 = \frac{I_3}{h_{FE}} = \frac{10.3 \text{ mA}}{100} = 103 \text{ micro A}$$

con lo que se demuestra que I_2 es mayor que la corriente de oscuridad del fototransistor que es de 100 nA.

Para la velocidad máxima de trabajo, la frecuencia de salida del codificador, es compatible con la respuesta en frecuencia del fototransistor escogido. El rango de la frecuencia de salida del codificador estará comprendido entre 1,080 Hz y 108 Hz, considerando 36 agujeros del disco metálico y el rango de trabajo de 10:1, con 1,800 r.p.m. de máxima velocidad.

4.1.4 Detector de Fase

El Detector de Fase utilizado, es obtenido del PLL integrado NE-565. Puede trabajar desde muy bajas frecuencias hasta 500 KHz. La fig. 4.9 muestra el diagrama circuital. El uso de este Detector se simplifica, porque es compatible con la tecnología CMOS. El valor promedio de la salida del Detector, podrá variar para ángulos de error desde 0 hasta 2π . Se asume que el desfase con mínimo error de voltaje es $\pi/2$, lo que equivale a una tensión promedio de 3V, para una

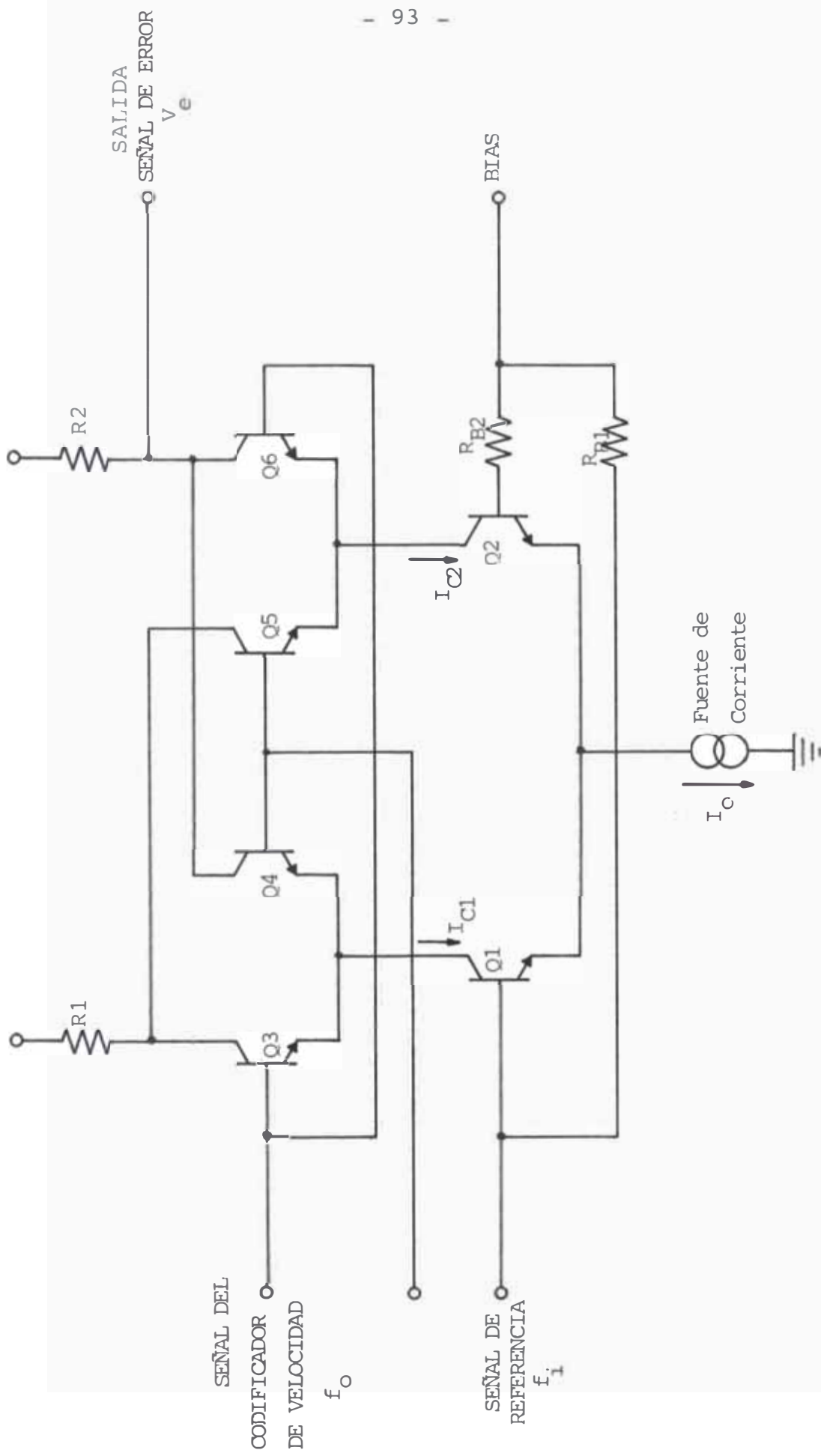


Fig. N°4.9: Esquema del Detector de Fase

fuentes de 12V del NE-565.

4.1.5 Filtro

Como se vió anteriormente, el filtro mejora el comportamiento del sistema. Se diseña con un amplificador operacional en una configuración proporcional - derivativa. La función de transferencia a sintetizar es $F(S) = (S + \tau) / \tau$. La fig. 4.10 muestra el circuito usado con un amplificador LM741. El valor de τ es igual a 0.5 seg. Por lo tanto, asumiendo un valor de R igual a 10 Kohms, C será igual a 200 micro F.

4.1.6 Oscilador de Referencia

El Oscilador de Referencia deberá oscilar en el rango de 108 Hz y 1,080 Hz, con control continuo. Se implementa utilizando el Timer 555, en su configuración de astable, apreciándose en el plano final.

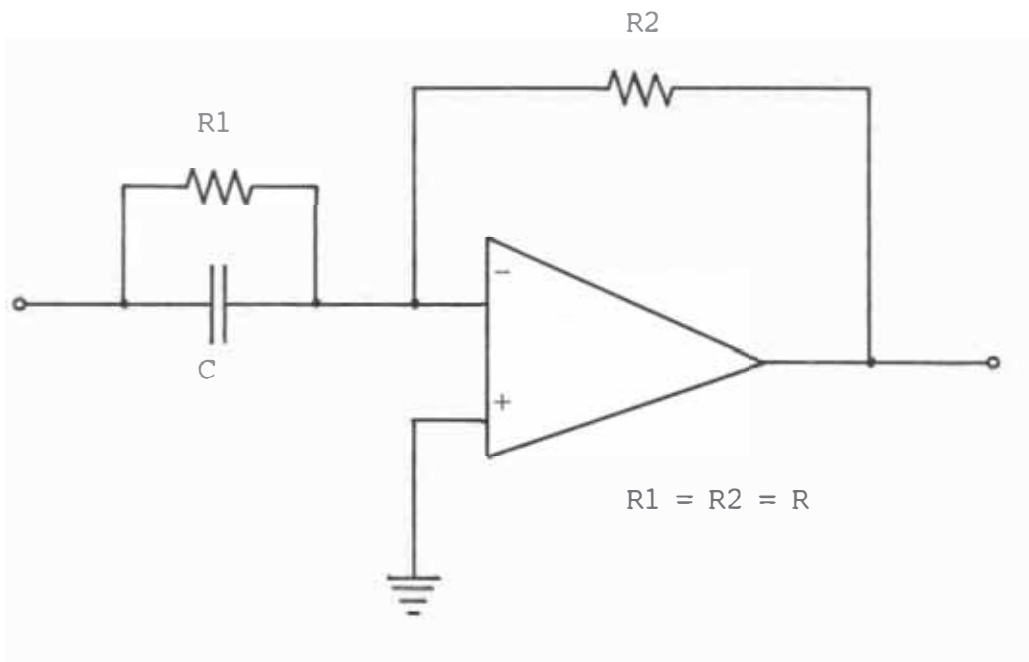
4.1.7 Convertidores Frecuencia/Voltaje

La implementación de estos bloques, que son idénticos, se hace en base del circuito integrado 9400 F/V. La señal de salida tiene la expresión siguiente:

$$V_{V/F} = (V_{REF} \times C_{REF} \times R_{INT}) f_{IN}$$

donde,

$V_{V/F}$ = voltaje de salida con relación a la referencia V_{REF}



$$F(S) = \frac{S + 1/RC}{1/RC}$$

Fig. N°4.10: Filtro Proporcional-Derivativo

C_{REF} = capacidad de referencia

R_{INT} = resistencia de referencia

f_{IN} = frecuencia de entrada

Siguiendo las recomendaciones del fabricante, usamos $V_{REF} = 5V$, $C_{REF} = 100 \text{ pF}$ y $R_{INT} = 10 \text{ Mohms}$. Como f_{IN} varía entre aproximadamente 108 Hz y 1,080 Hz, la salida $V_{V/F}$ variará entre 5.54V y 10.4V.

4.1.8 Limitador de Velocidad de Slip y Sumadores

La finalidad del Limitador de Velocidad de Slip, es la de evitar incrementos exagerados en la frecuencia del Oscilador Controlado por Voltaje cuando aumenta la tensión V_S , como consecuencia de un cambio brusco de carga, que trae consigo variaciones abruptas en las salidas de los Conversores Frecuencia-Voltaje y del Detector de Fase.

El circuito de la fig. 4.11 es la implementación de las funciones de la fig. 2.6, hecho con circuitos integrados LM324, que posee cuatro amplificadores operacionales en un solo chip. Se puede observar, que las señales de los Conversores Frecuencia-Voltaje son restados en 5V, para asegurar que la transmisión sea solamente de las variaciones de las frecuencias w_o y w_i . Lo mismo se hace con el Detector de Fase, cuya salida promedio es restada en 3V para un error de fase de 90° .

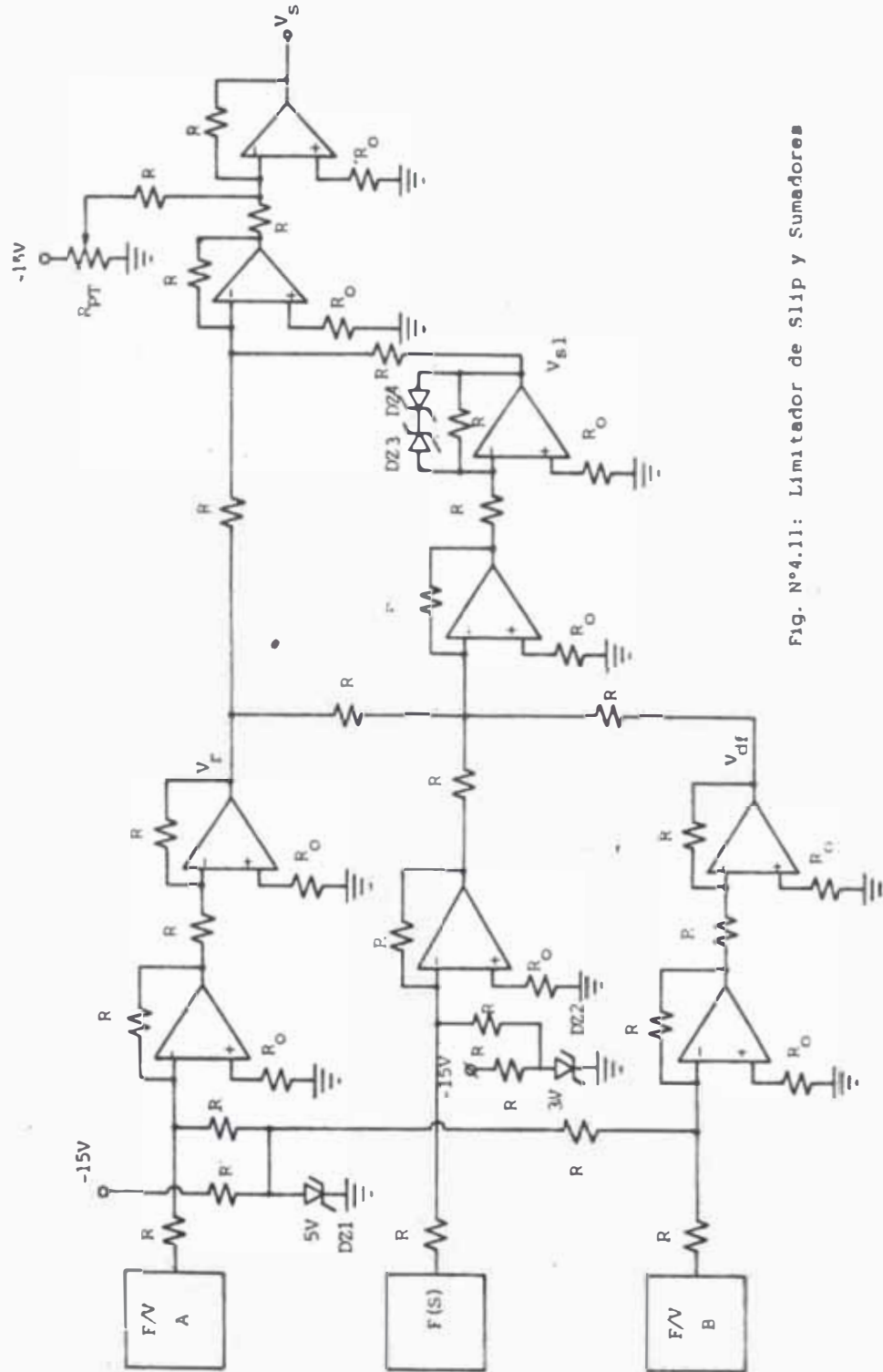


Fig. N°4.11: Limitador de Slip y Sumadores

La señal V_S , que es función de la variación de los parámetros, se desplaza a un nivel adecuado, para llevar al Oscilador Controlado por Voltaje del circuito de potencia, a un punto de trabajo óptimo.

4.1.9 Oscilador Controlado por Voltaje

Conocido también como VCO, tiene como misión entregar la frecuencia que excitará a los gates de los GTOs del inversor. Como se vió anteriormente, tiene un rango de frecuencia de salida entre 3.6 KHz y 36 KHz.

La salida V_S , tiene como contribuyente principal a V_r , siendo V_{S1} estacionaria alrededor del 1% de V_r . Entonces, la entrada del VCO variará entre 0.4 V y 6.5V para obtener 3.6 KHz y 36 KHz, respectivamente.

Como Conversor Voltaje-Frecuencia se usa el circuito integrado 9400 V/F, que de los datos del fabricante, la frecuencia de salida viene dada por:

$$f_{VCO} = \frac{V_{IN}}{R_{IN}} \cdot \frac{1}{V_{REF} (C_{REF} + 12pF)}$$
$$R_{IN} = \frac{V_{IN} \text{ (escala completa)}}{10 \text{ microAmp}}$$

La tensión de escala máxima es 5V, por lo tanto, R_{IN} vale 500 Kohms. C_{REF} es 400 pF (típico). Para 3.6 KHz, V_{REF} vale 6.7V. En el plano final se obser

van los detalles completos de diseño.

4.2 Diseño del Sub-Sistema de Control de Torque

En el capítulo anterior se observó que al hacer la constante de tiempo del Controlador de Corriente igual a la constante de tiempo eléctrico del circuito del estator, se simplifica el análisis y mejora notablemente el comportamiento del lazo.

Para el tratado de diseño, el lazo de Control de Torque se sub-divide en tres grupos, siendo el primero el Bloque de Control de Flujo, el segundo es el Medidor de Corriente con el Controlador de Corriente y el tercero el Rectificador Controlado con su respectivo Circuito de Disparo, Control de Fase y Sincronismo.

4.2.1 Bloque de Control de Flujo

El Bloque de Control de Flujo coordina la operación sincronizada de los dos lazos principales del sistema, el de Slip-PLL y el de torque. El Proceso de Control de Flujo se puede apreciar en la fig. 4.12.

Se hace necesario el uso de una memoria, ya que la aplicación de un multiplicador análogo para generar la función cuadrática no es confiable, es de difícil calibración y muy inflexible. El Generador de Valor Absoluto permite tener un valor positivo de V_{s1} , aún cuando éste sea negativo, para obtener el correspondiente valor de I_d^* . El método de conversión análogo -

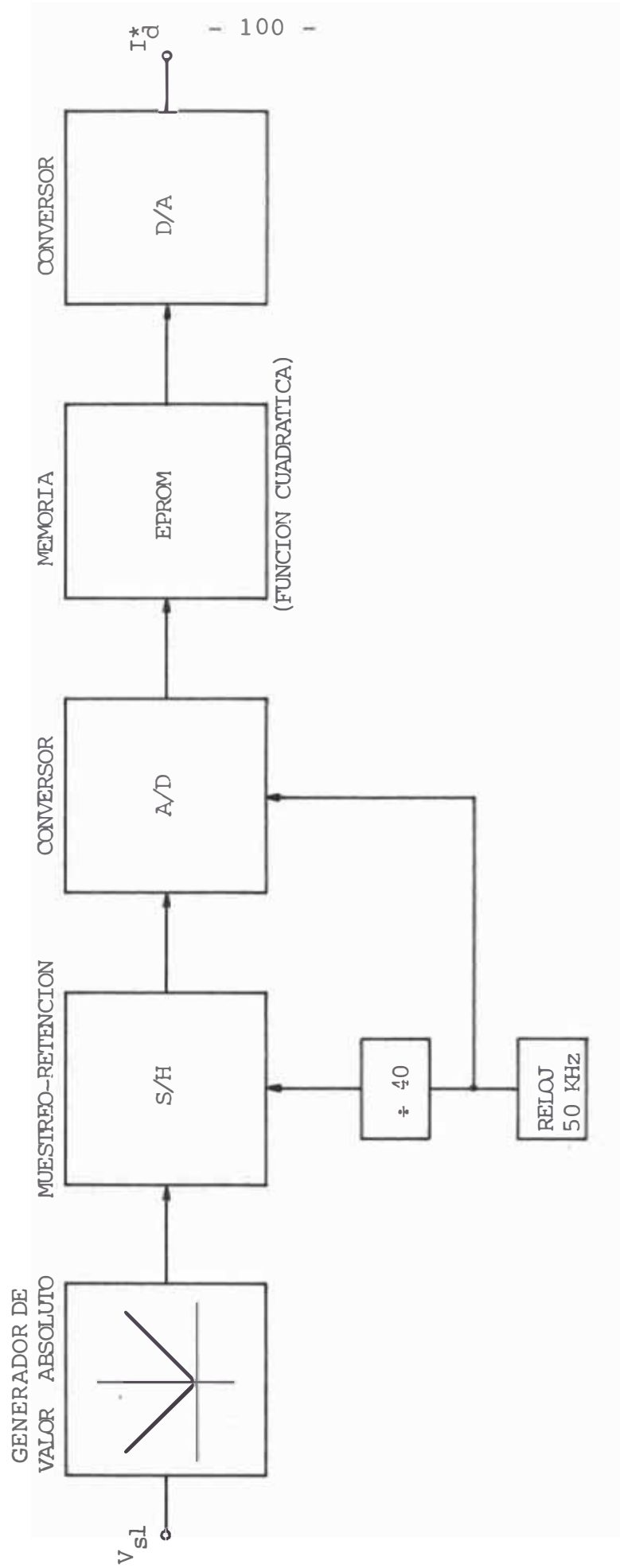


Fig. N°4.12: Proceso del Control de Flujo

digital usado es el de Aproximaciones Sucesivas, lo que significa usar un circuito Muestreo-Retención (S/H), que se diseña en base al switch CMOS CD4016 y dos amplificadores operacionales LM747.

Se tiene un reloj y divisor apropiados para generar la conversión análoga-digital. El Conversor Análogo-Digital (A/D) seleccionado, es el circuito integrado ADC0800, que realiza una conversión cada 40 pulsos de reloj, con un tiempo de conversión de 0.4 mseg para una frecuencia de reloj de 50 KHz.

En la memoria EPROM se graba con datos experimentales, obtenidos de trabajar los dos lazos en forma independiente. El EPROM usado es el circuito integrado AMI5204A (512x8).

Para un conjunto de torques de carga se debe de medir V_{s1} , variando I_d^* manualmente con un potenciómetro y tener siempre la misma velocidad síncrona; asociándose así V_{s1} con su correspondiente I_d^* , lo cual se graba en el EPROM. Las direcciones de las posiciones de memoria que contienen los I_d^* , serán los valores digitales de V_{s1} .

El Conversor Digital-Análogo (D/A), es el circuito integrado DAC0800, cuya salida varía de 3.24V a 10V, para hacerlo compatible con el Medidor de Corriente.

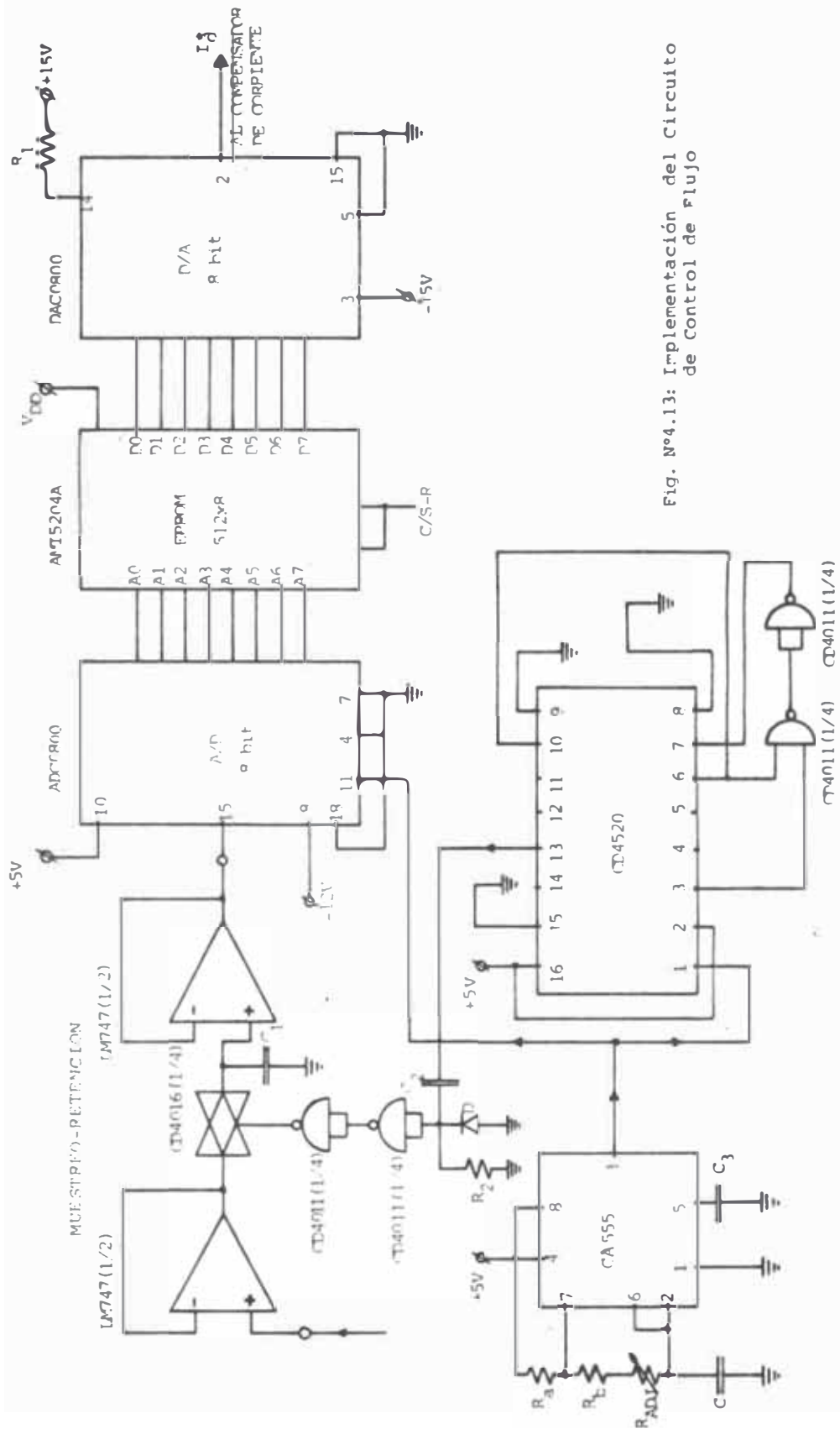


Fig. N°4.13: Implementación del Circuito de Control de Flujo

La Implementación del Circuito de Control - de Flujo, se describe en la fig. 4.13.

4.2.2 Medidor de Corriente y Controlador de Co - rriente

Los detalles del Medidor de Corriente y del Controlador de Corriente se muestran en la fig. 4.14.

El Medidor de Corriente es del tipo electr^onico, constituido por un modulador balanceado, que tiene como señal de información a las variaciones de tensión en la resistencia shunt R_{SH} , ocasionadas por los cambios de I_d . Dos conmutadores análogos son excitados bifásicamente por el timer 555 a la frecuencia de 10 KHz. En el secundario del aislamiento galvánico se encuentra un amplificador usando el circuito integrado LM741 y un detector de envolvente.

Anteriormente, se ha calculado que I_d puede variar hasta 23 amps. También, como la corriente de magnetización puede tener un valor de 35% de la corriente nominal, el Medidor deberá detectar entre 8 amps y 23 amps. La resistencia R_{SH} es de nicrón de 0.01 ohm y de 60 watts de potencia. Entonces, la tensión a multiplicar variará de 0.8V á 2.3V. El transformador es de 1:1. El amplificador tiene una ganancia de 4.3 ($R_A = 5.1K$ y $R_B = 1.2K$). El diodo detector es de tipo AA119. C vale 0.47 micro F, suficiente para filtrar la frecuencia de 10 KHz. Si I_d vale 8 amp, la salida es 3.24V

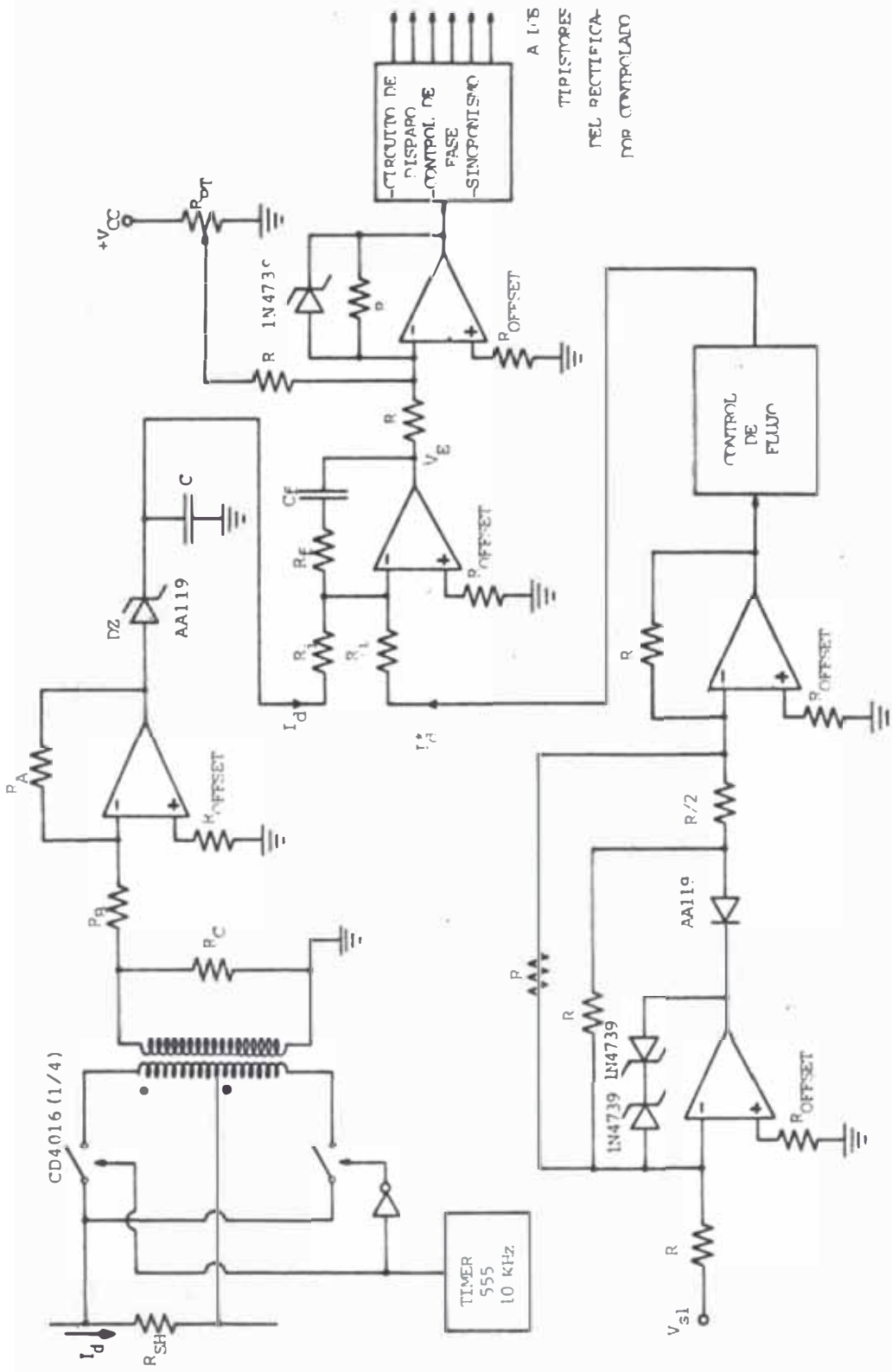


Fig. N°4.14: Implementación del Medidor de Corriente y del Controlador de Corriente

y si I_d vale 23 amp., la salida es 10V.

Para el análisis del Controlador de Corriente, se deduce del circuito de la figura, que:

$$\frac{V_E}{I_d^* - I_d} (s) = \frac{K_C (1 + ST_C)}{s}$$

donde, $K_C = 1/R_i C_f$ y $T_C = R_f C_f$

Al mismo tiempo se tiene para I_d/I_d^* , e introduciendo la constante K_p en la planta (2.2 V/A):

$$\frac{I_d}{I_d^*} (s) = \frac{\frac{K_p}{R_i C_f} \cdot \frac{K_R}{R}}{s + \frac{K_p K_R}{R_i C_f R}} = \frac{1/\tau}{s + 1/\tau}$$

Asumiendo que en 3 segundos la corriente I_d debe de estabilizarse, se llega a la relación:

$$5 \tau = \frac{5 R R_i C_f}{K_p K_R} = \frac{5 \times 4.1 \times R_i C_f}{2.2 \times 45} = 3 \text{ seg}$$

de donde, $K_C = 0.07$. Si asumimos que R_i vale 200 Kohms, C_f será de 75 micro F. Como $T_C = 33.7$ mseg, R_f valdrá 470 ohms.

La interface con el circuito de control del Rectificador Controlado, se hace a través de un desplazador de nivel de ganancia unitaria, de tal manera que

la señal V_c , siempre esté entre 0V y -9V.

4.2.3 Rectificador Controlado

El Hardware del Rectificador Controlado con su Circuito de Disparo, Control de Fase y Sincronismo, ha sido tratado ampliamente en un trabajo anterior, /REF.3/, presentándose un resumen en el Apéndice IV. Se representa como un Amplificador de Potencia de ganancia 45. La tensión de control V_c , variará entre 0V y -9V, para cualquier rango de trabajo de I_d , significando la existencia de un limitador.

4.3 Relación de Componentes

- Inversor GTO

GTO : G4013D

- Circuito de Disparo

CD4011 Cuadruple Nand Gate de 2 entradas.

CD4013 Doble Flip-Flop D.

CD4047 Multivibrador Monoestable.

CD4066 Cuádruple Interruptor Bilateral.

CD4518 Doble Contador de Subida Síncrono.

CD4073 Triple And Gate de 3 entradas.

- Circuito de Prendido

R1 : 95.45 Kohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt.

R2 : 1 Kohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt.

R3 : 100 ohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt.

R4 : 600 ohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt.

R5 : 113.5 ohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt.
R6 : 2 Kohm, $\pm 5\%$, 15V, 1/4 Watt.
C1 : 3.3 nF (cerámico), $\pm 10\%$, 25V.
C2 : 0.01 microF (cerámico), $\pm 10\%$, 25V.
Q1 : 2N2222
Q2 : MJ4645
Q3 : MPS-D54 (darlington pnp)
D1 : 1N4001
DZ : 1N3019
TC1 : ECG-3041 (fotoacoplador)
CD40106 Séxtuple Schmitt Trigger.

- Circuito de Apagado

R7 : 95.45 Kohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt.
R8 : 1 Kohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt.
R9 : 200 ohm, $\pm 5\%$, 20V, 1 Watt.
R10 : 28.5 ohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/4 Watt.
C3 : 70 nF (cerámico), $\pm 10\%$, 25V.
C4 : 200 microF (electrolítico), -10%, +75%, 150V.
Q4 : 2N2222
Q5 : MJ4645
Q6 : 2N6295 (darlington npn)
D2 : 1N4001
TC2 : ECG-3041 (fotoacoplador)
CD40106 Séxtuple Schmitt Trigger.

- Circuito Snubber

R_s : 40 ohm, $\pm 5\%$, 800V, 1/2 Watt.

C_S : 0.5 microF (cerámico), $\pm 10\%$, 1,000 V

D_S : MR2010S

- Codificador de Velocidad

R1 : 280 ohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt.

R2 : 1Kohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/4 Watt.

R_P : (0,280) ohm

C1 : 0.01 micro F (cerámico), $\pm 10\%$, 25V.

C2 : 0.01 micro F (cerámico), $\pm 10\%$, 25V.

C3 : 10 microF (electrolítico), -10%, +75%, 25V.

Q1 : MRD450 (fototransistor)

Q2 : 2N2222

D1 : 1N4001

D3 : 1N4001

LED : MLED900 (infrarrojo)

CD4016 Séxtuple Schmitt Trigger.

- Detector de Fase

NE-565 PLL

- Filtro Proporcional - Derivativo

R1 : 10 Kohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt.

R2 : 10 Kohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt.

C : 200 micro F (electrolítico), -10%, +75%, 25V.

CA741 Amplificador Operacional.

- Conversores Frecuencia/Voltaje

R_{INT} : 10Mohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt

C_{REF} : 100 pF (polistireno), $\pm 2.5\%$, 33V

Conversor 9400 F/V

- Limitador de Velocidad de Slip y Sumadores

R : 10 Kohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt

R_O : 5 Kohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt

R_{PT} : (0, 10K) ohm

DZ1 : 1N5231

DZ2 : 1N5225

DZ3 : 1N5231

DZ4 : 1N5231

CA324 Cuádruple Amplificador Operacional.

- Oscilador Controlado por Voltaje

R_{INT}: 500 Kohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt

C_{REF}: 400 pF (polistireno), $\pm 2.5\%$, 33V

Conversor 9400 V/F.

- Control de Flujo

R_a : 270 ohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt

R_b : 270 ohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt

R_{ADJ}: (0,270) ohm

R₁ : 10 ohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt

R₂ : 800 ohm, $\pm 5\%$, 20V, 1/2 Watt

C : 0.1 micro F

C₁ : 0.01 micro F (electrolítico), -10%, +75%, 25V

C₂ : 0.01 micro F (electrolítico), -10%, +75%, 25V

C₃ : 0.01 micro F (electrolítico), -10%, +75%, 25V

D : 1N4001

ADC0800 Conversor A/D de 8 bit.

DAC0800 Conversor D/A de 8 bit.

AMI5204A EPROM 512X8

CD4011 Cuádruple Nand Gate de 2 entradas

CD4016 Cuádruple Interruptor Bilateral

CD4520 Doble Contador de Subida Síncrono

CA555 Temporizador

CA747 Doble Amplificador Operacional.

- Medidor de Corriente

R_A : 5.1 Kohm, $\pm 5\%$, 30V, 10 Watt

R_B : 1.2 Kohm, $\pm 5\%$, 30V, 10 Watt

R_{SH} : 0.01 ohm (nicrón), $\pm 5\%$, 60 Watt

C : 0.47 micro F (cerámico), $\pm 10\%$, 50V

DZ : AA119

Transformador 1:1

CD4016 Cuádruple Interruptor Bilateral.

CA555 Temporizador.

CA741 Amplificador Operacional.

- Controlador de Corriente

R_i : 200 Kohm, $\pm 5\%$, 30V, 10 Watt

R_f : 470 ohm, $\pm 5\%$, 30V, 5 Watt

C_f : 75 micro F (electrolítico), -10%, +75%, 50 V

CA741 Amplificador Operacional.

CONCLUSIONES

- 1.- La factibilidad del uso del GTO como conmutador para aplicaciones industriales de corriente alterna a quedado demostrada.
- 2.- La simplificación del circuito del Inversor Alimentado por Fuente de Corriente, puesto que no son necesarios los seis diodos de potencia ni los seis condensadores de conmutación, equilibra el costo actual del GTO, pero a medida que el desarrollo de la investigación y de la producción de los GTOs se incrementa, naturalmente que las ventajas serán mayores.
- 3.- La disminución del número de componentes del Inversor Alimentado por Fuente de Corriente con GTO, hacen del Inversor más confiable.
- 4.- El uso de la técnica PLL en el control del slip, permite tener una regulación muy precisa de la velocidad, superior a los métodos convencionales. Se puede obtener las características de la regulación de corriente continua, pero contando con las ventajas inherentes del motor de inducción.
- 5.- El uso de una configuración Proporcional-Derivativa en el filtro del lazo de Control Slip-PLI, permite

la cancelación de la influencia de un polo, haciendo del sistema, estable.

- 6.- El uso del control de flujo en forma digital, hace del sistema más flexible, mejora la regulación y da a la operación una performance adecuada.
- 7.- El método propuesto para grabar la función I_d^* versus V_{s1} en el EPROM es experimental, ajustándose a lo real, que incluye pérdidas o la no linealidad en los sistemas de control. Esto es casi imposible realizarlo con un método análogo de control de flujo o de la grabación de la memoria en forma analítica.
- 8.- Se recomienda construir y evaluar las alternativas de los métodos de control de slip para seleccionar el más apropiado en cada caso.
- 9.- Se recomienda que se incluya en los cursos de Dispositivos Electrónicos y de Electrónica Industrial, - el análisis y diseño de aplicaciones del GTO y el estudio del dispositivo en sí, con el propósito de divulgar el uso de este dispositivo de potencia y obtener las ventajas de éste.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- Fitzgerald, Kingsley, Kusko
TEORIA Y ANALISIS DE LAS MAQUINAS ELECTRICAS
Mc Graw-Hill, U.S.A. - 1975
- 2.- Jerome Meisel
PRINCIPIOS DE CONVERSION DE ENERGIA ELECTROMECHANICA
Mc Graw-Hill, U.S.A. - 1975
- 3.- Manuel A. Márquez M.
CONTROL AUTOMATICO DE MOTORES USANDO UN PUENTE REC-
TIFICADOR TRIFASICO DE TIRISTORES
Tesis de Grado, U.N.I. - 1976
- 4.- Raymond Ramshaw
ELECTRONICA DE POTENCIA
Chapman and Hall Ltd., London - 1977
- 5.- Lissack, Appelbaum
ANALISIS DE UN INVERSOR
IEEE, Trans. Ind. Electron. and Contr. Instru.,
May - 1977
- 6.- J. Tal
SPEED CONTROL BY PHASE LOCKED SERVO SYSTEMT - NEW
POSSIBILITIES AND LIMITATIONS
IEEE, Trans. Ind. Electron. and Contr. Instru., vol.
IECI-24, 1977
- 7.- Andrés Ortiz S.
DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN INVERSOR TRIFASICO POR
FUENTE DE CORRIENTE PARA CONTROL DE UN MOTOR DE IN-
DUCCION
Tesis de Grado, U.N.I. - 1981
- 8.- W. E. Sotelo C.
DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE CONTROL PARA
UN MOTOR DE INDUCCION
Tesis de Grado, U.N.I. - 1981
- 9.- RCA Solid State Division
THYRISTORS
Application Note AN-6357, U.S.A. - 1974
- 10.- Ortiz, Soletto, Márquez
CONTROL AUTOMATICO DE UN MOTOR DE INDUCCION USANDO
UN INVERSOR ALIMENTADO POR FUENTE DE CORRIENTE
VI CONIMERA, Lima - 1981

- 11.- Sen, Mc Donald
STABILITY ANALYSIS OF INDUCCION MOTOR DRIVES USING
PHASE LOCKED LOOP CONTROL SYSTEM
IEEE, Trans. Ind. Electron. and Contr. Instru.,
Aug. - 1980
- 12.- National Sem. Corp.
CMOS DATA BOOK
U.S.A - 1980
- 13.- Philips ECG, Inc.
SYLVANIA ECG SEMICONDUCTORS - MASTER REPLACEMENT
GUIDE
U.S.A - 1981
- 14.- Data Inc.
THYRISTOR DATA BOOK
Electronics Information Series, U.S.A. - 1983