

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**DISEÑO DE UN CONTROL EN RÉGIMEN DE OPERACIÓN A
TORQUE CONSTANTE CON FRENADO DINÁMICO DC PARA
MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO**

TESIS

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

**PRESENTADO POR:
CARLOS JULIO CIUDAD MAZZI**

**PROMOCIÓN
1979-I
LIMA-PERU
2002**

Dedico este trabajo a
mis queridos padres,
esposa e hijos
Juan Ciudad Herrera
Justa Mazzi de Ciudad
Giovanna Conde de Ciudad
Esteban Carlos Ciudad Conde
Giovanna Karla Ciudad Conde
Noelia Victoria Ciudad Conde

**DISEÑO DE UN CONTROL EN RÉGIMEN DE OPERACIÓN A
TORQUE CONSTANTE CON FRENADO DINÁMICO DC PARA
MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO**

SUMARIO

El presente trabajo muestra el diseño de un sistema electrónico de control para operar a los motores de inducción trifásica de rotor bobinado a régimen de torque constante y con frenado dinámico DC. Para ello se ha empleado una resistencia controlada por medio de un circuito chopper en el rotor del motor, a fin de mantener la corriente del rotor a un valor constante desde el arranque hasta el frenado, y como la corriente del rotor es proporcional al torque, por lo que mantendremos un torque constante, lográndose de esta manera realizar arranques y parados del motor en forma intermitente sin producir recalentamiento en el bobinado del motor, y por ello también se logra mejorar el tiempo de vida del motor de inducción de rotor bobinado, así como también realizar un frenado en forma rápido y preciso en un mínimo tiempo.

INDICE

PRÓLOGO	01
CAPITULO I	04
ANÁLISIS TEÓRICO	04
1.1 Introducción	04
1.2 Principios básicos	07
1.3 Análisis y derivación de modelos de circuitos	10
1.3.1 Desarrollo del modelo circuital en continua	12
1.3.2 Desarrollo del modelo Circuital en alterna	25
1.4 Freno dinámico	26
1.4.1 Régimen y esquemas	27
1.4.2 Esquema de freno dinámico propuesto	29
CAPITULO II	38
DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL Y POTENCIA	38
2.1. Diseño del circuito de control	38
2.1.1 Transductor de corriente continúa	47
2.1.2 Amplificador de aislamiento	47
2.1.3 Diseño del filtro pasabajos	54
2.1.4 Diseño de los circuitos de voltajes de	

Referencia	55
2.1.5 Diseño del disparador Schmitt de precisión	61
2.1.6 Diseño de los osciladores de bloqueo	64
2.1.7 Diseño del amplificador de potencia	69
2.1.8 Diseño del transformador de pulsos	77
2.2. Diseño del circuito de accionamiento de control de mando	78
2.2.1 Cálculo de los componentes del circuito de lógica	84
2.2.2 Cálculo de los componentes del oscilador de bloqueo	86
2.2.3 Cálculo de los componentes limitadores de corriente a los acopladores óptico	86
2.2.4 Cálculo de los componentes de las redes Snubber	87
2.2.5 Requerimientos de los relé A, B y C	89
2.2.6 Requerimientos de los triacs	90
2.2.7 Cálculo de los componentes para el circuito de carga del condensador de bloqueo por fuente inversa de corriente	91
2.3 Diseño del circuito de potencia	95
2.3.1 Diseño para operar a régimen de torque constante	95

2.3.2	Diseño para operar a régimen de freno dinámico DC óptimo	123
CAPITULO III		129
CARACTERÍSTICAS DE PERFORMANCE		129
3.1	Para el régimen de torque constante	129
3.2	Para el freno dinámico DC óptimo	133
CAPITULO IV		135
RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN		135
4.1	Diagrama de tiempo de la I_{dc}	135
4.2	Diagrama de tiempo del torque	136
4.3	Diagrama de tiempo de la velocidad	137
CONCLUSIONES		139
ANEXO A		
NOMENCLATURA EMPLEADA		141
ANEXO B		
PARÁMETROS DEL MOTOR Y VALORES BASES		145
ANEXO C		
CARACTERÍSTICAS DEL SCR C40E		147
ANEXO D		
DIAGRAMA CIRCUITAL DEL PROYECTO		149
ANEXO E		
DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA SIMULACIÓN		151
BIBLIOGRAFÍA		153

PROLOGO

La necesidad de controlar las principales características de los motores eléctricos que exige la tecnología actual, ha llevado a los ingenieros a desarrollar diversas y novedosas soluciones. Hasta no hace mucho tiempo, se había rechazado toda idea de controlar los motores de inducción, debido a que existían serios problemas económicos y técnicos que hacían prevalecer para tales fines los motores de corriente continua.

Mediante este proyecto de tesis se desarrolla un interesante sistema electrónico de control para operar a torque constante y freno dinámico DC a los motores de inducción trifásicos con rotor bobinado, que espero tenga importantes consecuencias en el futuro de los controles de velocidad para los motores industriales AC en nuestro país.

En el Capítulo I, realizo un análisis de las características en estado estable de los esquemas de control básicos del motor de inducción con rotor bobinado en régimen de "Torque constante". Los modelos circuitales en DC y AC son usados para

predecir las características de rendimiento de la máquina de inducción trifásica; así mismo hago el análisis de un nuevo método de "freno dinámico DC", el cual se caracteriza por un frenado rápido; éste es producido por la corriente rectificadora del rotor que alimenta a los devanados del estator y establece un campo magnético inverso en los arrollamientos por lo que el rotor bobinado del motor de inducción frenará rápidamente.

En el Capítulo II, se está presentando el diseño de cada bloque con sus respectivos circuitos y diagramas de tiempo para facilitar el entendimiento de la operación de los mismos.

En el Capítulo III, se muestran las características de performance tanto para el régimen de torque constante como también para el frenado dinámico DC del motor de inducción trifásico con rotor bobinado e ilustrado mediante diversas vistas.

En el Capítulo IV, se muestran los resultados simulados a fin de verificar las predicciones teóricas y demostrar las posibilidades del sistema de control, los cuales se acompañan con diversas vistas.

Finalmente, en el anexo-D se presenta el plano del diagrama circuital del Proyecto de Tesis. Las pruebas simuladas se realizaron mediante el Software

MATLAB (ver. 6.0) el cual incluye el programa SIMULINK, con lo cual se comprueban muchos de los parámetros fijados teóricamente.

El costo comparativo con uno comercial es competitivo, no siendo ésta la finalidad perseguida, sino la de lograr un elemento versátil de control que pueda dar solución a requerimientos específicos en un diseño determinado.

Deseo expresar mi agradecimiento en primer lugar al Ph.D. J. César Monzón M. especialista en Ingeniería de campos electromagnéticos, quien me brindó su apoyo con material bibliográfico de gran valor para el desarrollo del presente trabajo. Asimismo, mi agradecimiento al Ing. Amador Vivar Recarte, por su orientación en lograr la simulación de este proyecto de tesis. También, mi agradecimiento al Sr. Angel Aliaga Haro, por su valiosa colaboración en la edición del presente trabajo. Finalmente, mi reconocimiento y agradecimiento al asesor de esta tesis, Ing. Julio Díaz Aliaga.

CAPÍTULO I ANÁLISIS TEÓRICO

1.1 Introducción

El mando a tiristores en los motores de corriente continua o alterna, hoy en día es el más flexible, permite formar por medio de las señales de pequeña potencia de los aparatos sin contacto en estática y dinámica todas las características de los motores requeridos por la tecnología.

Muchos regímenes que no eran posibles o muy difíciles de realizar, se resuelven con los tiristores.

Gracias a los tiristores adquiere gran desarrollo el mando por impulsos de gran frecuencia que transforma los procesos intermitentes en continuos, y de este modo, tienden un puente entre la regulación discreta e ininterrumpida.

La carencia de inercia en los tiristores hace al accionamiento eléctrico más estable en caso de regímenes forzados, gracias a que en el mando carente de inercia en el accionamiento eléctrico quedan sólo dos lugares de acumulación de energía que engendran dos inercias: la inercia mecánica del

inducido con mecanismo y la inductancia del inducido. En comparación con los sistemas de inercia (generador motor, amplificador magnético de fuerza), en caso de mando a tiristor se racionalizan los fenómenos transitorios lo que permite crear grupos tecnológicos perfeccionados que produzcan artículos de elevada calidad, a altas velocidades.

En los accionamientos eléctricos, donde no se utilizan las ventajas indicadas del mando a tiristor, éste es preferible por otras propiedades conocidas como: la seguridad, la economía de energía eléctrica, la disposición constante para trabajar, la simplificación del servicio, el funcionamiento silencioso, etc.

Con el reciente avance en la tecnología de semiconductores de potencia; los cuales son ampliamente usados para muchos diseños de velocidad variable en motores de inducción.

Tres importantes métodos son comúnmente empleados para el control de velocidad de motores:

- 1) El control de la fuente de tensión.
- 2) El control de la fuente de frecuencia.
- 3) El control de la resistencia del rotor.

Con estrategias de control propias para motor de inducción, pueden ser operados en modo de Torque

constante y con modo de potencia constante (de rendimiento).

Tal vez el más importante es el control de torque. Un control directo de Torque puede proveer una rápida aceleración y retardamiento tal como fundiciones y sistemas de tracciones, etc. Una operación de Torque constante de un motor de inducción trifásico pueden ser obtenidos usando un convertidor de frecuencia estático ajustable. En tal esquema la frecuencia de deslizamiento es mantenida constante y el motor es operado a un nivel de flujo constante por cambio de voltaje aplicado con la frecuencia, ósea cambiando tensión y frecuencia aplicada. $[V = (4,44\eta B)f]$ Este es un sofisticado y eficiente esquema pero muy caro. Un esquema de control relativamente simple pero menos costoso es usar un circuito chopper en el rotor que controla resistencia, es descrito y analizado. Tiene la ventaja de controlar el arranque, la corriente, el torque y mejorar el factor de potencia.

El freno dinámico de continua convencional es comúnmente usado en el freno del motor de inducción, tiene la ventaja de parar el motor en un mínimo tiempo con un mínimo calentamiento del motor. En este presente tema de tesis también se propone un nuevo esquema en el cual la potencia del rotor es

rectificada para alimentar al devanado del estator para un freno dinámico y entonces eliminar la necesidad de una fuente separada de continua para el frenado.

1.2. PRINCIPIOS BÁSICOS

Será demostrado más adelante que si la corriente del rotor es mantenida constante, el motor de inducción desarrollará un Torque constante, sobre un amplio rango de velocidad. El circuito básico para mantener la corriente del rotor a un valor particular, es presentado en la Fig.1-a, la potencia del rotor es rectificada por un puente trifásico de diodos de onda completa. Un filtro inductor (L_f) y una resistencia externa (R_{ex}) están conectadas en serie a través del puente de diodos. Un circuito chopper tiristorizado es usado y colocado en paralelo con el resistor R_{ex} para controlar la corriente del rotor.

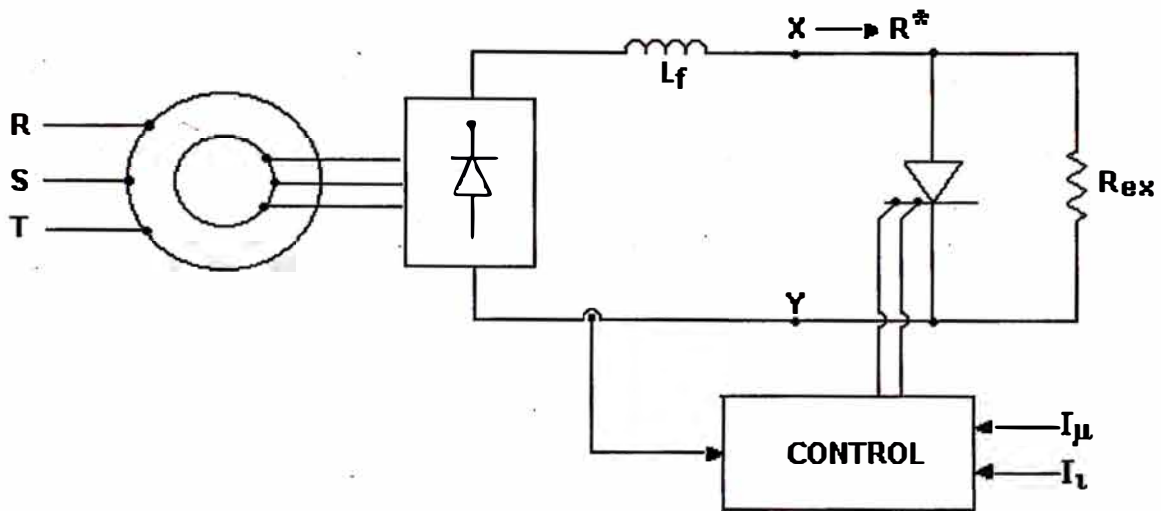
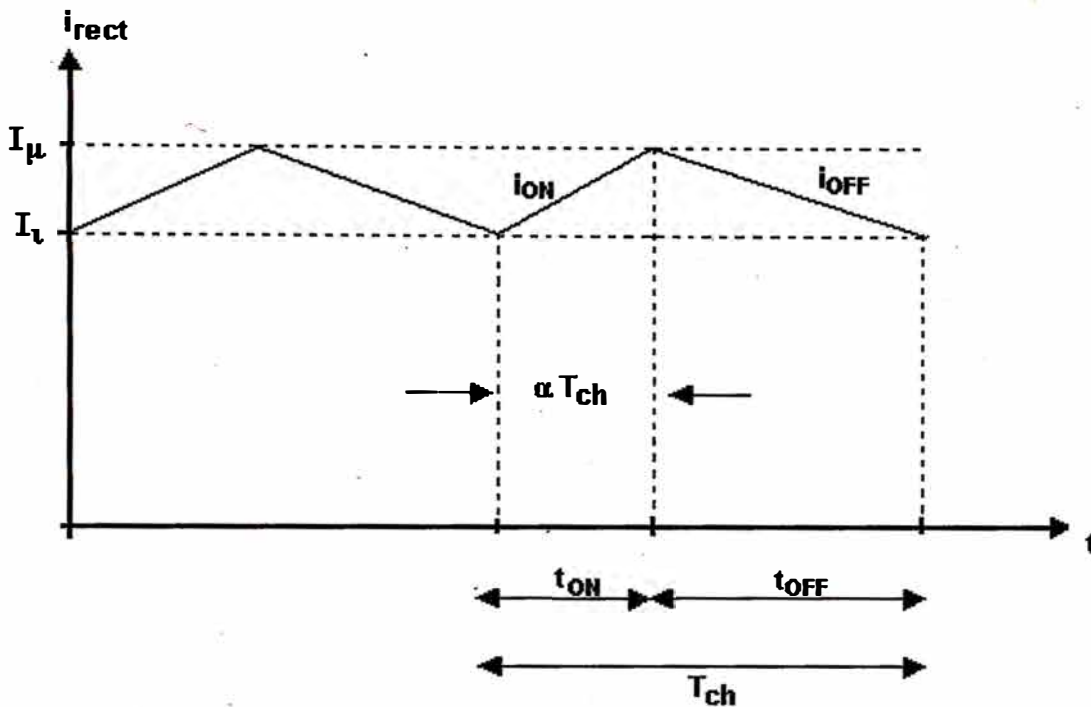


Fig.1-a Circuito básico para la operación a torque constante

En el tiempo en el que el chopper se encuentra en estado de encendido (On), R_{ex} es puesto en paralelo con el tiristor que se encuentra con una resistencia de 0Ω entre ánodo y cátodo, y la corriente rectificadora tiene un valor máximo. En el tiempo en que el chopper se encuentran en estado de corte (Off), R_{ex} es conectada efectivamente a los terminales X e Y, ya que estando en paralelo la R_{ex} con el tiristor del chopper y conectados a los terminales X e Y, el tiristor se encuentra sin tensión de disparo y por lo tanto la resistencia del tiristor entre ánodo y cátodo es infinita, por decir mucho mayor que la R_{ex} que se encuentra en paralelo y entonces la resistencia equivalente en estado

apagado del chopper es la resistencia R_{ex} , y la corriente rectificadora está en su valor mínimo. Dependiendo la corriente media deseable, de las corrientes límites superior (I_u) e inferior (I_l) las cuales son sensadas a través de un circuito comparador en el módulo de control. La corriente rectificadora es sensada, y un voltaje proporcional a esta es usada como la señal de entrada para el comparador.

Si la señal de entrada está por encima de la corriente límite superior (I_u) establecida, el chopper es pulsado al estado de apagado (Off), y entonces la resistencia externa R_{ex} es conectada a los terminales X e Y, la corriente rectificadora decae. Consecuentemente la señal de entrada al comparador también empieza a decaer. Cuando la corriente rectificadora cae más abajo de la corriente límite mínima (I_l) establecida, el chopper es pulsado al estado de encendido (On). Y la corriente rectificadora otra vez empieza a crecer como se ilustra en la Fig. 1-b.



**Fig.1-b Formas de onda de corriente
rectificada para corrientes límites
de control**

Si los límites de corriente son cerca a uno del otro, entonces la corriente rectificada puede ser controlada a su valor en continua.

1.3 Análisis y derivación de modelos de circuitos

Un análisis exacto es tedioso, si no imposible, ya que se involucraría cálculos fasoriales para cantidades fundamentales y armónicos del motor y análisis no lineales paso por paso en el circuito rectificador - chopper. Sin embargo, ha sido posible encontrar que se desarrollen modelos de circuitos de los cuales una buena predicción de las características de rendimiento pueden ser hechas.

En este desarrollo, una notación de porcentaje unitario es adoptado. Los valores bases (Ver Anexos) son como sigue:

VOLTAJE = V_{base} = Valor actual del voltaje por fase del estator, V.

CORRIENTE = I_{base} = Valor actual de corriente por fase del estator, A.

VELOCIDAD = V_{base} = Velocidad angular de Sincronismo, r/s.

IMPEDANCIA = $Z_{base} = V_{base}/I_{base}, \Omega$

POTENCIA = $3V_{base} \cdot I_{base}, W$

TORQUE = $T_{base} = P_{base}/V_{base}, N.m.$

Este sistema por unidad tiene ciertas ventajas. El valor numérico de la potencia por fase es el mismo que la potencia total por unidades. Además el torque unitario corresponde a la potencia unitaria de entre hierro. Esto está en contraste a la selección arbitraria usual de torque del eje a carga completa como una base unitaria.

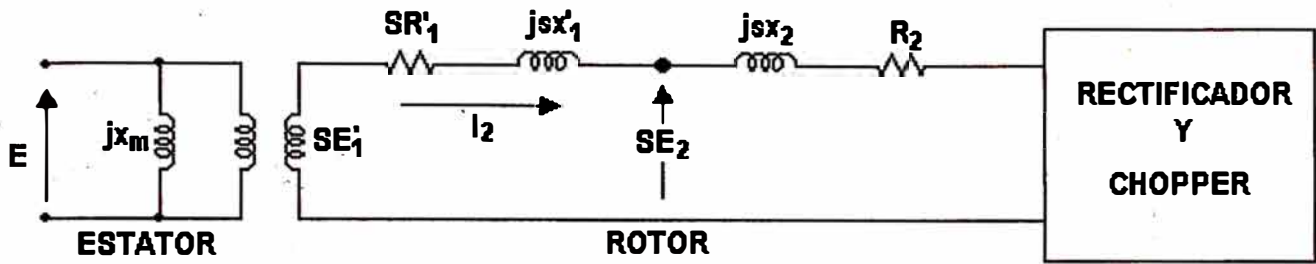


Fig. 2-a Modelo del circuito en DC.

1.3.1 Desarrollo de modelo de circuito en continua

La Fig.2-a muestra el modelo de circuito por fase con la impedancia del estator reflejada al lado del rotor. El modelo en continua sería obtenido para el sistema trifásico. Debido a ambos procesos de rectificación y choppeo, la corriente del rotor ya no es más sinusoidal. Si la frecuencia del chopper es alta y/o el inductor suavizador (L_f) es grande, entonces la corriente rectificadora es esencialmente continua con un despreciable rizado. Así la corriente del rotor es aproximadamente compuesta de alternados pulsos cuadrados de $2\pi/3$ de duración. La corriente rectificadora promedio I_{dc} se relaciona con la corriente eficaz del rotor I_2 por:

$$I_2^2 \approx \frac{2I_{dc}^2}{3} \quad (1)$$

Las pérdidas de potencia en el estator y resistencia del rotor para todas las tres fases es $3I_2^2(SR'_1 + R_2)$ ó $2I_{dc}^2(SR'_1 + R_2)$, si expresamos en

términos de I_{dc} . Por lo tanto, $3(SR'_1 + R_2)$, transferida a través del puente rectificador, aparece como $2(SR'_1 + R_2)$ en el lado de continua.

Debido a la reactancia de dispersión SX'_1 y SX'_2 , la conmutación de corriente entre diodos en el puente rectificador no es más instantáneo.

Hay un período de corriente traslapado por medio del cual dos fases llevan corriente simultáneamente. Esto causa una reducción de Voltaje (V_R) de los terminales del puente rectificador lo cual está dado por:

$$V_R = \frac{3S(X'_1 + X'_2)I_{dc}}{\pi}$$

Si la corriente de magnetización no está específicamente requerida y la caída en el diodo es despreciada, el sistema puede ser representada por el circuito equivalente de continua como se muestra en la Fig.2-b, donde:

$$V_{dc} = S \left(\frac{3\sqrt{6}E'_1}{\pi} \right)$$

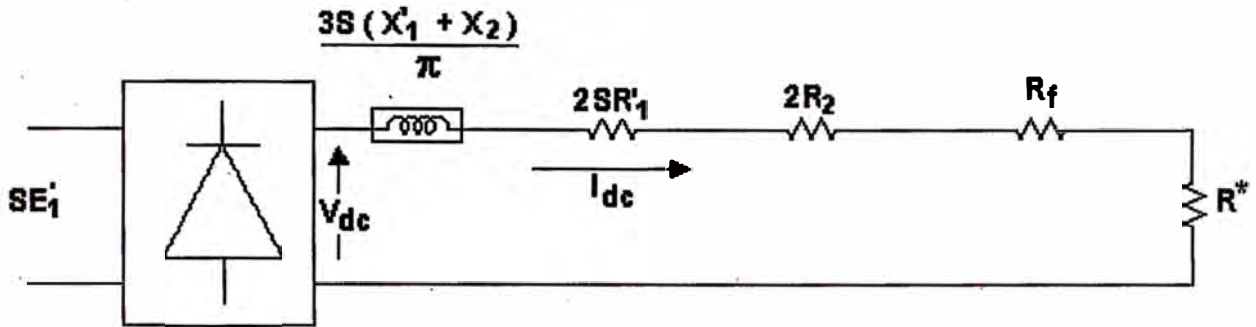


Fig.2-b Modelo del circuito en DC

Un conjunto de ecuaciones para los modos de encendido y apagado del chopper puede ser derivado. En los periodos que empiezan en mT_{ch} (m siendo una variable sin importancia) el chopper está encendido para:

$$mT_{ch} \leq t \leq (m+\alpha) T_{ch}$$

y apagado para:

$$(m+\alpha)T_{ch} \leq t \leq (m+1)T_{ch}.$$

Como la corriente fluye durante los modos de encendido y apagado siendo $i_{on}(t)$ y $i_{off}(t)$, respectivamente. Las ecuaciones para $i_{on}(t)$ y $i_{off}(t)$ son: para $mT_{ch} \leq t \leq (m+\alpha)T_{ch}$

$$\frac{di_{on}(t)}{dt} + \frac{1}{\tau_{on}} \cdot i_{on}(t) = \frac{V_{dc}}{L_f} \quad (2)$$

y para $(m+\alpha)T_{ch} \leq t \leq (m+1)T_{ch}$.

$$\frac{di_{off}(t)}{dt} + \frac{1}{\tau_{off}} \cdot i_{off}(t) = \frac{V_{dc}}{L_f} \quad (3)$$

Donde:

$$\tau_{on} = \frac{L_f}{[R_m(s) + R_f]} \quad (4)$$

$$\tau_{off} = \frac{L_f}{[R_m(s) + R_f + R_{ex}]} \quad (5)$$

y

$$R_m(s) = \left[\frac{2R'_1 + 3(x'_1 + x'_2)}{\pi} \right] s + 2R_2 \quad (6)$$

La solución para (2) y (3) es:

$$i_{on}(t) = (I_i - I_{sh}) \exp\left[-\frac{(t - mT_{ch})}{\tau_{on}}\right] + I_{sh} \quad (7)$$

$$i_{off}(t) = (I_u - I_{op}) \exp\left[-\frac{(t - (m + \alpha)T_{ch})}{\tau_{off}}\right] + I_{op} \quad (8)$$

Donde:

$$I_{sh} = \frac{V_{dc}}{[R_m(s) + R_f]} \quad (9)$$

$$I_{op} = \frac{V_{dc}}{[R_m(s) + R_f + R_{ex}]} \quad (10)$$

Donde α es el ciclo de trabajo ó la razón de tiempo definida como el cociente del intervalo de tiempo encendido t_{on} a el período del chopper T_{ch} . Como la corriente limite superior I_u y la corriente

límite inferior I_λ son mantenidas en el modo de control y el chopper es asumido que opera propiamente, y entonces es encendido para algún tiempo y apagado para el resto del período del chopper, luego es evidente que ambos α y T_{ch} son funciones de las corrientes preestablecidas. Si las dos corrientes preestablecidas están cercanas una a otra, el chopper operará a altas frecuencias. Las expresiones (7) y (8) son las de las corrientes fluctuantes durante el modo de encendido $[i_{on}(t)]$ y durante el modo de apagado $[i_{off}(t)]$, respectivamente.

En el estado estacionario o estable, las siguientes ecuaciones son satisfechas:

$$i_{on}(mT_{ch}) = i_{off}[(m+1)T_{ch}]$$

y

$$i_{on}[(m+\alpha)T_{ch}] = i_{off}[(m+\alpha)T_{ch}]$$

Desde que α y T_{ch} son conocidas a través del osciloscopio, de las dos condiciones previas, I_λ y I_u se establecen y son:

$$i_i = \frac{I_{sh}(1-\lambda)u + I_{op}(1-u)}{1-u\lambda} \quad (11)$$

$$i_u = \frac{I_{sh}(1-\lambda) + I_{op}(1-u)\lambda}{1-u\lambda} \quad (12)$$

Donde:

$$\lambda = \exp\left[-\frac{\alpha T_{ch}}{\tau_{on}}\right] = \frac{(I_{sh} - I_u)}{(I_{sh} - I_l)} \quad (13)$$

y

$$u = \exp\left[-\frac{(1-\alpha)T_{ch}}{\tau_{off}}\right] = \frac{(I_l - I_{op})}{(I_u - I_{op})} \quad (14)$$

La corriente promedio es dada por:

$$I_{dc} = \frac{1}{T_{ch}} \int_{mT_{ch}}^{(m+\alpha)T_{ch}} i_{on}(t) dt + \int_{(m+\alpha)T_{ch}}^{(m+1)T_{ch}} i_{off}(t) dt$$

$$I_{dc} = \frac{1}{T_{ch}} \{(I_l - I_{sh})\tau_{on}(1-\lambda) + (I_u - I_{op})\tau_{off}(1-u)\} + \alpha I_{sh} + (1-\alpha)I_{op} \quad (15)$$

La corriente eficaz esta dada por:

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{T_{ch}} \left(\int_{mT_{ch}}^{(m+\alpha)T_{ch}} i_{on}^2(t) dt + \int_{(m+\alpha)T_{ch}}^{(m+1)T_{ch}} i_{off}^2(t) dt \right) \right]^{1/2}$$

$$I_{rms} = \left[\alpha I_{sh}^2 + (1-\alpha)I_{op}^2 + \frac{1}{T_{ch}} \left\{ \frac{(I_l - I_{sh})^2 \tau_{on} (1-\lambda^2)}{2} + \frac{(I_u - I_{op})^2 \tau_{off} (1-u^2)}{2} + 2 [I_{sh}(I_l - I_{sh})\tau_{on}(1-\lambda) + I_{op}(I_u - I_{op})\tau_{off}(1-u)] \right\} \right]^{1/2} \quad (16)$$

Las pérdidas de cobre al lado del rotor está dada

por:

$$\rho_{Cu} = \left[\frac{V_{dc} - 3S(X'_1 + X_2)I_{dc}}{\pi} \right] I_{dc} - 2R'_1 S I_{rms}^2$$

El Torque desarrollado por el deslizamiento S viene a ser:

$$T = \frac{\rho_{Cu}}{S} = \frac{1}{S} \left\{ \left[\frac{V_{dc} - 3S(X'_1 + X_2)I_{dc}}{\pi} \right] I_{dc} - 2R'_1 S I_{rms}^2 \right\} \quad (17)$$

Si la frecuencia del chopper es alta, entonces I_{rms} es esencialmente igual a I_{DC} . Así, (15) puede ser aproximado por:

$$T \cong \frac{1}{S} \left\{ \left[\frac{V_{dc} - 3S(X'_1 + X_2)I_{dc}}{\pi} \right] I_{dc} - 2R'_1 S I_{dc}^2 \right\} \quad (18)$$

También, si la frecuencia del chopper es alta y/o el inductor suavizante es suficientemente grande, entonces:

$$x = \frac{\alpha T_{ch}}{\tau_{on}} \ll$$

$$y = \frac{(1-\alpha)T_{ch}}{\tau_{off}} \ll$$

Y λ y μ pueden ser aproximados por los dos primeros términos de la expansión de la serie de Taylor de los exponentes, esto es:

$$\lambda = \exp[-x] \approx 1 - x \quad (19)$$

$$u = \exp[-y] \approx 1 - y \quad (20)$$

También el producto de los términos XY pueden ser despreciados. Las expresiones simplificadas para I_λ y I_μ son:

$$I_i \cong \frac{I_{sh}x(1-y) + I_{op}y}{1 - (1-x)(1-y)} \cong \frac{I_{sh}x(1-y) + I_{op}y}{x+y}$$

$$I_u \cong \frac{I_{sh}x + I_{op}y(1-x)}{1 - (1-x)(1-y)} \cong \frac{I_{sh}x + I_{op}y}{x+y}$$

Sin embargo las expresiones aproximadas para I_λ y I_μ son iguales, la corriente promedio:

$$I_{dc} \cong \frac{I_{sh}x + I_{op}y}{x+y} \cong \frac{num}{den}$$

Donde:

$$num = \frac{V_{dc}}{R_m(s) + R_f} \cdot \frac{\alpha T_{ch}}{L_f} [R_m(s) + R_f] +$$

$$+ \frac{V_{dc}}{R_m(s) + R_f + R_{ex}} \cdot \frac{(1-\alpha)T_{ch}}{L_f} [R_m(s) + R_f + R_{ex}]$$

y

$$den = \frac{\alpha T_{ch}}{L_f} [R_m(s) + R_f] + \frac{(1-\alpha)T_{ch}}{L_f} [R_m(s) + R_f + R_{ex}]$$

Por lo tanto,

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R_m(s) + R_f + R_{ex}(1-\alpha)} \quad (21)$$

También, de las ecuaciones (13) y (14) se obtiene las siguientes expresiones:

$$\alpha T_{ch} = -\tau_{on} \ln[\lambda]$$

$$(1-\alpha)T_{ch} = -\tau_{off} \ln[u]$$

De las dos ecuaciones, T_{ch} y α pueden ser expresadas como:

$$T_{ch} = -\{\tau_{on} \ln[\lambda] + \tau_{off} \ln[u]\} \quad (22)$$

y

$$\alpha = \frac{\tau_{on} \ln[\lambda]}{T_{ch}} \quad (23)$$

Si la frecuencia del chopper es alta y/o la inductancia del filtro es grande, la resistencia ficticia R^* para el chopper que controla la resistencia está dada por $R^* = R_{ex}(1-\alpha)$. Entonces del circuito de corriente continua equivalente tal como se muestra en la **Fig.2-C**.

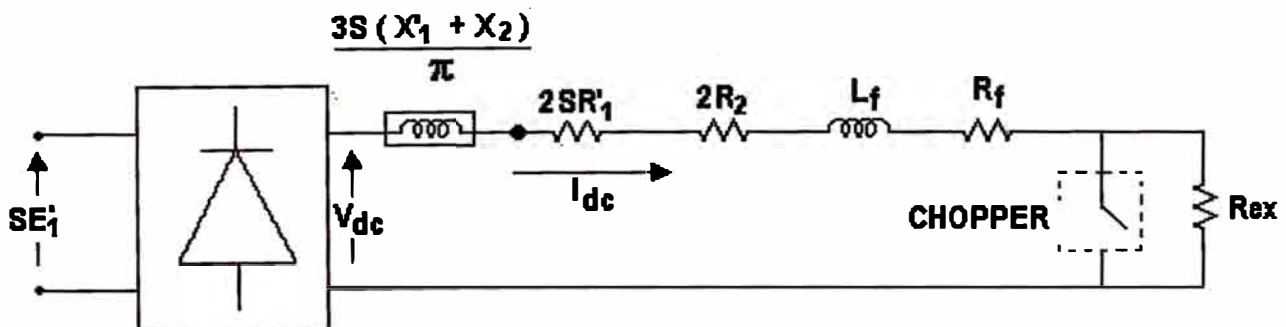


Fig.2-c: modelo del circuito en DC

La corriente I_{dc} es la deducida en la ecuación (21) para tales condiciones, es decir, si la razón de I_{μ} a I_{λ} , por ejemplo, $K_I = I_{\mu}/I_{\lambda}$ es muy cercana a la unidad, entonces la frecuencia del chopper será alta, y luego el modelo del circuito de corriente continua puede ser usado. En un bajo deslizamiento (por ejemplo, alta velocidad), la frecuencia del chopper será baja, por ejemplo, T_{ch} grande. La expresión $R = R_{ex}(1-\alpha)$ puede no ser válida. Sin embargo, un factor de corrección dependiente del deslizamiento puede ser introducido. Un método simple para llevar a cabo esto sería disminuir la diferencia de niveles $I_{\mu} - I_{\lambda}$ a medida que se aumenta la velocidad.

Entonces: $V_{dc} = S \cdot V_{do}$

$$T = V_{do} I_{dc} - \left[\frac{3(X'_1 + X_2)}{\pi} + 2R'_1 \right] I_{dc}^2 \quad (24)$$

Si I_{dc} es mantenido constante, el torque desarrollado será independiente de la velocidad.

De la ecuación (22) y (23) para una operación apropiada del chopper, ambas condiciones (25) y (26) tienen que ser satisfechas a la vez.

$$\lambda = \frac{I_{sh} - I_u}{I_{sh} - I_l} > 0 \quad (25)$$

$$u = \frac{I_l - I_{op}}{I_u - I_{op}} > 0 \quad (26)$$

La primera condición (25) implica que la corriente de corto-circuito I_{sh} , cuando el chopper está en el modo de encendido todo el tiempo ($\alpha=1$), será mayor que la corriente límite superior I_μ . La segunda condición (26) sugiere que la corriente I_{op} , mientras el chopper está en el modo de apagado todo el tiempo ($\alpha=0$), sería menor que la corriente límite inferior I_λ establecida. Para satisfacer esta condición, un valor grande de R_{ex} deberá ser usado para que I_{op} sea siempre menor que I_λ .

1.3.1.1. Mínimo valor de R_{ex} y el rizado de la corriente

El voltaje rectificado del rotor está a su máximo cuando el rotor está parado. Si se desea que la corriente rectificadora oscile entre los límites preestablecidos en el arranque y en el rango de baja velocidad, entonces el chopper tiene que operar

convenientemente. Cuando la corriente I_μ es menor que I_{sh} para un rango de velocidad específico, entonces (25) es siempre satisfecha.

La segunda condición (26) puede ser satisfecha dando una confiable R_{ex} . Si R_{ex} es menor que algún valor preestablecido de I_λ , entonces el chopper permanece apagado todo el tiempo para algún rango de velocidad. Para una I_λ dada, el valor mínimo de R_{ex} puede ser obtenido de (26) tal como sigue. Ya que $I_\lambda \geq I_{op}$ cuando está parado, entonces:

$$I_i \geq \frac{V_{dc}}{2(SR'_1 + R_2) + \frac{3S(X'_1 + X_2)}{\pi} + (R_f + R_{ex})} \Big|_{S=1}$$

Por lo tanto:

$$R_{ex}|_{\min} = \frac{V_{do}}{I_i} - \left[\frac{2(R'_1 + R_2) + 3(X'_1 + X_2)}{\pi} + R_f \right] \quad (27)$$

$$\text{Donde } V_{do} = \frac{3\sqrt{6}E'_1}{\pi}$$

Cualquier resistencia mayor que la definida en la expresión (27) asegurará (26) para ser satisfecha por una corriente dada I_λ .

En el rango de alta velocidad, existe una velocidad crítica encima de la cual V_{dc} no es suficientemente alta para forzar la corriente al valor de corriente superior límite aun pues el chopper esté encendido y entonces, $I_{\mu} \geq I_{sh}$. Evidentemente el chopper permanece encendido para esas velocidades, y la corriente rectificadora sería dada por I_{sh} . El deslizamiento crítico S_{cr} para una corriente límite superior es dada por la ecuación I_{sh} a I_{μ} . A la velocidad crítica $I_{sh} = I_{\mu}$, por ejemplo:

$$\frac{S_{cr} V_{do}}{S_{cr} \left[\frac{2R_1 + 3(X'_1 + X_2)}{\pi} \right] + 2R_2 + R_f} = I_u$$

Por lo tanto:

$$S_{cr} = \frac{I_u (2R_2 + R_f)}{V_{do} - I_u \left[\frac{2R_1 + 3(X'_1 + X_2)}{\pi} \right]}$$

Para el deslizamiento menor que S_{cr} , la corriente rectificadora esta dada por I_{sh} , en la cual define la corriente de rizado en la región de altas velocidades.

1.3.2. Desarrollo del modelo del circuito en alterna

Las pérdidas de potencia en el lado de continua del puente rectificador, bajo las consideraciones por fase, viene a ser $I_{dc}^2 (R_f + R^*)/3$. De (1), ésta es equivalente a la disipación de potencia causada por el flujo de I_2 en una resistencia $0.5 (R_f + R^*)$ en cada fase del rotor. El balance de potencia en cada fase del rotor da:

$$E_2 I_{21} \cos \theta_1 = R_2 I_2^2 + 0.5(R_f + R^*) I_2^2 + P_{mec}$$

Donde I_{21} es la corriente fundamental del rotor eficaz, θ_1 es el ángulo entre E_2 y I_{21} y P_{mec} es la potencia mecánica. Si el Torque mecánico es causado por la corriente fundamental del rotor entonces P_{mec} está dado por:

$$P_{mec} = [R_2 + 0.5(R_f + R^*)] I_{21}^2 (1 - S) / S$$

Por consiguiente,

$$E_2 I_{21} \cos \theta_1 = \left(\frac{\pi^2}{9} - 1 \right) \left[R_2 + \frac{(R_f + R^*)}{2} \right] I_{21}^2 + \left[R_2 + \frac{(R_f + R^*)}{2} \right] \frac{I_{21}^2}{S}$$

Desde,

$$I_{21} = \frac{3I_2}{\pi}$$

El modelo del circuito de alterna por fase es mostrado en la **Fig.3**, donde:

$$R'_r = [R_2 + 0.5(R_f + R^*)]n^2$$

y

$$R'_h = R'_r \left(\frac{\pi^2}{9} - 1 \right)$$

El último, R'_h representa las pérdidas armónicas debido a la rectificación (R'_r y R'_h son referidas al estator).

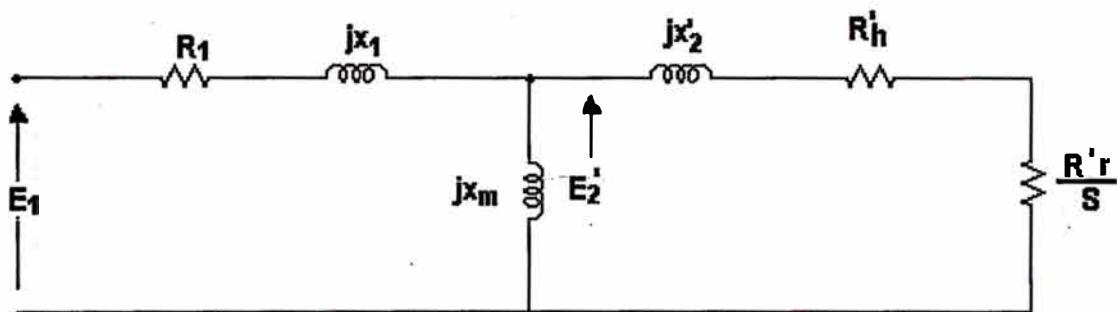


Fig.3 Modelo del circuito ac por fase

1.4 Freno dinámico

El frenado dinámico de los motores asíncronos ha adquirido amplia difusión debido a la introducción de los motores de corriente alterna en los talleres de laminado de las plantas metalúrgicas. Este frenado se aplica para producir el frenado preciso de muchos mecanismos, así como para reducir el tiempo de parado de los accionamientos.

1.4.1 Régimen y esquemas

El frenado dinámico de un motor de inducción puede obtenerse, desconectando el estator de la red de corriente AC trifásica y suministrando al devanado del estator corriente continua.

Se forma así un campo inmóvil del estator, este campo inducirá fuerza electromotriz en los devanados del rotor que gira, el cual a su vez producirá corriente. La interacción del flujo inmóvil del estator con corriente del rotor origina el torque de frenado. El motor se desacelera y en el momento en que se encuentre totalmente parado, la fuerza electromotriz, la corriente del rotor y el torque de frenado son nulas.

Es evidente que un motor asincrónico, en caso de frenado dinámico, trabaja en régimen de generador síncrono.

En la Fig.4 aparecen esquemas convencionales de los circuitos principales de frenado dinámico para motores de alto y bajo voltaje. Notemos que en estos esquemas debe haber un bloqueo mecánico fiable que impida la conexión simultánea de los contactores o de los interruptores de aceite del frenado dinámico y de la línea.

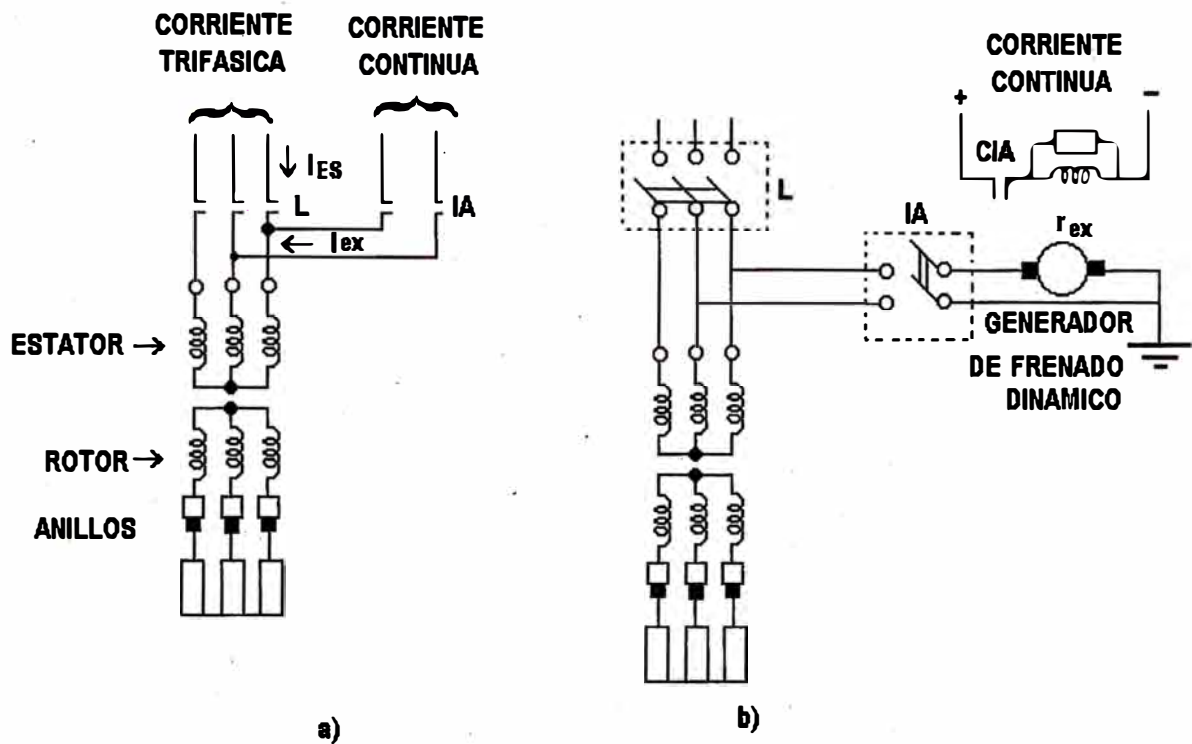


Fig. 4 Esquemas convencionales de frenado dinámico de motores de inducción.

En la Fig.5 se muestra el esquema de un control optimo de un frenado dinámico con corriente continua de un motor de inducción trifásico usando una resistencia en el rotor controlada por un tiristor chopper, en la cual emplea una fuente auxiliar de corriente continua que alimenta al devanado estatórico en el momento del frenado del motor.

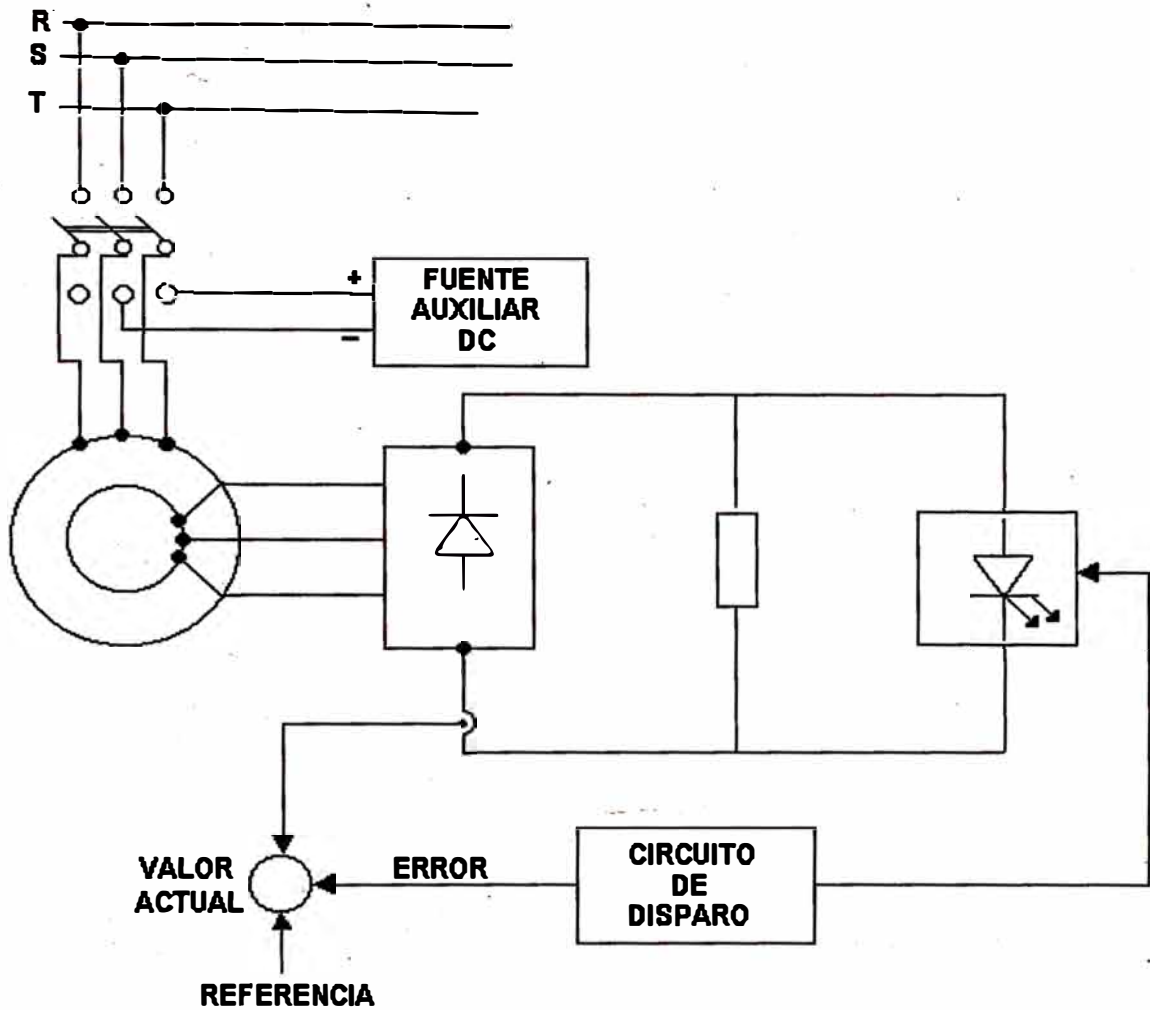


Fig. 5 Diagrama esquemático de control óptimo de frenado dinámico DC con fuente auxiliar DC.

1.4.2 Esquema de freno dinámico propuesto

La Fig.6-a muestra el circuito básico del diagrama esquemático de control óptimo de frenado dinámico DC propuesto, en donde se aprecia que la excitación del estator es alimentada desde el circuito del rotor para freno dinámico DC.

Si los terminales del motor de inducción son desconectados de la fuente, el motor vendrá a

comportarse bajo un estado de freno natural y el tiempo del freno será tan grande como el motor en la Fig.6-b. Para un rápido freno, los terminales del motor son desconectados de la fuente de corriente alterna y entonces conectados a la fuente de corriente continua como se muestra en la Fig.7. La máquina se vuelve un generador de corriente alterna

la energía cinética del sistema rotativo es convertido a energía eléctrica y disipada en la resistencia del circuito del rotor. Este método de freno es conocido como freno dinámico de corriente continua y es ampliamente usado. El tiempo del freno como una función de la corriente continua es mostrado en la Fig.7 para un motor de inducción.

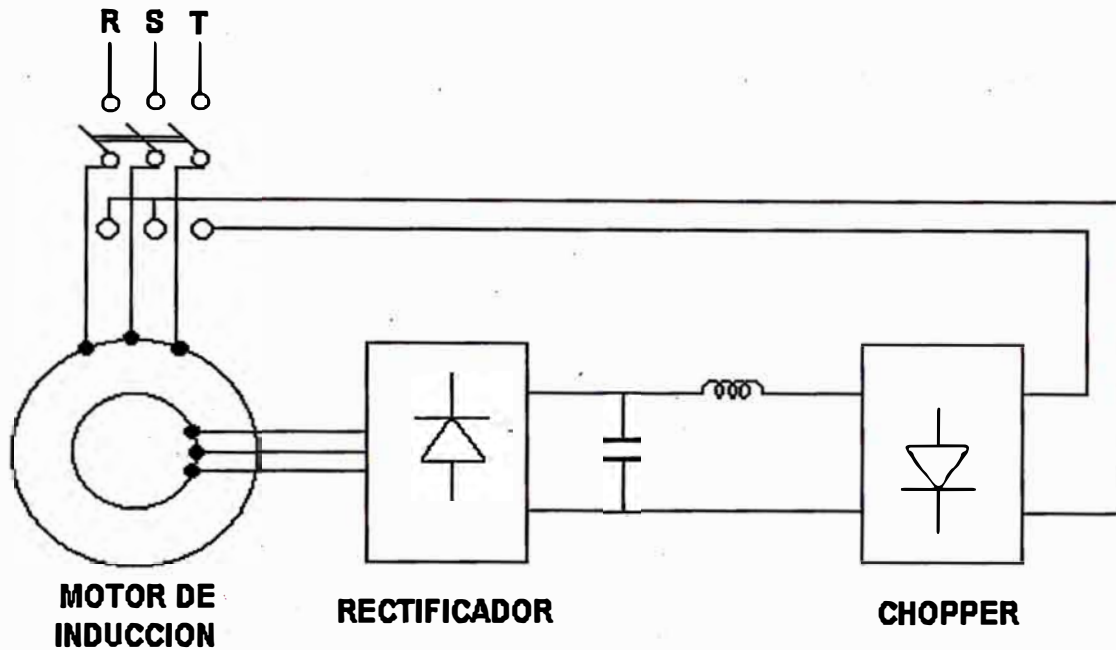
En el freno dinámico de corriente continua convencional, una fuente de corriente continua separada es requerida. Un nuevo esquema de freno es propuesto y desarrollado aquí en el cual no se requiere de fuente de corriente continua separadamente.

La corriente rectificadora del rotor es usada para excitar la corriente del estator como se muestra en la Fig.6. El capacitor a través del puente de diodos es necesario para mantener el voltaje para la excitación del estator inmediatamente después que los terminales del

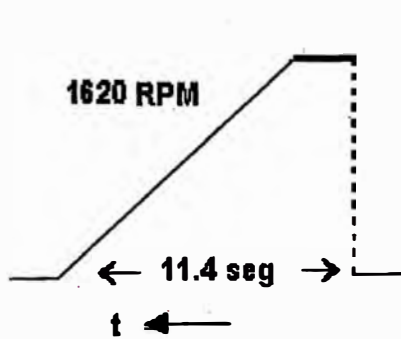
estator son desconectados de la fuente de corriente alterna. La Fig.6-c muestra que las experiencias del motor tienen un freno fuerte y viene a 15% de su velocidad original en una fracción de segundo.

1.4.2.1 Condiciones óptimas

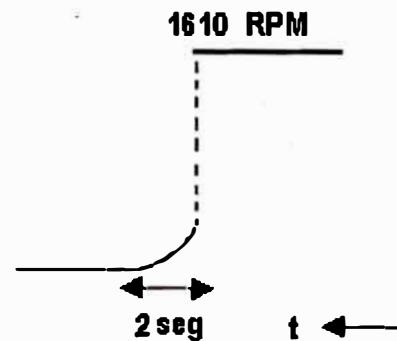
Las características de frenados dinámico dc de un motor de inducción para una excitación dada y con diferentes valores de resistencia externa del rotor son presentadas en la Fig.8. Con incremento de resistencia externa en el rotor, la velocidad en la cual el torque pico ocurre se incrementa, y el valor del torque pico permanece constante.



(a)



(b)

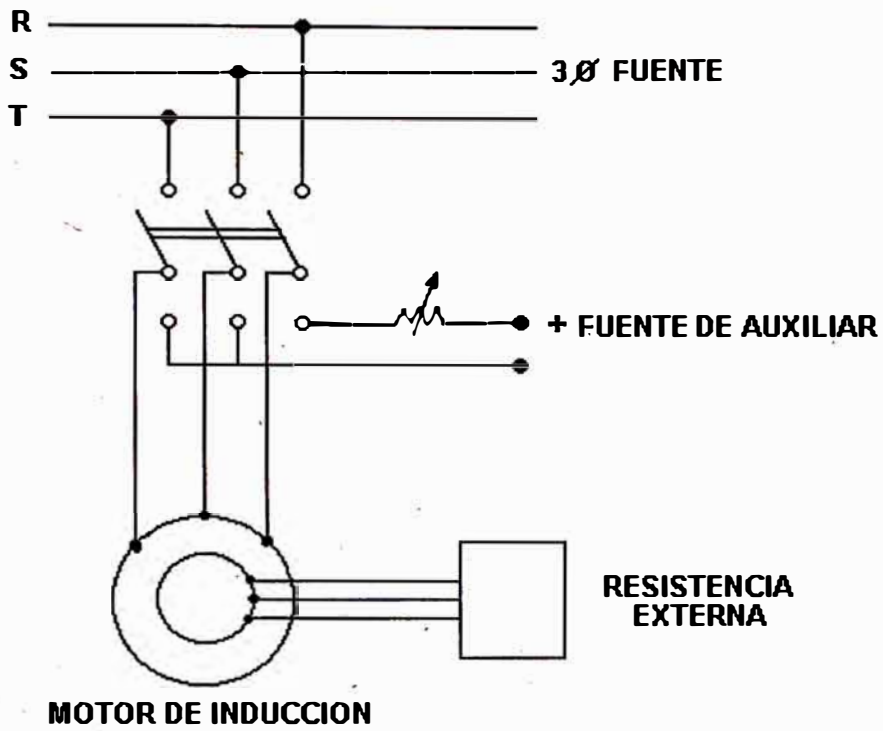


(c)

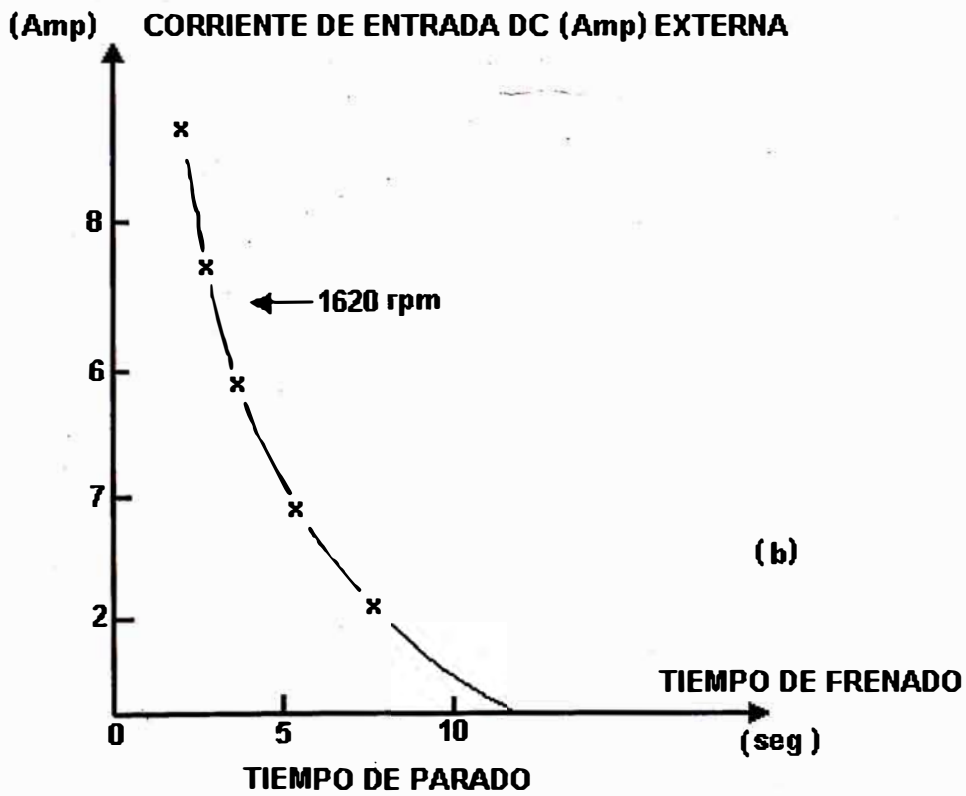
FRENO FUERTE USANDO EL NUEVO ESQUEMA PROPUESTO

Fig. 6

Excitación del estator alimentada desde el circuito del rotor para freno dinámico dc. (a) circuito básico. (b) freno natural (c) freno fuerte usando el nuevo esquema propuesto.



(a)



(b)

Fig. 7

Freno dinámico dc.

(a) circuito básico.

(b) tiempo de parodo con función de corriente dc.

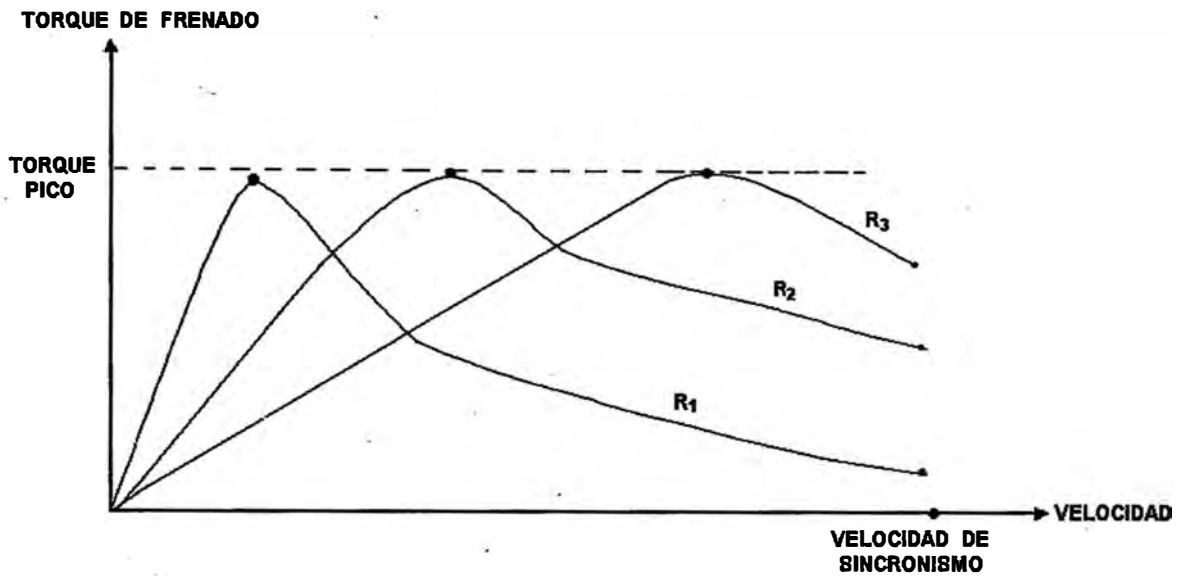


Fig.8 Característica del frenado dinámico de continua de un motor de inducción para una excitación de estator dada y para diferentes valores de resistencia del rotor.

La operación del motor de inducción en condiciones óptimas bajo el frenado dinámico en continua implica que, con cambio en velocidad, la resistencia del rotor es variada tal que la operación toma lugar a valor de torque pico. Esta operación da el torque más alto posible para una excitación de estator dada y un torque alto para un cociente de corriente del rotor, y por lo tanto, el frenado para detenerlo en un mínimo tiempo con un mínimo calentamiento del motor de inducción.

El torque pico (condición óptima) para una excitación de estator dada I_s ocurre cuando la siguiente ecuación es satisfecha:

$$\frac{dE}{dI_m} = \frac{(E^2 - 2X_r^2 \cdot I_r^2)(EI_m + X_r \cdot I_r^2)E}{I_r^2 E^2 (E + 3X_m I_m) - 2X_r^4 X_r^3 I_m} \quad (28)$$

Además, tenemos:

$$I_r^2 = \frac{I_s^2 - I_m^2}{1 - \left(\frac{2I_m X_r}{E}\right)} \quad (29)$$

y

$$\frac{R_r}{S} = \left[\left(\frac{E}{I_r}\right)^2 - X_r^2 \right]^{1/2} \quad (30)$$

Para un motor de inducción dado, E y $\frac{dE}{dI_m}$ depende de I_m . La ecuación (29) muestra que por una corriente I_m dada, I_r tiene un valor fijo. Así, de la ecuación (1), se concluye que para una excitación de estator dada, el valor de I_r en el punto de torque pico (condición óptima) esta unívocamente definido. Además, (30) muestra que para una excitación de estator dada, el cociente (R_r/S) en el punto de torque pico es también unívocamente definida. Por lo tanto, si el punto de operación se

va a mantener en condición óptima, uno tiene que asegurarse que en un valor dado de excitación de estator, cualquiera de las dos corrientes del rotor ó el cociente (R_r/S) es mantenida en un valor óptimo, como el ó cambio de velocidad del motor.

Por lo tanto, el motor puede ser operado a condiciones óptimas por cualquiera de los siguientes métodos:

METODO 1: Manteniendo R_r/S constante. Este método requiere un sistema de control realimentado en el cual R_r/S es medido y comparado con una señal de referencia, y el error entonces se utiliza para ajustar la resistencia del circuito del rotor tal que R_r/S se mantiene a su valor óptimo. Este método es normalmente no usado porque es difícil a medir R_r/S .

METODO 2: Manteniendo la corriente del rotor constante. Este método hace uso del sistema de control realimentado en la cual la corriente del rotor es sensada a través de una resistencia Shunt en la cual se mide la caída de tensión originada por la corriente rectificadora del rotor la cual entra al circuito de control para mantenerla constante; es decir, la señal sensada es amplificada y comparada entre dos niveles de referencia para mantenerla a la

corriente rectificada dentro de esos dos niveles y si cae por debajo del nivel inferior dispara al SCR principal del circuito chopper y así empieza a aumentar la corriente rectificada hasta que alcanza el nivel superior con lo cual se enciende el SCR auxiliar del circuito chopper y apaga al principal y la corriente rectificada empieza a decaer debido a que el circuito de potencia; es decir, el puente rectificador que tiene entre sus terminales a una inductancia en serie con una resistencia, y está en paralelo con un circuito chopper; ve solo a la inductancia en serie con la resistencia por lo que la corriente rectificada decae y al ser detectada con el nivel inferior se dispara el SCR principal del circuito chopper que esta en paralelo con la resistencia R_{ex} y la corriente rectificada empieza de nuevo a aumentar, este proceso se sigue así sucesivamente hasta que la fuerza electromotriz generada por el rotor se haga cero y con lo cual la volante del rotor se detiene en un tiempo corto comparado con el tiempo utilizado por los métodos convencionales de freno dinámicos.

CAPITULO II
DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL Y POTENCIA

2.1 Diseño del circuito de control

Dado que actualmente se fabrican los circuitos integrados con características funcionales especiales y de alto rendimiento, con lo cual conduce al diseño de controles electrónicos cada vez más hacia la ingeniería de sistemas, reduciéndose el trabajo a seleccionar el circuito integrado con el fin de obtener una optima confiabilidad del sistema.

En la Fig.9 se muestra el diagrama esquemático del circuito de control para mantener la corriente rectificadora del rotor constante, con lo cual se esta también manteniendo constante al torque desarrollado por el motor de inducción trifásico.

De la ecuación (24) se tiene:

$$T = V_{do} \cdot I_{dc} - \left[\frac{3(X'_1 + X_2)}{\pi} + 2R'_1 \right] I_{dc}^2$$

Siendo V_{do} , X'_1 , X_2 y R'_1 valores constantes para determinado motor de inducción, entonces se deduce que el torque depende únicamente de la corriente I_{dc} rectificadora del rotor.

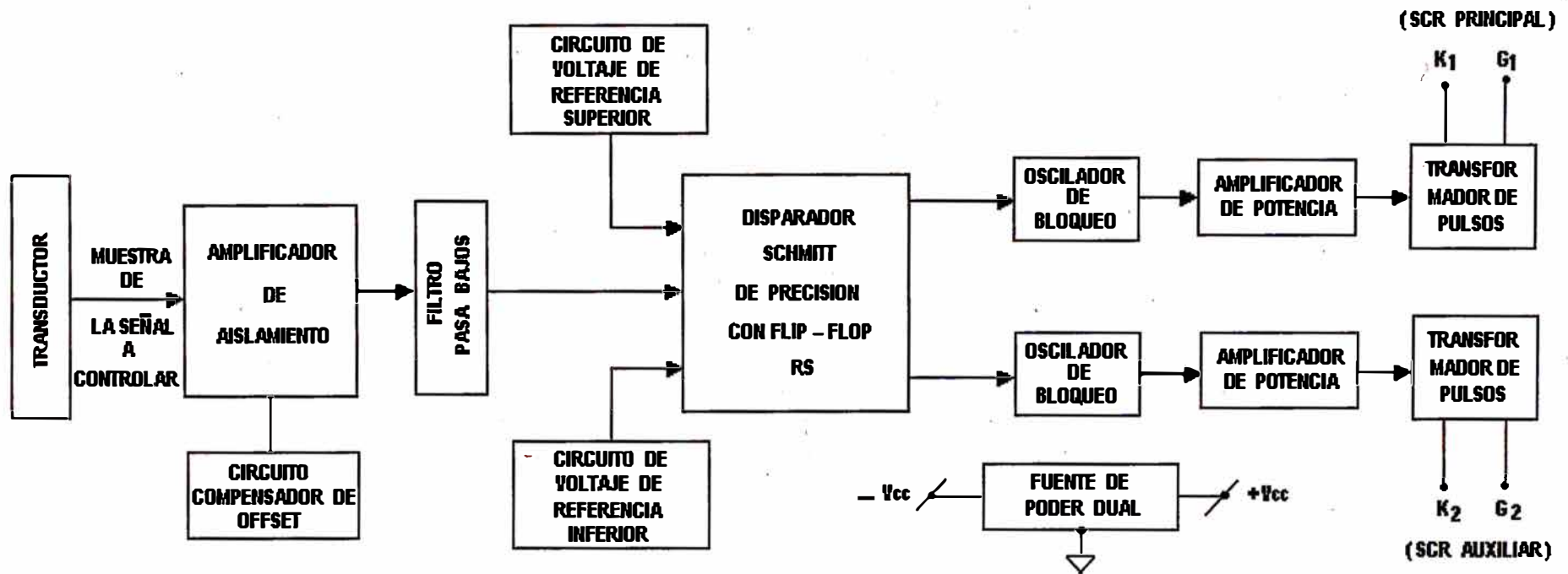
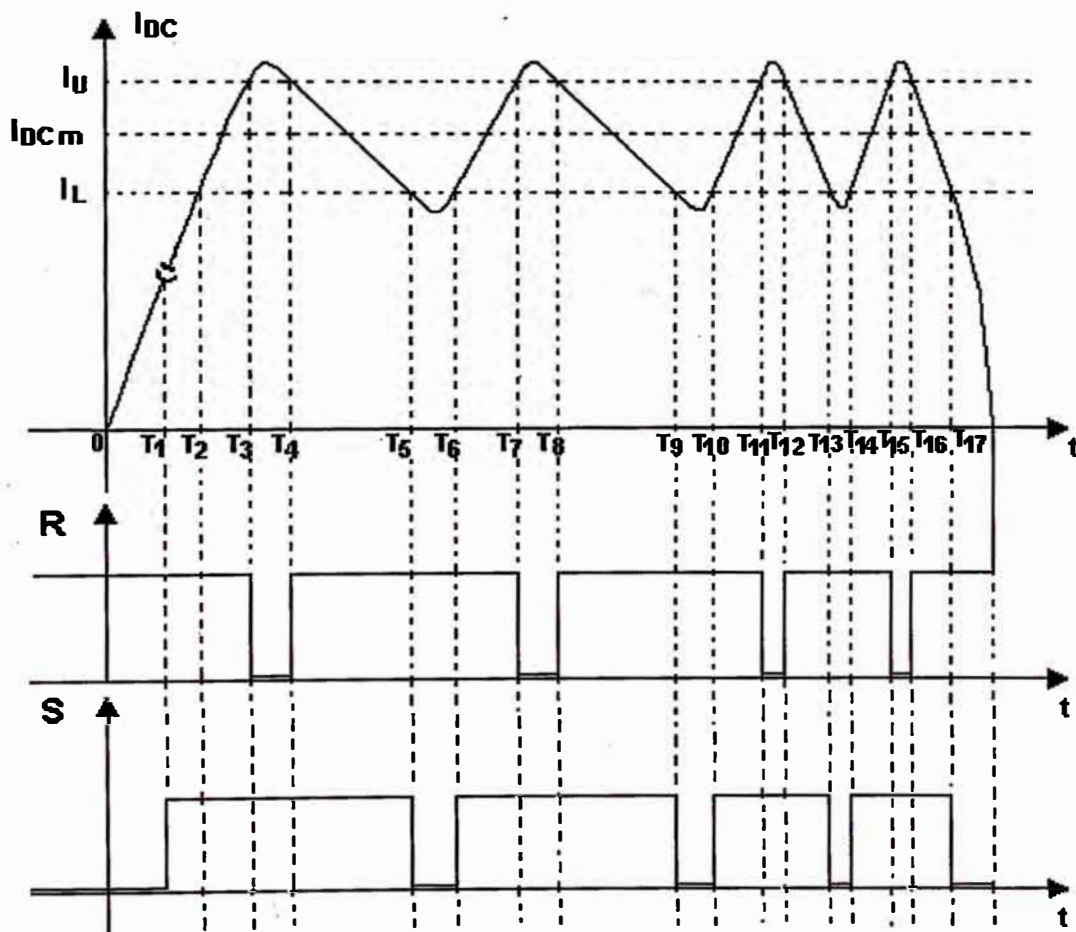


FIG. 9 : DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE CONTROL

En la Fig.10 se muestra el diagrama de tiempo del circuito de control, en el cual se aprecia que cuando se presiona el push-button de arranque (START) la I_{DC} a ser controlada en forma continua empieza a crecer y para su mejor explicación se va a analizar por intervalos de tiempo.



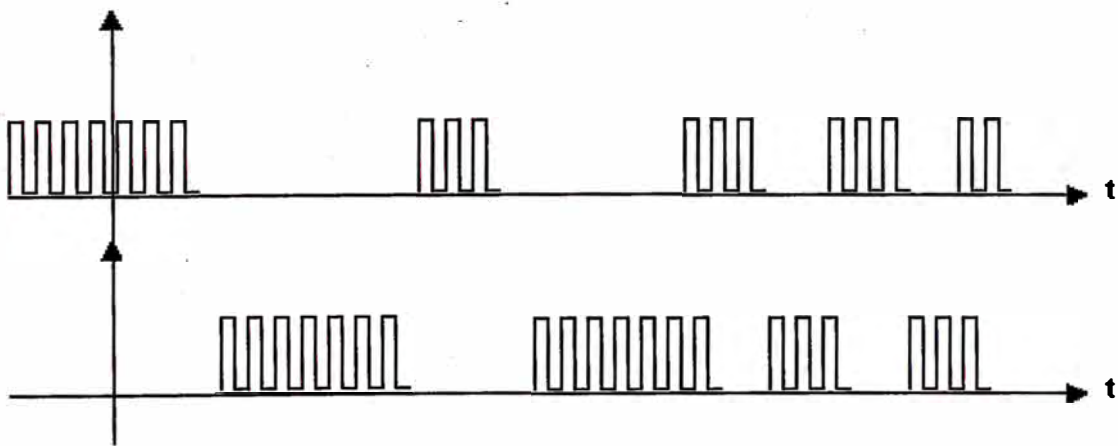
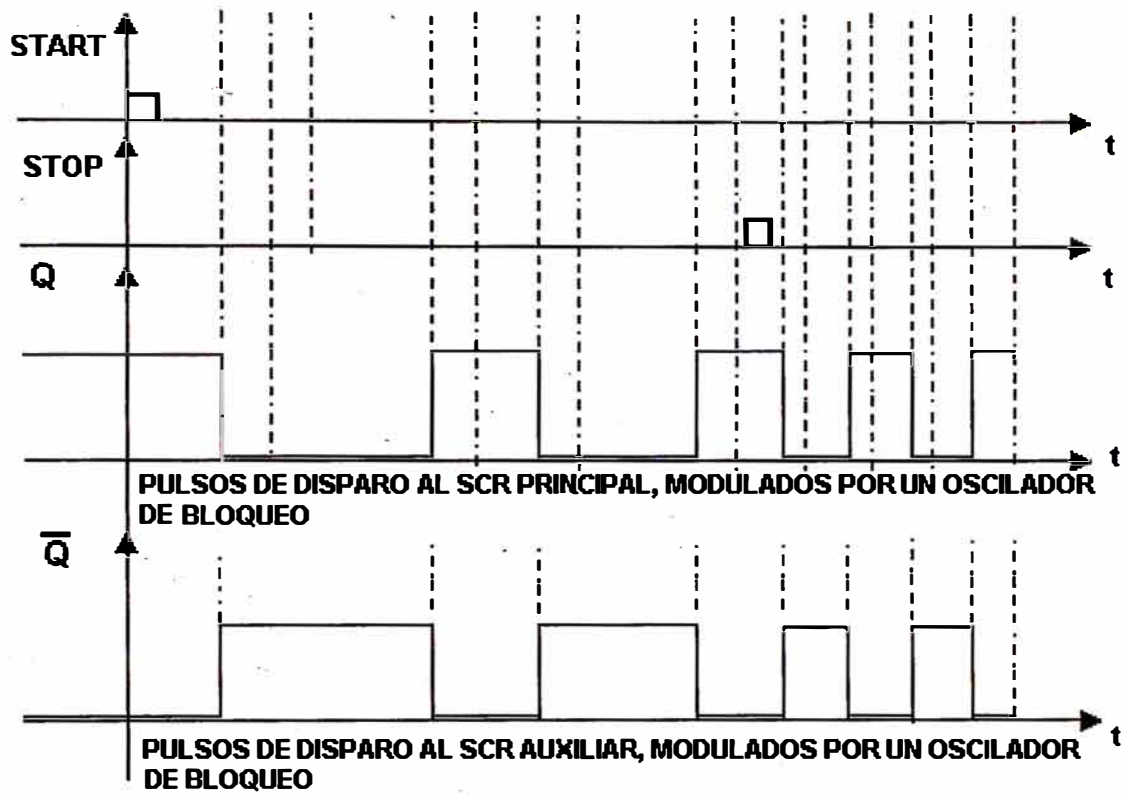


Fig.10 Diagrama de tiempo del circuito de control

Para $0 < t < t_1$

Como la corriente I_{DC} esta por debajo del comparador del límite inferior, entonces su s3lida (S) se encuentra en estado bajo; y tambi3n la I_{DC} se encuentra con mayor raz3n por debajo del comparador del límite superior, entonces su salida (R) se encuentra en estado alto; como el FLIP-FLOP RS se ha implementado con puertas NAND y cuya tabla de característica o de transici3n es:

S	R	Q^{n+1}	$\overline{Q^{n+1}}$
0	0	—	—
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	Q^n	$\overline{Q^n}$

Entonces, como $S = "0" \wedge R = "1"$, de la tabla se puede ver que la salida $Q = "1"$ y con lo cual se activa al oscilador de bloqueo para enviarle pulsos de disparo al SCR principal y acelerar el crecimiento de la corriente I_{DC} .

Para $t_1 < t < t_2$

En el instante t_1 la corriente I_{DC} alcanza el nivel del comparador del límite inferior y su salida S pasa al estado alto y R permanece en estado alto, por lo que Q también permanece en estado alto y se continua enviando pulsos de disparo al SCR principal para que continúe creciendo I_{DC} .

Para $t_2 < t < t_3$

En el instante t_2 la corriente I_{DC} alcanza el nivel del comparador del límite superior y su salida R pasa al estado bajo y S permanece en estado alto, por lo que Q de acuerdo a la tabla de verdad cambia de estado lógico ósea a estado bajo y con ello se deja de enviar pulsos al SCR principal, pero como Q esta ahora en estado alto y con ello activa al oscilador de bloqueo que envía pulsos de disparo al SCR auxiliar para apagar al SCR principal con la finalidad que la corriente I_{DC} deje de crecer y empiece a caer por acción de la resistencia R_{ex} que ahora se presenta entre los terminales x e y del circuito de potencia.

Para $t_3 < t < t_4$

En el instante t_3 la corriente I_{DC} decae al nivel del comparador del límite superior y su salida

R pasa al estado alto y S permanece en estado alto, por lo que Q permanece en estado bajo y se continua enviando pulsos de disparo al SCR auxiliar para asegurar el apagado del SCR principal y la corriente I_{DC} continúa decreciendo por efecto de la resistencia R_{ex} .

Para $t_4 < t < t_5$

En el instante t_4 la corriente I_{DC} decae al nivel del comparador del límite inferior y su salida S pasa el estado bajo y R permanece en estado alto, por lo que Q cambia de estado lógico, o sea a estado alto y con lo cual se activa el oscilador de bloqueo para enviarle pulsos de disparo al SCR principal con la finalidad de ponerlo en estado de conducción y con ello hacer crecer a la corriente I_{DC} que esta por debajo del límite inferior.

Para $t_5 < t < t_6$

En el instante t_5 la corriente I_{DC} alcanza el nivel del comparador del límite inferior y su salida S para al estado alto y R permanece en estado alto, por lo que Q también permanece en estado alto y se continua enviando pulsos de disparo al SCR principal para que continúe creciendo I_{DC} .

El análisis para $t_6 < t < t_7$ es el mismo que para $t_2 < t < t_3$

El análisis para $t_7 < t < t_8$ es el mismo que para $t_3 < t < t_4$

El análisis para $t_8 < t < t_9$ es el mismo que para $t_4 < t < t_5$

El análisis para $t_9 < t < t_{10}$ es el mismo que para $t_5 < t < t_6$

El análisis para $t_{10} < t < t_{11}$ es el mismo que para $t_2 < t < t_3$

El análisis para $t_{11} < t < t_{12}$ es el mismo que para $t_3 < t < t_4$

El análisis para $t_{12} < t < t_{13}$ es el mismo que para $t_4 < t < t_5$

El análisis para $t_{13} < t < t_{14}$ es el mismo que para $t_5 < t < t_6$

El análisis para $t_{14} < t < t_{15}$ es el mismo que para $t_2 < t < t_3$

El análisis para $t_{15} < t < t_{16}$ es el mismo que para $t_3 < t < t_4$

El análisis para $t_{16} < t < t_{17}$ es el mismo que para $t_4 < t < t_5$

Para $t_{17} < t < t_{18}$

En el instante t_{17} la corriente I_{DC} alcanza el nivel del comparador del límite inferior y su salida S pasa el estado alto y R permanece en estado alto, por lo que Q también permanece en estado alto y se continua enviando pulsos de disparo al SCR principal para que continúe creciendo I_{DC} , pero por efecto de que los terminales del motor de inducción se han desconectados de la fuente de alterna que alimenta a los devanados del estator al presionar el push-button de parada (STOP) y a la vez conectados a la fuente de corriente continua como se muestra en la figura 7. La máquina se vuelve un generador de corriente alterna y la energía cinética del sistema rotativo es convertido a energía eléctrica y disipada en la resistencia del circuito del rotor con lo cual la corriente I_{DC} empieza a decaer bruscamente hasta hacerse cero y con ello la volante del motor se detiene en un mínimo tiempo.

2.1.1 Transductor de corriente continua

Como se requiere sensar la corriente I_{DC} para ser controlada, por lo que es necesario emplear un shunt de corriente, el cual es una resistencia especial para uso de sensado de corriente, la cual entrega al circuito de control una tensión proporcional a la corriente que pasa por dicha resistencia.

El resistor es del tipo coaxial diseñado para pulsos de corriente en su amplia respuesta de frecuencia y provee una exactitud en la magnitud de corriente libre de los efectos inductivos. La unidad usada con el sistema ha sido fabricada por T & M Research Products. El modelo K-3200-8 tiene una característica de 0.01 ohmios, 50W, respuesta pasabanda de 10 MHz y un tiempo de obtención de la respuesta (rise time) de 0.036 μ seg. La resistencia puede variar del 0.25 al 0.5% debido a la subida de temperatura. Por lo tanto es importante el uso de unidades que protejan o minimicen los efectos de temperatura.

2.1.2 Amplificador de aislamiento

El amplificador seleccionado ha sido el amplificador de aislamiento por transformador fabricado por la ANALOG DEVICES MODELO 275J, porque

tienen alta linealidad y se adaptan muy bien para el sensado y acondicionamiento de señales análogas DC y señales AC en frecuencias bajas.

En forma adicional al aislamiento, este dispositivo puede proporcionar amplificación lineal y una alta impedancia de entrada que evita cargar la fuente de señal.

Un amplificador de aislamiento presenta características idénticas a un amplificador de instrumentación, pero adicionalmente da una entrada completamente flotante y aislada de la salida.

Las características de un amplificador de aislamiento requieren de una descripción debido a sus propiedades de aislamiento entre la entrada y la salida. Hay tres características principales relacionadas con el aislamiento:

a) Impedancia de aislamiento

Es usualmente especificada como la resistencia y capacidad a través de la barrera de aislamiento, pero algunas veces en lugar de estos valores, se da la corriente parásita a un voltaje y frecuencia específica.

b) El I.M.R. (Isolation-Mode Rejection)

Refleja el cambio en el voltaje de salida como una función del voltaje aplicado a través de la barrera de aislamiento, usualmente se expresa en

voltios por voltio o decibeles. El I.M.R. puede ser especificado en ganancia unitaria o en alguna ganancia mayor, típicamente el I.M.R. se incrementa con un aumento de la ganancia, pero disminuye cuando aumenta la frecuencia.

c) Voltaje de aislamiento

Es el máximo voltaje que puede ser mantenida entre la entrada y la salida sin causar ruptura interna o excesiva pérdidas.

Los parámetros en modo común no deben ser confundidos con los parámetros en aislamiento, los primeros son medidos entre ambas entradas y el punto de referencia flotante o de guarda. En resumen los amplificadores de aislamiento han de ofrecer altos valores de CMV y CMR para su operación en medios altamente ruidosos (caso industrial) o en condiciones como las requeridas para el procesamiento de señales de bajo nivel provenientes de procesos biológicos y de transductores.

2.1.2.1 Etapas del amplificador de aislamiento

En todo amplificador de aislamiento existen tres etapas claramente definidas, en la Fig.11 se muestra a nivel de bloques, la configuración de un

amplificador de aislamiento del tipo de acoplamiento por transformador usado en este diseño.

La etapa de entrada esta constituida por una configuración de amplificadores operacionales de precisión, bajo consumo y capaces de mantener valores altos tensión en modo común, comparadas estas tensiones con las de alimentación de la entrada. Elementos adicionales a la etapa de entrada lo constituye aquellos para la protección de ésta, utilizados para limitar los valores de las corrientes diferenciales de falla y la presencia de efectos ya sea artificiales o naturales de medio ambiente en el cual se encuentra inmersa la señal de interés.

La etapa de aislamiento está constituida por el modulador, demodulador, el oscilador y el rectificador (y filtro) Es esta etapa la que define las características particulares de los amplificadores de aislamiento. El modulador tiene la finalidad de llevar las señales de interés a una posición del espectro en frecuencia que permita su transmisión a través del transformador de acoplamiento de señal, el cual presenta características selectivas alrededor de la frecuencia de modulación, la técnica de modulación

utilizada es la de doble banda lateral con portadora suprimida (DSBSC o simplemente modulación AM).

El oscilador tiene la función de generar una señal AC (onda cuadrada) a partir de una fuente DC, así como el generar las señales de comando para el modulador y demodulador los cuales han de encontrarse en sincronismo para una adecuada recuperación de la señal de interés.

La etapa de salida está constituida por un filtro, el cual permite recuperar a partir de la señal proveniente del demodulador, la señal amplificada por la etapa de entrada.

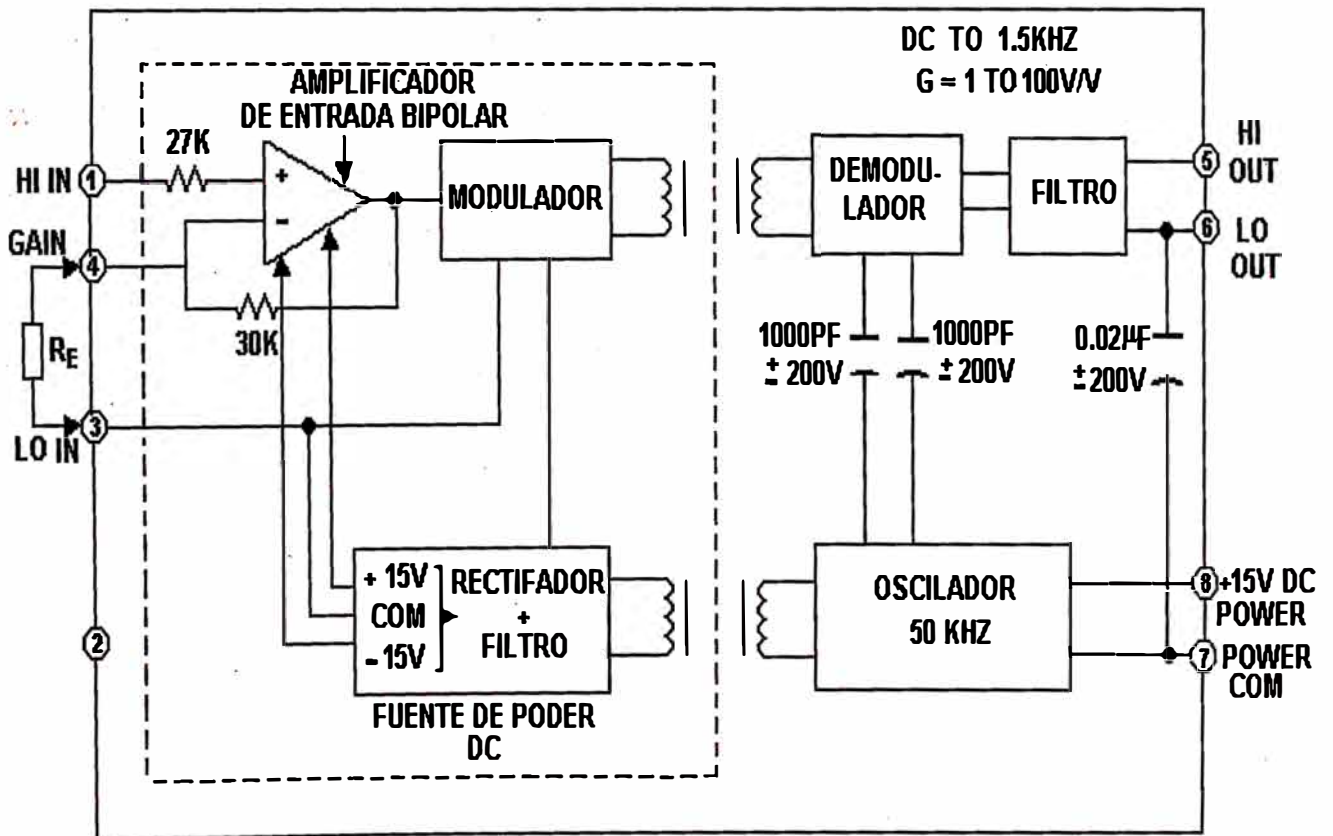


Fig.11 Diagrama de bloque del amplificador de aislamiento modelo 275

2.1.2.2 Cálculo de la resistencia R_g de ganancia

De la Fig.12 se ve que el amplificador de entrada tiene una configuración de entrada no inversora, por lo que la fórmula de su ganancia será:

$$GAIN = 1 + \frac{30K\Omega}{R_g}$$

Como la corriente rectificada del rotor I_{DC} máxima va a ser de 25 amperios y siendo la resistencia Shunt de sensado de un valor de 0.01 ohmios, entonces la tensión de muestreo máxima que va a amplificar el amplificador de aislamiento será de 100 milivoltios, para tener una salida de 10 voltios, por lo que la ganancia (GAIN) será de 40.

Si $GAIN = 40$ y despejando R_g , de la fórmula de GAIN:

$$R_g = \frac{30K\Omega}{GAIN - 1}$$

$$R_g = 769.23 \Omega$$

R_g es del tipo de película de metal con una tolerancia de 1% y con 25 ppm/°C fabricada por TRW/IRC RESISTORS.

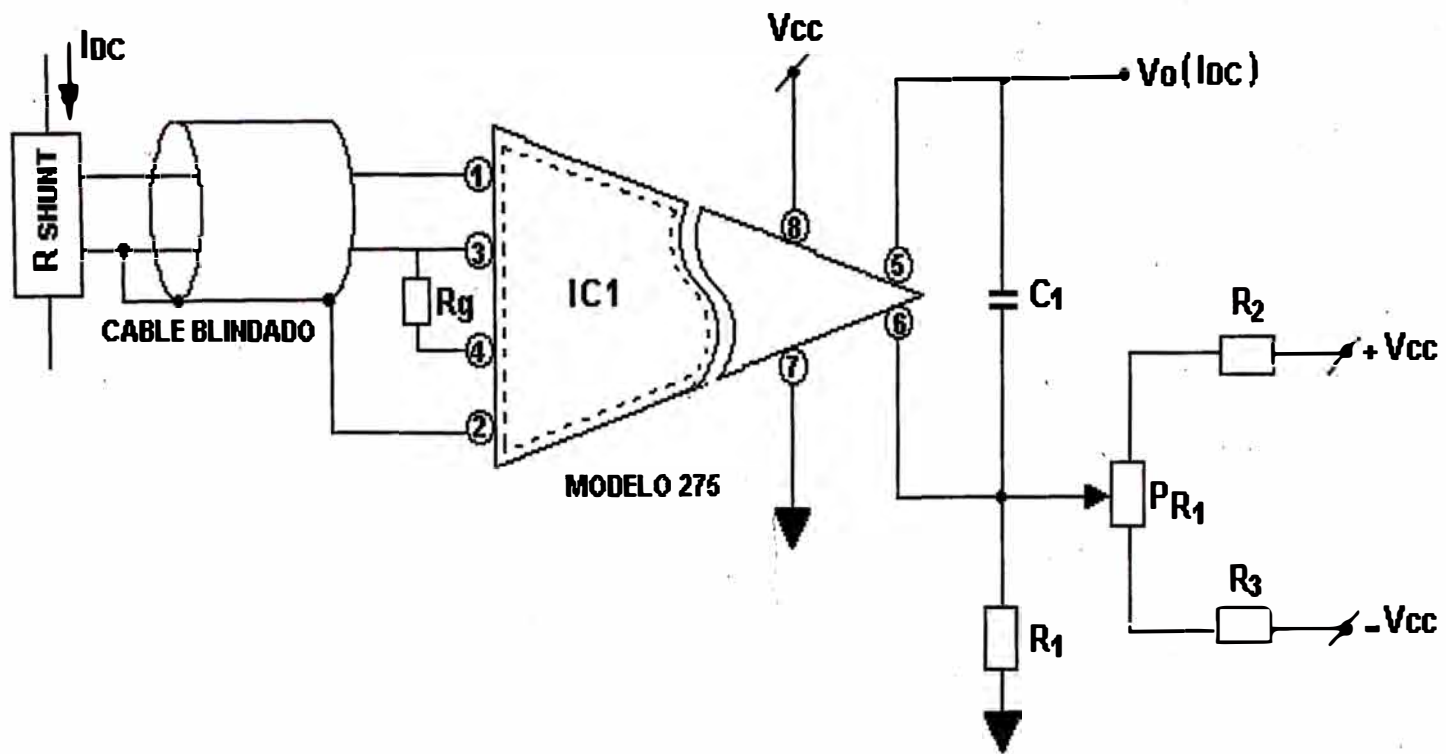


FIG 12 DIAGRAMA CIRCITAL DEL AMPLIFICADOR AISLADOR CON TRANSDUCTOR DE CORRIENTE Y EL FILTRO PASABAJO

2.1.2.3 Diseño del compensador del voltaje offset

Si el pin 6 del IC₁ (MODEL 275) que debe ser conectado a tierra del circuito de control, se le inserta entre ambos una resistencia R₁ de 200 Ω y del pin 6 también se le coloca el terminal variable del potenciómetro PR₁ de 20 K Ω y 20 vueltas $\frac{3}{4}$ de Watts; de los terminales fijos del potenciómetro PR₁ se colocan las resistencias R₂ y R₃ de 10 K Ω cada una, y alimentando a estas resistencias de los otros extremos con $+V_{CC} = 15V$ y $-V_{CC} = 15V$ respectivamente. De esta forma se logra obtener un circuito ajustador del voltaje offset para el desbalance que pudiera producirse internamente en el IC₁.

Las resistencias R₁, R₂ y R₃ son del tipo de película de metal y con tolerancia de 1% y 25ppm/°C.

2.1.3 Diseño del filtro pasabajos

Si consideramos que la frecuencia máxima que puede oscilar el rizado de la corriente I_{DC} va a ser de 1KHZ, entonces de la formula dada por el fabricante del IC₁ (MODEL 275) para limitar nuestro ancho de banda con una pendiente negativa de 3db a partir de la frecuencia de corte.

$$\text{BANDWIDTH ROLL OFF: } f(-3dB) = \frac{1}{2\pi C(1.5k\Omega)}$$

$$C_1 = \frac{1}{f(-3dB) \times 2\pi \times 1.5k} \text{ faradios}$$

$$C_1 = \frac{1}{1K \times 2\pi \times 1.5K} = 0.000000106 \text{ faradios}$$

$$C_1 = 0.1\mu F - 50V$$

2.1.4 Diseño de los circuitos de voltajes de referencias

Se desea obtener con estos circuitos una tensión de corriente continúa que pueda ser ajustable y a la vez muy estable, para poder ser usada en la prefijación de los niveles proporcionales a las corrientes de los límites superior e inferior.

Para ello usamos el IC TL 431 el cual es un regulador Shunt de precisión ajustable. El voltaje de salida puede ser fijada para algún valor entre la V_{ref} (aproximadamente 2.5V) y 36 V con dos resistencias externas, tal como se muestra en la Fig.13.

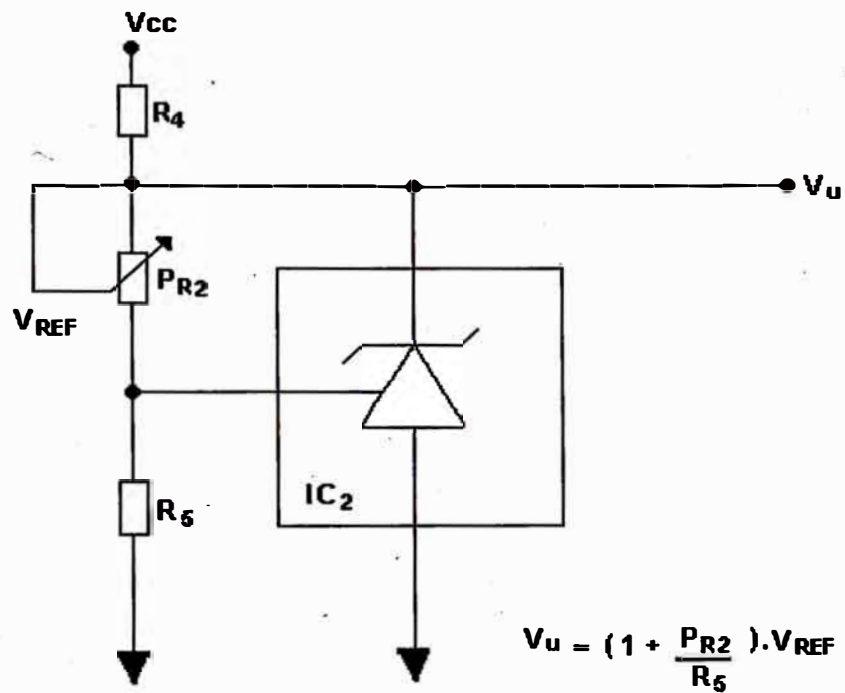


Fig.13-a circuito de la tensión de referencia del limite superior (V_u)

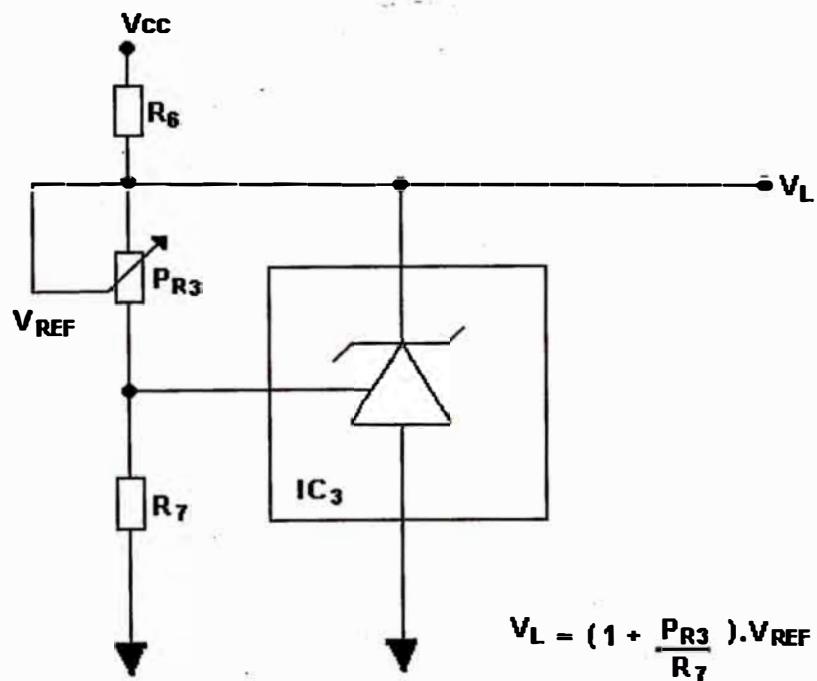


Fig.13-b circuito de la tensión de referencia del limite inferior (V_L)

El circuito de salida activo provee una característica de encendido cortante, haciendo al dispositivo un excelente reemplazo de los diodos Zener en muchas aplicaciones.

CARACTERÍSTICAS MÁXIMAS ABSOLUTAS A T=25°C:

Disipación de potencia: 1.0 Watt

Voltaje de cátodo (V_{KA}): 37 V

Corriente de cátodo (I_K): -100 mA a 150mA

Corriente de entrada de referencia: -50µA a 10mA

De acuerdo al fabricante del IC2 = IC3

(TL 431) tenemos la siguiente fórmula:

$$V_{OUT} = V_{ref} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Luego, en nuestro circuito:

V_U = Es la tensión de referencia del límite superior de la corriente.

Como $V_{ref} = 2.5$ V

Entonces

$$V_U = 2.5V \times \left(1 + \frac{PR2}{R_5} \right)$$

Si $PR2 = 0$ entonces $V_U = 2.5$ V

Si $PR2 = 3R_5$ entonces $V_U = 10$ V

Eligiendo $R_5 = 1.5$ kΩ, entonces $PR2 = 4.5$ kΩ

Por lo que escogemos para PR2 un valor Normalizado de $5K\Omega$ - 3/4 Watt y de 20 vueltas.

El valor de R_4 se elige considerando que la máxima corriente que debe pasar por R_4 será de 1 mA cuando V_U sea 2.5V.

$$R_4 = \frac{V_{cc} - V_u}{1 \text{ mA}} = \frac{15 - 2.5}{1 \text{ mA}} = 12.5 \text{ k}\Omega$$

Un valor normalizado será para R_4 de 12 $K\Omega$ - 1/4 W, 5%

De los gráficos 14-a y 14-b se puede apreciar que la corriente I_{DC} genera a través de la resistencia Shunt una tensión $V_{SHUNT} = 0.01I_{DC}$ y como el amplificador de aislamiento (IC1) amplifica con una ganancia de 40, entonces:

$$V_0(I_{DC}) = 40 \times V_{SHUNT}$$

$$V_0(I_{DC}) = 40 \times (0.01I_{DC})$$

$$V_0(I_{DC}) = 0.4I_{DC}$$

Entonces, $V_U = 0.4I_U$ y $V_L = 0.4I_L$

Si $K_1 = \frac{I_U}{I_L}$ entonces $K_1 = \frac{V_U}{V_L}$

Para $K_1 = 1.05$:

$$I_U = 1.05I_L \text{ y } V_U = 1.05V_L$$

Como se desea que la corriente rectificadora promedio del rotor oscile entre I_L y I_U , entonces:

$$\overline{I_{DC}} = 1.025I_L \pm \left(\frac{I_U - I_L}{2} \right)$$

$$\overline{I_{DC}} = 1.025I_L$$

$$\overline{I_L} = \frac{I_{DC}}{1.025}$$

Para $\overline{I_{DC}} = 10 \text{ Amperios}$, se tiene:

$$I_L = 9.75 \text{ A} \quad \text{y} \quad I_U = 10.24 \text{ A}$$

$$V_L = 3.9 \text{ V} \quad \text{y} \quad V_U = 4.1 \text{ V}$$

Para $\overline{I_{DC}} = 25 \text{ Amperios}$, se tiene:

$$I_L = 24.39 \text{ A} \quad \text{y} \quad I_U = 25.6 \text{ A}$$

$$V_L = 9.76 \text{ V} \quad \text{y} \quad V_U = 10.24 \text{ V}$$

Como la diferencia entre V_U y V_L es del orden del 5% del valor de V_U , por lo que se puede considerar para el circuito de la tensión de referencia del límite inferior (V_L) los siguientes valores:

$$PR3 = PR2 = 5 \text{ K}\Omega$$

$$R7 = R5 = 1.5 \text{ K}\Omega$$

$$R_6 = R_4 = 12 \text{ K}\Omega$$

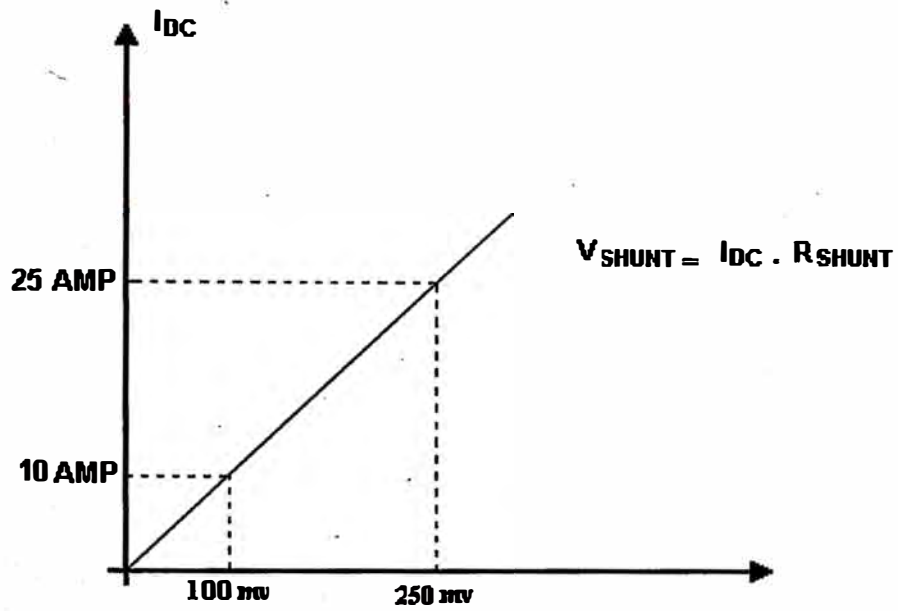


Fig.14-a Gráfico que muestra la linealización entre I_{DC} y V_{SHUNT}

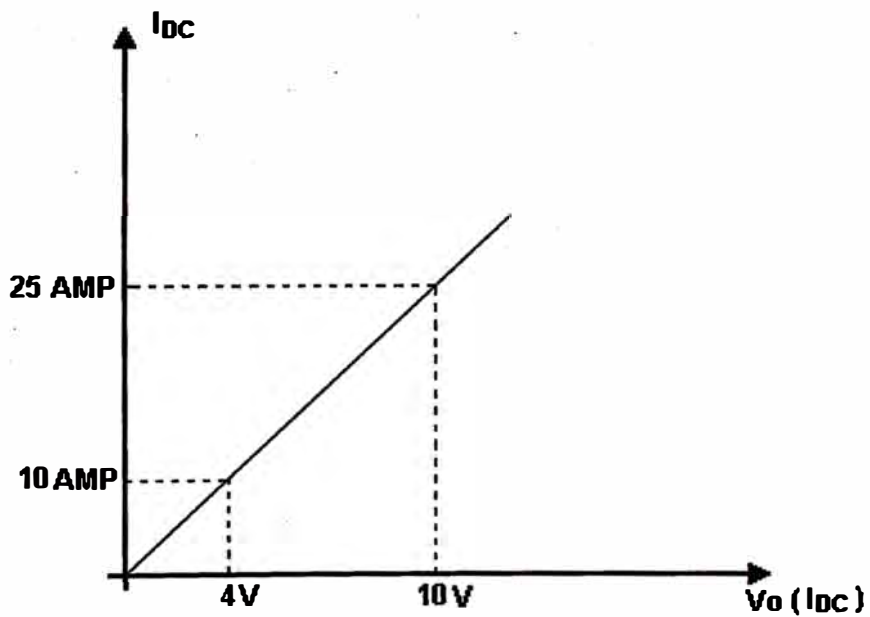


Fig.14-b Gráfico que muestra la relación unitaria entre I_{DC} y $V_o (I_{DC})$

2.1.5 Diseño del disparador schmitt de precisión con flip-flop R-S.

Del diagrama de bloques del circuito de control (Fig.8) se observa que el corazón de la unidad de control es un disparador Schmitt de precisión con Flip-Flop R-S, el cual decide si es necesario que se dispare el SCR principal, siempre que la variable a ser controlada y que en este caso es la corriente rectificadora del rotor (I_{DC}) este por debajo del valor de la corriente inferior de referencia establecida (I_L), por lo que el estado lógico de Q es alto. Cuando la variable a ser controlada esté por encima del valor de la corriente superior de referencia establecida (I_U), el estado lógico de Q es alto, con lo cual activa al oscilador de bloqueo para enviarle pulsos de disparo al gate del SCR auxiliar, el cual se dispara y bloquea al SCR principal, por lo que la corriente I_{DC} empieza a decaer hasta llegar al nivel inferior establecido I_L , y nuevamente el estado lógico de Q es alto y con ello es de nuevo disparado el SCR principal y la corriente (I_{DC}) empieza a crecer. Así, de este modo

la variable a ser controlada (I_{DC}) se mantiene oscilando dentro de estos dos límites establecidos.

En la Fig.15 se muestra el disparador Schmitt de precisión con Flip-Flop R-S a ser usado en el diseño, el cual esta constituido de dos comparadores de alta velocidad y un Flip-Flop R-S constituido por dos puertas NAND de dos entradas.

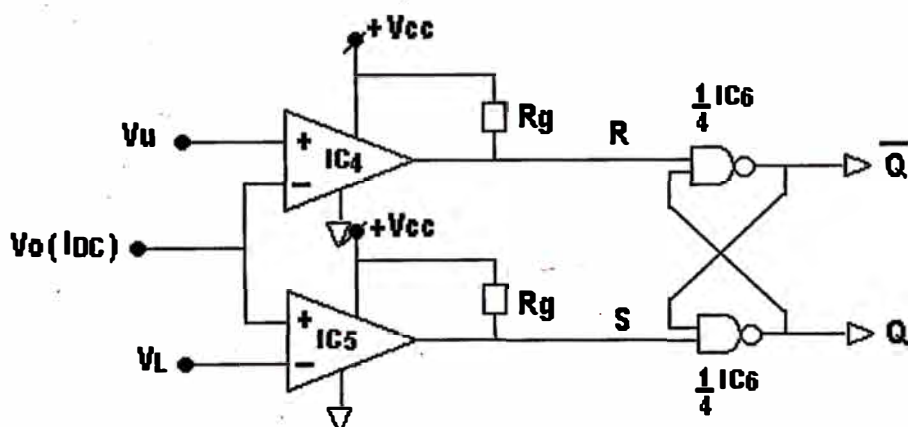


Fig.15: Disparador schmitt de precisión con flip-flop RS

En la Fig.16 se ilustra la característica de transferencia del disparador Schmitt de precisión con Flip-Flop R-S.

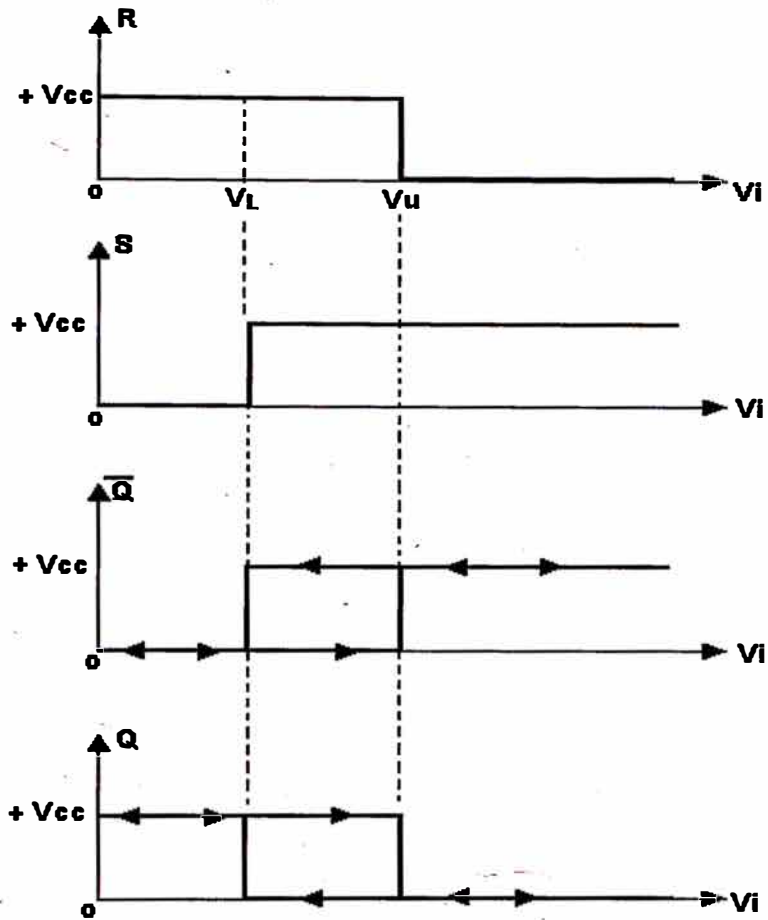


Fig.16: Característica de transferencia del circuito de la fig.15.

Para el diseño se ha empleado el circuito integrado LM 119, que es un comparador dual de alta velocidad de precisión fabricado en un solo chip monolítico. De las características eléctricas y de rendimiento típicas, calculamos R_8 y R_9 .

Para un $V_{CC} = 15$ voltios es necesario que la corriente del colector del transistor Q_{16} del $\frac{1}{2}$ LM119 sea de 8mA.

$$\text{Por lo que: } R_8 = R_9 = \frac{V_{CC}}{I_{SUPPLY}} = \frac{15V}{8mA} = 1.875 K\Omega$$

$$\text{Normalizando, } R_8 = R_9 = 2 K\Omega - \frac{1}{4}W, 5\%$$

El Flip-Flop R-S se ha implementado con 1/2 IC6, ya que este IC tiene cuatro puertas NAND de 2 entradas y es el CD4011 de la familia lógica CMOS, la cual es muy empleada actualmente en los circuitos de controles industriales por su alta inmunidad al ruido y por el amplio rango de la fuente de alimentación a ser empleada.

2.1.6 Diseño de los osciladores de bloqueo

Tanto la salida Q como la \bar{Q} activan a sus respectivos osciladores cuando se encuentran en estado lógico "uno" y los osciladores dejan de oscilar cuando las salidas del Flip-Flop R-S se encuentren en estado lógico "cero". Se debe aclarar que, si Q esta en "uno" lógico, entonces \bar{Q} se encuentra en "cero" lógico, por lo que se deduce que si un oscilador se activa, el otro se desactiva,

cada oscilador de bloqueo oscila a una frecuencia de 10KHZ, con lo cual estos pulsos se encargan de asegurar el disparo de los SCR.

Se usa el circuito integrado de la familia CMOS-CD4011 que es cuatro puertas NAND de dos entradas. El oscilador es accionado o apagado por la señal de entrada al pin 1 de la puerta NAND en la Fig.17.

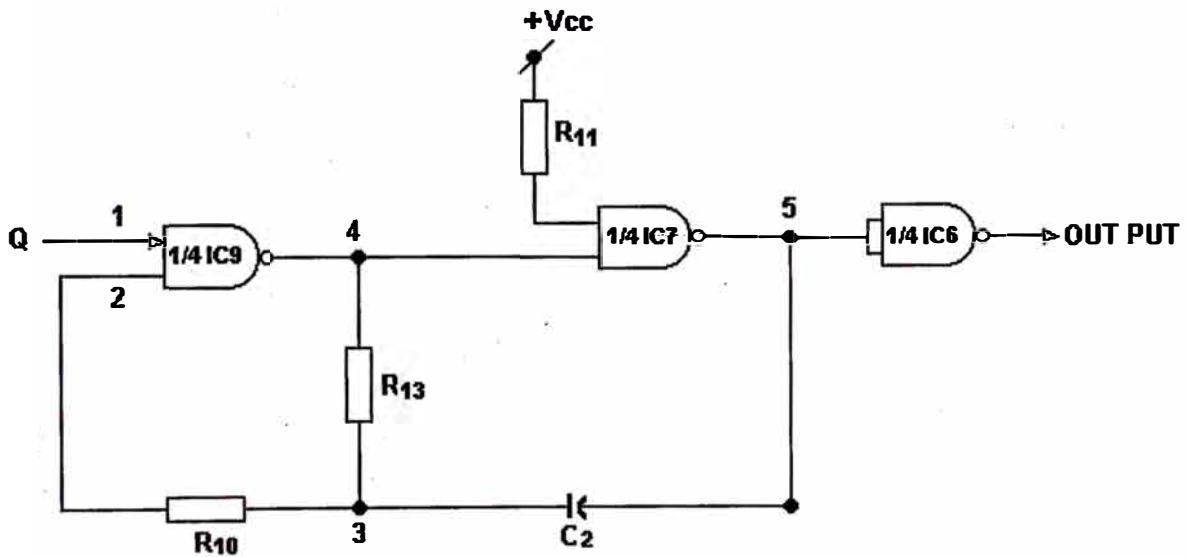


Fig.17 oscilador de bloqueo

En la Fig.18 se muestra sus formas de onda del oscilador de bloqueo.

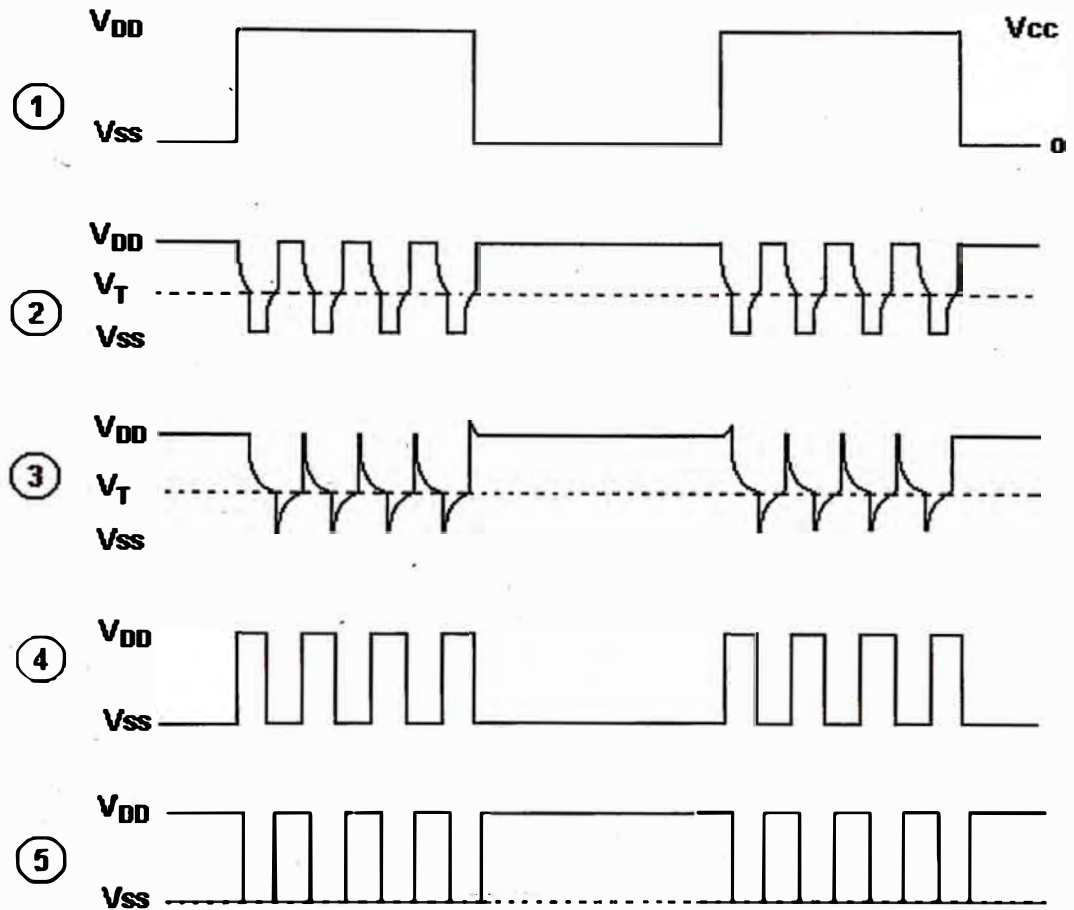


Fig.18 Formas de onda del oscilador de bloqueo

a) Criterios de funcionamiento:

Sea $t=0$ un momento antes de que la salida pase al estado alto. Así pues, en $t=0^-$, podemos establecer.

$$V_4(0^+) = V_{DD} = V_{CC}$$

$$V_5(0^-) = 0$$

$$V_3(0^-) = V_T = 0.5 V_{DD}$$

donde V_T es la tensión umbral de los MOSFET que de alcanzar ese valor las entradas de las puertas NAND, entonces las salidas cambiarán de estado lógico inverso a la función AND.

En $t = 0^+$, la salida ha pasado alto, por lo tanto, suponiendo $R_{10} \gg R_{13}$, resulta:

$$V_4(0^+) = 0$$

$$V_3(0^+) = V_{DD} + V_T$$

$$V_5(0^+) = V_{DD}$$

La tensión V_3 decrece hacia cero desde $V_3(0^+)$ con la constante de tiempo $\tau = R_{13} \cdot C_2$.

Cuando la tensión V_3 vale V_T , se produce el cambio de estado. Llamando T_1 a la duración del estado alto, de lo que precede se puede establecer:

$$T_1 = \tau \ln \left(\frac{V_{DD} + V_T}{V_T} \right)$$

Para $t = T_1^+$, el sistema justamente ha pasado al estado bajo. En ese instante.

$$V_4(T_1^+) = V_{DD}$$

$$V_3(T_1^+) = V_T - V_{DD}$$

$$V_5(T_1^+) = 0$$

La tensión V_3 crece hacia V_{DD} desde $V_3(T_1^+)$ con la constante de tiempo τ . El cambio de estado se producirá cuando V_3 valga $V_3 = V_T$.

Así pues, llamando T_2 a la duración del estado bajo, podemos establecer:

$$T_2 = \tau \ln \left(\frac{2V_{DD} - V_T}{V_{DD} - V_T} \right)$$

b) Como se quiere diseñarlo para una onda cuadrada de frecuencia de 10 KHz y con pulsos de 50% de duty cycle, entonces las expresiones del estado alto y bajo se simplifican a:

$$T_1 = T_2 = \tau \cdot \ln 3$$

Y como además $T_1 = T_2 = 0.05\text{ms}$, eligiendo $R_{13} = 10\text{K}\Omega$ resulta:

$$C_2 = \frac{5 \times 10^{-5}}{10^4 \cdot \ln 3} = 0.46 \mu\text{F}$$

Normalizando, $C_2 = 0.47 \mu\text{F} - 50\text{V}$, finalmente elegimos $R_{10} = 1.0\text{M}\Omega$ que ciertamente cumple $R_{10} \gg R_{13}$.

Por analogía, para el otro oscilador se tendrá:

$$R_{12} = R_{10} = 1.0\text{M}\Omega - 1/4\text{Watt} - 5\%$$

$$R_{14} = R_{13} = 10 \text{ K}\Omega - 1/4 \text{ Watt} - 5\%$$

$$C_3 = C_2 = 0.47 \text{ }\mu\text{F}-50 \text{ V}$$

Se elige a $R_{11} = 10 \text{ K}\Omega - 1/4 \text{ Watt} - 5\%$, que sirve para protección a las entradas de las puertas al ponerle un uno lógico con la fuente V_{CC} .

2.1.7 Diseño del amplificador de potencia

El amplificador de potencia esta constituido por dos transistores de pequeña y mediana potencia en configuración de fuentes de corriente dependientes del estado lógico de la puerta NAND de salida del oscilador de Bloqueo; es decir, si el estado lógico de V_{IN1} que es la tensión de entrada esta en "0", entonces se satura el transistor TR1 y con lo cual lo manda al corte el transistor TR2; ahora si el estado lógico de V_{IN1} esta en "1", entonces pone al corte el transistor TR1 y el transistor TR2 se satura y excita a través del transformador de pulsos al gate-katodo del SCR, y con lo cual el SCR asegura su estado de conducción.

CONSIDERACIONES DE DISEÑO:

A) Cuando: $V_{IN1} = 0 \text{ V}$

A1) Para que el transistor TR1 conduzca es necesario que:

$$V_{B1} = V_{CC} - V_{BE\text{Sat}} > V_{IN1} \quad (\alpha)$$

Como $V_{IN1} = 0$, entonces TR1 esta en la zona de conducción, se le desea que este en la región de saturación y además que la corriente de base en la zona de saturación debe ser menor que la corriente I_{SINK} de la puerta NAND CMOS y que es de 1.6 mA.

Para estas condiciones elegimos el transistor BD 138 PNP y del manual:

$$BV_{CBO} = 60, \quad BV_{CE} = 40, \quad h_{feTIP} = 100, \quad f_T = 100 \text{ MHz}$$

En la región de saturación tenemos:

$$I_C = 15 \text{ mA}, \quad I_B = 150 \mu\text{A}, \quad V_{BE \text{ SAT}} = 0.8 \text{ V} \quad \text{y}$$

$$V_{CE \text{ SAT}} = 0.2 \text{ V}$$

De la Fig.19 y del plano circuital completo se ve que los transistores TR1 y TR2 cumplen la misma función, por lo que están sometidos a los mismos requerimientos y los valores calculados para que el transistor TR1 trabaje en el corte y saturación también le corresponde a TR2.

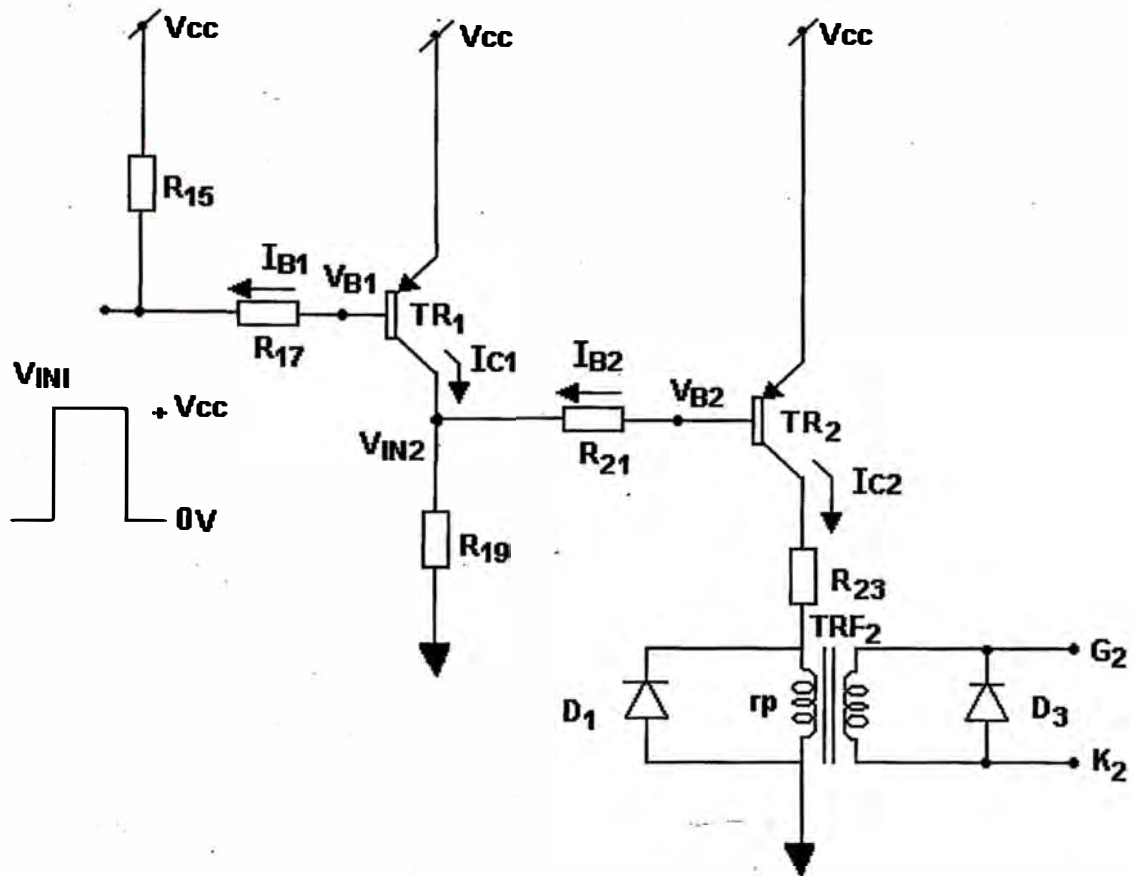


Fig.19: Circuito de la etapa de potencia con el transformador de pulsos para disparar al scr auxiliar.

Se debe cumplir: $I_{R15} + I_{B1SAT} < 1,600 \mu A$

Como $I_{B1SAT} = 150 \mu A$ entonces se puede asumir $I_{R15} = 150 \mu A$ con lo cual se satisface la condición anterior.

Por lo tanto:

$$R_{15} = \frac{V_{CC}}{I_{R15}} = \frac{15V}{0.15mA} = 100 K\Omega$$

$R_{15} = R_{16} = 100 K\Omega - 1/4 \text{ Watt}, 5\%$

$$R_{17} = \frac{V_{CC} - V_{BE1SAT}}{I_{B1SAT}} = \frac{15V - 0.8V}{0.15mA} = 94.7 K\Omega$$

Normalizando:

$R_{17} = R_{18} = 100 K\Omega - 1/4 \text{ Watt}, 5\%$

Entonces la I_{B1} será: $I_{B1SAT} = 14.2 V/100 K$

$I_{B1SAT} = 0.142 mA$

Y $I_{C SAT} = h_{fe} \times I_{B1 SAT} = 100 \times 0.142 = 14.2mA$

Luego:

$$R_{19} = \frac{V_{CC} - V_{CE1SAT}}{I_{C1SAT}} = \frac{15V - 0.2V}{14.2mA} = 1.04 K\Omega$$

$R_{19} = 1.04 K\Omega$, normalizando:

$R_{19} = R_{20} = 1.0K\Omega - 1/4 \text{ Watt}, 5\%$

A2) Para que el transistor TR2 conduzca es necesario que:

$$V_{B2} = V_{CC} - V_{BESat} > V_{IN2} \quad (\beta)$$

Con $V_{IN1} = 0 V \Rightarrow V_{IN2} = V_{CC} - V_{CE1 SAT}$

$V_{IN2} = 14.8 V$

Como se ha elegido un transistor de conmutación de mediana potencia por ser requerido para disparar a los SCR's del circuito de potencia y del manual del fabricante de los SCR's es necesario que el transistor TR2 entregue pulsos de 90 mA - 4 V a una frecuencia de 10KHZ y con 50% de duty cycle; el transistor TR2 es entonces el 2N4036, del manual:

$BV_{CBO} = 90 \text{ V}$, $V_{CEO} = 65 \text{ V}$, $I_{CMAX} = 1 \text{ A}$ y $P_{TMAX} = 5 \text{ W}$

De los gráficos del manual en la región de saturación:

$I_{C2 \text{ SAT}} = 90 \text{ mA}$, $I_{B2 \text{ SAT}} = 9 \text{ mA}$

$V_{CE2 \text{ SAT}} = 0.6 \text{ V}$ y $V_{BE2 \text{ SAT}} = 1.0 \text{ V}$

$$V_{B2} = 15 \text{ V} - 1 \text{ V} = 14 \text{ V} < V_{IN2} = 14.8 \text{ V}$$

No cumple con la condición (β) por lo que se puede afirmar que el transistor TR2 está en la región de corte.

B) Cuando $V_{IN1} = 15 \text{ V}$

B1) Para que el transistor TR1 conduzca es necesario que cumpla con la condición (α).

$$V_{B1} = 14.2 \text{ V} < V_{IN1} = 15 \text{ V}$$

No cumple con la condición (α) por lo que se puede afirmar que el transistor TR1 está en la región de corte.

B2) Para que el transistor TR2 conduzca es necesario que cumpla con la condición (β).

$$V_{B2} = V_{CC} - V_{B2SAT} = 15V - 1V = 14V$$

$$V_{IN2} = R_{19} \times (I_{C1} + I_{B2})$$

de (B1) se tiene, $I_{C1} = 0$ mA

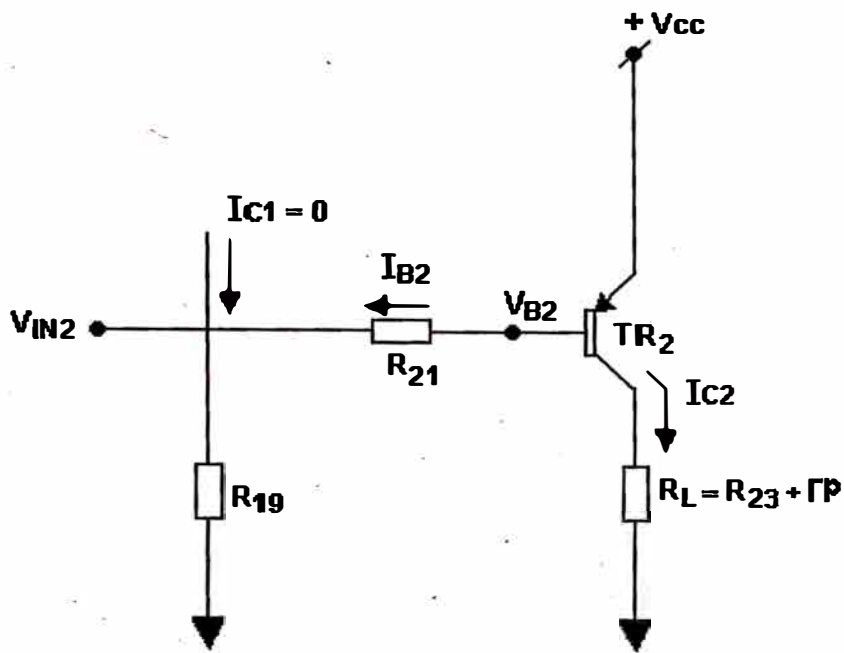
Por lo que, $V_{IN2} = R_{19} \times I_{B2}$

Entonces, $V_{B2} > V_{IN2}$

Con lo cual el transistor TR2 está en condición de hacerlo trabajar en la zona de saturación.

De los datos en (A2) para el TR2 = 2N4036 que también es para el TR3 = 2N4036 por cumplir la misma función.

Del circuito de la Fig.20 se observa que la razón de la resistencia R_L es limitar la máxima corriente gate del SCR y la razón de la configuración de los transistores TR1 y TR2 es para manejar corrientes apreciables de colector, con pequeñas corrientes de base.



$$\therefore V_{IN2} = R_{19} \cdot I_{B2} \quad \text{TR}_1 \text{ ESTE CORTADO}$$

Fig.20: Circuito resultante de la etapa de potencia cuando v_{in1} esta en el nivel alto

Planteando la ecuación de la recta de carga, cuando el transistor TR2 está saturado, esto ocurre justo en el disparo del SCR.

$$V_{CC} = L_P \frac{di}{dt} + R_L \cdot i + V_{C2SAT}$$

Donde: $R_L = R_{40} + r_p$

r_p = Resistencia del devanado primario del transformador de pulsos.

L_P = Inductancia del devanado primaria del transformador de pulsos.

Como la relación de transformación es 1:1, se tiene que:

$$L_p \frac{di}{dt} = V_{GK} \quad , \quad i = I_G$$

$$\text{Por tanto: } V_{CC} - V_{CE2SAT} = V_{GK} + R_L \cdot I_G \quad (\lambda)$$

siendo esta ecuación la recta de carga de disparo de los SCR'S, luego (λ) se convierte en:

$$V_{GK} + R_L \cdot I_G = 14V \quad (\phi)$$

Los SCR'S a usarse son el C40E y C12D (datos completos en la sección Anexos).

La ecuación de recta de carga (ϕ) se traza sobre la curva $V_{GK} \quad V_S \quad I_G$ escogemos el punto de disparo en la zona segura como indica la curva; este punto es:

$$V_{GK} = 4V \quad , \quad I_G = 90mA$$

De la ecuación (ϕ) se tiene que $R_L = 76.7 \Omega$ y

$$R_L = R_{40} + r_p = 76.7 \Omega$$

como $r_p = 3 \Omega$

$$R_{40} = R_{41} = 73 \Omega - 1W \quad , \quad 2\%$$

De la ecuación (β) :

$$V_{B2} = 14V \quad \text{y} \quad V_{IN2} = R_{19} \cdot I_{B2SAT}$$

$$V_{B2} = (R_{19} + R_{21}) I_{B2SAT}$$

$$14 \text{ V} = (1\text{K}\Omega + R_{21}) \times 9\text{mA}$$

$$R_{21} = R_{22} = 560 \Omega - 1/4 \text{ W} , 5\%$$

2.1.8 Diseño del transformador de pulsos

El transformador de pulsos debe poseer las siguientes características:

- a) Fiel reproducción de pulsos hasta $50\mu\text{s}$ de período.
- b) Elevado aislamiento eléctrico entre el primario y secundario.
- c) Relación de transformación 1:1.

Por lo que se eligieron TRF1 = TRF2, cuyos parámetros son:

- Relación de vueltas primario secundario: 1:1
- Inductancia del primario : $100 \mu\text{H}$
- Inductancia de dispersión : $10 \mu\text{H}$
- Capacidad interdevanados : 510 pF
- Resistencia del devanado primario : 3Ω
- Resistencia del devanado : 3Ω

Como la constante de tiempo $\tau = \frac{L_p}{R_L} = 1.3 \mu\text{s}$,

menor que el de transición del transistor TR2, cuando esté al estado de conducción. Esto quiere decir que el retardo al establecimiento de corriente no sería apreciable. En el caso que hubiere sido

mayor si implicaría un retardo apreciable. Es en el momento del bloque del transistor TR2, la energía acumulada en la inductancia, al liberarse bruscamente, causa una sobretensión que arrastra al punto de funcionamiento mucho más arriba de la recta de carga, una solución a este problema es conectando un diodo en paralelo con la bobina, ofreciendo una conducción directa de sobretensión.

Estos diodos son D₁ y del tipo 1N4148 (Manual Pocket Book-Phillips) cumpliendo las condiciones de corriente y voltaje.

Finalmente del circuito de la etapa de disparo se muestran los diodos D₃ y D₄, los cuales tienen la función de cortar los pulsos negativos que podrían aparecer entre gate-kátodo de los SCR, por lo que se les ha elegido del tipo 1N4148.

2.2 Diseño del circuito de accionamiento de control de mando.

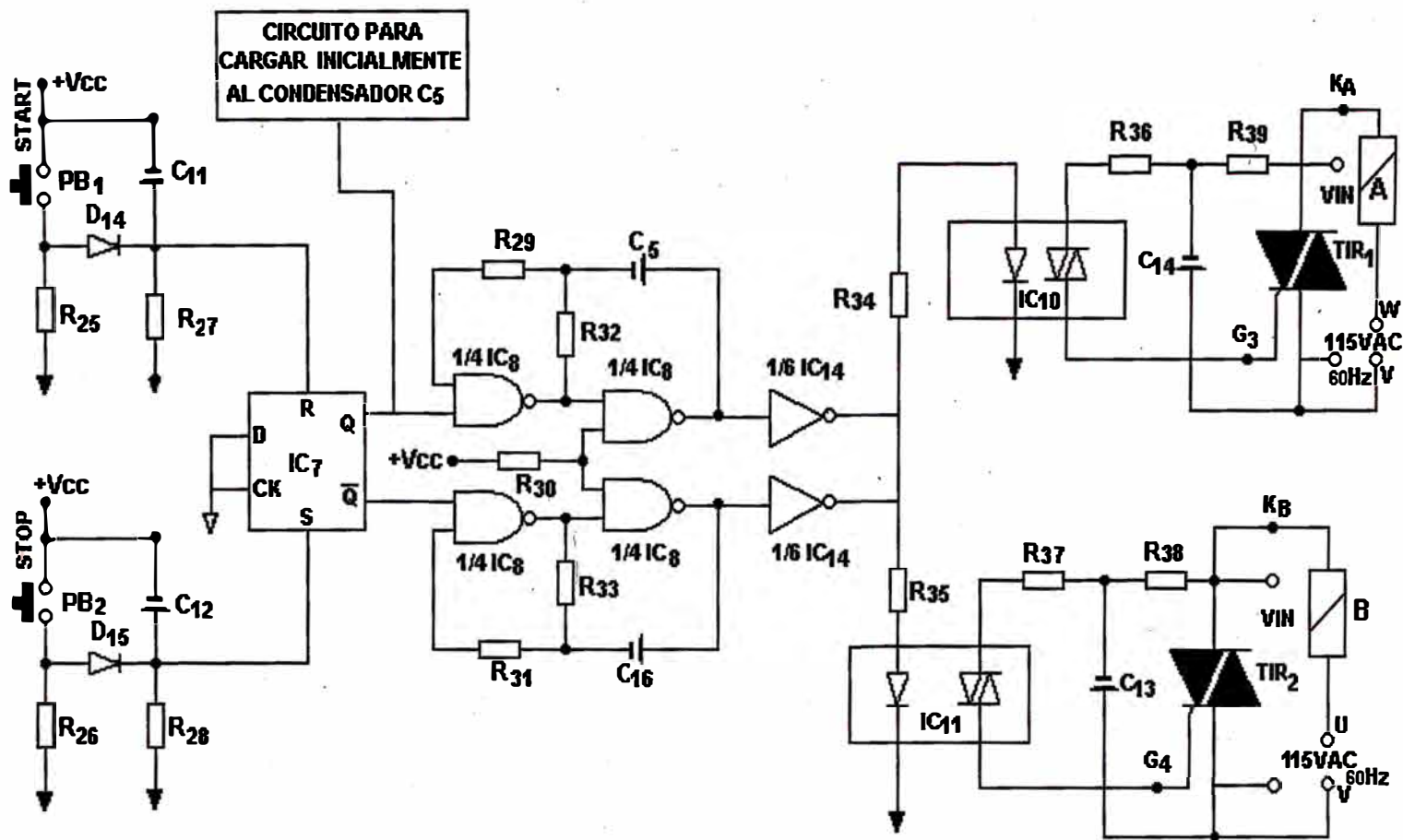
En la Fig.21 se muestra el esquema del circuito de accionamiento de control de mando, y en las fig.22 y fig.23 los diagramas de coneccionados de los relé A y B, respectivamente.

El modo de operar es como sigue:

Primero, se conecta el interruptor INT1.

Segundo, se presiona el botón de arranque (START) para la puesta en marcha del motor. En este caso la bobina del relé A queda alimentada, y la salida Q del Flip-Flop R-S (IC7) activa al oscilador de bloqueo y con ello envía pulsos de frecuencia de 10 KHZ bloqueo y con ello envía pulsos de frecuencia de 10 KHZ al diodo emisor de luz del IC10, el cual es un aislador acoplado ópticamente con un fototriac en su salida, para excitar al gate del triac TIR 1 y con ello se logra alimentar a la bobina A a tensión de línea V-W. Los contactos A1, A2, A3 y A4 se cierran y el estator del motor de inducción se une a la red de alimentación trifásica U-V-W, también la resistencia externa del rotor R_{ex} se une al círculo de potencia a través de los terminales $X^1 - Y$.

Fig. 21 Circuito de accionamiento de control de mando



Tercero, cuando se desea parar el motor de inducción, sólo se tiene que presionar el botón de parada (STOP). En este caso, la salida Q del IC7 se pone en estado bajo ("0") y con ello bloquea al oscilador que envía pulsos al IC10, dejando en estado de bloqueo al TIR1, con lo cual la bobina del relé A queda desenergizada y sus contactos se abren (A1, A2, A3 y A4), por lo que los devanados del estator dejan de alimentarse del suministro de energía alterna trifásica y la resistencia R_{EX} es desconectada del circuito de potencia. La salida Q del IC7 se pone en estado lógico alto ("1") y con ello activa al oscilador de bloqueo para enviar pulsos de frecuencia de 10KHZ al diodo del IC11, que es un aislador acoplado ópticamente con un fototriac en su salida, el cual excita al gate del triac TIR2 y con ello se logra alimentar a la bobina del relé B a tensión de línea V - U.

Los contactos B1, B2, B3 y B4 se cierran y el estator se une a los terminales X-Y del circuito de potencia para alimentarse de la corriente rectificadora del rotor y de la carga almacenada en el filtro de salida (D13-C6). El contacto B4 une los puntos N X, y con ello se pone en serie la resistencia de frenado R_{EX} con los devanados del

estator a través de los terminales X Y que se encuentra a la tensión almacenada en el condensador C_6 y con esta excitación se logra detener al rotor en un mínimo tiempo (Ver Fig. 25-c) y con un mínimo calentamiento del motor.

El circuito de accionamiento de control de mando también debe proveer una tensión de inicialización al condensador C_5 para suministrarle energía al circuito de bloqueo por fuente inversa de corriente, cuando se dispara al tiristor auxiliar (SCR2) para apagar al tiristor principal (SCR1). Este circuito para cargar inicialmente al condensador C_5 con la tensión U_i es activado al presionar el botón de arranque, y con ello la salida Q del IC7 se pone en estado lógico alto, el cual hace que el condensador C_4 empiece a cargarse a través de la resistencia R_{40} a la tensión V_{CC} , cuando alcanza la tensión umbral del inversor IC14 y el cual es calculado para que sea en un lapso de $100 \mu S$ se active la bobina del relé C. Los contactos C_1 y C_2 se cierran por un tiempo de $100 \mu s$ para cargar al condensador C_5 a través del puente trifásico conformado por los diodos D16-D17-D18-D19-

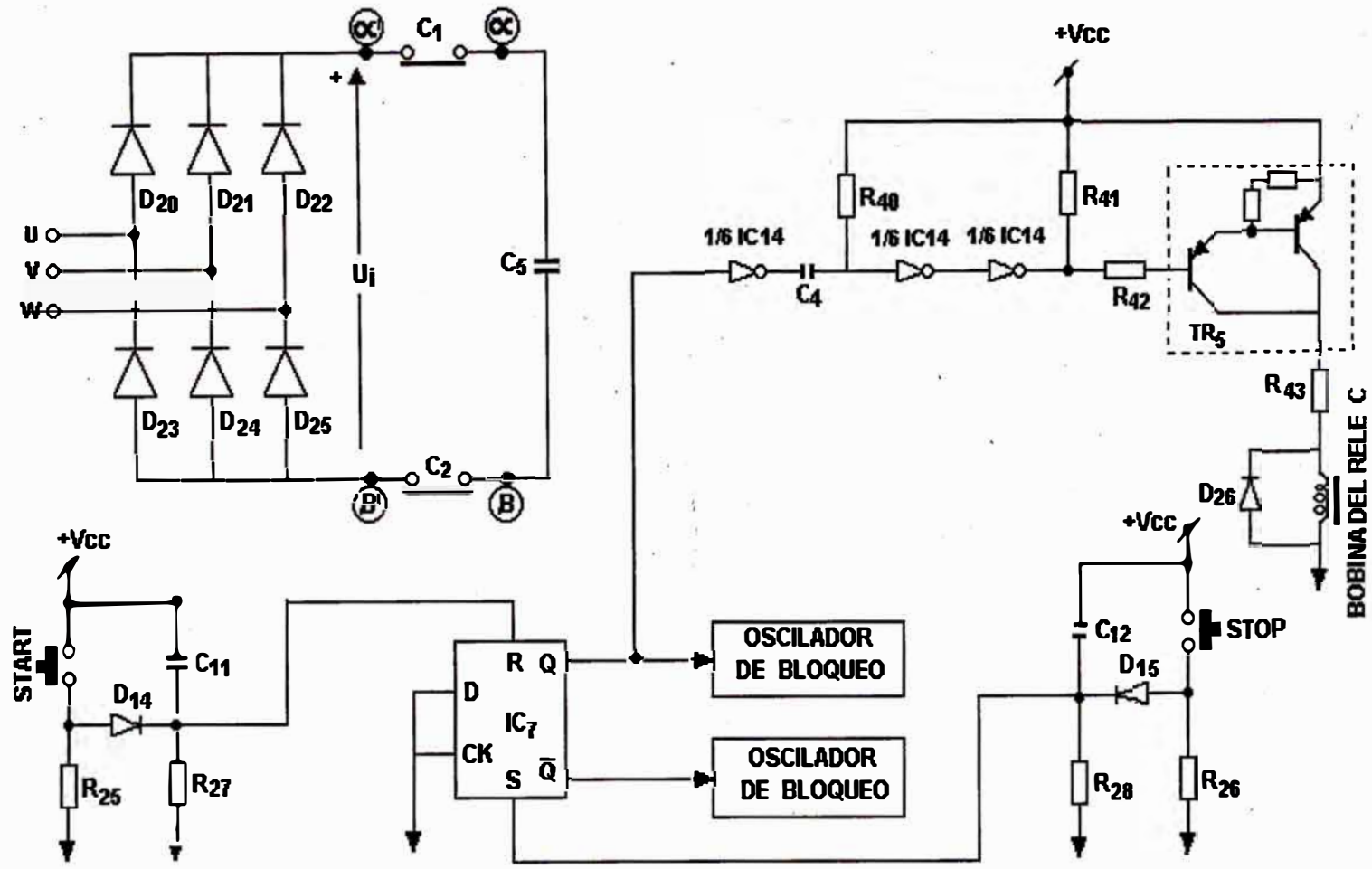


FIG 21A: CIRCUITO PARA CARGAR INICIALMENTE AL CONDENSADOR C5

D20-D21 alimentados directamente de la red de suministro trifásico (Ver Fig. 21A).

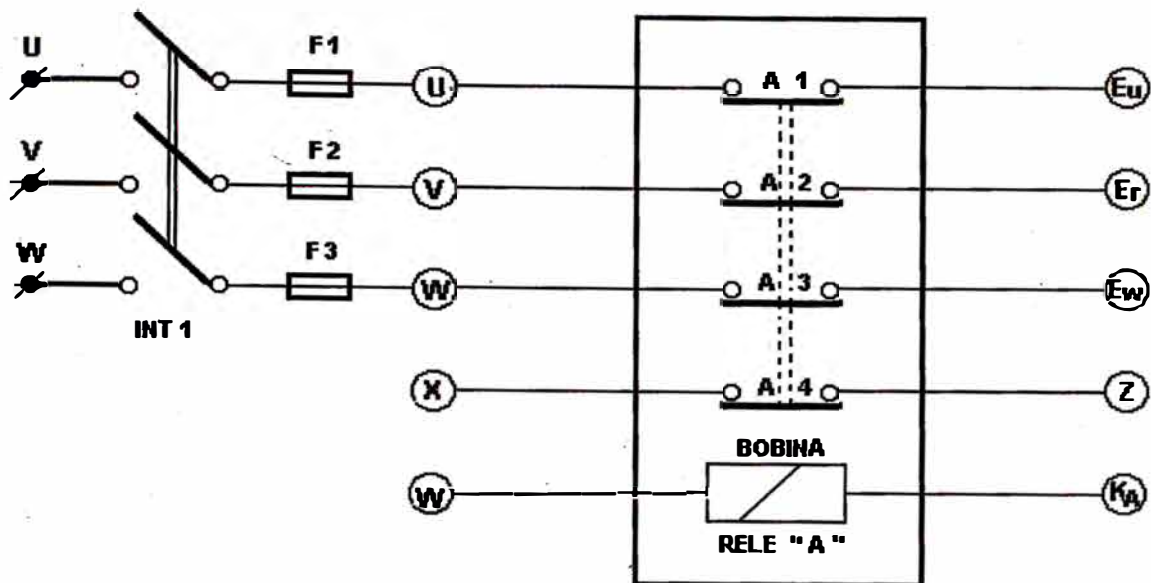


Fig.22 Diagrama de conexionado del rele "A"

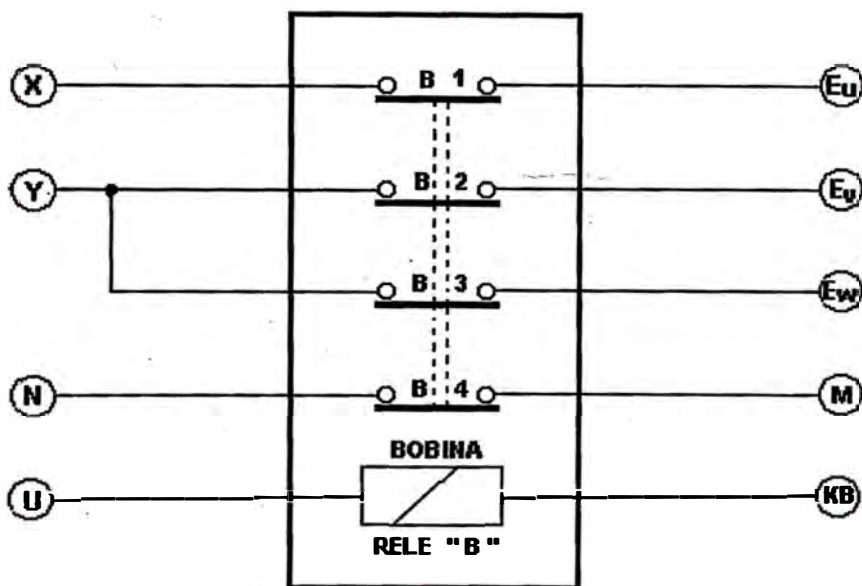


Fig.23 Diagrama de conexionado del rele "B"

2.2.1. Cálculo de los componentes del circuito de lógica

El corazón del circuito de lógica es el Flip-Flop RS (IC7), eligiéndose al CD4013 de tecnología

CMOS, debido a su alta inmunidad al ruido y fuente de alimentación variable.

Como los push-button de arranque (PB1) y de parado (PB2) son de operación momentánea, por los que se los elige del tipo MPA-103F fabricado por ALCOSWITCH.

Se eligen tanto la rama R₂₇ - C₁₁ como la rama R₂₈-C₁₂ para que tengan una constante de tiempo de 100µSeg. Por lo que si se elige a R₂₇ = R₂₈ = 10KΩ - 1/4W, 5%, entonces

$$C_{11} = C_{12} = 0.01 \mu F - 50 V$$

Se desea que en el momento de presionar START ó STOP circule una corriente de 1mA por R₂₅ ó R₂₆, entonces.

$$R_{25} = R_{26} = \frac{V_{cc}}{1 mA} = \frac{15 V}{1 mA} = 15 k\Omega - 1/4 W, 5\%$$

Los diodos D14 y D15 se los elige del tipo 1N916, porque son de conmutación y tienen un PIV = 100 V que es mayor que el de V_{cc}.

2.2.2. Cálculo de los componentes del oscilador de bloqueo

Como los osciladores de bloqueo utilizados en este circuito de accionamiento de control de mando son iguales a los del circuito de control, por lo que los valores de los componentes son los mismos.

$$R_{29} = R_{31} = 100 \text{ k}\Omega - 1/4 \text{ W} , 5\%$$

$$R_{32} = R_{33} = 10 \text{ k}\Omega - 1/4 \text{ W} , 5\%$$

$$R_{30} = 10 \text{ k}\Omega - 1/4 \text{ W} , 5\%$$

$$C_{15} = C_{16} = 0.47 \text{ }\mu\text{F} - 50 \text{ V}$$

IC8 = CD4011 : 4 PUERTAS NAND DE DOS ENTRADAS

IC9 = CD4049 : 6 INVERSORES BUFFER

2.2.3. Cálculo de los componentes limitadores de corriente a los acopladores ópticos

Los acopladores ópticos para disparar a los triac's TIR1 y TIR2, necesitan ser activados por pulsos de corriente de 10mA a sus diodos emisores de luz (LED) para acoplar ópticamente a su fototriac. De las hojas de especificación del IC 10 y IC11 que están en la sección anexos, se tiene:

Para el LED: $V_F = 1.5 \text{ V} \quad \wedge \quad I_F = 10 \text{ mA}$

Para el FOTOTRIAC: $I_{FT} = 50 \text{ mA} \quad \wedge \quad V_{FT} = 3 \text{ V}$

Cuando la salida del IC 14 se encuentre en estado lógico alto, entonces el LED del IC10 ó IC11 conducirá y como queremos que circule una corriente por el diodo de 10mA, entonces:

$$R_{34} = R_{35} = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F} = \frac{15V - 1.5V}{10mA} = 13.5 k\Omega$$

Normalizando, se tiene:

$$R_{34} = R_{35} = 15 k\Omega - 1/4 W , 5\%$$

2.2.4. CÁLCULO DE LOS COMPONENTES DE LAS REDES SNUBBER

Es necesario implementar una red Snubber para proteger a los triac TIR1 ó TIR2 de los transitorios de voltaje en el momento de apagado, por ser sus cargas las bobinas de los relé A y B que son cargas inductivas.

1.- La R₃₆ es elegida para limitar la corriente abrupta hacia el acoplador (FOTOTRIAC), entonces:

$$R_{36} \frac{V_{PICO}}{I_{MAX}} = \frac{180V}{1A} = 180 \Omega$$

Como R₃₇ cumple la misma función en la otra red Snubber, entonces:

$$R_{36} = R_{37} = 180 \Omega - 1W , 10\%$$

$$R_{36} = R_{37} = 180 - 1 Watt, 10\%$$

2.- La constante de tiempo conformada por R_{39} C_{14} , es obtenida cuando se considera el peor caso:

$$\frac{dV}{dt} = V_{\text{off}} \times \frac{1}{R_{39} \cdot C_{14}} \quad (\alpha)$$

Siendo, $\frac{dV}{dt}(T_j = 70^\circ\text{C}) = \frac{8.0\text{ V}}{\mu\text{s}} = 8 \times 10^6 \frac{\text{V}}{\text{s}}$

De la ecuación (α), se despeja $R_{39} \cdot C_{14}$:

$$R_{39} \cdot C_{14} = V_{\text{off}} \times \left(\frac{dV}{dt} \right)^{-1}$$

$$R_{39} \cdot C_{14} = \frac{180}{8 \times 10^6} \text{ s} = 22.5 \times 10^6 \text{ s} \quad (\beta)$$

Como el triac va a ser disparado cuando tenga una tensión V_{IN} aproximada de 42 voltios, por lo que requiere una corriente de 50 mA, entonces:

$$(180 + R_{39}) = \frac{V_{\text{IN}}}{I_{\text{GT}}} = \frac{42\text{ V}}{0.05\text{ A}} = 840\ \Omega$$

Por lo que: $R_{39} = 660\ \Omega$, como R_{38} cumple la misma función que R_{39} , entonces:

$$R_{39} = R_{38} = 660\ \Omega - 1\text{ W} \quad , \quad 10\%$$

Luego de la ecuación (β)

$$R_{39} \cdot C_{14} = 22.5 \times 10^6 \text{ s}$$

$$C_{14} = \frac{22.5 \times 10^6 \text{ s}}{R_{39}} = \frac{22.5 \times 10^6 \text{ s}}{660\ \Omega} = 0.034\ \mu\text{F}$$

Como C_{13} cumple la misma función que C_{14} en la otra red Snubber, se tiene:

$$C_{14} = C_{13} = 0.033 \mu F - 500 V \text{ Normalizado}$$

2.2.5. Requerimientos de los relees A, B y C

El releo A va a ser empleado para alimentar a los devanados del estator con suministro de fuente de energía trifásica a través de sus contactos A_1 , A_2 y A_3 , del motor de inducción trifásico de 3HP, alimentándose de una corriente nominal de línea de 9 Amperios por fase y a una tensión nominal de 120 V de corriente alterna. Como el contacto A_4 va a ser empleado para conector la resistencia externa R_{EX} al circuito de potencia y por ella va a circular una corriente máxima de 25 Amperios, por lo que se elige el releo A del tipo PM17AY:4PDT-30AMP/CONTACTOS, con bobina para ser excitada con 120 VAC y resistencia interna de 120 Ω .

El releo B va a ser empleado para alimentar a los devanados del estator con fuente de energía continúa proporcionada por el filtro de salida del circuito de potencia a través de los contactos B_1 , B_2 y B_3 , a una corriente máxima de 30 Amperios DC por fracción de segundo. El contacto B_4 se emplea para insertar la resistencia de frenado dinámico R_{FD}

y con lo cual limitar la corriente de frenado dinámico óptimo DC, por lo que se elige también al rele B del tipo PM17AY:4PDT-30AMP/CONTACTOS, con la bobina para ser excitada con 120V AC y resistencia interna de 120Ω fabricado por POTTER & BRUMFIELD.

El rele C va a ser empleado para alimentar al condensador C5 con la tensión U_i suministrada por el puente trifásico de la Fig.21A, durante un tiempo de $100 \mu s$ y con una corriente promedio de 14 A, por lo que se elige el rele del tipo 5D2B1D1:DPDT-20 AMP/CONTACTOS, con la bobina para ser excitada con 12VDC y con resistencia de $50\Omega-2.9 W$ fabricado por POTTER & BRUMFIELD.

2.2.6. Requerimientos de los triacs

Como las bobinas de los rele A y B son energizadas cuando se disparan los triacs, a la tensión de 120 V AC y resistencia interna de 120Ω . Por lo que la corriente que van a conducir por las bobinas y los triacs serán:

$$I_{RMS} = \frac{120 V}{120 \Omega} = 1 A$$

Entonces, de acuerdo al manual de la General Electric, se eligen los triac del tipo SC141D, tanto para TIR1 como para TIR2 y cuyas características eléctricas son:

Corriente máxima RMS: 6 A

Voltaje V_{DRM} : 400 Volts en estado off

Corriente i_{gt} DC para disparo seguro: 50 mA

Voltaje v_{gt} para disparo seguro: 2.5 V

2.2.7. Cálculo de los componentes para el circuito de carga del condensador de bloqueo por fuente inversa de corriente.

2.2.7.1. Cálculo del puente trifásico

El puente trifásico está conformado por los diodos de potencia D20-D21-D22-D23-D24 y D25, alimentados directamente del suministro de energía trifásico de 120 V AC. La tensión de salida del puente trifásico será:

$$U_i = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot E$$

$$U_i = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \times 120 = 280.7 V$$

Como el tiempo de carga del condensador C5 es de 100 μs , entonces la corriente promedio será de 14 A, por lo que la corriente media de cada diodo es,

$$I_{FAV} = \frac{14}{3} = 4.7 A$$

La corriente eficaz de cada diodo es,

$$I_{F rms} = \frac{14}{\sqrt{3}} = 8 A rms$$

Por lo tanto, del manual de International Rectifier se selecciona el diodo 1N3893 cuyas características son:

$$I_{FAV} = 12 \text{ A}$$

$$V_{VIP} = 400 \text{ V}$$

$$I_{FSM} = 150 \text{ A}$$

$$\text{MAXIMO } t_{rr} = 0.15/0.3 \text{ } \mu\text{s}$$

Entonces, D20=D21=D22=D23=D24=D25=1N3893

2.2.7.2. Cálculo de la red RC del monoestable

Cuando se presiona el botón de arranque (START) pone en estado lógico alto a la salida Q del Flip-Flop R-S (IC7) y con ello hace poner en estado lógico bajo a la salida de un inversor y con lo cual el condensador C4 empieza a cargarse a V_{CC} a través de la resistencia R40, entonces el tiempo en que demora para alcanzar la tensión de umbral, el transistor darlington TR5 conduce y la corriente del colector pasa por la bobina del rele C, con lo cual cierra sus contactos C1 y C2 por un lapso de 100 μs . El tiempo de duración para alcanzar la tensión umbral esta dado por:

$$t = \tau \ln \left(\frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{th}} \right)$$

$$\tau = R_{40} C_4$$

Como $t = 100 \mu s$, $V_{CC} = 15 V$ y $V_{th} = 9.45 V$

$$\text{Luego, } 100 \times 10^{-6} s = R_{40} \cdot C_4 \ln\left(\frac{15}{15 - 9.45}\right)$$

$$R_{40} \cdot C_4 = 100.58 \times 10^{-6} s$$

Si $R_{40} = 10 k\Omega - 1/4 W$, 5%

Entonces, $C_4 = 0.01 \mu F - 50 V$

2.2.7.3. Cálculo de los componentes del amplificador de potencia

El transistor darlington TR5 elegido es el 2N4405, cuyas características eléctricas son:

$$BV_{CEO} = 80 V$$

$$f_T = 200 \text{ MHz}$$

$$I_{CMAX} = 1000 \text{ mA}$$

$$h_{fEMIN} = 100$$

$$V_{CESAT} = 0.2 V$$

$$V_{BESAT} = 1.6 V$$

La corriente máxima que puede entregar el inversor Buffer es de 10 mA (CD4049), como la bobina del rele C es excitada con 240 mA, entonces, la corriente de la base del transistor TR5 será de 2.4 mA, considerando un $h_{FE} = 100$.

Considerando que por la resistencia R41 circule una corriente de 500 μ A cuando el buffer se encuentre en estado lógico bajo, entonces,

$$R_{41} = \frac{V_{CC}}{0.5 \text{ mA}} = \frac{15 \text{ V}}{0.5 \text{ mA}} = 30 \text{ k}\Omega$$

$$R_{41} = 30 \text{ k}\Omega - 1/4 \text{ W} , 5\%$$

Como en la resistencia de base R42 va a circular una corriente de 2.4 mA, cuando el buffer conformado por los dos inversores se encuentren en estado lógico bajo, por lo que:

$$V_{CC} = V_{BESAT} + R_{42} I_{BSAT}$$

$$R_{42} = \frac{V_{CC} - V_{BESAT}}{I_{BSAT}}$$

$$R_{42} = \frac{15 \text{ V} - 1.6 \text{ V}}{2.4 \text{ mA}} = 5.58 \text{ k}\Omega$$

$$R_{42} = 5.6 \text{ k}\Omega - 1/4 \text{ W} , 5\%$$

De la malla del colector tenemos:

$$V_{CC} = V_{CESAT} + R_{43} \cdot I_{CSAT} + R_b \cdot I_{CSAT}$$

$$R_{43} = \frac{V_{CC} - V_{CESAT} - R_b \cdot I_{CSAT}}{I_{CSAT}}$$

$$R_{43} = \frac{15 - 0.2 - 0.05 \times 240}{240} = 0.011 \text{ k}\Omega$$

$$R_{43} = 10 \Omega - 1W, \quad 10\% \text{ normalizado}$$

2.3. Diseño del circuito de potencia

Como el motor de inducción va a ser operado a régimen de torque constante, cuando se presione el botón de arranque; y a régimen de freno dinámico DC óptimo, cuando se presione el botón de parado; por lo que el circuito de potencia tiene modificaciones dadas por los contactos A₄ y B₄ (Ver Fig.24) de los relé A y B respectivamente.

2.3.1. Diseño para operar a régimen de torque constante.

El circuito de potencia para este régimen de trabajo del motor de inducción es mostrado en la Fig.24, en el cual el contacto A₄ se cierra por acción del circuito de control de mando al haberse apretado el botón de Arranque (START) y permanecer cerrado hasta no ser presionado el botón de parado (STOP), y entonces permanece energizada la bobina del rele A y con ello la resistencia externa R_{EX} queda acoplada al circuito de potencia.

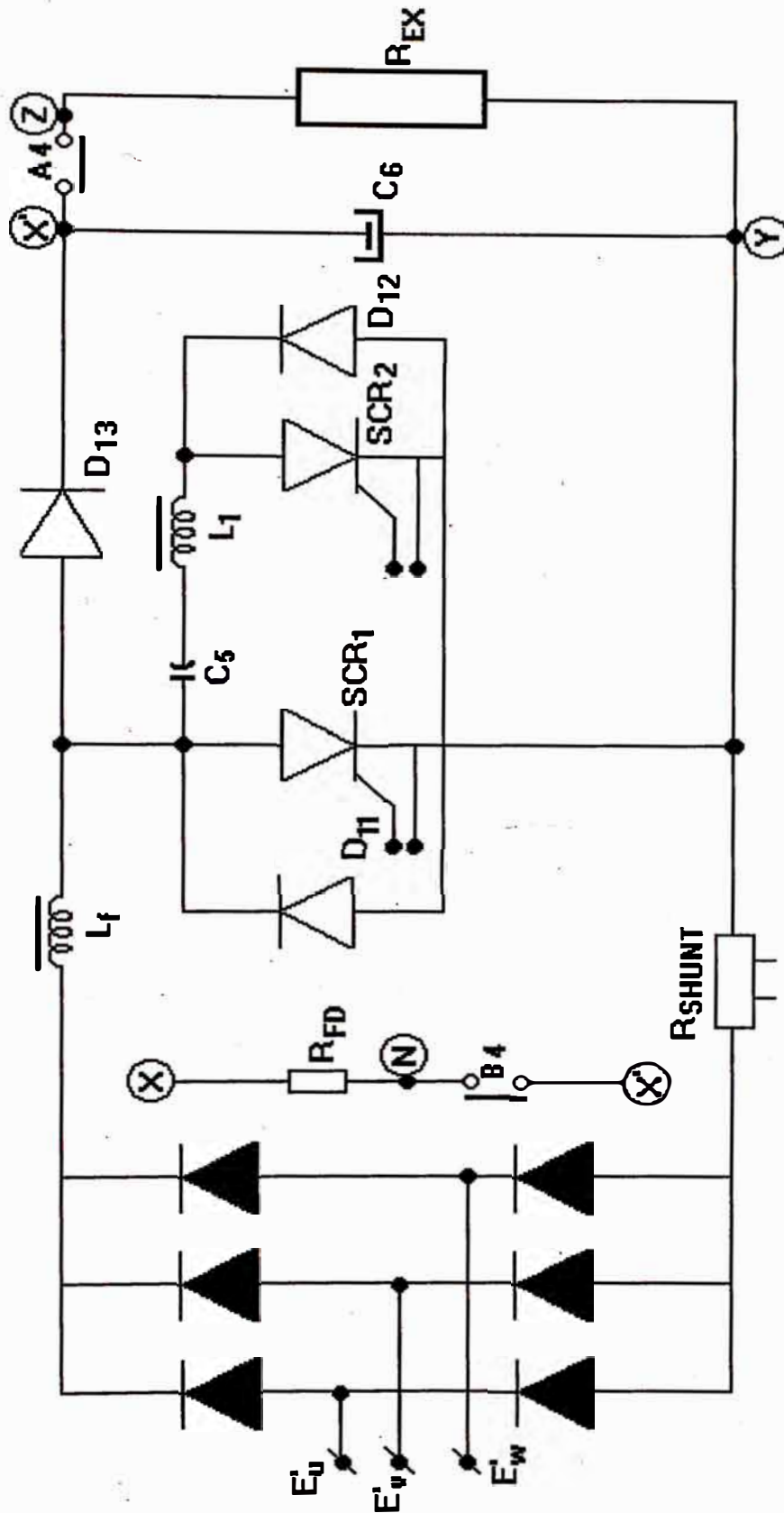


Fig.24A Circuito de potencia

Un análisis para el comportamiento de este circuito es dado a continuación e ilustrado en las

Fig.24B-D . Entre el puente rectificador trifásico y el circuito chopper se inserta una bobina L_f de gran inductancia. Cuando el chopper está encendido, la corriente por la bobina L_f aumenta linealmente; al abrirse el chopper, la corriente sigue circulando por el diodo D13 y se carga el condensador C6. Al cerrarse nuevamente el chopper, el diodo D13 impide la descarga del condensador C6, el cual suministra corriente a la resistencia R_{EX} . El filtro de salida constituido por el diodo D13 y el condensador C6 proporcionan una tensión de salida de mayor voltaje que la entrada.

Para explicar el diagrama de tiempo mostrado en la Fig.25 se va a suponer que el condensador C6 es muy grande y que su tensión (en régimen permanente) es uniforme, U_m . Por consiguiente, para una carga fija también lo es la corriente I_{REX} .

INTERVALO 1: $t_0 \leq t \leq t_1$

El diodo D13 no conduce y $i_{C6} = -I_{REX}$

Se verifica que:

$$i_{dc} = i_{dc}(t_0) + \frac{1}{L_f} \int_0^t V_{dc} \cdot dt$$

$$i_{dc} = i_{dc}(t_0) + \frac{V_{dc}}{L_f}(t - t_0)$$

Al abrirse el chopper, instante t_1 :

$$i_{dc}(t_1) = i_{dc}(t_0) + \frac{V_{dc}}{L_f}(t_1 - t_0) \quad (\alpha)$$

INTERVALO 2: $t_1 \leq t \leq t_2$

El diodo D13 conduce y,

$$i_{dc} = i_{dc}(t_1) + \frac{1}{L_f} \int_{t_1}^t (V_{dc} - U_m) dt$$

$$i_{dc} = i_{dc}(t_1) + \frac{V_{dc} - U_m}{L_f}(t - t_1)$$

y al término del intervalo, instante t_2 , en que

se cierra el chopper:

$$i_{dc}(t_2) = i_{dc}(t_1) + \frac{V_{dc} - U_m}{L_f}(t_2 - t_1)$$

y al sustituir en (α) se obtiene:

$$U_m = \frac{T_{ch}}{T_{ch} - t_{on}} \quad (I)$$

Cuanto menor es t_{on} , menor es la tensión U_m en la resistencia R_{EX} .

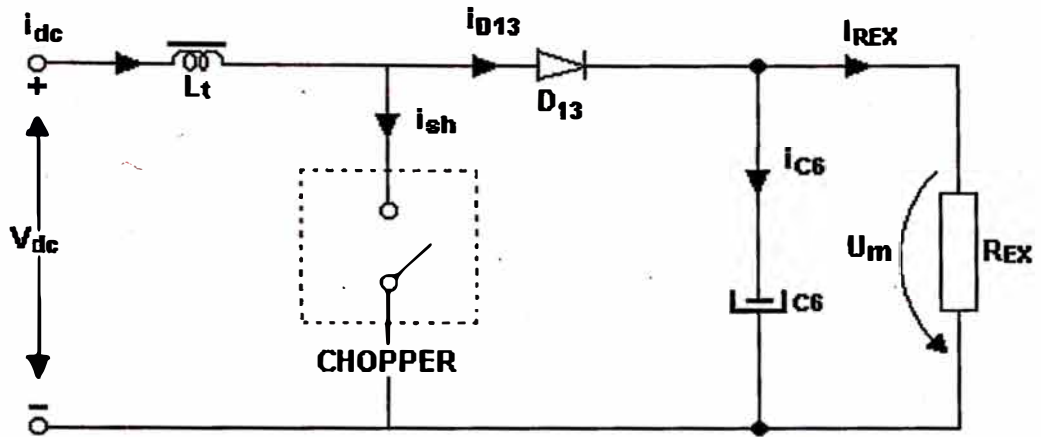


Fig.24B Diagrama circuital del Chopper-Res

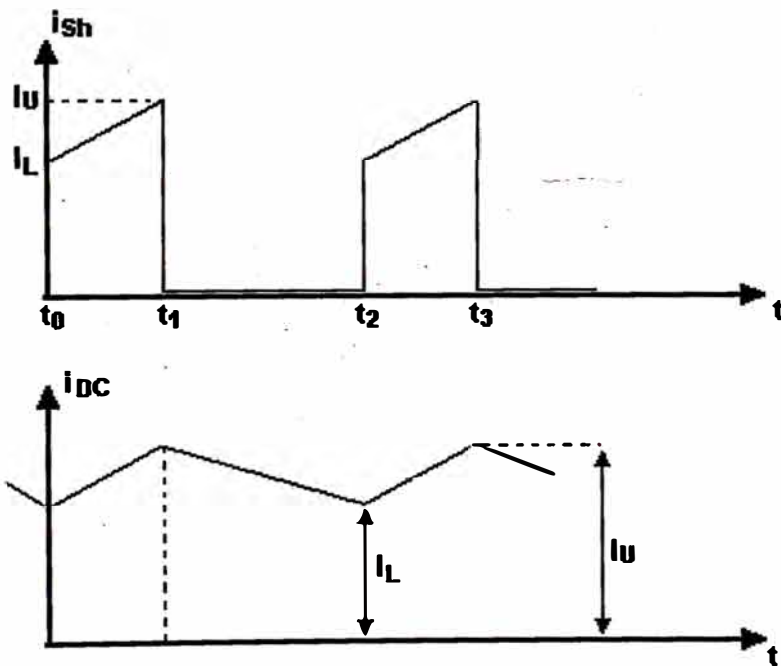


Fig.24C Diagrama de tiempo de las corrientes I_{sh} y I_{dc} .

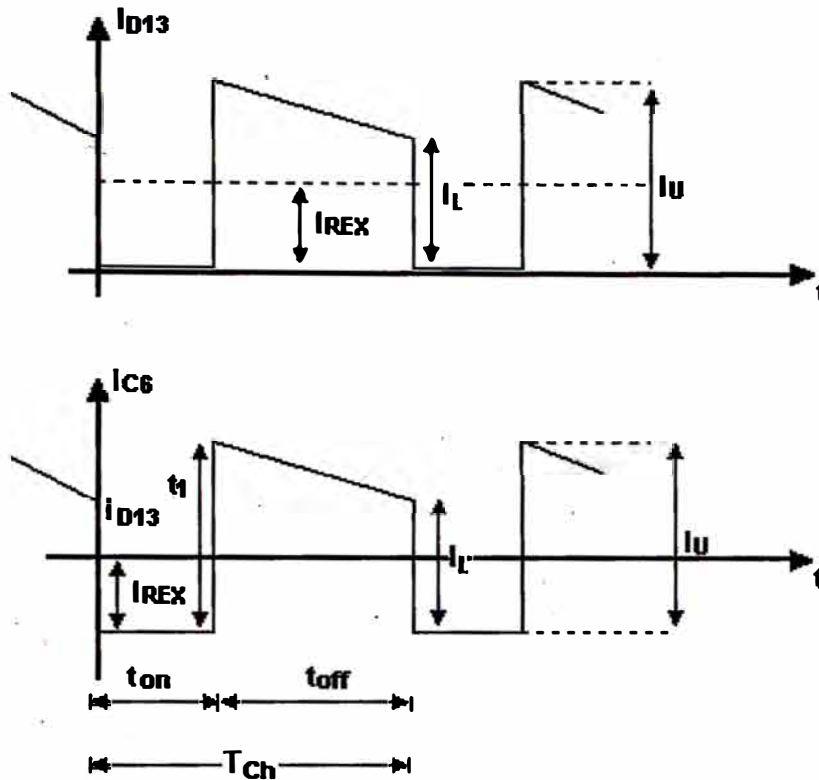


Fig.24D: Diagrama de tiempo de las corrientes I_{D13} e I_{C6} .

2.3.1.1. Consideraciones para elegir los diodos del puente rectificador trifásico.

Como el voltaje inducido en el rotor por fase es,

$$E'_1 = \frac{E}{n} = \frac{120 V_{rms}}{1.937} = 61.95 V_{rms}$$

y entonces, la tensión de salida del puente de diodos será:

$$V_{dc} = S \cdot V_{do}$$

considerando el peor caso, cuando el rotor está parado, o sea cuando $S = 1$, luego

$$V_{dc} = V_{do} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_1' = 2.34 E_1'$$

$V_{dc} = 144.963 V$ que es la tensión máxima de salida.

La corriente I_{DC} máxima es cuando el chopper está conduciendo todo el tiempo o sea cuando $\alpha=1$, por lo que:

$$I_{DC \text{ MÁXIMA}} = I_{sh} = \frac{V_{dc}}{R_m(s) + R_f}$$

$$R_m(s) = \left[2R_1' + \frac{3(X_1' + X_2')}{\pi} \right] s + 2R_2$$

La nomenclatura usada y los valores de los parámetros están mostrados en el apéndice.

Suponiendo que la resistencia de la bobina L_f sea de 1Ω , entonces:

$$I_{DC \text{ MÁX}} = 58.176 A = I_0$$

Por lo que la corriente media de cada diodo es:

$$I_{FAV} = \frac{I_0}{3} = 19.39 A$$

La corriente eficaz de cada diodo es:

$$I_{F \text{ rms}} = \frac{I_0}{\sqrt{3}} = 33.6 A_{rms}$$

Del manual de International Rectifier se ha seleccionado el diodo IRD3913, cuyas características eléctricas son:

$$I_{FAV} = 30 \text{ A}$$

$$V_{IP} = 400 \text{ V}$$

$$I_{FSM} = 300 \text{ A}$$

$$\text{MÁXIMO } trr = 0.20/0.35 \mu s$$

Por lo tanto,

$$D5=D6=D7=D8=D9=D10=IRD3913$$

2.3.1.2. Cálculo de la bobina L_f :

Esta bobina L_f se debe calcular a una constante electromagnética de tiempo T_{e1} tal que limite la amplitudes de las ondulaciones de corriente y de torque hasta la magnitud admisible.

Debido al corto intervalo de tiempo del ciclo de trabajo del tiristor principal SCR1 en comparación con la constante electromagnética del tiempo T_{e1} de la bobina L_f se puede, con una exactitud admisible, considerar el cambio de la corriente por la tangente a la curva exponencial; entonces en lugar de la fórmula compleja para el incremento de corriente en función del tiempo, podemos valernos de la expresión más sencilla:

$$\Delta i = (I_{sh} - I_{op}) \times \frac{\Delta t}{T_{el}} \quad (II)$$

Siendo:

Δi : El cambio de la corriente durante el intervalo Δt .

T_{el} : La constante electromagnética dinámica del tiempo.

I_{sh} : La corriente de saturación que alcanzaría cuando el Chopper estuviera encendido todo el tiempo.

I_{op} : La corriente mínima a que llegaría cuando el chopper estuviera apagado todo el tiempo.

En la Fig.25A se puede apreciar la ecuación (I) en forma gráfica.

$$\Delta i = I_U - I_L$$

Considerando, $K_1 = \frac{I_U}{I_L} = 1.05$ y $I_{DC} = I_L + \frac{\Delta i}{2}$

De K_1 se tiene, $I_U = 1.05 I_L$

Por lo que, $\Delta i = 0.05 I_L$

Entonces, $I_{DC} = 1.025 I_L$

$$I_L = \frac{I_{DC}}{1.025}$$

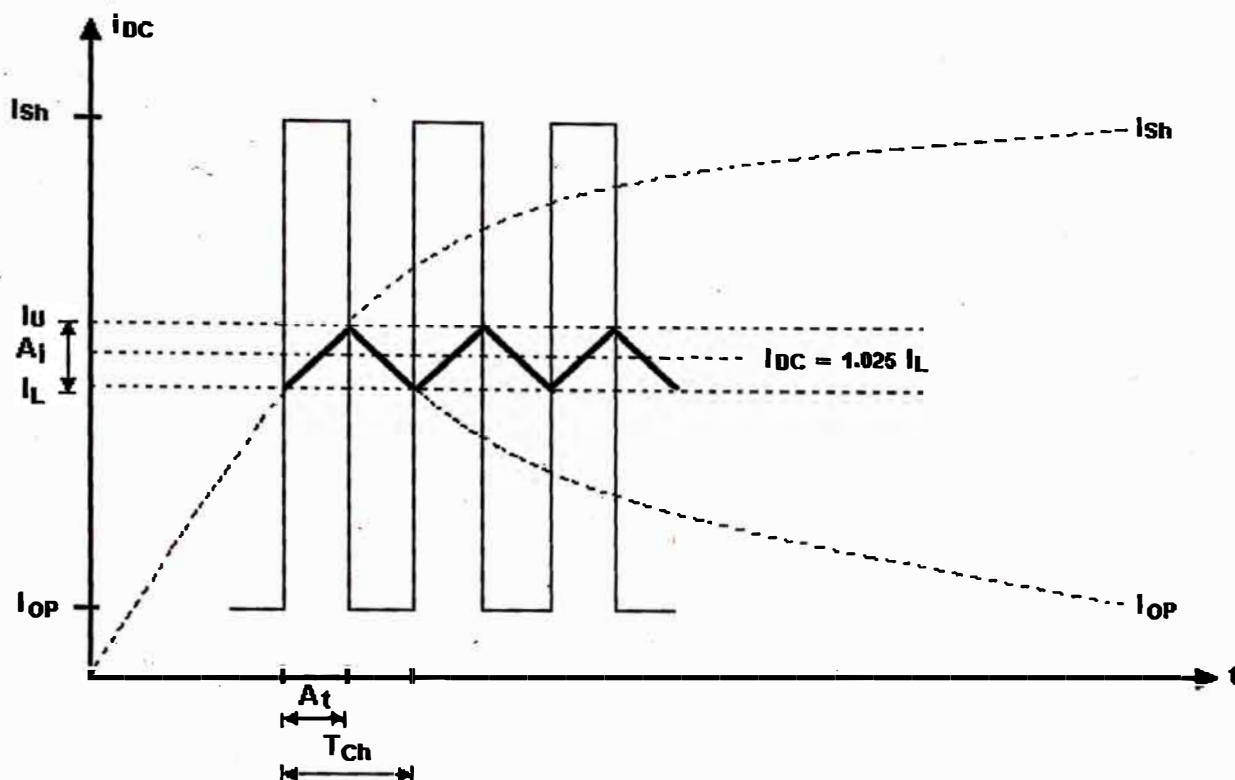


Fig.25A Gráfica de la corriente i_{DC} vs t

Considerando el caso cuando la corriente I_{DC} a controlar sea la máxima, es decir $I_{DC} = 25 \text{ A}$.

Por lo que:

$$I_L = \frac{25}{1.025} = 24.39 \text{ A}$$

$$\Delta i = 0.05 \times 24.39 \text{ A} = 1.2195 \text{ A}$$

Considerando que para obtener amplitudes mínimas de ondulaciones de la corriente rectificadora del rotor y del torque del motor, conviene tomar la frecuencia admisible máxima para el tiristor principal SCR1 del chopper. Pese a que de acuerdo con los datos dados en los manuales por los fabricantes, los tiristores admiten una frecuencia hasta de 2,000 Hz.

Se tomará la frecuencia de 300 Hz, teniendo en cuenta los tiempos propios de los tiristores (tiempo de encendido 1-5 μ s, tiempo de apagado 10-25 μ s), se debe tener en cuenta un margen necesario de seguridad considerable, entonces:

$$T_{ch} = \frac{1}{f_{ch}} = \frac{1}{300 \text{ Hz}} = 0.003333 \text{ s}$$

De (I) se tiene:

$$t_{on} = T_{ch} \cdot \left(1 - \frac{V_{DC}}{U_m}\right) \quad (\text{III})$$

De (II) se tiene:

$$\Delta t = \frac{\Delta i}{I_{sh} - I_{op}} \times T_{et}$$

Como $T_{et} = \frac{L_f}{R_f}$, $\Delta i = I_U - I_L$ y $\Delta t = t_{on}$

Entonces,

$$t_{on} = \frac{I_U - I_L}{I_{sh} - I_{op}} \times \frac{L_f}{R_f} \quad (\text{IV})$$

De (III) y (IV) se tiene:

$$T_{ch} \times \left(1 - \frac{V_{DC}}{U_m}\right) = \frac{I_U - I_L}{I_{sh} - I_{op}} \times \frac{L_f}{R_f}$$

$$L_f = T_{ch} \times \left(1 - \frac{V_{DC}}{U_m}\right) \left(\frac{I_{sh} - I_{op}}{I_U - I_L}\right) \times R_f \quad (\text{V})$$

Asumiendo $R_f = 1 \ \Omega$, y con los valores de los parámetros del motor de inducción de 3HP se tiene:

$$R_1 = 0.75 \Omega$$

$$R_2 = 0.36 \Omega$$

$$X_1 = 0.73 \Omega$$

$$X_2 = 0.195 \Omega$$

$$\eta = 1.937$$

$$E_1 = 120 \text{ V AC}$$

$$R'_1 = \frac{1}{n^2} \cdot R_1 = 0.19989 \Omega$$

$$X'_1 = \frac{1}{n^2} \cdot X_1 = 0.19456 \Omega$$

$$V_{DC} = S \cdot V_{do}$$

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot E'_1$$

$$E'_1 = \frac{1}{n} \cdot E_1 = 61.95 \text{ V}$$

$$V_{DC} = 144.963 \text{ S V}$$

$$R_m(s) = 2R_2 + \left[2R'_1 + \frac{3(X'_1 + X_2)}{\pi} \right] S$$

$$R_m(s) = 0.72 + 0.77179 S$$

$$I_{sh} = \frac{V_{dc}}{R_m(s) + R_f}$$

$$I_{sh} = \frac{144.963 \text{ S}}{1.72 + 0.77179 \text{ S}}$$

$$I_{op} = \frac{V_{dc}}{R_m(s) + R_f + R_{EX}}$$

$$I_{op} = \frac{144.963 S}{1.72 + 0.77179 S + R_{EX}}$$

Como el control a torque constante no depende de S , para deslizamientos mayores ó igual que el deslizamiento crítico, por lo que se le puede asumir a $S = 1$.

Para el cálculo de L_f todavía falta conocer R_{EX} y U_m , por lo que el valor de L_f se determinará una vez calculados los valores de R_{EX} y U_m .

2.3.1.3. Cálculo de la resistencia externa del rotor

R_{EX}

La resistencia R_{EX} debe ser mayor que la R_{EX} mínima, de la ecuación (27) se tiene:

$$R_{EX}|_{MÍNIMA} = \frac{V_{do}}{I_L} - \left[2(R_1' + R_2) + \frac{3(X_1' + X_2)}{\pi} + R_f \right]$$

Considerando I_L para la mayor corriente rectificadora del rotor I_{DC} a ser controlada, como nuestra $I_{DC MAX} = 25$ A y considerando

$$K_1 = \frac{I_U}{I_L} = 1.05 \quad \text{y} \quad I_{DC} = I_L + \frac{I_U - I_L}{2}$$

$$I_{DC} = 1.025 I_L \quad \text{entonces} \quad I_L = \frac{I_{DC}}{1.025}$$

$$I_{L\text{MÁX}} = \frac{I_{DC\text{MÁX}}}{1.025} = \frac{25}{1.025} = 24.39 \text{ A}$$

De los datos dados y calculados anteriormente se obtiene la resistencia R_{EX} mínima.

$$R_{EX} = 3.45 \Omega \text{ MÍNIMA}$$

Como cualquier resistencia mayor que R_{EX} MINIMA asegura la ecuación (26), por lo que se elige:

$$R_{EX} = 10 \Omega$$

La potencia máxima disipada por R_{EX} será cuando circule la corriente I_{DC} máxima, entonces

$$P_{REX\text{ MÁXIMA}} = R_{REX} \cdot I_{DC\text{ MÁX}}^2$$

$$P_{REX\text{ MÁXIMA}} = 10 \cdot (25)^2 \text{ W}$$

$$P_{REX\text{ MÁXIMA}} = 6250 \text{ W}$$

$$R_{EX} = 10 \Omega - 6250 \text{ W}$$

2.3.1.4. Cculo del filtro de salida

El filtro de salida esta conformado por el diodo D13 y el condensador C6.

Como se desea que cuando el chopper est cerrado el condensador C6 le suministra una corriente constante I_{REX} a la resistencia R_{EX} , para esto es necesario que la constante de tiempo de descarga del condensador debe ser lo suficientemente grande como para que la tensión en el condensador U_m sea,

De la ecuación (I)

$$U_m = V_{dc} \cdot \frac{T_{ch}}{T_{ch} - t_{on}}$$

Considerando la frecuencia del chopper de 300

$$\text{Hz. Entonces, } T_{ch} = \frac{1}{f_{ch}} = \frac{1}{300} \text{ s}$$

$$T_{ch} = 0.003333 \text{ s}$$

$$U_m = I_{REX} \cdot R_{EX}$$

Considerando a $I_{REX} = 0.8 I_{DC}$ y cuando I_{DC} sea

25 A, entonces

$$I_{REX} = 0.8 \times 25 \text{ A} = 20 \text{ A}$$

$$\text{Luego, } U_m = 20 \times 10 \text{ V} = 200 \text{ V}$$

De la ecuación (III)

$$t_{on} = T_{ch} \cdot \left(1 - \frac{V_{DC}}{U_m}\right)$$

$$t_{on} = \frac{1}{300} \cdot \left(1 - \frac{144.963}{200}\right)$$

$$t_{on} = 0.0009173 \text{ s}$$

Como

$$t_{on} = \alpha \cdot T_{ch}$$

$$\alpha = \frac{t_{on}}{T_{ch}}$$

$$\alpha = 0.275$$

De la Fig.25, $t_{on} = t_1 - t_0$

Si $t_0 = 0$ entonces $t_1 = t_{on} = 0.0009173 \text{ seg.}$

$$t_{off} = t_2 - t_1 = (1 - \alpha) \cdot T_{ch}$$

$$t_{off} = (1 - 0.275) \left(\frac{1}{300} \right) s$$

$$t_{off} = 0.002416667 \text{ Seg.}$$

$$t_2 = T_{ch} = 0.003333333 \text{ Seg.}$$

La corriente de carga del condensador C_6 esta dada por

$$i_{C_6} = C_6 \cdot \frac{dv}{dt}$$

Luego,

$$\int_{V_L}^{V_U} dv = \frac{1}{C_6} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_{C_6}(t) \cdot dt \quad (\text{VI})$$

De la Fig. 25 se tiene:

$$i_{C_6} = (I_U - I_{REX}) - \left(\frac{I_U - I_L}{t_2 - t_1} \right) \times t \quad (\text{VII})$$

$$\text{Si } K_2 = \frac{V_U}{V_L} = 1.05 \text{ y } U_m = V_L + \frac{V_U - V_L}{2}$$

$$V_U = 1.05 V_L$$

$$\Delta V = V_U - V_L = 0.05 V_L$$

$$U_m = 1.025 V_L$$

$$V_L = \frac{U_m}{1.025}$$

$$\text{Considerando } I_{DC} = 25A \text{ y } K_1 = \frac{I_U}{I_L} = 1.05$$

$$\text{Si } I_{REX} = 0.8 I_{DC} \text{ y } R_{EX} = 10 \Omega$$

$$U_m = I_{REX} \cdot R_{EX}$$

$$\text{Luego: } I_{\text{REX}} = 20 \text{ A}$$

$$U_m = 200 \text{ V}$$

$$I_{\text{DC}} = I_L + \frac{I_U - I_L}{2}$$

$$I_U = 1.05 I_L$$

$$\Delta I = I_U - I_L = 0.05 I_L$$

$$I_{\text{DC}} = 1.025 I_L$$

$$I_L = \frac{I_{\text{DC}}}{1.025}$$

Reemplazando datos, se tiene:

$$V_L = 195.122 \text{ V} \qquad I_L = 24.4 \text{ A}$$

$$V_U = 204.878 \text{ V} \qquad I_U = 25.6 \text{ A}$$

$$\Delta V = 9.756 \text{ V} \qquad \Delta I = 1.2 \text{ A}$$

En (VII),

$$i_{C_6} = 5.6 \text{ A} - 496.552 t \qquad \text{(VIII)}$$

Reemplazando (VIII) en (VI),

$$\Delta V = \int_{t_1}^{t_2} dv = \frac{1}{C_6} \cdot \int_{t_1}^{t_2} (5.6 - 496.552 t) \cdot dt$$

$$\Delta V = \frac{1}{C_6} \cdot (5.6t - 248.276 t^2) \Big|_{t_1}^{t_2}$$

$$C_6 = \frac{1}{\Delta V} \cdot [(5.6t_2 - 248.276 t_2^2) - (5.6t_1 - 248.276 t_1^2)]$$

Reemplazando datos se tiene,

$$C_6 = 0.001125469 \text{ F}$$

Normalizando

$C_6 = 1,125 \mu\text{F} - 350 \text{ V DC}$ electrolítico

Considerando que la corriente I_{DC} máxima a ser controlada es de 25 Amperios, por lo que podemos considerar que por el diodo D13 va a circular esa máxima corriente en el instante en que el chopper deje de estar cerrado, ya que aún la bobina L_f mantiene esa corriente. Por lo que se elige al diodo D13 del manual de International Rectifier el diodo IRD3913, cuyas características son:

$$I_{FAV} = 30 \text{ A}$$

$$VIP = 400 \text{ V}$$

$$I_{FSM} = 300 \text{ A}$$

$$\text{Máximo } t_{rr} = 0.20/0.35 \mu\text{S}$$

2.3.1.5. Valor de la bobina L_f

Como para su cálculo de la bobina L_f faltaba conocer R_{EX} y U_m . Y como ya son conocidos, entonces de la ecuación (V)

$$L_f = T_{ch} \cdot \left(1 - \frac{V_{DC}}{U_m}\right) \cdot \left(\frac{I_{sh} - I_{op}}{I_U - I_L}\right) \cdot R_f$$

Se asumió $R_f = 1 \Omega$

y^{as} como el torque (T) para deslizamientos mayores que el deslizamiento crítico no depende de él, por lo que se le puede asumir a $S=1$ para el cálculo de L_f .

Luego,

$$I_{sh} = 58.176 \text{ A}$$

$$I_{op} = 11.60 \text{ A}$$

$$U_m = 200 \text{ V}$$

$$V_{DC} = 144.963 \text{ V}$$

$$I_U = 25.6 \text{ A}$$

$$I_L = 24.4 \text{ A}$$

$$T_{ch} = 1/300 \text{ seg.}$$

Entonces, el valor de la bobina L_f será:

$$L_f = 35.6 \text{ mHr.} \quad \text{y} \quad R_f = 1 \text{ } \Omega$$

2.3.1.6. Diseño del circuito chopper

El circuito chopper mostrado en la Figura 24 pertenece al grupo de los circuitos de bloqueo forzado y el cual es empleado para apagar al tiristor principal (SCR1) por medio de una fuente invertida de corriente de valor elevada, provocando en el SCR1 una tensión inversa despreciable que sólo

depende de las características propias del diodo D11 que esta en configuración antiparalela con él.

En la Fig.25B se representa al sistema de bloqueo forzado por fuente inversa de corriente. La forma más sencilla de proporcionar al tiristor principal una determinada corriente inversa que lo bloquee, consiste en disparar al tiristor auxiliar (SCR2) para cerrar sobre el SCR1 el condensador C5, cargado previamente a la tensión U_i . La corriente i_{c5} de descarga pasa por el SCR1 hasta que contrarresta I_{DC} y vacía después los portadores de la unión de control en pocos microsegundos, circulando luego por el diodo D11. Hay que resaltar que i_{c5} no circula por el diodo D11 hasta que la corriente en el tiristor principal i_{sh} no se anula, porque la caída directa de tensión en éste mantiene polarizado inversamente el diodo D11.

Se observa que el circuito de bloqueo proporciona un impulso de corriente i_{c5} aproximadamente senoidal que circula por el conjunto SCR1-D11 en sentido contrario a $i_{sh}=I_{DC}$. La corriente neta en SCR1, $I_{DC} - i_{c5}$, empieza a disminuir a partir del disparo del SCR2 en el

instante t_0 , se anula en t_A y la corriente invertida pasa desde ese momento por D11, hasta el instante t_1 en que se anula de nuevo, cortándose D11 y cambiando el circuito equivalente.

La inductancia de la bobina L_f es de 35.6 mHr. Suficientemente grande como para no permitir la variación apreciable de su intensidad durante relativamente corto tiempo que los fenómenos de bloqueo, de forma que se mantiene constantemente igual a I_{DC}

Intervalo $t_0 - t_1$:

Se supone que circula la corriente I_{DC} por la bobina L_f y el circuito chopper, conducida por el tiristor principal SCR1.

El condensador tiene una tensión inicial.

$$V_c(t_0) = -U_i \quad (a)$$

Siendo $U_i = 280$ V DC

Consecuencia del circuito de cargado inicial del condensador C_5 .

En el instante t_0 en que se comienza el estudio se dispara el SCR2 para bloquear al SCR1. La rama L1-C5 se cierra a través de SCR2 y SCR1 estableciéndose una corriente i_{C5} independiente del

resto del circuito. Las ecuaciones de definición del circuito de bloqueo son:

Malla SCR2-C₅-L₁-SCR1:

$$u_{L_1} + u_{C_5} = 0 \quad (b)$$

Definición de componentes:

Bobina

$$u_L = L_1 \cdot \frac{di_{C_5}}{dt} \quad (c)$$

Condensador

$$u_{C_5} = -U_i + \frac{1}{C_5} \cdot \int_0^{i_{C_5}} i_{C_5} dt \quad (d)$$

Con la condición inicial

$$i_{C_5}(t_0) = 0 \quad (e)$$

Las soluciones para la corriente y la tensión en el condensador son:

$$i_{C_5} = I_m \text{sen} \varpi (t - t_0) \quad (f)$$

$$u_{C_5} = -U_i \text{cos} \varpi (t - t_0) \quad (g)$$

cuyas formas de onda se han presentado en la Fig.25B, siendo el valor de pico de la corriente del condensador:

$$I_p = \frac{U_i}{\sqrt{\frac{L_1}{C_5}}} \quad (h)$$

y la pulsación:

$$= \frac{1}{\sqrt{L_1 C_5}} \quad (i)$$

La corriente de conmutación i_{c5} comienza circulando en sentido ascendente por el SCR1, restándose de la corriente I_U que es la corriente del límite superior de I_{DC} , de forma que cuando i_{c5} alcanza el valor I_U , para $t = t_A$, el tiristor principal (SCR1) se apaga y comienza a circular el exceso $i_{c5} - I_U$ por el diodo D11 (Ver las zonas rayadas de la Fig.25B). El SCR1 queda inversamente polarizado por la caída directa en D11 y comienza su proceso de bloqueo.

El SCR1, ya bloqueado, pasa bruscamente a soportar la tensión directa V_{DC} .

La duración del intervalo es, como resulta evidente de la inspección del diagrama de la Fig. 25B:

$$t_1 - t_0 = \pi \sqrt{L_1 C_5} - \frac{\text{arc sen} \left(\frac{I_{DC}}{I_P} \right)}{\omega} \quad (j)$$

$$t_1 - t_0 = \sqrt{L_1 C_5} \left[\pi - \text{arc sen} \left(\frac{I_{DC}}{I_P} \right) \right] \quad (k)$$

Intervalo $t_1 - t_2$

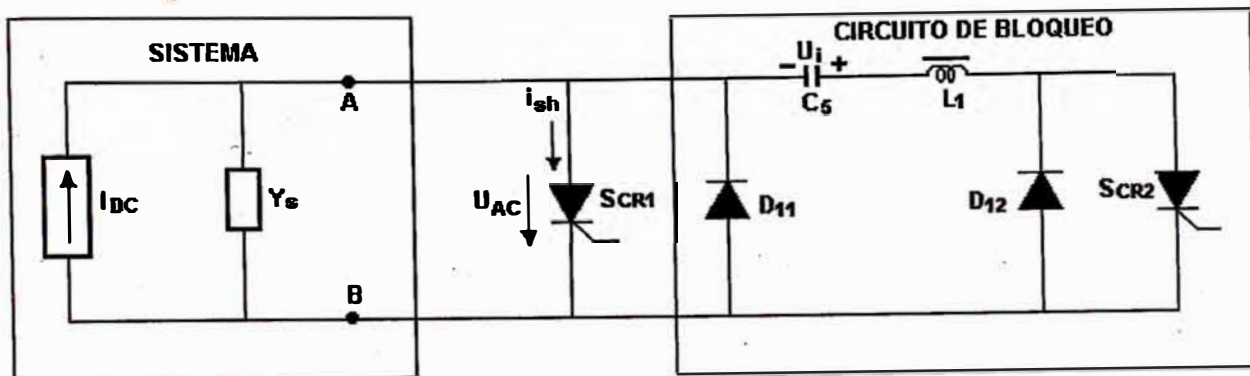
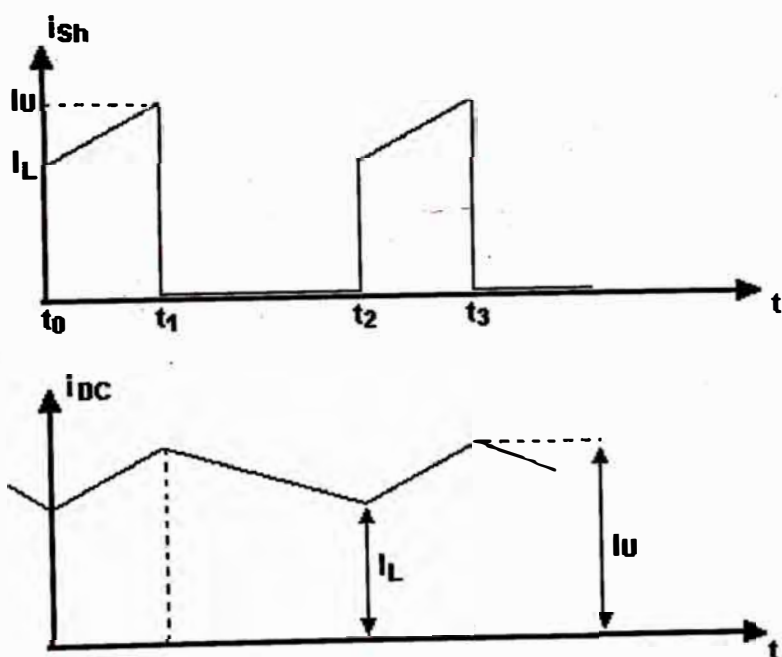


Fig.25B Diagrama esquemático del circuito de potencia para operar a régimen de torque constante.



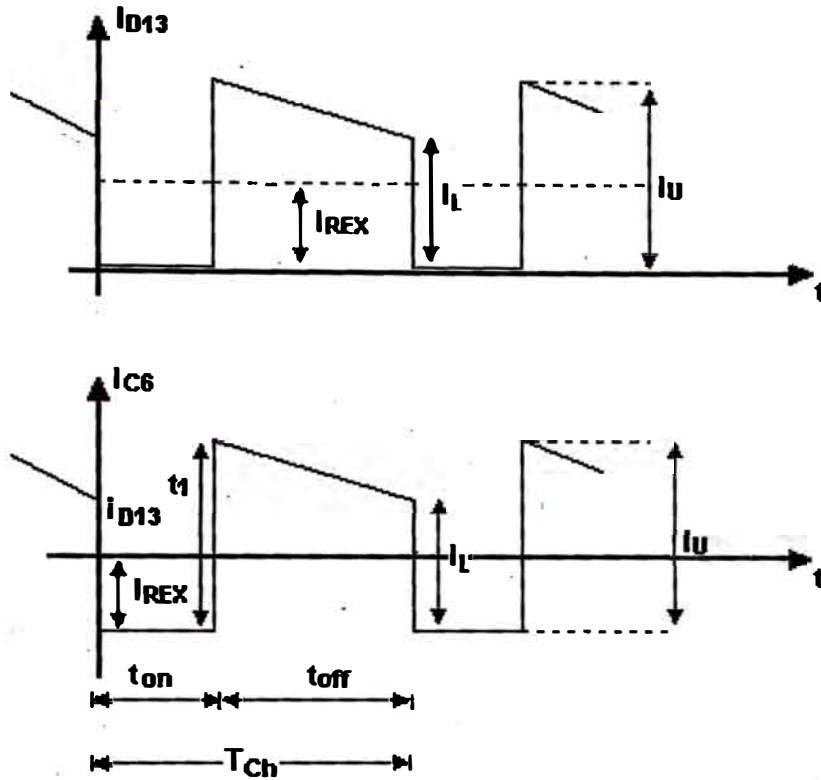


Fig.25B1 Diagrama de tiempo del circuito de potencia para operar a régimen de torque constante.

La corriente i_{C5} continua circulando por la malla $D11-C5-L1-SCR1$ hasta que se anula en el instante t_2 , bloqueándose $SCR2$ de forma espontánea y dejando abierta a la rama $L1C5$. La tensión alcanzada por el condensador para t_2 debe ser, en régimen estacionario, la misma y de signo contrario que la tensión inicial, es decir, U_i .

2.3.1:6.1. Cálculo de los componentes del circuito chopper

Los cálculos se van a determinar considerando la corriente máxima a controlarse, $I_{DC} = 25$ A, y con frecuencia de oscilación de su rizado de 300 Hz. La frecuencia de los pulsos de disparo del gate de los SCR1 y SCR2 es de 100 μ seg con un duty cycle de 50%, o sea el ancho del pulso es de 50 μ seg.

La frecuencia de oscilación del circuito de bloqueo L_1-C_5 debe estar comprendida entre la frecuencia del rizado de la corriente I_{DC} y la frecuencia de los pulsos de disparo de los tiristores, por lo que se le elige de una duración de 300 μ seg.

El tiempo de bloqueo $t_b = t_1 - t_A$ es aquél durante el cual i_{C5} supera la corriente I_{DC} . Un determinado t_b puede conseguirse para una misma corriente I_{DC} mediante impulsos i_{C5} de altura y duración diversas. De todos los impulsos posibles el más interesante es el que necesita una energía mínima en los componentes L_1 y C_5 para su generación, porque el tamaño de tales componentes y sus pérdidas serán

también mínimos. La potencia máxima almacenada en la bobina o en el condensador es:

$$W = \frac{1}{2} C_s \cdot U_i^2 = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_p^2 \quad (1)$$

Luego,

$$I_p = \frac{U_i^2}{\sqrt{\frac{L_1}{C_s}}}$$

Considerando $I_p = 1.5 I_{DC}$

$$I_p = 37.5 \text{ A}$$

$$= \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{300 \times 10^{-6}}$$

De (h),

$$L_1 = C_s \cdot \left(\frac{U_i}{I_p} \right)^2 \quad (m)$$

(m) en (i)

$$= \frac{1}{\sqrt{C_s \cdot \left(\frac{U_i}{I_p} \right)^2 \cdot C_s}}$$

$$= \frac{I_p}{C_s \cdot U_i}$$

$$C_s = \frac{I_p}{U_i \cdot \omega} = \frac{37.5 \times 300 \times 10^{-6}}{280 \times 2\pi}$$

$$C_s = 6.39 \mu F$$

Normalizando

$$C_s = 6.3 \mu F - 350 V DC$$

De (m) ,

$$L_1 = 351.23 \mu Hr$$

2.3.1.6.2. Elección de los semiconductores de potencia del chopper

La corriente máxima a ser controlada por el circuito de control es de 25 Amperios y la tensión rectificadora de la corriente del rotor cuando el motor está parado es de 144.963 voltios.

En cuanto a los requerimientos impuestos a los tiristores, de las formas de onda de la Fig. 25b se desprende que la di/dt en los dos tiristores es similar a la del impulso de corriente en el circuito L_1C_5 , por lo que se deben escoger tiristores que soporten el paso brusco a conducción de la corriente de la bobina en ese momento.

La bobina L_f limita la dv/dt y soluciona también el paso brusco a conducción de los tiristores. El tiristor sufre un bloqueo dinámico con tensión inversa muy pequeña, limitada por la caída directa en el diodo antiparalelo. Esto supone que el tiempo de bloqueo permitido al tiristor debe ser algo mayor que en un circuito con elevada tensión inversa de bloqueo.

Del manual de la General Electric se ha elegido los tiristores del tipo rápido, el C40E, cuyas

características eléctricas y gráficas están en el anexo C, correspondiente a los SCR1=SCR2=CD40E.

Los diodos D11 y D12 como están en configuración antiparalela con los SCR1 y SCR2, por lo que se los elige de acuerdo al manual de la International Rectifier el 40HFL40SXX y cuyas características eléctricas son:

$$I_{FAV} = 40A$$

$$V_{IP} = 400 V$$

$$I_{FSM} = 420 A$$

$$\text{MAX. } t_{rr} = 0.1/0.2 - 2.0\mu\text{Seg.}$$

2.3.2. Diseño para operar a régimen de freno dinámico DC óptimo

El control del freno dinámico DC óptimo opera cuando estando el motor de inducción en marcha se presiona el botón de parada (STOP) y entonces el relé-A a través de sus contactos A₁, y A₃ desconectan la alimentación trifásica de los devanados del estator, pero simultáneamente los devanados del estator se conectan a los terminales X-Y por acción de los contactos B₁, B₂ y B₃ del relé-B que es energizado. También se debe indicar que el contacto A₄ se abre y desconecta a la

resistencia R_{EX} del circuito de potencia, pero, por medio de los contactos B_1 y B_4 la resistencia de freno dinámico R_{FD} une a los devanados del estator con el circuito de potencia. El esquema del freno dinámico DC óptimo. Propuesto está en la Fig.25C.

2.3.2.1. Cálculo de los parámetros del circuito de frenado dinámico DC. frenado dinámico DC.

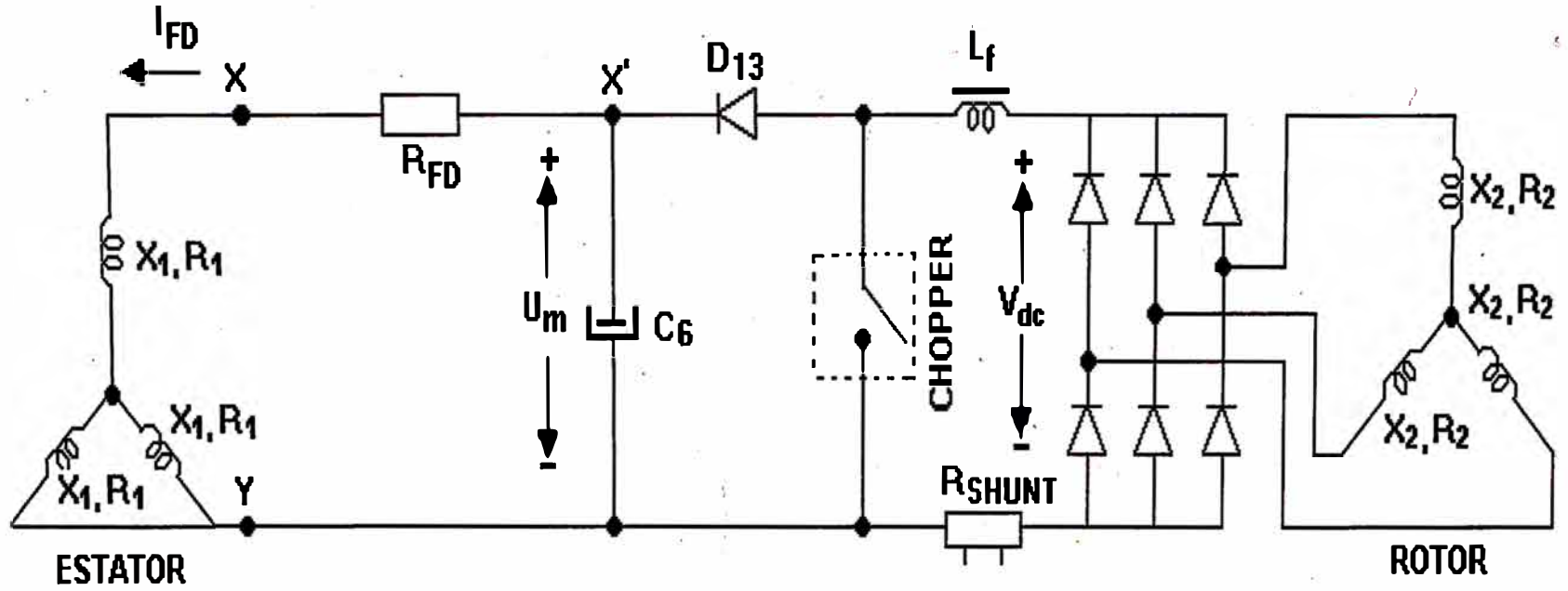


Fig.25C Esquema del frenado dinámico DC óptimo propuesto.

El cálculo del circuito de freno dinámico DC es preferible hacerlo mediante la elección de la característica mecánica racional de la familia de características universales y la determinación por ésta de la corriente requerida de excitación y de la magnitud de la resistencia de frenado dinámico R_{FD} .

Los torques de frenado satisfactorios para que el accionamiento haga alto rápidamente pueden obtenerse al suministrar corriente continua de excitación igual al doble o triple de la corriente trifásica de la marcha en vacío, es decir, $I_{es.V}$. Estas características aseguran torques de frenado máximos desde 1.25 hasta 2.2 del torque nominal.

Los parámetros del motor de inducción de 3HP controlado son:

$$R_1 = 0.75 \Omega$$

$$R_2 = 0.36 \Omega$$

$$X_1 = 0.73 \Omega$$

$$X_2 = 0.195 \Omega$$

$$X_m = 20.0 \Omega$$

$$\eta = 1.937$$

$$E_{es} = 120 V$$

$$E_{r.\eta} = 144 \text{ V}$$

$$I_{r.\eta} = 20 \text{ A}$$

$$I_{es.\eta} = 10.3 \text{ A}$$

$$I_{es.v} = 9 \text{ A}$$

Como el problema consiste en elegir una característica mecánica del motor que asegure el frenado rápido, por lo que se debe determinar la resistencia adicional en el estator para limitar la corriente de excitación hasta la requerida.

Para obtener un torque del motor máximo del orden del doble del nominal se necesita conforme a las curvas de las características mecánicas universales de frenado dinámico para motores asíncronos con rotor bobinado mostrada en la Fig.25D, una corriente de excitación triple trifásica respecto a la de la marcha en vacío, es decir, la corriente de excitación debe ser:

$$I_{ex} = 3 \times I_{es.v} = 3 \times 9 = 27 \text{ A}$$

La impedancia del circuito de excitación es

$$R = \frac{U_m}{I_{EX}} = \frac{200}{27} = 7.407 \Omega$$

Esta resistencia consta de la resistencia equivalente de las tres fases del estator con la

resistencia adicional exterior de frenado dinámico
 R_{FD} .

$$R_{eq-es} = R_1 + \frac{R_1}{2} = \frac{3R_1}{2} = \frac{3 \times 0.75}{2}$$

$$R_{eq-es} = 1.125 \Omega$$

La resistencia adicional R_{FD} buscada del
 circuito de excitación resulta:

$$R_{FD} = R - R_{eq-es} = 7.407 - 1.125 \Omega = 6.282 \Omega$$

$$P_{FD} = I_{EX}^2 \cdot R_{FD} = (27)^2 \times 6.282 = 4579.6 W$$

Normalizando:

$$R_{FD} = 6.3 \Omega - 5 kW$$

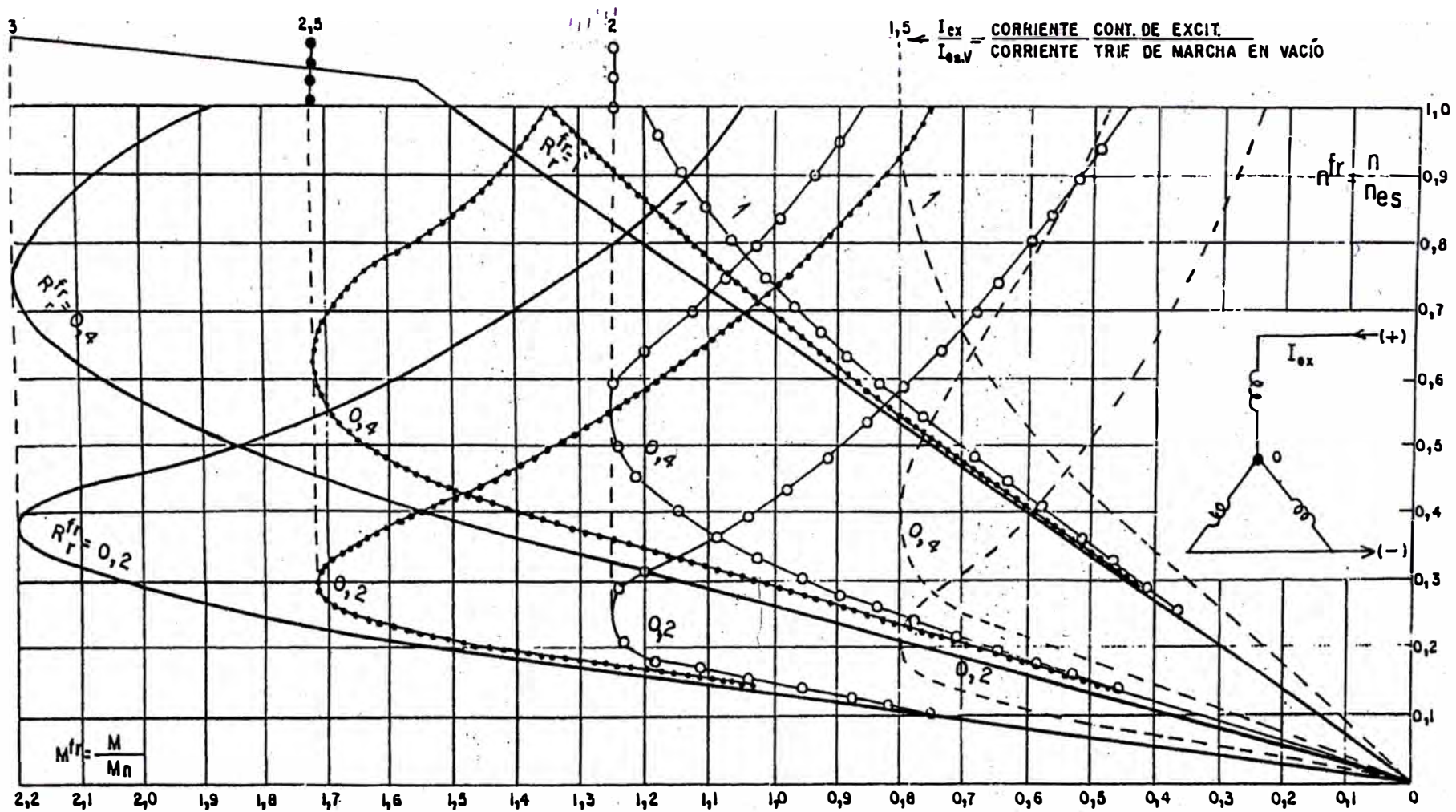


FIGURA nº 25D: CARACTERISTICAS MECANICAS UNIVERSALES DE FRENADO DINAMICO PARA MOTORES ASINCRONICOS CON ROTOR BOBINADO (LAS CIFRAS 0,2; 0,4; 1 EN LAS CURVAS SIGNIFICAN LAS IMPEDANCIAS DE LA LINEA DEL ROTOR EN FRACCIONES DE LA NOMINAL ES DECIR, $N_r n$).

CAPÍTULO III
CARACTERÍSTICAS DE PERFORMANCE.

3.1. Para el régimen de torque constante.

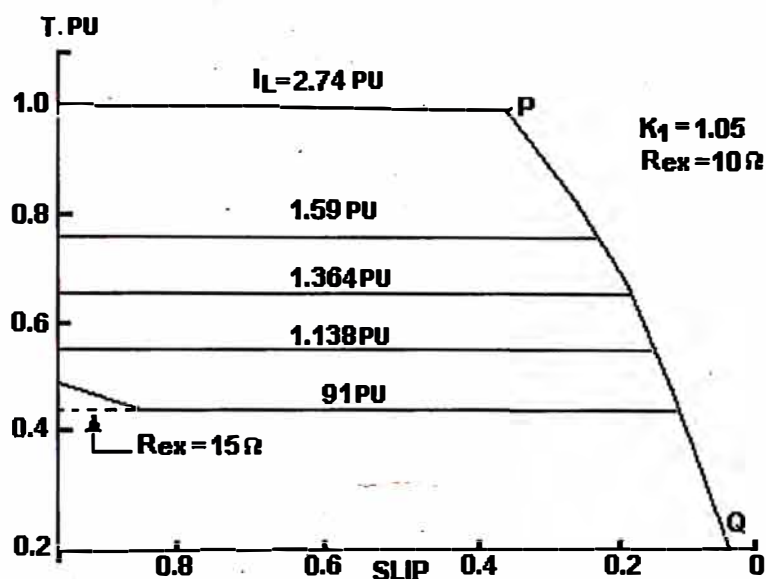


Fig.26 Característica torque-deslizamiento, basado en el modelo circuital de corriente continua

La característica de torque-velocidad usando el modelo del circuito de corriente continua de la Fig.2C es mostrado en la Fig.26 para diferentes valores, de la corriente inferior límite. La razón de la corriente superior a la inferior límite es tomada como 1.05. Los parámetros de la máquina y otros datos necesarios son proveídos en el Anexo A.

El torque es de un valor constante para un amplio rango de velocidad. Esto es debido al hecho de que el valor medio de la corriente rectificadora, I_{DC} , es esencialmente constante sobre un amplio rango de velocidad, si los límites de corriente están cerca uno al otro. La curva PQ (FIG.26) corresponde al torque desarrollado por velocidades mas altas que la velocidad crítica y esta dada por:

$$T = V_{do} \cdot I_{sh} - [3(X'_1 + X'_2) + 2(R'_1)] I_{sh}^2$$

Donde:

$$I_{sh} = \frac{V_{dc}}{S \left[2R'_1 + \frac{3(X'_1 + X'_2)}{\pi} \right] + 2R_2 + R_F}$$

Por lo que se puede apreciar que para velocidades altas el torque es independiente de la resistencia R_{EX} .

La Fig.27 muestra la característica torque-deslizamiento basado sobre el modelo del circuito de corriente alterna.

La naturaleza del torque constante de este esquema es también predecida del modelo del circuito AC. Cuando la pérdida de armónicos es considerada, el torque desarrollado es ligeramente reducido al del caso donde las pérdidas de armónicos son ignorados.

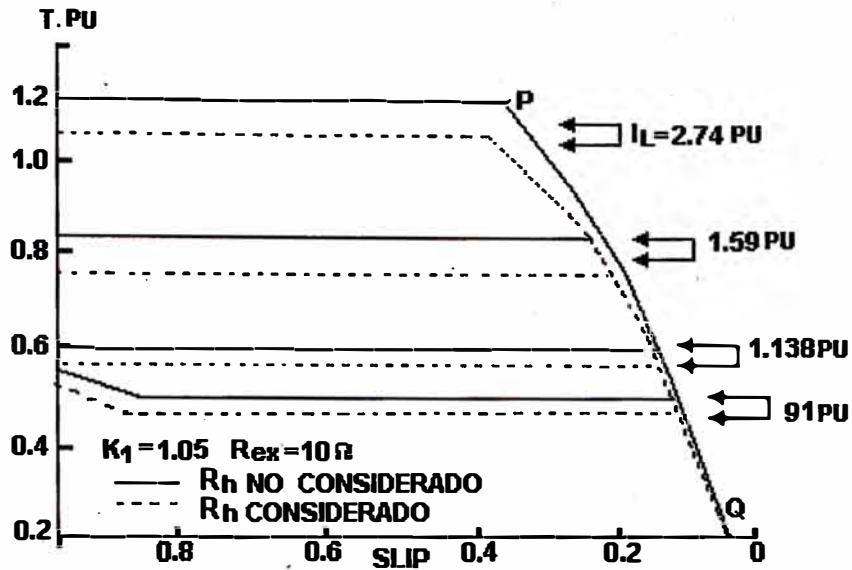


Fig. 27 Característica torque-deslizamiento, basado en el modelo circuital de corriente alterna

En la Fig. 28 se muestra un conjunto de curvas torque-deslizamiento en la cual la curva obtenida simuladamente por la unidad de control fijada para mantener constante la corriente rectificadora del rotor a 15.4 Amperio y con $K_1=1.05$ y $R_{EX}=10 \Omega$ se mantiene constante el torque a un valor de 10.8 N.m. y comparada con los diferentes modelos de circuitos teóricos.

La discrepancia entre los resultados simulados y los teóricamente calculados son menores que el 10%. Entonces ambos modelos de circuitos ac y dc dan predicciones satisfactorias de la característica

torque deslizamiento de este esquema de control de corriente.

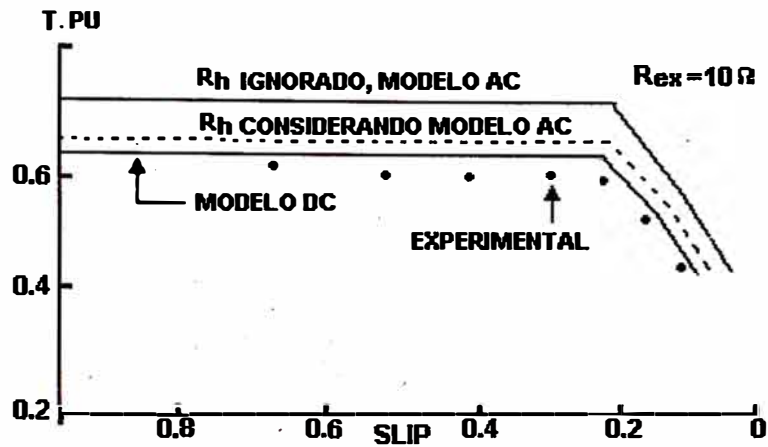


Fig.28 Comparación de curvas torque-deslizamiento, del modelo estudiado y el experimental

Cuando otra característica de performance tal como la corriente de entrada, factor de potencia, y eficiencia son de interés, entonces el modelo de circuitos ac será usado porque estas pueden ser evaluadas Con el cálculo del torque. Un conjunto de estas características de performance se muestra en la Fig.29. Un alto factor de potencia y baja corriente estática sobre un amplio rango de velocidades son alcanzadas en este esquema de control.

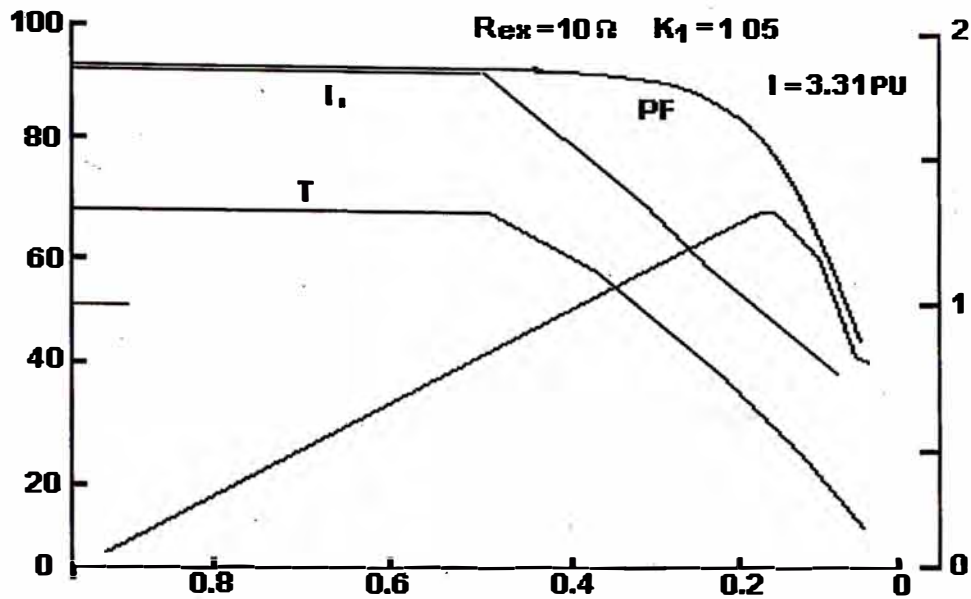


Fig.29 Característica de performance usando el modelo del circuito AC considerando R_h

3.2. Para el freno dinámico DC óptimo

El torque - velocidad del freno dinámico DC medido y calculado y, las características de corriente - velocidad bajo condiciones óptimas para $I_{EX} = 27$ A está mostrado en la Fig.30. Estas figuras muestran que el esquema propuesto permite la realización de condiciones óptimas muy exactamente.

La gran ventaja con el control óptimo es que incrementa el torque de frenado en todas las velocidades sobre la velocidad crítica. Además, esto no reduce mas abajo el torque de la velocidad crítica.

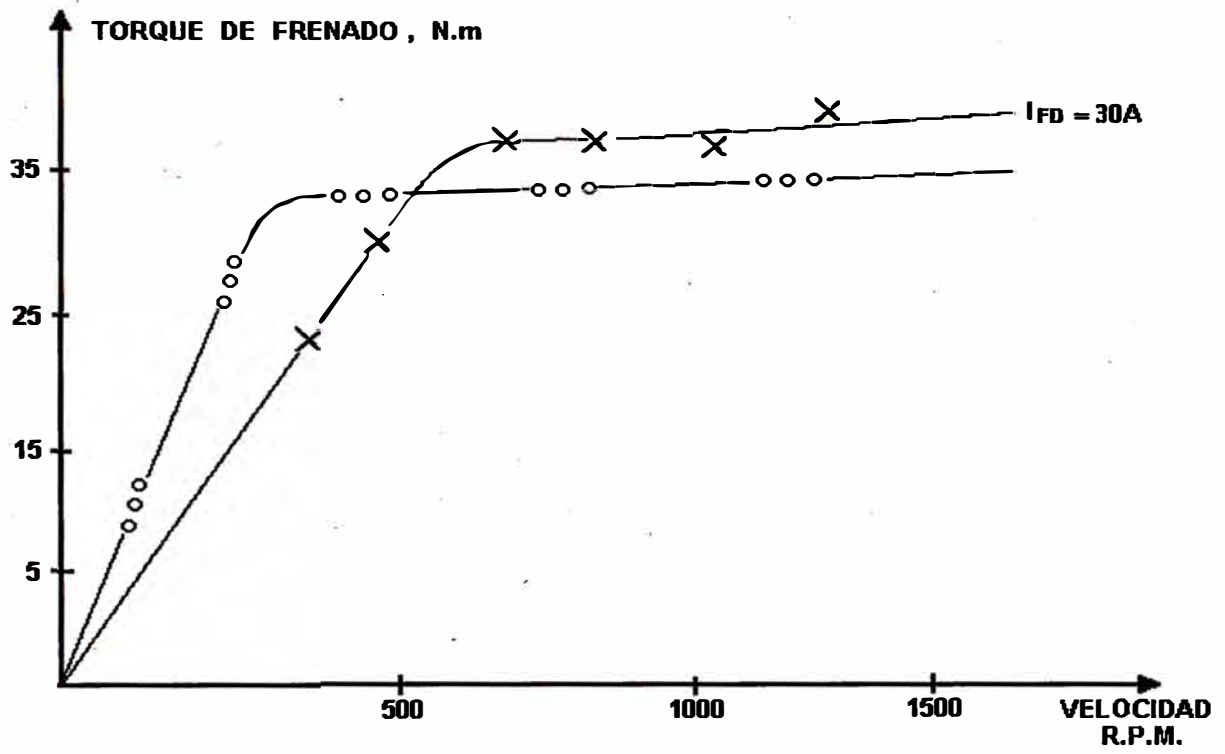


Fig.30: Torque vs. velocidad del frenado dinámico DC optimo.

CAPÍTULO IV RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

La simulación del circuito de control diseñado para operar a régimen de torque constante con frenado dinámico DC para motores de inducción trifásico de rotor bobinado, la cual se ha realizado mediante la construcción de bloques requeridos por el sistema diseñado, basado en el programa aplicativo simulink incorporado al software Matlab ver 6.0, lográndose resultados satisfactorios que predicen el buen rendimiento del sistema a controlar.

4.1 Diagrama de tiempo de la I_{dc}

En la Fig.31 se muestra la relación Corriente vs tiempo de la corriente del rotor bobinado del motor de inducción trifásico simulado.

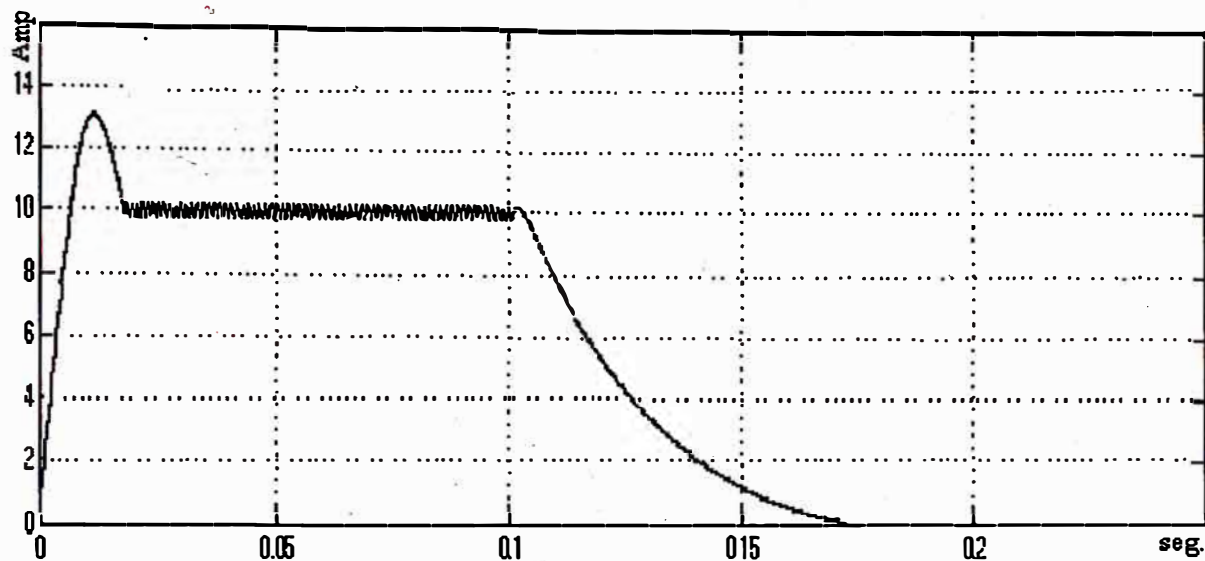


Fig.31 Corriente I_{dc} controlada vs tiempo

4.2 Diagrama de tiempo del torque

En la Fig.32 se muestra la relación torque vs tiempo, correspondiente al torque mecánico del eje del rotor bobinado del motor de inducción trifásico para operar desde el control a régimen de torque constante hasta el proceso de frenado dinámico DC.

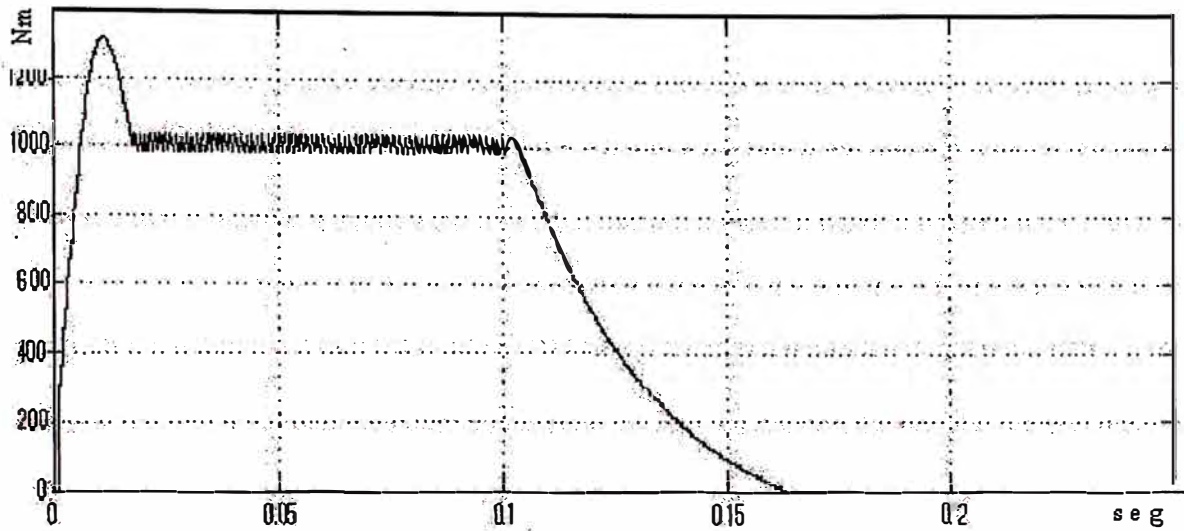


Fig. 32 Torque vs tiempo

Fig.32 torque vs tiempo

4.3 Diagrama de tiempo de la velocidad angular

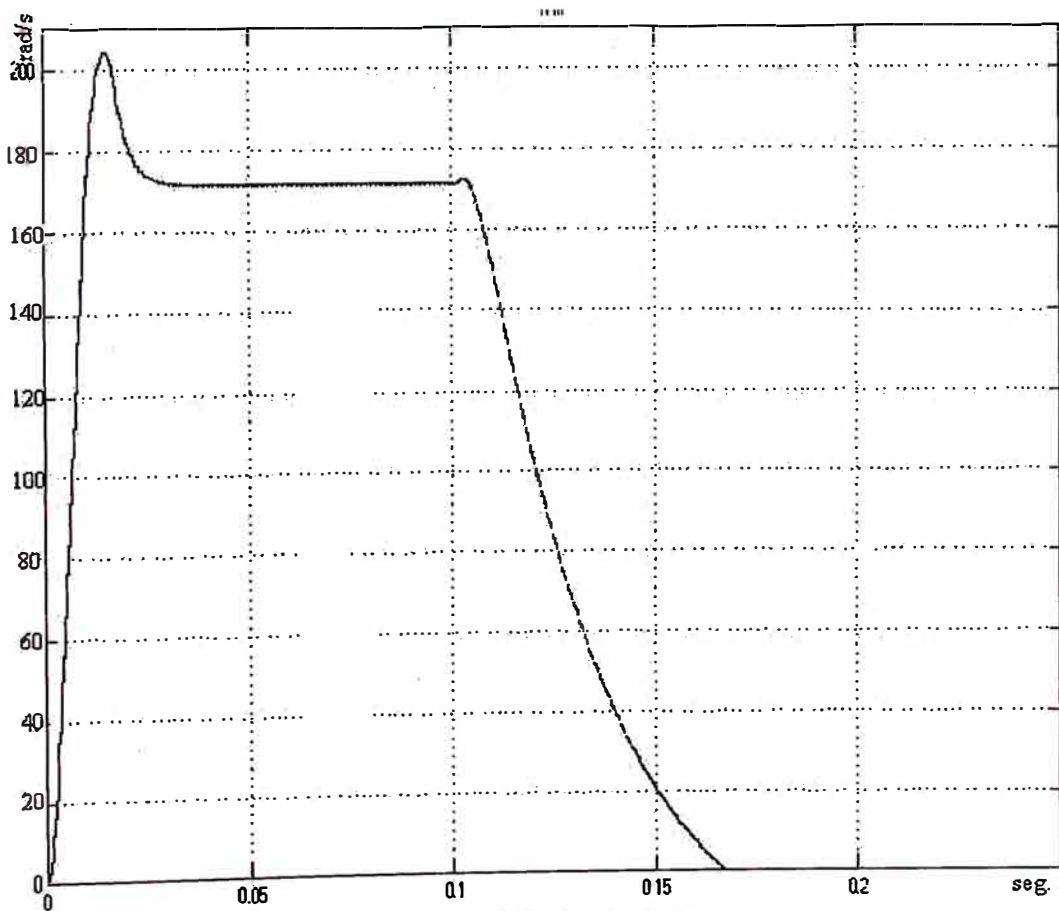


Fig. 33 Velocidad angular vs tiempo

En la Fig.33 se muestra la relación velocidad angular vs. tiempo de la velocidad de rotación del motor de inducción trifásico (3240 W) simulado, usando el método de control a régimen de operación de torque constante y con frenado dinámico DC en el parado del motor.

CONCLUSIONES

1. La realización del control a torque constante con freno dinámico DC es plenamente factible tal como se puede apreciar de las vistas mostradas en las Fig.31, Fig.32 y Fig.33. Esto asegura la posibilidad de regular y controlar la velocidad de los motores de inducción, por medio de ajustar electrónicamente la resistencia externa al circuito del rotor R_{EX} .
2. La frecuencia del rizado de corriente a controlar opera a una frecuencia de 300 Hz y con un ciclo de trabajo de 0.275 ($\alpha=0.275$) para una corriente $I_{DC} = 25$ A.
3. El circuito de control es desarrollado íntegramente en su parte modular por circuitos integrados. Con esta técnica se consigue minimizar los circuitos y los costos. Un ejemplo de esto es el uso del amplificador de aislamiento, para amplificar la corriente sensada y ser comparada por el disparador

Schmitt el cual por medio de su lógica combinacional y secuencial deciden el disparo de los tiristores del chopper para controlar el valor efectivo de la resistencia externa R_{EX} del rotor.

4. El torque es indirectamente controlado a través de la corriente rectificadora (IDC) del rotor bobinado del motor de inducción trifásico y permanece constante sobre un amplio rango de velocidad. Este esquema de control da como resultado una baja corriente estática y un alto factor de potencia en la entrada.
5. El nuevo método para freno dinámico de corriente continua resulta extremadamente rápido y elimina la necesidad de una fuente de corriente continua en forma separada.
6. Los modelos circuitales son útiles para elaborar predicciones de las características de rendimiento del sistema. Las predicciones teóricas son confirmadas por resultados simulados.

ANEXO A
NOMENCLATURA EMPLEADA

α .- Cociente de t_{on} a T_{ch} .

E_1 .- Voltaje eficaz de fuente por fase.

E'_1 .- Voltaje de fuente por fase referido al rotor.

E_0 (I_{DC}).- Voltaje amplificado del sensado de I_{DC} .

E_U .- Voltaje de referencia del límite superior.

E_L .- Voltaje de referencia del límite inferior.

I_2 .- Corriente del rotor eficaz.

I_{21} .- Valor eficaz de la corriente fundamental del rotor.

I_{dc} .- Corriente rectificadora promedio.

I_L .- Corriente de referencia del límite inferior.

I_U .- Corriente de referencia del límite superior.

I_{op} .- Corriente rectificadora del estado estacionario donde el chopper es apagado todo el tiempo.

I_{sh} .- Corriente rectificadora del estado estacionario donde el chopper es encendido todo el tiempo.

i_{on} .- Corriente rectificadora en modo de encendido.

i_{off} .- Corriente rectificadora en modo apagado.

L_f .- Inductancia suavizante.

η .- Cociente del número de vueltas del estator a rotor.

P_{CU} .- Pérdidas del chopper en el rotor.

P_{mech} .- Potencia mecánica.

R_1 .- Resistencia del estator.

R_2 .- Resistencia del rotor.

R'_1 .- Resistencia del estator referida al rotor.

R'_2 .- Resistencia del rotor referida al estator.

R_f .- Resistencia de la inductancia suavizante.

R'_r .- Resistencia efectiva del rotor referida al estator.

R_{ex} .- Resistencia externa.

R^* .- Resistencia ficticia de la resistencia externa controlada por el chopper.

$$R_m(s) = \left[2R'_1 + \frac{3(X'_1 + X_2)}{\pi} \right] s + R_2$$

R'_h .- Resistencia armónica referida al estator.

S .- Deslizamiento.

SE_2 .- Voltaje del rotor inducido en el deslizamiento

S

T .- Torque desarrollado.

T_{ch} .- Período del chopper.

t_{on} .- Intervalo del tiempo de encendido.

t_{off} .- Intervalo del tiempo de apagado.

$$\tau_{on} = \frac{L_f}{R_m(s) + R_f}$$

$$\tau_{off} = \frac{L_f}{R_m(s) + R_f + R_{EX}}$$

$$V_{dc} = \frac{S(3)\sqrt{6E_1}}{\pi}$$

X_1 .- Reactancia del estator en frecuencia de fuente.

X_2 .- Reactancia del rotor en frecuencia de fuente.

X_m .- Reactancia del estator magnetizante.

X'_1 .- Reactancia del estator referida al rotor en frecuencia de fuente.

X'_2 .- Reactancia del rotor referida al estator en frecuencia de fuente.

P.U.- Unidad porcentual.

ANEXO B
PARÁMETROS DEL MOTOR Y VALORES BASES

B1: PARÁMETROS DEL MOTOR

<u>CUALIDAD</u>	<u>MAGNITUD</u>
R_1	0.75 Ω
R_2	0.36 Ω
X_1	0.73 Ω
X_2	0.195 Ω
X_m	20.0 Ω
η	1.937

B2: VALORES BASE

<u>VALOR BASE</u>	<u>MAGNITUD</u>
VOLTAJE BASE	120 V
CORRIENTE BASE	9 A
VELOCIDAD BASE	188.5 r/s
IMPEDANCIA BASE	13.33 Ω
POTENCIA BASE	3240 W
TORQUE BASE	17.189 N.m.

ANEXO C
CARACTERÍSTICAS DEL SCR C40E

C40

**Fast Turn-off Type
Medium Current
Silicon Controlled Rectifier
35 Amps RMS Max.
12 μ sec Turn-off Time
Outline Drawing No. 5**



FEATURES:

- Specially designed for inverter, pulse modulator, chopper, cycloconverter, and other high frequency applications.
- Insured turn-off time† of less than 12 μ sec.
- Same top features of General Electric's famous C35 line.
- Wide Voltage Range—Up to 500V.

† Turn-off time is defined as the time interval required for the silicon controlled rectifier to regain its forward blocking state after forward current conduction. This time is measured from the point where the forward current reaches zero to the time of reapplication of forward voltage. For additional information refer to Chapter 5.

Type	Minimum Forward Breakover Voltage $V_{(BR)FX}^*$ $T_J = -65^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	Repetitive Peak Reverse Voltage $V_{ROM}(\text{rep})^*$ $T_J = -65^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	Non-repetitive Peak Reverse Voltage (<5.0 Millisec.) $V_{ROY}(\text{non-rep})^*$ $T_J = -65^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$
C40U	25 Volts	25 Volts	35 Volts
C40F	50 Volts	50 Volts	75 Volts
C40A	100 Volts	100 Volts	150 Volts
C40G	150 Volts	150 Volts	225 Volts
C40B	200 Volts	200 Volts	300 Volts
C40H	250 Volts	250 Volts	350 Volts
C40C	300 Volts	300 Volts	400 Volts
C40D	400 Volts	400 Volts	500 Volts
C40E	500 Volts	500 Volts	600 Volts

* Values apply for zero or negative gate voltage only. Maximum case to ambient thermal resistance for which maximum $V_{ROM}(\text{rep})$ ratings apply equals 11°C/watt.

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

All maximum allowable ratings for C35 SCR apply with the following addition:

Peak Reverse Recovery Current ($I_R(\text{recovery})$) 20 amperes

CHARACTERISTICS

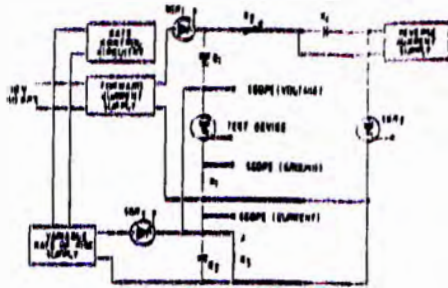
All characteristics for C35 SCR's apply with the following addition:

Test	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
Circuit-commutated Turn-off Time	t_{off}	8	12	μ sec	(Refer to Chart 1.) Peak forward current, on-state (I_{FM}) = 10 A.† Peak reverse recovery current ($I_R(\text{recovery})$) = 10 A. Peak reverse voltage (V_{RXM}) = rated voltage Reverse voltage (V_{RX}) = 10 V.‡ Switching (repetition rate) = 60 pps Rate of rise of re-applied forward blocking voltage (dv/dt) = 20 V/ μ sec Peak forward blocking voltage (V_{FXM}) = rated voltage Duty Cycle (percent on-time) = .5% Junction temperature = +125°C

† When an SCR is switched into a high anode current, localized junction heating occurs. For reliable operation, the rate of rise of the anode current should be minimized. For further information, consult Application Note 200.28 entitled "The Rating of SCR's When Switching Into High Currents."

‡ Increasing the magnitude of reverse voltage immediately prior to the reapplication of forward blocking voltage decreases circuit-commutated turn-off time.

SIMPLIFIED CIRCUIT-COMMUTATED TURN-OFF TIME TEST CIRCUIT



R_1 = Non-Inductive Current Viewing Resistor

R_2 = Reverse Current Adjusting Resistor

D_1 = Rectifier Diode selected for Reverse Recovery Time longer than Reverse Recovery Time of test device, but shorter than Turn-off Time of test device.

SCR Triggering Sequence

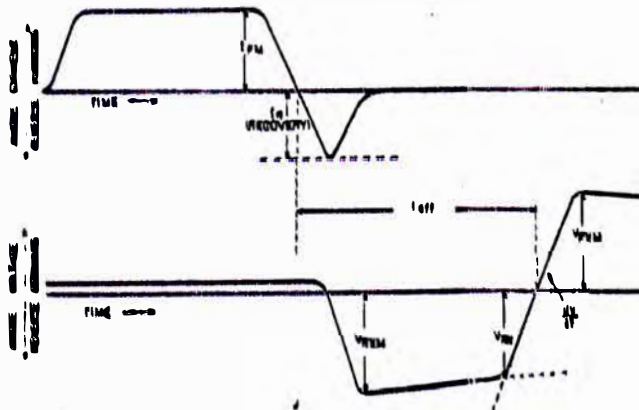
At $t = 0$, Test Device and SCR₁

At $t = 50 \mu\text{sec}$, SCR₂

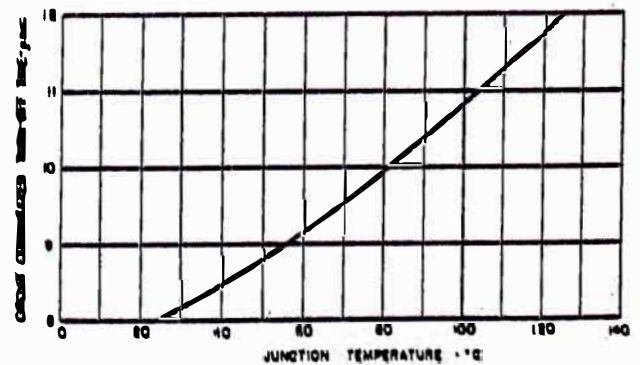
At $t \geq 50 \mu\text{sec}$, SCR₃

This circuit may be used to determine the circuit-commutated turn-off time of the test SCR. It operates in the following manner:

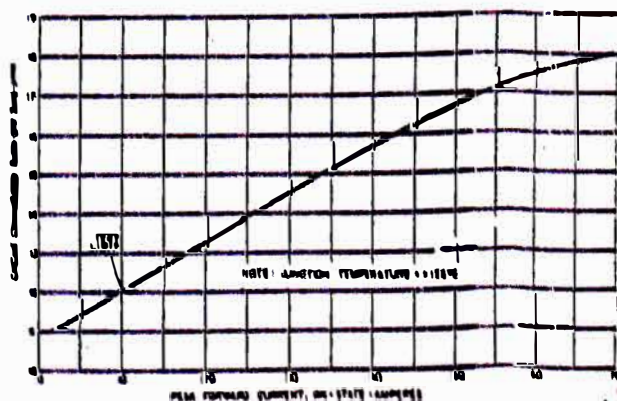
A specified (see Test Conditions, page 1) forward conduction current is passed through the device for a short period of time. The anode circuit is then driven negative, causing reverse current to flow. After sufficient stored charge has recombined or has been swept out of the base regions, the anode to cathode potential will begin to go negative with a corresponding decrease in reverse current. Forward voltage is then applied to the anode of the device and the device has fully recovered when it regains its ability to block the re-applied forward voltage at a specified rate of voltage rise. For further information, see Application Note 200.15 entitled, "Turn-Off Time Characterization and Measurement of Silicon Controlled Rectifiers."



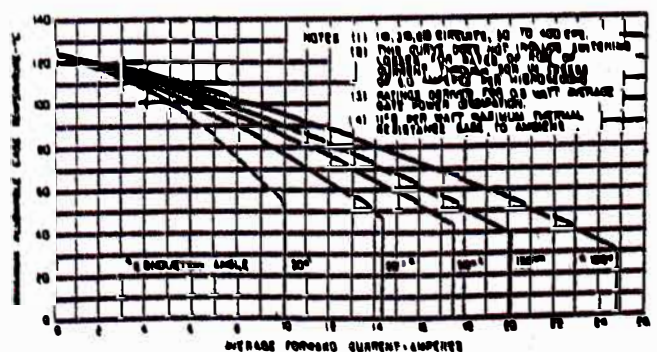
1. Circuit-Commutated Turn-Off Time Waveforms



2. Maximum Circuit-Commutated Turn-Off Time vs. Peak Forward Current-On-State



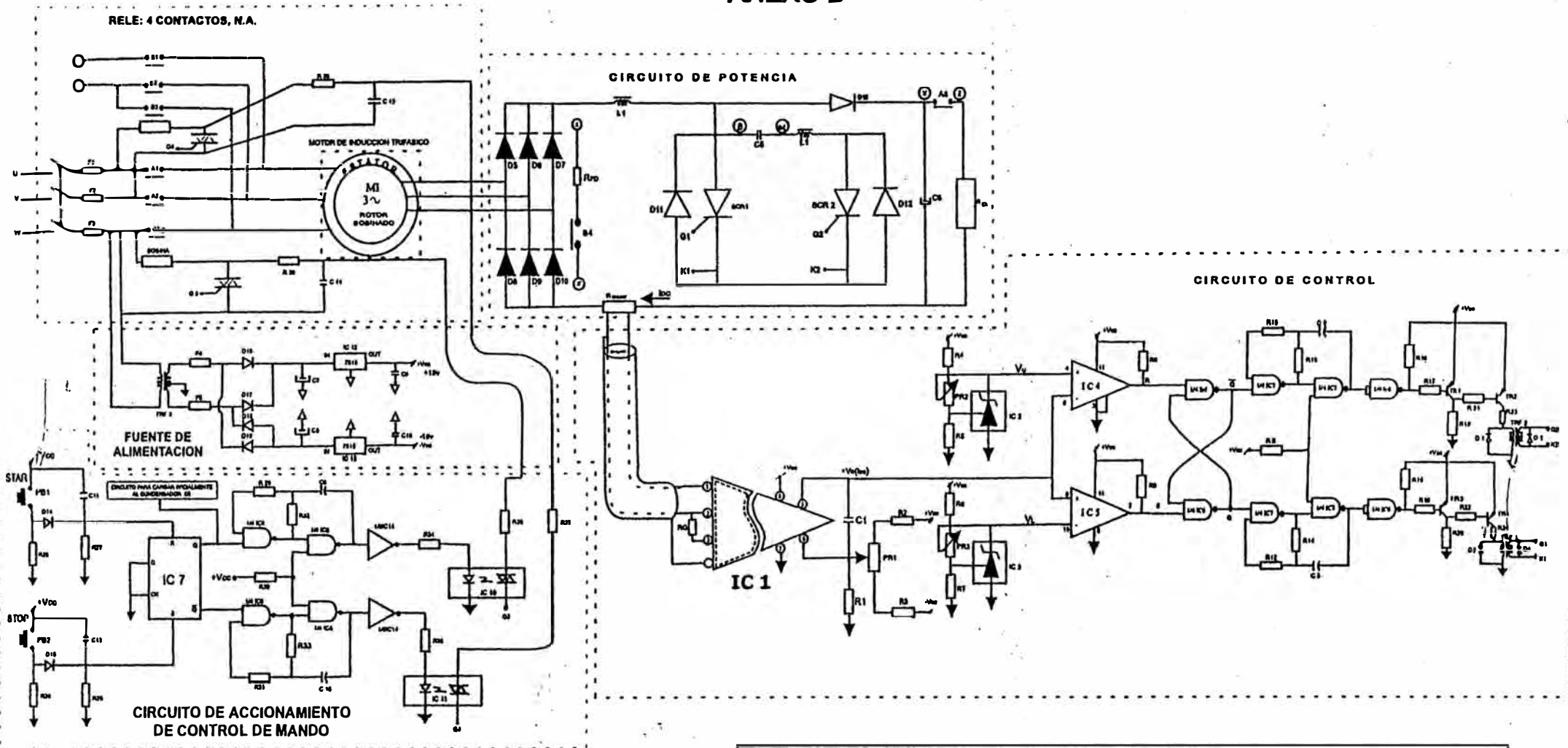
3. Maximum Circuit-Commutated Turn-Off Time vs. Junction Temperature



4. Maximum Allowable Case Temperature For Rectangular Current Waveform

ANEXO D
DIAGRAMA CIRCUITAL DEL PROYECTO

ANEXO D



PLANO DEL DIAGRAMA CIRCUITAL DEL PROYECTO DE TESIS:
 "DISEÑO DE UN CONTROL EN RÉGIMEN DE OPERACIÓN
 A TORQUE Y CONSTANTE CON FRENADO DINÁMICO D.C.
 PARA MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO"

ANEXO E
DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA SIMULACION

ANEXO E

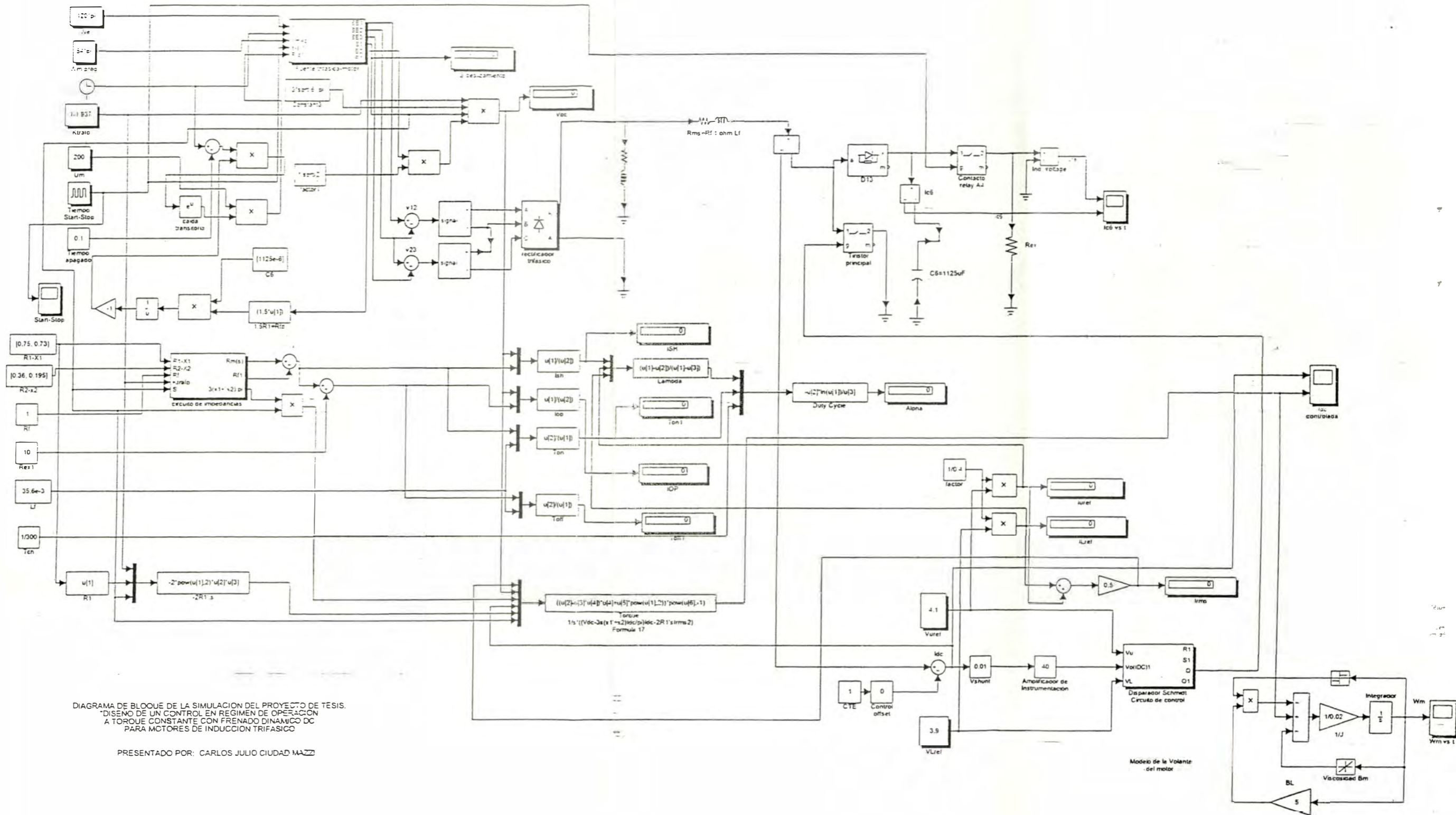


DIAGRAMA DE BLOQUE DE LA SIMULACION DEL PROYECTO DE TESIS.
 "DISEÑO DE UN CONTROL EN REGIMEN DE OPERACION
 A TORQUE CONSTANTE CON FRENADO DINAMICO DC
 PARA MOTORES DE INDUCCION TRIFASICO"

PRESENTADO POR: CARLOS JULIO CIUDAD MAZZI

BIBLIOGRAFÍA

1. J.M.D Murphy, Thyristor control of ac motors, New York: Pergamon, 1973.
2. General Electric SCR Manual, 5 th ed., General Electric Co. 1972.
3. Paresh C. Send and K.H.J. Ma, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-14, No. 5, September/October 1978, pp 408-414.
4. P.R. Joshi and G.K. Dubey, "Optimum dc dynamic braking control of an induction motor using thyristor chopper controlled resistance", IEEE Trans. Ind. Electron Contr. Instrum., Vol. IECI-21, No. 2, pp. 60-65, May 1974.
5. P.C. Send and K.H.J. Ma, "Rotor Chopper Control for induction motor drive: TRC straegy", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-11, N° 1, Jan./Feb. 1975, pp. 43-49.
6. Analog Devices Manual, 1980.
7. Electrónica y automática industriales, serie: Mundo electrónico, por varios autores, bajo la coordinación de José Mompin Poblet.
8. Electrónica Industrial y servomecanismos, autor: Antonio Pizziola, ediciones Don Bosco.

9. Silicon Controlled Rectifiers de la International Rectifiers.
10. SCR Designers Handbook, Westinghouse.
11. Semiconductor power circuits handbook, motorola.
12. Circuitos Electrónicos Digitales, Schnadower.
13. Electrónica Industrial: Técnicas digitales. Autores: Fernando Aldana, Rafael Esparza y Pedro Martínez.
14. Circuitos Electrónicos Avanzados. Autores: PH. D. Ulrich Tietze, PH. D Christoph Schenk y con la colaboración del PH.D Eberhard Schmid.
15. Accionamientos Eléctricos, por M. Chiliken.
16. Análisis numérico y visualización gráfica con MATLAB. Autor: Schoichiro Nakamura. Editorial Prentice-Hall, USA.
17. Simulink and MATLAB ver 6.0. Autor: Schoichiro Nakamura. Editorial Prentice-Hall, USA.