

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

TESIS PREVIA A LA OBTENCIÓN
DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y CONTROL:

"CONTROL DE VELOCIDAD DE UN
MOTOR TRIFÁSICO ASÍNCRONO
CON CONVERTOR CASCADA EN EL
ROTOR".

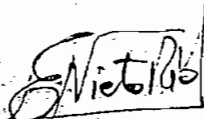
MARIO EUGENIO EGAS ESCOBAR

NOVIEMBRE 1991

C E R T I F I C A D O

Certifico que el presente trabajo ha
sido realizado en su totalidad por
el Sr. Mario Eugenio Egas Escobar

Atentamente,



Ing. Edwin Nieto Ríos

DIRECTOR DE TESIS

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

Agradezco al Ing. Edwin Nieto por el sacrificio, la dedicación y paciencia con que ha dirigido este trabajo de Tesis.

Atentamente,

Mario Egas Escobar

DEDICATORIA

Este trabajo lo dedico con mucho cariño a mis padres, por el sacrificio y esfuerzo entregados durante largos años para mi educación, y a mi esposa Myriam por el gran apoyo que me dió para culminar esta etapa de mi vida.

INTRODUCCION

El trabajo que se tiene a continuación, es fruto del estudio realizado durante un tiempo de más de dos años, en los cuales, tanto la parte práctica como la teórica fueron elaboradas cuidadosamente.

El equipo diseñado, fue presentado en la primera Feria-Exposición de Prototipos de la Escuela Politécnica Nacional en el año de 1988, y en la Casa Abierta de la Facultad de Eléctrica del mismo año. Durante las demostraciones, el equipo funcionó adecuadamente, y fue muy ilustrativo para los estudiantes y profesionales que lo observaron.

Los resultados que se obtuvieron en las demostraciones fueron muy positivos porque coincidían con la parte teórica, y porque demostraban la gran posibilidad de utilizar a este equipo en alguna aplicación industrial.

En el Capítulo I se estudia de manera general los controles de velocidad de las máquinas de corriente alterna, con el fin de recordar al lector los diferentes métodos que existen para el accionamiento de máquinas de alterna, especialmente en el caso de motores.

En el capítulo II, se presenta un estudio bastante profundo de los convertidores de corriente continua, el mismo que fue hecho para suplir la deficiencia de información adecuada con respecto al efecto de la impedancia de la fuente en la conmutación de los semiconductores, y sobre el voltaje rectificado .

En el Capítulo III se hace primero una recordación de las principales fórmulas que se utilizan para modelar las máquinas asincrónicas, y luego se utilizan las fórmulas obtenidas en el Capítulo II, para modelar el control de velocidad de un motor trifásico asincrónico con convertidor cascada en el rotor, con un circuito de corriente continua, que es muy sencillo de analizar.

En el Capítulo IV, se diseña el control de velocidad, que permite mejorar el comportamiento dinámico del motor asincrónico acoplado al convertidor cascada en el rotor, mediante un análisis lineal, que facilita el diseño y arroja resultados bastante aproximados, los mismos que se describen en el Capítulo V.

En el Capítulo V se presentan los detalles constructivos del equipo diseñado en los capítulos anteriores, y los resultados de las pruebas realizadas con el equipo.

INDICE

	pág.
CAPITULO I.- GENERALIDADES	1
1.1 DESCRIPCION GENERAL DE LOS TIPOS DE CONTROL DE VELOCIDAD PARA MAQUINAS DE CORRIENTE ALTERNA	2
1.1.1 Control de velocidad mediante cambio del número de polos de la máquina.	4
1.1.2 Control de velocidad mediante variación de la frecuencia de alimentación.	5
1.1.3 Control de velocidad mediante variación del voltaje de alimentación.	8
1.1.4 Control de velocidad mediante variación de la resistencia del rotor	9
1.1.5 Control del deslizamiento	10
1.2 DIAGRAMA DEBLOQUES DEL CONTROL DE VELOCIDAD QUE UTILIZA EL CONVERTOR EN CASCADA	12
1.3 DEFINICION DE CADA UNO DE LOS BLOQUES	13
1.3.1 Motor asincrónico	14
1.3.2 Convertor AC/DC	14
1.3.3 Inductancia para desvanecimiento de frecuencias armónicas.	14
1.3.4 Inversor	15
1.3.5 Transductor de corriente	15
1.3.6 Transductor de velocidad	15
1.3.7 Control de velocidad	15

pág.

	pág.	
1.3.8	Generador de sincronismo y pulsos de disparo	16
1.3.9	Transformador Triángulo-Estrella	16
CAPITULO II.- ANALISIS DEL CONVERTOR EN CASCADA		17
2.1	TEORIA GENERAL DE LOS CONVERTORES CONMUTADOS POR LINEA TIPO PUENTE TRIFASICO	18
2.1.1	Convertor de tres pulsos con conmutación por línea	19
2.1.2	Convertor tipo puente trifasico	26
2.1.3	Corriente de línea en el convertor tipo puente	30
2.2	ESTUDIO DEL RECTIFICADOR	31
2.2.1	Efecto de la resistencia sobre la conmutación.	32
2.2.2	Efecto de la inductancia sobre la conmutación	41
2.2.3	Efecto de la impedancia resistivo-inductiva de la fuente en la conmutación.	48
2.3	ESTUDIO DEL INVERSOR CONMUTADO POR LINEA	55
2.3.1	Efecto de la inductancia de la fuente sobre el voltaje medio rectificado.	55
2.3.2	Limitación del ángulo de disparo debida a la conmutación inductiva	60
2.3.3	Distorsión del voltaje de la red	62
2.3.4	Rizado del voltaje rectificado	63
2.3.5	Circuito equivalente en DC del inversor	66
2.3.6	Discontinuidad de la corriente rectificada	66
CAPITULO III.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE POTENCIA		70
3.1	ESTUDIO GENERAL DE LA MAQUINA ASINCRONICA	71
3.1.1	Modelo matemático en a.c de la máquina asincrónica	71
3.1.2	La máquina asincrónica acoplada al Convertor en Cascada.	77

Indice

	pág.
3.2 DIMENSIONAMIENTO DEL RECTIFICADOR	81
3.2.1 Cálculo de la bobina para desvanecimiento de armónicas en la corriente.	81
3.2.2 Cálculo de las corrientes que soportan los diodos y SCR's.	84
3.2.3 Cálculo de los voltajes de pico inverso de los diodos.	87
3.2.4 Cálculo de los disipadores para los diodos	89
3.3 DIMENSIONAMIENTO DEL INVERSOR	90
3.3.1 Dimensionamiento del transformador que alimenta al inversor.	91
3.3.2 Dimensionamiento de los SCR's que componen el inversor.	97
3.4 PROTECCIONES	100
3.4.1 Fusibles del Conversor en Cascada	100
3.4.2 Protección del motor	102
3.4.3 Dimensionamiento de las redes supresoras para los SCR's del inversor, y diodos del rectificador.	103
3.4.4 Diseño de la protección de bajo voltaje y falla de fase.	107
CAPITULO IV.- DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL Y DE DISPARO	110
4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE CONTROL	111
4.1.1 Obtención de la función de transferencia: Corriente I_a / Angulo de disparo α .	115
4.1.2 Obtención de la función de transferencia: Torque mecánico T_r / Corriente I_a .	119
4.1.3 Obtención de la función de transferencia: Velocidad del rotor w_r / Torque del rotor T_r .	121

	pág.	
4.1.4	Obtención de la función de transferencia: Angulo de disparo α / Voltaje de control V_c .	123
4.2	DISEÑO DE LAS PARTES CONSTITUTIVAS DEL CIRCUITO DE CONTROL	124
4.2.1	Diseño del circuito de medición de corriente	125
4.2.2	Diseño del circuito de control de corriente.	128
4.2.3	Diseño del circuito de medición de velocidad.	135
4.2.4	Diseño del circuito controlador de velocidad.	137
4.3	DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO	142
4.3.1	Diseño del circuito de sincronización con la línea trifásica.	142
4.3.2	Diseño del circuito generador de rampas y pulsos de disparo de los SCR's.	145
4.3.3	Diseño del circuito amplificador de pulsos.	148
CAPITULO V.- CONSTRUCCION Y PRUEBAS		151
5.1	DETALLES CONSTRUCTIVOS	151
5.1.1	Construcción de los elementos electromagnéticos	152
5.1.2	Construcción de las placas electrónicas de los circuitos de fuerza y control	157
5.1.3	Interconexión de las placas electrónicas y elementos electromagnéticos.	160
5.1.4	Armado final y construcción de los paneles del armario.	161
5.2	PRUEBAS DEL COMPORTAMIENTO ESTATICO	166
5.2.1	Pruebas de velocidad variable	167
5.2.2	Mediciones de potencia realizadas con el equipo	168
5.2.3	Formas de onda de parámetros importantes.	181

Indice

	pág.
5.3 PRUEBAS DEL COMPORTAMIENTO DINAMICO	185
5.3.1 Respuesta de velocidad ante variación brusca de la velocidad deseada.	186
5.3.2 Respuesta de corriente Id en estado transitorio ante variación de la velocidad deseada.	188
5.3.3 Respuesta de velocidad ante variación brusca de carga.	189
CONCLUSIONES	192
A.1 DISEÑO DE UNA INDUCTANCIA CON NUCLEO DE ENTREHIERRO DOMINANTE	
A.2 ECUACIONES PRINCIPALES DE LA MAQUINA ASINCRONICA EN ESTADO ESTABLE	
A.3 DETERMINACION EXPERIMENTAL DE LOS PARAMETROS DE LA MAQUINA ASINCRONICA	
A.3.1 Prueba con el rotor desconectado	
A.3.2 Prueba con rotor bloqueado	
A.3.3 Prueba con carga nominal	
A.3.4 Prueba de frenado con carga.	
A.4 MANUAL DE FUNCIONAMIENTO	
BIBLIOGRAFIA	
GLOSARIO	

CAPITULO I

GENERALIDADES

Con el progreso de la tecnología de los dispositivos semiconductores de potencia, en estos días es posible manejar voltajes y corrientes elevados, hasta de 4.000(V) y 2.000(A) respectivamente, con velocidades de conmutación que permiten utilizar dichos dispositivos a frecuencias de cientos y hasta miles de hertzios. (Referencia B.14)

Como resultado de estos avances, las técnicas tradicionales de conversión de energía están siendo desplazadas por técnicas que utilizan semiconductores de potencia. Uno de los elementos más utilizados para la conversión de energía es el rectificador controlado de silicio (SCR), principalmente por su gran rendimiento.

Los controles y reguladores de velocidad de las máquinas de gran potencia, se basaban anteriormente en máquinas rotativas, relés, contactores, reóstatos, y otros elementos electromecánicos. La eficiencia y precisión de estos sistemas, por su propia naturaleza, era bastante baja, y el costo de los equipos llegaba a ser muy alto en comparación con la máquina que se deseaba controlar. En la actualidad, con la versatilidad de aplicaciones y la confiabilidad de los elementos electrónicos

semiconductores, se pueden cumplir objetivos muy rigurosos y controlar máquinas de potencia elevada con mayor eficiencia y precisión. (Referencia B.19, y B.21)

La presente tesis trata del diseño de un control de velocidad para una máquina trifásica, asincrónica, con escobillas en el rotor, empleando diodos y SCR's de potencia.

El método que se utiliza para controlar la velocidad de este tipo de motor no es nuevo. Consiste en absorber parte de la potencia eléctrica disponible en el rotor utilizando un convertor de potencia con enlace de corriente continua denominado "CONVERSOR EN CASCADA".

1.1. DESCRIPCION GENERAL DE LOS TIPOS DE CONTROL DE VELOCIDAD PARA MAQUINAS DE CORRIENTE ALTERNA.

Existen dos tipos fundamentales de máquinas de corriente alterna, estos son:

- Máquinas sincrónicas; y,
- Máquinas asincrónicas

Las máquinas sincrónicas son aquellas en las cuales el rotor gira a una velocidad angular, que está relacionada exclusivamente con la frecuencia "f" y con el número de pares de polos "p" de la siguiente manera:

$$\omega_r = \omega_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} \quad (\text{ec.1.1.1})$$

En las máquinas asincrónicas en cambio, el rotor gira a una

velocidad que puede ser mayor o menor que la sincrónica " w_e ". Para el caso de funcionamiento como motor asincrónico, la velocidad del rotor, deberá ser menor que la velocidad de la máquina sincrónica.

$$w_r \leq w_e \quad (\text{ec.1.1.2})$$

La diferencia relativa de la velocidad del rotor de esta máquina con respecto a la sincrónica, es conocida como el deslizamiento " s ", y matemáticamente se expresa en la siguiente forma:

$$s = \frac{w_e - w_r}{w_e} ; \text{ ó } w_r = w_e \cdot (1-s) \quad (\text{ec.1.1.3})$$

Según la ecuación 1.1.1 a una máquina sincrónica se le puede variar su velocidad mediante dos formas:

- Por cambio del número de polos; ó,
- Por variación de la frecuencia de alimentación de la máquina.

Estas formas de variación de la velocidad se pueden utilizar también en la máquina asincrónica, y como se ve claramente en la ecuación 1.1.3, existe una dependencia lineal de la velocidad del rotor con respecto a la velocidad sincrónica. Lo que se puede observar mejor si la ecuación 1.1.3 se expresa en la siguiente forma: (Referencia B.17)

$$w_r = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} \cdot (1-s) \quad (\text{ec.1.1.4.})$$

Del análisis de la ecuación 1.1.2. se desprende que la

velocidad del rotor puede ser controlada si se logra manipular el deslizamiento, lo que constituye otra forma de controlar la velocidad de una máquina asincrónica.

A continuación se analizan los métodos de control enunciados.

1.1.1.- Control de velocidad mediante el cambio del número de polos de la máquina.

La variación del número de polos de una máquina de corriente alterna se puede lograr utilizando diversos métodos, todos los cuales implican cambios en la conexión de los bobinados. Una forma sencilla de cambiar "p", consiste en duplicar el número de polos a través de la conexión de "polos consecuentes", la misma que genera dos polos magnéticos de diferente signo en donde existía un solo polo magnético.

En las máquinas que tienen devanados accesibles para conmutar el número de polos, el rotor es casi siempre en "jaula de ardilla" pues reacciona creando el mismo número de polos que el campo inductor.

Las ventajas de este tipo de control son las siguientes:

- a) Sencillez de conexión en ciertos casos; y
- b) Se consiguen buenas características de operación.

(Ver figura 1.1.1.)

La principal desventaja de utilizar este método radica en que el cambio de velocidad obtenido es discreto. Así, si se

disponen de conexiones para 10, 8, 6, 4, y 2 polos, utilizando la ecuación 1.1.1. con una frecuencia de trabajo de 60(Hz), las velocidades de sincronismo obtenidas serían: 75,4; 94,2; 125,7; 188,5; y 376,9 (rad/s) respectivamente.

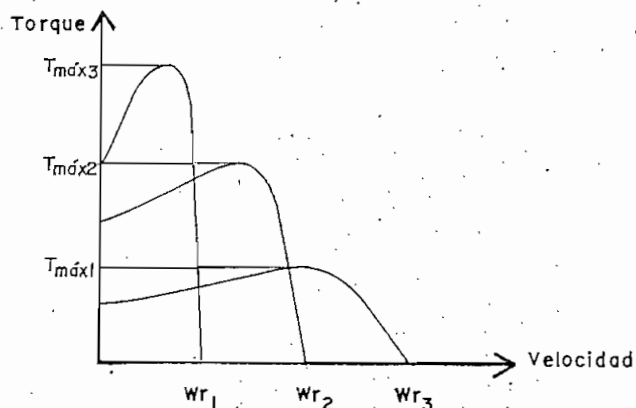


Figura 1.1.1.- Características torque-velocidad del control de velocidad por variación del número de polos.

1.1.2. Control de velocidad mediante variación de la frecuencia de alimentación.

Este método de control se utiliza cada vez más, porque existe una dependencia lineal de la velocidad rotórica con respecto a la frecuencia de alimentación (ec.1.1.4)

Con el desarrollo de los inversores estáticos con conmutación forzada se ha llegado a maniobrar motores dentro de un gran rango de velocidades y potencias. El método consiste en utilizar los convertidores estáticos para transformar la corriente alterna de la red, filtrarla, y

nuevamente convertirla en corriente alterna variable en voltaje y frecuencia, utilizando un inversor estático con conmutación forzada. (Ver figura 1.1.2.)

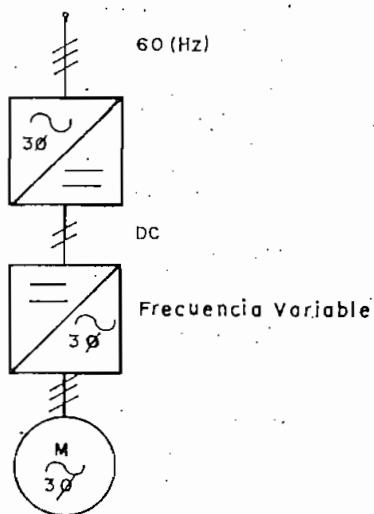


Figura 1.1.2.- Diagrama de bloques de un control de velocidad por variación de la frecuencia de alimentación.

Para aplicaciones en las que se requiere una regulación de velocidad muy precisa como ocurre en la industria textil, por ejemplo, se utilizan motores sincrónicos alimentados por medio de un inversor.

En los casos en los que se requiere regular la velocidad nominal, como ocurre en las máquinas rectificadoras de gran velocidad, o para arrastre de vehículos especiales, se emplean motores asíncronos. Para aplicaciones comunes se utilizan motores cuyo rotor es macizo y mixto de síncrono y asíncrono, porque dan buenas características de operación en el rango de 10 a 120 (Hz).

Para el funcionamiento seguro de un motor accionado "a frecuencia variable" con la máxima densidad de flujo en el entrehierro, la tensión de alimentación deberá variarse proporcionalmente a la frecuencia. Haciéndolo en esta forma, se obtiene un torque máximo constante dentro del rango de control. (Ver figura 1.1.3)

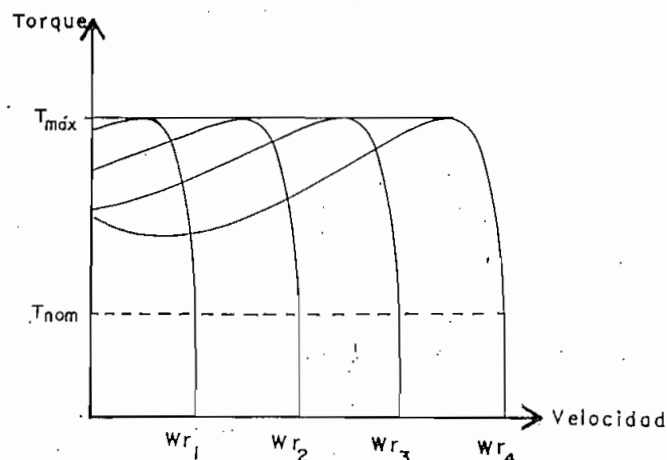


Figura 1.1.3.- Características torque velocidad de un motor asincrónico accionado a frecuencia variable con voltaje proporcional a la frecuencia.

Las ventajas de utilizar este método son:

- Evitar el uso de contactos mecánicos móviles y anillos rozantes.
- Tener excelentes características de regulación de velocidad.

En cuanto a las desventajas, la principal es el aspecto económico, ya que en muchos casos el costo del control supera el costo de la máquina controlada. (Referencia B.21)

En algunos casos se puede utilizar también una máquina asincrónica o síncrona como generador de frecuencia variable para alimentar al motor controlado.

De los métodos de control por variación de la frecuencia de alimentación, los mas eficientes son aquellos que utilizan semiconductores de potencia.

1.1.3. Control de velocidad mediante variación del voltaje de alimentación.

El torque interno desarrollado por un motor de inducción con su rotor en cortocircuito es proporcional al cuadrado de la tensión aplicada en el estator. Al variar la característica torque-velocidad, disminuyendo el voltaje de alimentación en presencia de una carga mecánica, se logra que la velocidad baje desde w_{r1} a w_{r2} . (Ver figura 1.1.4.)

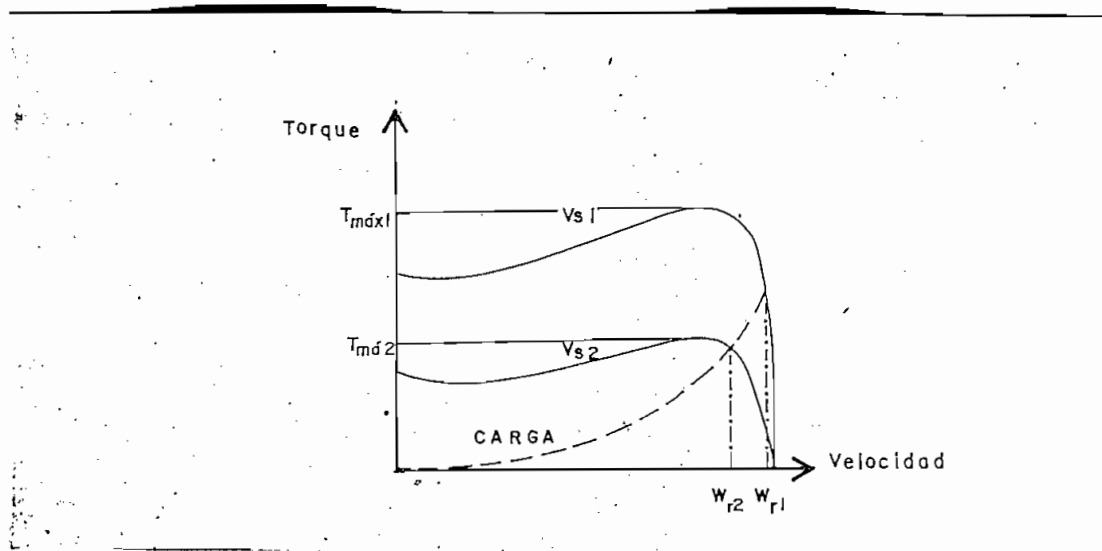


Figura 1.1.4.- Control de velocidad mediante variación del voltaje de alimentación

Este procedimiento se utiliza en especial cuando se tienen cargas cuyo torque varía cuadráticamente con la velocidad, como por ejemplo en los ventiladores, pues permite un rango de control más amplio y con menores pérdidas eléctricas en el rotor.

1.1.4. Control de velocidad mediante variación de la resistencia del rotor.

En la figura 1.1.5. se pueden observar 3 curvas características torque-velocidad de la misma máquina asincrónica con distintas resistencias del rotor. Si la característica de carga es la curva de trazos que se indica, entonces se pueden conseguir tres velocidades distintas:

w_{r1} , w_{r2} , y w_{r3} .

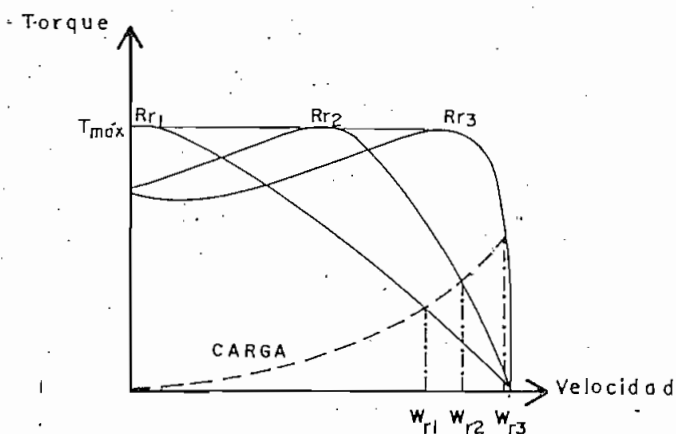


Figura 1.1.5.- Control de velocidad por variación de la resistencia rotórica.

El principal inconveniente de los dos últimos métodos de control de velocidad es el bajo rendimiento que se obtiene a bajas velocidades. (Referencia B.7)

1.1.5. Control del deslizamiento.

Con este método se controla el voltaje presente en los bornes del rotor, utilizando dispositivos auxiliares que están diseñados para permitir el flujo de energía, desde los terminales del rotor, hacia donde esa potencia sea aprovechada y no desperdiciada.

El sistema llamado Scherbius, controla el voltaje presente en el rotor, a través de un conjunto de máquinas rotativas tal como se indica en la figura 1.1.6.

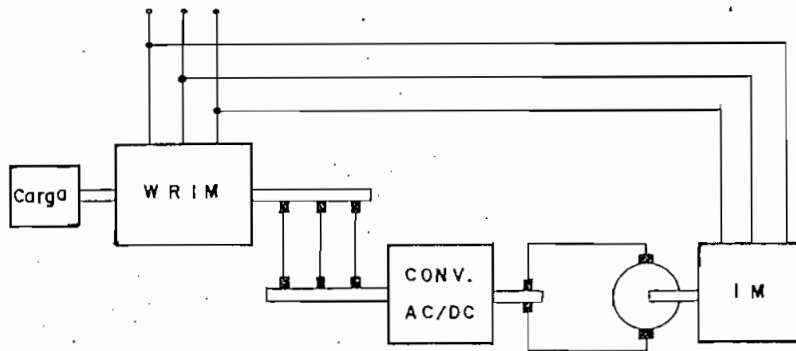


Figura 1.1.6.- Sistema Scherbius con máquinas rotativas.

El principal problema para controlar la velocidad mediante este método, se encuentra en que tanto la frecuencia como el voltaje varían con el deslizamiento.

El sistema Scherbius realiza este control, rectificando la tensión alterna de los anillos colectores, mediante un conversor rotativo que mueve un motor de corriente continua.

Este motor DC entrega potencia mecánica a un generador de inducción movido a velocidad supersíncrona, que devuelve la potencia a la red.

Ajustando adecuadamente el voltaje en los bornes del convertidor rotativo, y la velocidad del motor de corriente continua, se puede regular tanto la corriente como la potencia rotórica absorbida del rotor de la máquina controlada.

La recuperación de la potencia excedente del rotor también puede hacerse por medios estáticos; esto es, rectificando el voltaje que entregan los anillos colectores utilizando un rectificador no controlado tipo puente, y un convertidor controlado por línea (Ver figura 1.1.7). El convertidor en este caso actúa como inversor, de tal manera que la potencia DC disponible a la salida del rectificador se entrega nuevamente a la red de alimentación.

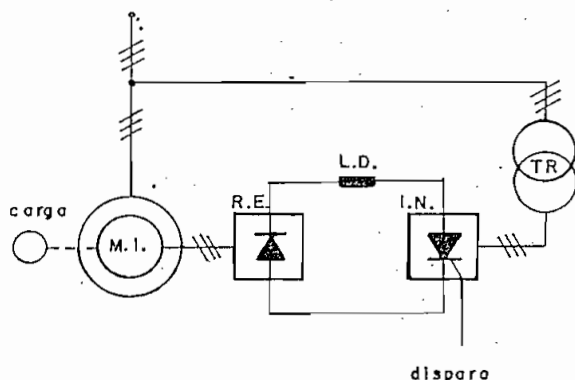


Figura 1.1.7.- Control de velocidad con elementos estáticos.

En la ecuación 1.1.4 se puede notar la variación lineal de la velocidad rotórica con respecto al deslizamiento, cuando

se mantienen constantes la frecuencia y el número de polos; por tanto, al controlar el deslizamiento "s" se habrá controlado la velocidad "w".

Este tipo de control ha alcanzado una gran aceptación, por ser compacto y de gran rendimiento a bajas velocidades en instalaciones grandes con potencias hasta de 10 (MW).

La técnica de control de velocidad por variación de la resistencia rotórica se puede considerar como un caso especial de control por variación del deslizamiento, ya que en este caso, el voltaje de control sería la caída de tensión en los reóstatos externos. (Referencia B.7)

1.2. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL DE VELOCIDAD QUE UTILIZA EL CONVERTOR TIPO CASCADA.

En el punto 1.1.5. se indicó que otra forma de controlar la velocidad de un motor asincrónico es la de variar el deslizamiento utilizando el convertor tipo "cascada" conectado tanto a los terminales del rotor con anillos rozantes como a la red de alimentación, de tal manera que se devuelva la potencia rotórica no utilizada, directamente a la red. (Referencia B.1)

En la figura 1.2.1 se indican los principales componentes del sistema para mejorar la comprensión acerca de la función de cada uno de ellos.

Con este último método se consiguen dos objetivos fundamentales:

- Controlar la velocidad con mayor precisión; y,
- Aumentar el rendimiento de todo el sistema.

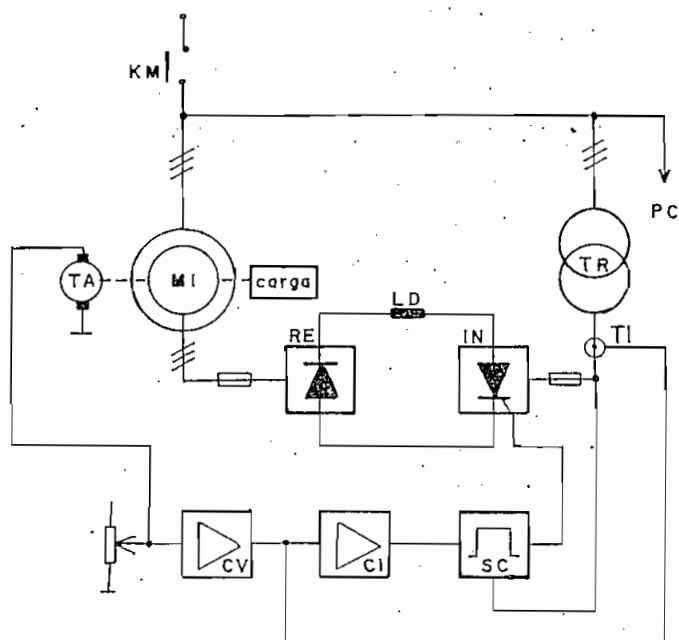


Figura 1.2.1.- Diagrama de bloques del control de velocidad utilizando el convertidor en cascada.

1.3. DEFINICION DE LA FUNCION DE CADA UNO DE LOS BLOQUES

El equipo de control de velocidad que se diseña en los siguientes capítulos teóricamente deberá dar las siguientes características de operación:

- Variación de velocidad: Entre 0 y 1800 (RPM)
- Corriente de arranque: No mayor a 1,5 veces la corriente nominal.
- Voltaje de entrada: Trifásico 208 (V) línea-línea, ó 120 (V) fase-neutro
- Regulación de velocidad: 0% en estado estable.
- Estabilidad: El sistema deberá ser estable en todo el rango de velocidades y para cualquier tipo de carga.

- Respuesta con carga: Ante una variación brusca de carga, el sistema deberá reacomodarse inmediatamente a las nuevas características de carga.

Para obtener las características mencionadas, se han utilizado los bloques que se observan en la figura 1.2.1.

1.3.1. Motor asincrónico: MI

Es el motor trifásico asincrónico de anillos rozantes cuya velocidad se desea controlar. Las características de placa del mismo son:

- Potencia mecánica nominal: 2 (CV) ó 1.472 (W)
- Voltajes de alimentación: 220 (V) estrella trifásico
120 (V) triángulo.
- Frecuencia de alimentación: 60 (Hz)
- Velocidad nominal: 1.720 (RPM)
- Corriente de estator: 7 (A) a plena carga

1.3.2 Conversor AC/DC (Rectificador): RE

Transforma la energía AC del rotor de la máquina asincrónica en energía DC, de tal manera que sea aprovechada por el inversor IN.

1.3.3. Inductancia para desvanecimiento de frecuencias armónicas: LD

Es una inductancia por cuyo devanado debe circular corriente continua. Sus funciones son:

- Filtrar la corriente rectificada por RE;
- Evitar la conducción discontinua; y
- Evitar el cortocircuito debido a los voltajes instantáneos en el lado de los dos convertidores: RE e IN

1.3.4. Inversor: IN

Convierte la energía DC entregada por RE en energía AC. Para esto, utiliza rectificadores controlados de silicio (SCR's) en conmutación natural y, dependiendo del ángulo de disparo, la potencia rectificada por RE se devuelve a la red de una manera controlada.

El convertidor en cascada está constituido por los tres últimos elementos - RE, LD, e IN -.

1.3.5. Transductor de corriente: TI

Permite medir el valor real de la corriente continua, transformarla a niveles adecuados de corriente y voltaje, para luego procesarla por medio del control central.

1.3.6. Transductor de velocidad: TA

Consiste esencialmente en un tacómetro, y los respectivos circuitos para obtener una señal de voltaje proporcional a la velocidad de MI.

1.3.7. Control de velocidad: CV

Circuito electrónico que entrega una señal que permite

controlar la velocidad del rotor. Esta señal depende del valor deseado de velocidad, y de la velocidad a la que gira el rotor.

1.3.8. Generador de sincronismo y pulsos de disparo: SC

Utiliza señales de sincronía trifásica para generar rampas que, al compararse con la señal de salida del control de velocidad (CV), generan pulsos de disparo que son enviados a los SCR's de IN.

El transductor de velocidad TA, el de corriente TI, el control de velocidad CV, y el generador de sincronismo y de pulsos de disparo SC, constituyen el circuito de control central que comandará el funcionamiento del sistema.

1.3.9. Transformador Triángulo-Estrella: TR

Es un transformador trifásico tipo triángulo-estrella que energiza el inversor, reduce el voltaje de línea al nivel de voltaje del rotor de MI, y disminuye el contenido armónico de la corriente que produce el inversor IN.

CAPITULO II

ANALISIS DEL CONVERTOR EN CASCADA

El convertor tipo "cascada" es un arreglo electrónico que permite acoplar dos voltajes y frecuencias distintos mediante un circuito de corriente continua. Está constituido por dos convertidores conmutados por línea, de los cuales, uno deberá funcionar como rectificador y el otro como inversor. En la figura 2.0.1. se muestra un convertor tipo "cascada" que acopla dos voltajes trifásicos de distinta frecuencia.

El uso de la inductancia L_a tiene dos objetivos: a) desvanecer las frecuencias armónicas de la corriente, de tal manera que la corriente que circula a través de la bobina sea continua y tenga el menor rizado; y b) evitar la posibilidad de cortocircuitos de corriente elevada debidos a la conexión franca de dos "fuentes DC" con voltajes instantáneos distintos.

Debido a que tanto el rectificador como el inversor son controlados, para la conversión es posible utilizar, un voltaje V_2 distinto de V_1 . Además, las frecuencias que intervienen en la conversión pueden también ser distintas debido al acoplamiento de corriente continua.

Si se desea transferir potencia desde el lado 1 hacia el lado 2, el convertor N° 1 deberá actuar como rectificador, mientras el convertor N° 2 actúa como inversor. Por tanto, V_{a1} deberá

ser mayor que cero y V_{a2} menor que cero.

Si se desea transferir la potencia desde el lado 2 hacia el lado 1, los dos convertidores intercambiarán sus funciones.

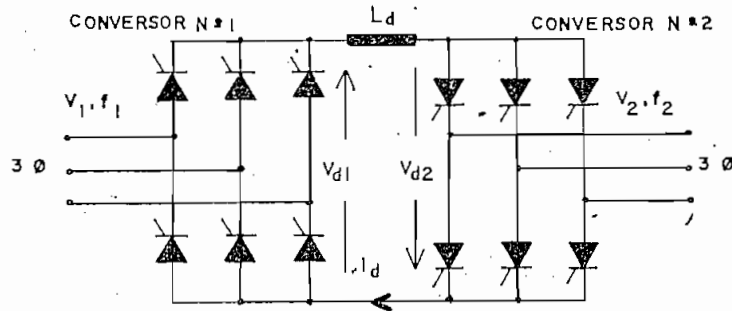


Figura 2.0.1.- Conversor en cascada.

Con el objeto de evitar que la corriente I_d aumente demasiado, es conveniente que los voltajes medios V_{d1} y $-V_{d2}$ sean iguales en magnitud:

$$V_{d1} = -V_{d2} \quad (\text{ec.2.0.1})$$

2.1. TEORIA GENERAL DE LOS CONVERTORES CONMUTADOS POR LINEA TIPO PUENTE TRIFASICO

Cuando se requiere suprimir la corriente de un semiconductor que está conduciendo, ya sea un diodo o un SCR, es necesario aplicar un voltaje ánodo-cátodo negativo.

En el caso de corriente alterna, el voltaje que puede apagar el diodo o SCR, se encuentra disponible en las mismas líneas de energía, lo que permite realizar circuitos convertidores con conexiones muy simples.

Para analizar los convertidores conmutados por línea se asume lo siguiente :

- 1) Voltajes de fuente trifásica completamente sinusoidales que se pueden representar con las siguientes ecuaciones: (Ver figura 2.1.1)

$$v_u = \sqrt{2} \cdot V_e \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3) \quad (\text{ec.2.1.1})$$

$$v_v = \sqrt{2} \cdot V_e \cdot \cos(\omega t) \quad (\text{ec.2.1.2})$$

$$v_w = \sqrt{2} \cdot V_e \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3) \quad (\text{ec.2.1.3})$$

- 2) Caída de voltaje directa en las juntas igual a cero.
- 3) Corriente de carga completamente continua.- La corriente en la carga se puede hacer continua casi sin componentes armónicos utilizando una inductancia sumamente grande o infinita en serie con la carga.
- 4) No existe impedancia entre la fuente y los diodos o SCR's.

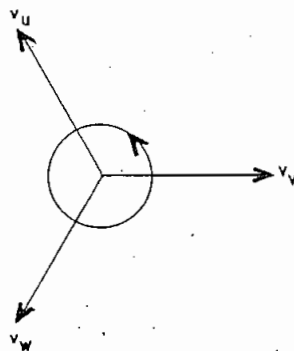


Figura 2.1.1.- Diagrama fasorial de los voltajes v_u , v_v y v_w .

2.1.1.1. Conversor de tres pulsos con conmutación por línea.

La razón del estudio del conversor trifásico de tres pulsos, es porque se puede considerar que el conversor tipo puente

trifásico está constituido por dos convertidores de tres pulsos que actúan independientemente el uno del otro. Esta consideración es buena, con ángulos de conmutación menores a 60° (tal como se verá posteriormente). Si los ángulos de conmutación son mayores a 60° , los convertidores comienzan a interactuar entre sí.

Para análisis con impedancia de fuente nula, esta consideración constituye una muy buena aproximación.

A continuación, a partir de la figura 2.1.2 se indica la forma en que actúa un rectificador de tres pulsos no controlado.

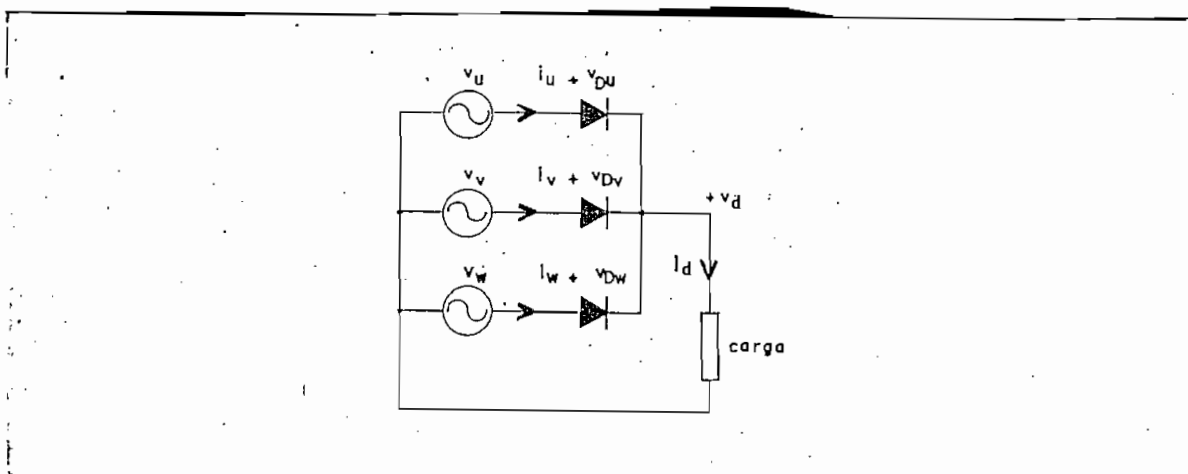


Figura 2.1.2.- Circuito rectificador de 3 pulsos.

Del circuito de la figura 2.1.2. se pueden obtener las siguientes ecuaciones:

$$v_u = v_{Du} + v_d \quad (\text{ec.2.1.4})$$

$$v_v = v_{Dv} + v_d \quad (\text{ec.2.1.5})$$

$$v_w = v_{Dw} + v_d; e \quad (\text{ec.2.1.6})$$

$$I_d = i_u + i_v + i_w \quad (\text{ec.2.1.7})$$

Analizando el caso en que cada uno de los diodos D_u , D_v y D_w conduce, se tendrán las siguientes ecuaciones:

- Cuando conduce D_u : $v_u = v_a$; e (ec.2.1.8)

$i_u = I_a$ (ec.2.1.9)

- Cuando conduce D_v : $v_v = v_a$; e (ec.2.1.10)

$i_v = I_a$ (ec.2.1.11)

- Cuando conduce D_w : $v_w = v_a$; e (ec.2.1.12)

$i_w = I_a$ (ec.2.1.13)

Si el diodo D_u está conduciendo, se utilizan las ecuaciones 2.1.8. y 2.1.9.; entonces, para que el diodo D_v comience a conducir, hace falta que el voltaje v_v sea mayor que v_a .

Esto es, para iniciar la conducción de:

- D_v : $0 \leq v_v - v_u$ (ec.2.1.14)

- D_w : $0 \leq v_w - v_v$ (ec.2.1.15)

- D_u : $0 \leq v_u - v_w$ (ec.2.1.16)

Las formas de onda de la figura 2.1.3. muestran como ocurre el proceso de conmutación descrito, y además el voltaje ánodo-cátodo v_{Du} del diodo U.

De la figura 2.1.3.d. se obtiene que el ángulo máximo con el que se puede encender un SCR es π (la mitad de un ciclo).

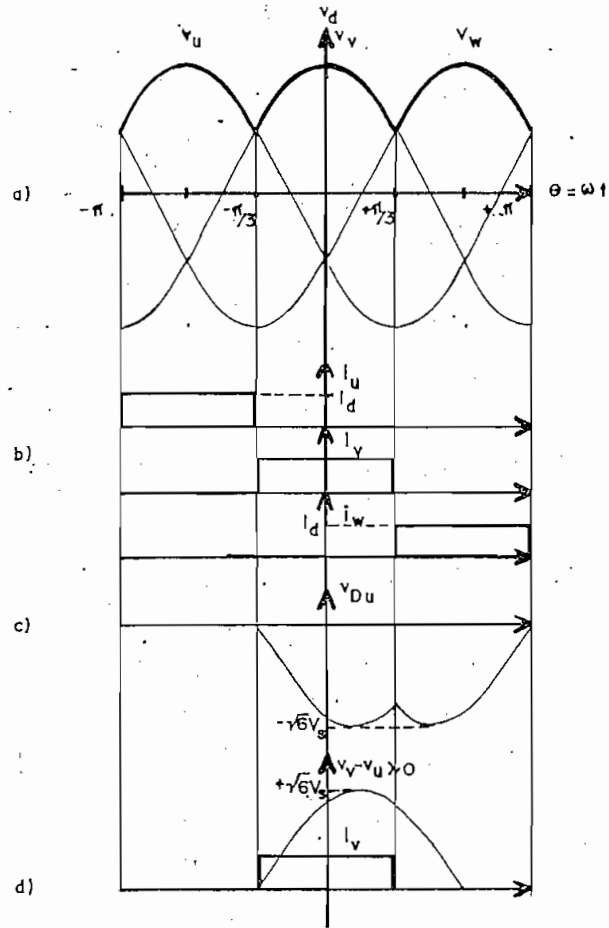


Figura 2.1.3.- a) Voltajes trifásicos y voltaje rectificado
 b) Corrientes i_u , i_v e i_w
 c) Voltaje del diodo D_u
 d) Voltaje $v_v - v_u \geq 0$.

La configuración de tres pulsos se utiliza muy poco, porque las corrientes de línea, tienen un componente de corriente continua de valor $I_d/3$, que afectan al núcleo del transformador o generador del cual se obtiene la energía.

El voltaje medio obtenido de la rectificación es V_d :

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot V_s = 1,16 \cdot V_s \quad (\text{ec.2.1.17})$$

Conociendo el funcionamiento simple del rectificador no controlado, es posible conocer el funcionamiento de los convertidores controlados conmutados por línea. En la figura 2.1.4. se muestra un convertidor controlado de 3 pulsos.

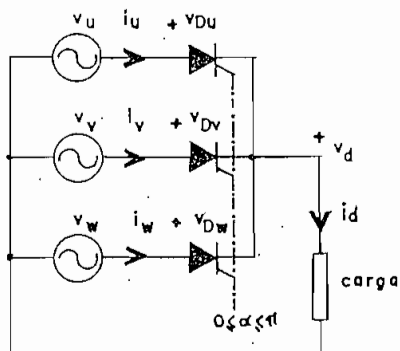


Figura 2.1.4.- Convertidor controlado trifásico de tres pulsos

Cuando el ángulo de disparo α - que se mide desde el momento en el cual el voltaje ánodo cátodo se hace positivo - es igual a cero, el funcionamiento del circuito de la figura 2.1.4. es igual al de la figura 2.1.2. El voltaje medio obtenido cuando el ángulo α está comprendido entre 0 y π , está dado por la ecuación 2.1.18

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot V_e \cdot \cos\alpha = 1,16 \cdot V_e \cdot \cos\alpha \quad (\text{ec.2.1.18})$$

En el convertidor controlado de tres pulsos también se cumplen las ecuaciones 2.1.1. a 2.1.13.

Las ecuaciones 2.1.14 a 2.1.16 indican el intervalo de tiempo en el cual se debe disparar un SCR para que inicie su

conducción, en ese caso, los SCR's de la figura 2.1.4. tienen correspondencia con los diodos de la figura 2.1.2.

En la figura 2.1.5. se muestra el voltaje medio V_d en función de α , cuando α varía entre 0 y π ; se nota que además que el voltaje DC puede ser positivo o negativo, actuando en cada caso el convertidor ya sea como rectificador o como inversor respectivamente.

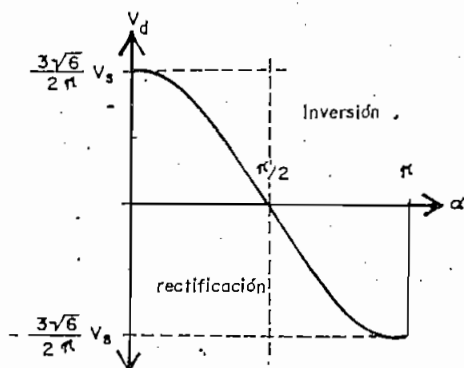


Figura 2.1.5.- Variación del voltaje medio V_d con respecto al ángulo de disparo α .

En la figura 2.1.6 se presentan formas de onda de voltajes y corrientes del convertidor, para distintos ángulos de disparo.

En cuanto a potencias, la potencia activa total del convertidor de tres pulsos es:

$$P = V_{d0} \cdot I_d \cdot \cos \alpha \quad (\text{ec.2.1.19})$$

En donde se ha definido:

$$V_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_s$$

La potencia reactiva de la frecuencia fundamental del convertidor, que se refleja al circuito de AC es:

$$Q = V_{d0} \cdot I_d \cdot \sin \alpha \quad (\text{ec.2.1.20})$$

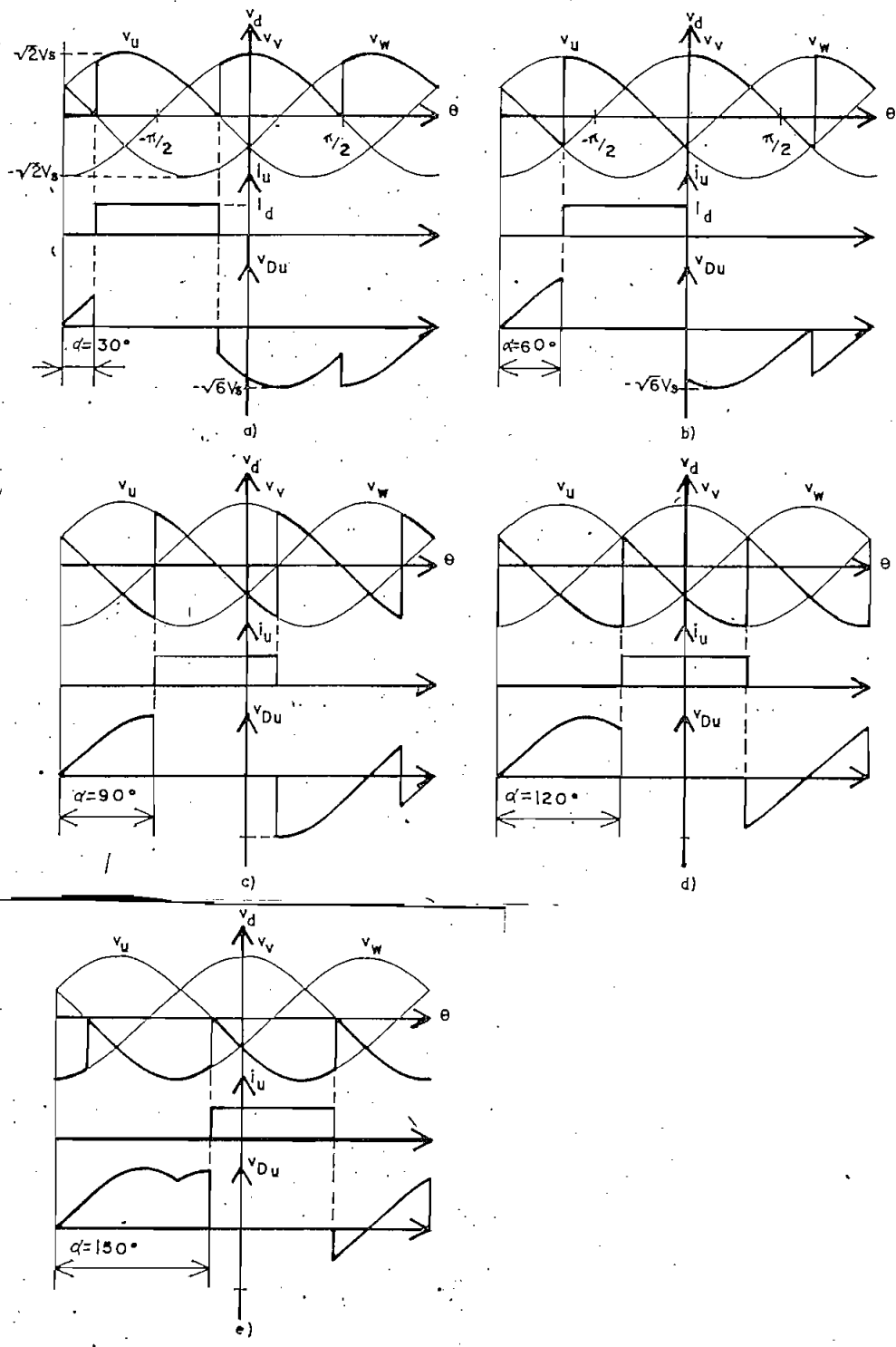


Figura 2.1.6.- Formas de onda de voltajes, corrientes y voltajes inversos en un conversor controlado de 3 pulsos para ángulos de disparo de: a) 30° b) 60° c) 90° d) 120° y e) 150°

Las ecuaciones 2.1.19 y 2.1.20 pueden reunirse para encontrar un lugar geométrico muy importante en el plano (P,Q), ya que:

$$P^2 + Q^2 = (V_{do} \cdot I_d)^2 \quad (\text{ec.2.1.21})$$

El lugar geométrico mencionado se muestra en la figura 2.1.7.

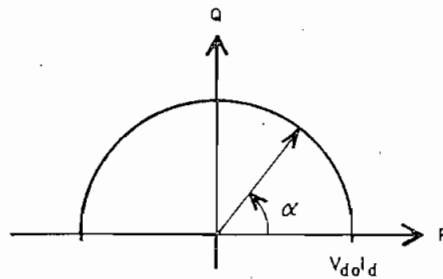


Figura 2.1.7.- Lugar geométrico de las potencias activa y reactiva en el convertidor controlado trifásico conmutado por línea

Respecto a la secuencia de encendido de los SCR's, esta se hará en el orden: U,V,W,U, contándose el ángulo de disparo α a partir de los puntos de cruce entre los voltajes U, V, y W cuando son positivos. En la figura 2.1.6. se encuentran indicados los ángulos de disparo para el encendido del SCR U.

2.1.2. Convertidor tipo puente trifásico.

Como se dijo en el punto 2.1.1, el convertidor tipo puente se puede considerar compuesto de dos convertidores de tres pulsos por tanto, el voltaje resultante de la conversión, será igual a la suma de los voltajes de los dos convertidores (Ver

figura 2.1.8). Entonces:

$$V_d = V_{d1} + V_{d2} ; \text{ ó } v_d = v_{d1} + v_{d2} \quad (\text{ec.2.1.22})$$

Si el ángulo de disparo se mantiene constante para los dos convertidores, entonces:

$$V_{d1} = V_{d2} ; \text{ y} \quad (\text{ec.2.1.23})$$

$$V_d = 2.V_{d1} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} . V_e . \cos\alpha \quad (\text{ec.2.1.24})$$

En la figura 2.1.8. se presenta el circuito de un convertidor tipo puente trifásico, y la nomenclatura que se utilizará para su análisis.

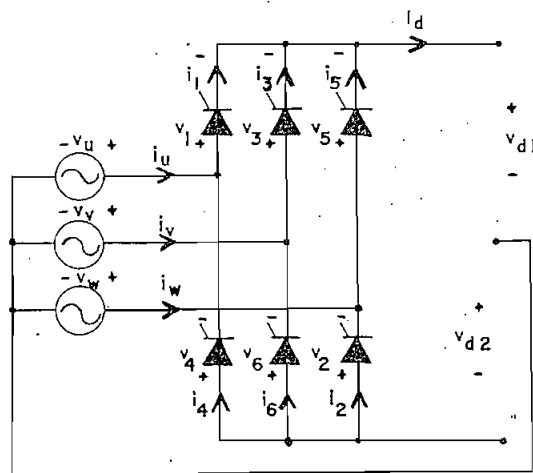


Figura 2.1.8.- Circuito convertidor trifásico tipo puente.

La ecuación 2.1.24 también se puede escribir como sigue:

$$V_d = V_{d0} . \cos\alpha ;$$

$$\text{En donde } V_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} . V_e \approx 2,34 . V_e \quad (\text{ec.2.1.25})$$

Las consideraciones de potencia en este convertidor se mantienen similares a las descritas en las ecuaciones 2.1.19 20, y 21 siempre y cuando se tome en cuenta la ecuación 2.1.25.

De la figura 2.1.8. se tiene que :

$$v_u = v_1 + v_{d1} \quad (\text{ec.2.1.26})$$

$$v_u = -v_4 - v_{d2} \quad (\text{ec.2.1.27})$$

$$v_v = v_3 + v_{d1} \quad (\text{ec.2.1.28})$$

$$v_v = -v_6 - v_{d2} \quad (\text{ec.2.1.29})$$

$$v_w = v_5 + v_{d1} \quad (\text{ec.2.1.30})$$

$$v_w = -v_2 - v_{d2} \quad (\text{ec.2.1.31})$$

$$i_1 + i_3 + i_5 = I_a \quad (\text{ec.2.1.32})$$

$$i_2 + i_4 + i_6 = I_a \quad (\text{ec.2.1.33})$$

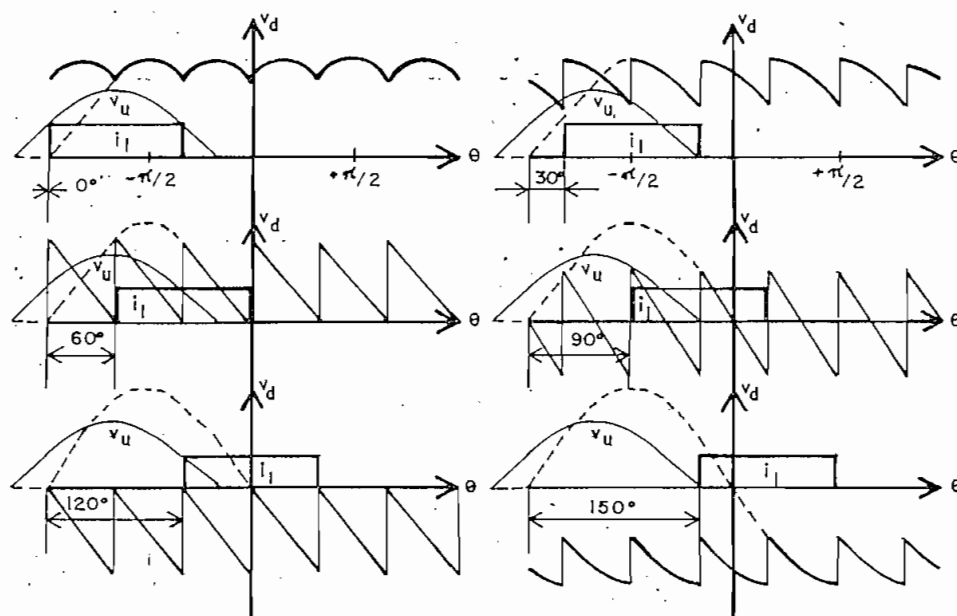


Figura 2.1.9.- Voltaje rectificado v_d , corriente i_1 , y voltaje de la fase U: v_u para $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ$ y 150°

En la figura 2.1.9 se muestran las formas de onda del voltaje rectificado instantáneo en el conversor tipo puente trifásico, y la corriente en el SCR N°1 del conversor (i_{11}) para distintos ángulos de disparo. Se puede observar el defasamiento de esa corriente con respecto al voltaje de la fase U. Las formas de onda de los voltajes ánodo cátodo, son similares a las mostradas en la figura 2.1.6.

La secuencia de fases de la fuente de voltaje para encender los SCR's debe ser la misma que en el conversor de tres pulsos; es decir: U,V,W,U. De este modo, cada 120° se encenderán los SCR's en el siguiente orden: 1,3,5,1 y 2,4,6,2 respectivamente. Para obtener un funcionamiento simétrico con respecto al ángulo de disparo, los SCR's 2, 4, y 6 se encenderán 60° después de los SCR's 1, 3, y 5. El diagrama de la figura 2.1.10. resume la secuencia de encendido, siendo el tiempo de duración de cada flecha, el correspondiente a un ángulo de 60° a una frecuencia de 60(Hz).

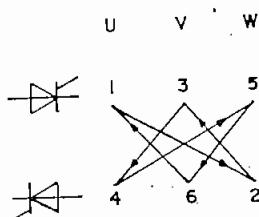


Figura 2.1.10.- Secuencia de encendido de los SCR's del puente trifásico

Es importante anotar que la conmutación se produce cada 120° , y no cada 60° como se creería. Se entiende por

conmutación al proceso por el cual la corriente que circula por un semiconductor, es desviada hacia otro semiconductor.

2.1.3 Corriente de línea en el convertidor tipo puente.

Puesto que el convertidor tipo puente tiene mayor utilidad práctica que el de tres pulsos, es conveniente analizar la forma de onda de la corriente de línea en este convertidor. Para este análisis se utilizará la figura 2.1.11.

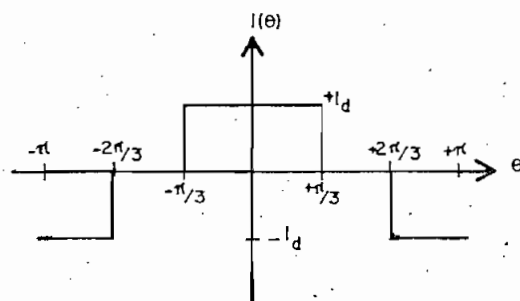


Figura 2.1.11.- Forma de onda de la corriente de línea en el convertidor tipo puente, en función de $\theta = \omega t$, sin considerar el defasamiento con respecto al voltaje.

El valor r.m.s de la forma de onda de la figura 2.1.11 es:

$$I = (\sqrt{2/\sqrt{3}}).I_a \quad (\text{ec.2.1.34})$$

Expandiendo en serie de Fourier, el componente fundamental de esta onda es I_1 , y los componentes de las frecuencias armónicas son: I_2, I_3, \dots, I_n , cuyos valores se muestran en las siguientes ecuaciones:

$$I_n = \frac{2I_a}{n \cdot \pi} (\sqrt{3/\sqrt{2}}) = \frac{3 \cdot I}{n \cdot \pi} \quad (\text{ec.2.1.35})$$

En donde $n = 6l \pm 1$; y $l = 0, 1, 2, \text{ etc.}$

El componente de frecuencia fundamental es:

$$I_1 = \frac{3.I}{\pi} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (\text{ec.2.1.36})$$

Entonces, el componente n en función del fundamental es:

$$I_n = I_1/n; \text{ en donde } n = 6l \pm 1 \quad (\text{ec.2.1.37})$$

El espectro de frecuencias de la corriente de línea para el convertidor tipo puente, se muestra en la figura 2.1.12. Este espectro fue obtenido en base a las ecuaciones 2.1.35, 36 y 37.

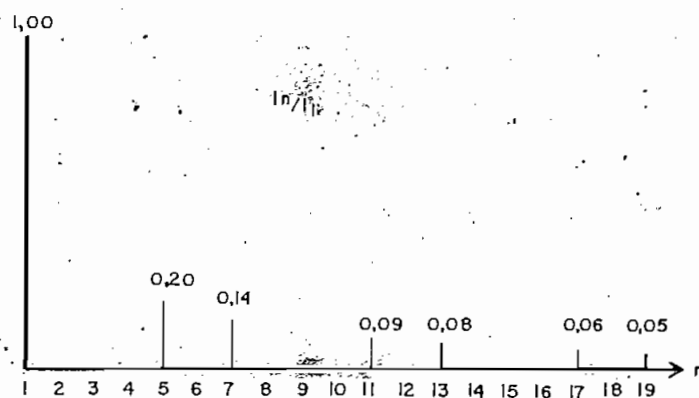


Figura 2.1.12.- Espectro de frecuencias de la corriente de línea del convertidor tipo puente, normalizado con respecto al fundamental

2.2. ESTUDIO DEL RECTIFICADOR.

El rectificador que se estudiará en este subtema está constituido por diodos, de tal manera que el voltaje y corriente resultantes de la conversión no pueden ser controlados exteriormente. El estudio que se hará tiene por objeto, cuantificar el efecto de la impedancia de la fuente

de alimentación sobre el voltaje rectificado y las corrientes de línea, ya que en el capítulo siguiente, se conectará un rectificador a los terminales del rotor de la máquina asincrónica, cuyo circuito equivalente tiene además de una fuente de voltaje variable, una impedancia resistivo-inductiva variable de valor considerable.

Para el análisis siguiente se considera:

- 1) Fuente de alimentación trifásica sinusoidal
- 2) Impedancia de la fuente diferente de cero
- 3) Caída de voltaje en los diodos (en conducción) igual a cero.
- 4) Corriente en la carga completamente continua.

2.2.1. Efecto de la resistencia sobre la conmutación.

En forma similar a lo realizado en el punto 2.1, primero se analizarán los efectos de la resistencia de fuente en el rectificador de tres pulsos.

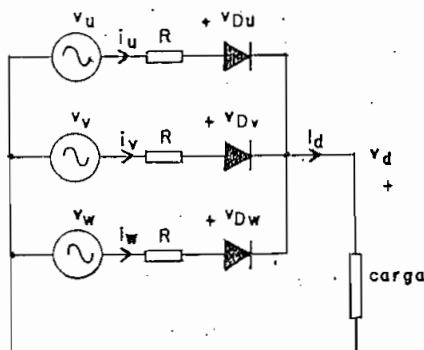


Figura 2.2.1.- Rectificador de tres pulsos con resistencias en la fuente.

En la figura 2.2.1. se puede observar un rectificador de tres pulsos con resistencias en la fuente de alimentación.

A partir del circuito se deducen las ecuaciones 2.2.1 a 2.2.4, e inmediatamente después se analiza la conmutación de la corriente I_a desde el diodo D_u hacia el diodo D_v .

$$v_u = R.i_u + v_{D_u} + v_a \quad (\text{ec.2.2.1})$$

$$v_v = R.i_v + v_{D_v} + v_a \quad (\text{ec.2.2.2})$$

$$v_w = R.i_w + v_{D_w} + v_a \quad (\text{ec.2.2.3})$$

$$I_a = i_u + i_v + i_w \quad (\text{ec.2.2.4})$$

Si el diodo D_u se encuentra en estado de conducción, se tiene que:

$$v_{D_u} = 0; \text{ y } v_u = R.i_u + v_a; \text{ e} \quad (\text{ec.2.2.5})$$

$$i_u(\theta) = I_a \text{ cuando } \theta \leq \theta_0 \quad (\text{ec.2.2.6})$$

En donde θ_0 es el ángulo de inicio de la conmutación.

Por definición:

$$v_u = \sqrt{2}.V_m.\text{Cos}(\theta+2\pi/3) ; \theta = \omega t$$

Entonces el voltaje en el ánodo del diodo D_u (v_{A_u}) mientras conduce es:

$$v_{A_u} = v_a = v_u - R.I_a$$

Como D_v no conduce antes de la conmutación, se tiene:

$$i_v(\theta) = 0; \text{ cuando } \theta \leq \theta_0 ; \text{ y}$$

$$v_{A_v} = v_v = \sqrt{2}.V_m.\text{Cos}\theta$$

Por tanto, el diodo D_v comenzará a conducir cuando $v_{A_v} = v_{A_u}$; entonces $v_u - v_v = R.I_a$

Por motivos de facilidad, y debido a que la conmutación se produce alrededor de $\theta = -\pi/3$, se define: $\theta' = \theta + \pi/3$. (Ver figura 2.1.3.a)

Reemplazando los valores de v_u y v_v en la última ecuación, y sabiendo que la conmutación se inicia en $\theta' = \theta_0'$ ($\theta = \theta_0$), se llega al siguiente resultado:

$$\sqrt{6}.V_m.\text{Sen}\theta_0' = -R.I_a$$

Si se denomina $-\delta$ al ángulo en el cual se inicia la conmutación (Ver figura 2.2.2), entonces :

$$\text{Sen}\delta = \frac{R.I_a}{\sqrt{6}.V_m}; \text{ ya que} \quad (\text{ec.2.2.7})$$

$$\theta_0' = -\delta \quad (\text{ec.2.2.8})$$

El final de la conmutación se produce cuando el diodo D_v ha tomado toda la corriente I_a , y el diodo D_u deja de conducir.

Por tanto:

$$v_{Au} = v_u, \text{ y} \quad (\text{ec.2.2.9})$$

$$v_{Av} = v_v - R.I_a \quad (\text{ec.2.2.10})$$

Las últimas ecuaciones se cumplen cuando $\theta' = \theta_f'$ ($\theta = \theta_f$), y el resultado de las mismas es :

$$\sqrt{6}.V_m.\text{Sen}\theta_f' = R.I_a$$

De la última ecuación se concluye que:

$$\theta_f' = \delta \quad (\text{ec.2.2.11})$$

De las ecuaciones 2.2.8 y 2.2.11, se deduce que la conmutación se produce entre los ángulos $-\delta$ y δ , y que dicha conmutación dura un ángulo 2δ .

Durante la conmutación, se tiene que:

$$v_{Du} = v_{Dv} = 0; \text{ por tanto} \quad (\text{ec.2.2.12})$$

$$v_u = R \cdot i_u + v_a; \text{ y} \quad (\text{ec.2.2.13})$$

$$v_v = R \cdot i_v + v_a; \text{ y además} \quad (\text{ec.2.2.14})$$

$$i_d = i_u + i_v \quad (\text{ec.2.2.15})$$

Si se resta la ec. 2.2.13 de la 2.2.14, y se reemplaza la ec. 2.2.15, resulta:

$$v_u - v_v = R \cdot (I_d - 2 \cdot i_v)$$

Reemplazando los valores correspondientes de v_u y v_v en la última ecuación, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$i_v = \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{6} \cdot V_m}{2R} \text{ Sen} \theta'; \text{ y} \quad (\text{ec.2.2.16})$$

$$i_u = \frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{6} \cdot V_m}{2R} \text{ Sen} \theta' \quad (\text{ec.2.2.17})$$

Las ecuaciones 2.2.16 y 17 describen el comportamiento de las corrientes i_u e i_v durante la conmutación.

El voltaje máximo entre fases es de: $\sqrt{6} \cdot V_m$, y la corriente máxima que circulará será:

$$I_R = \frac{\sqrt{6} \cdot V_m}{2R} \quad (\text{ec.2.2.18})$$

El voltaje rectificado durante la conmutación puede obtenerse sumando las ecuaciones 2.2.13 y 2.2.14, entonces:

$$v_u + v_v = R \cdot (i_u + i_v) + 2 \cdot v_a$$

Reemplazando la ecuación 2.2.15, entonces:

$$v_a = \frac{1}{2} \cdot (\sqrt{2} \cdot V_m \cdot \text{Cos} \theta' - R \cdot I_d) \quad (\text{ec.2.2.19})$$

La ecuación 2.2.19 da el voltaje en la carga durante la conmutación.

Antes de la conmutación:

$$v_d = v_u - R \cdot I_d \quad (\text{ec.2.2.20})$$

Después de la conmutación:

$$v_d = v_v - R \cdot I_d \quad (\text{ec.2.2.21})$$

El ángulo total de la conmutación será:

$$u = 2\delta \quad (\text{ec.2.2.22})$$

Reemplazando la ecuación 2.2.18 en la 2.2.7, se puede obtener que:

$$\text{Sen}\delta = \frac{1}{2} a_{R1} = \frac{1}{2} (I_d / I_R) \quad (\text{ec.2.2.23})$$

En la ecuación 2.2.23 a_{R1} representa la corriente por unidad que circula por la carga

En la figura 2.2.2 se observan las formas de onda del voltaje rectificado para distintos valores de a_{R1} .

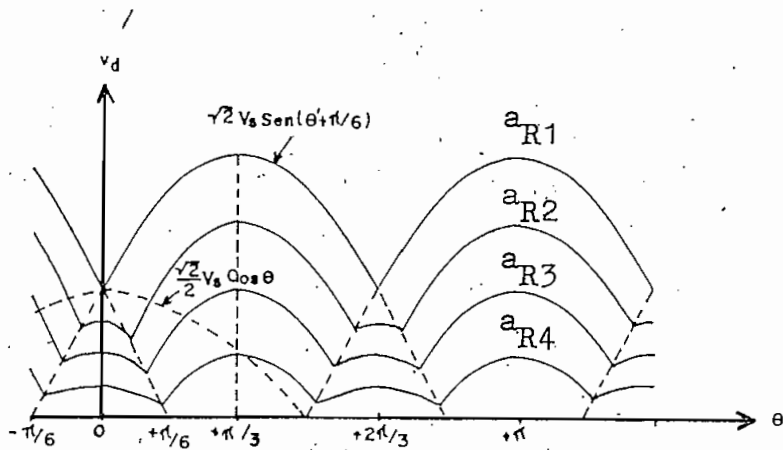


Figura 2.2.2.- Voltaje rectificado en el circuito de la figura 2.2.1.

A continuación se calculará el voltaje en la carga como una función de la corriente I_d .

Puesto que la conmutación ocurre entre $-\delta$ y δ , se puede

utilizar la simetría par de v_a con respecto al origen, para facilitar los cálculos del voltaje medio V_a . (Ver figura 2.2.2)

$$V_a = \begin{cases} (\sqrt{2}/2) \cdot V_m \cdot \cos\theta & 0 \leq \theta \leq \delta \\ \sqrt{2} \cdot V_m \cdot \text{Sen}(\theta + \pi/6) - R \cdot I_a & \delta \leq \theta \leq \pi/6 \end{cases}$$

El resultado de integrar el voltaje medio rectificado en un convertidor de tres pulsos es:

$$V_a = \frac{3\sqrt{6} \cdot V_m}{2 \cdot \pi} \cdot \cos\delta - 2 \cdot R \cdot I_a + \frac{3\delta}{\pi} \cdot R \cdot I_a$$

Normalizando este voltaje rectificado, con respecto a aquel en el cual no existe conmutación R, y considerando que:

$$V_{d1} = \frac{3\sqrt{6} \cdot V_m}{2 \cdot \pi}, \text{ se obtiene} \quad (\text{ec.2.2.24})$$

$$\frac{V_a}{V_{d1}} = \cos\delta - (2\pi/3 - \delta) \text{Sen}\delta; \text{ con } \delta \leq \pi/6 \quad (1) \quad (\text{ec.2.2.25})$$

δ	V_a/V_{d1}
0,00	1,00
0,05	0,90
0,10	0,80
0,15	0,70
0,20	0,60
0,25	0,51
0,30	0,42
0,35	0,34
0,40	0,26
0,45	0,18
0,50	0,11
0,55	0,04

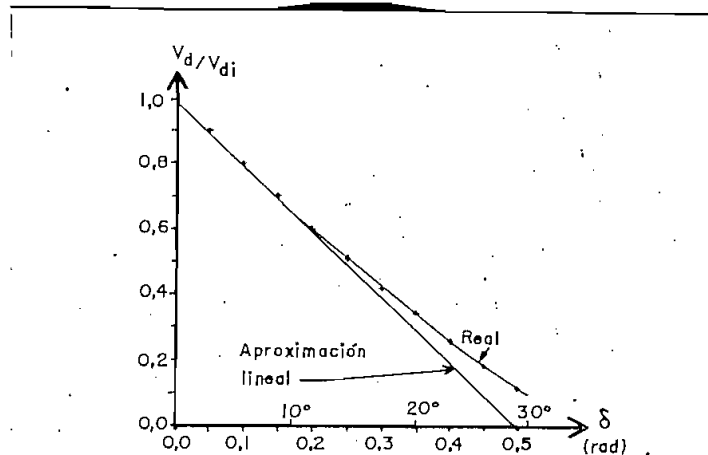


Tabla 2.2.1.

Figura 2.2.3.- Variación del voltaje rectificado en función del ángulo δ .

(1) El análisis del caso en que δ sea mayor que $\pi/6$ es extremo y utópico.

La ecuación 2.2.25 representa la variación del voltaje rectificado en función del ángulo de conmutación δ . En la figura 2.2.3. se puede observar dicha variación, en base a la tabla de valores 2.2.1

La ecuación 2.2.25 también es válida para el rectificador de seis pulsos, tomando en cuenta que tanto el voltaje medio como el voltaje de normalización, tienen un valor que es el doble de los voltajes respectivos en el rectificador de tres pulsos.

La ecuación 2.2.26 muestra la regulación del voltaje en función de la relación de corrientes a_R . En la figura 2.2.4 se ha representado la regulación de voltaje, en base a los datos de la tabla 2.2.2.

$$\frac{V_d}{V_{d1}} = (1 - a_R^2/4)^{1/2} - a_R \cdot (\pi/3 - \frac{1}{2} \cdot \text{arcSen } \frac{1}{2} a_R) \quad (\text{ec.2.2.26})$$

a_R	V_d/V_{d1}
0,00	1,00
0,20	0,80
0,40	0,60
0,60	0,42
0,80	0,24
1,00	0,08

Tabla 2.2.2

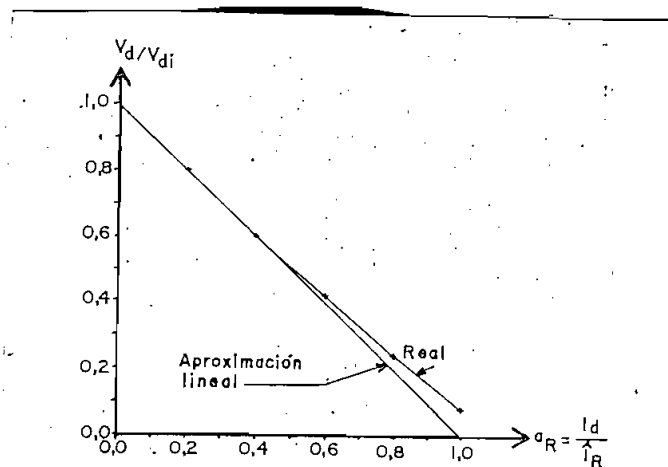


Figura 2.2.4.- Regulación del voltaje rectificado en función de la relación de corrientes a_R .

Con el objeto de linealizar la característica voltaje-corriente de la figura 2.2.4, se ha incluido una recta que corresponde a la ecuación:

$$\frac{V_d}{V_{d1}} = 1 - \pi/3 \cdot a \cdot r \quad (\text{ec.2.2.27})$$

En adelante se considerará que el ángulo δ es siempre menor que $\pi/6$, puesto que según la ecuación 2.2.27, el voltaje se hace cero cuando $a \cdot r$ es aproximadamente la unidad; es decir cuando el $\text{Sen} \delta \approx 0,5$.

Si δ es menor que $\pi/6$, se puede considerar que la corriente descrita en las ecuaciones 2.2.16 y 2.2.17 varía lineal, y no sinusoidalmente desde $-\delta$ hasta δ , ya que en ese rango de variación se puede decir que $\text{Sen} \theta' = \theta'$. (Ver figura 2.2.5)

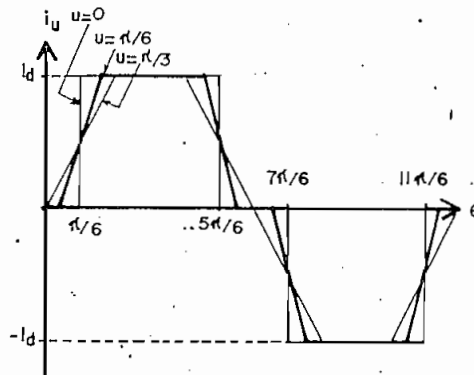


Figura 2.2.5.- Corriente de línea del rectificador para distintos ángulos de conmutación. Suponiendo una variación lineal de la corriente en la conmutación.

Utilizando la última consideración, es posible calcular la corriente de la línea r.m.s, como función del ángulo de conmutación u , mientras se mantiene constante la corriente

de carga I_a . El resultado es el siguiente:

$$I_u = (\sqrt{2}/\sqrt{3}) \cdot (1 - 5u/6\pi)^{1/2} \cdot I_a; \text{ con } u \leq \pi/3 \quad (\text{ec.2.2.28})$$

En la ecuación 2.2.28 se nota una clara disminución del valor r.m.s de la corriente de línea I_u cuando aumenta el ángulo de conmutación. Por otro lado, dado que la rapidez de crecimiento de la corriente durante la conmutación es menor, se tiene una disminución del contenido armónico de la corriente absorbida de la fuente trifásica.

En el puente trifásico de diodos no es posible obtener voltajes negativos porque los diodos no lo permiten, y el ángulo máximo para el cual es posible considerar que el puente está constituido por 2 rectificadores independientes de tres pulsos será $\delta = \pi/6$. Si δ es mayor que $\pi/6$, existe otro comportamiento, el cual se ilustra en la figura 2.2.6c.

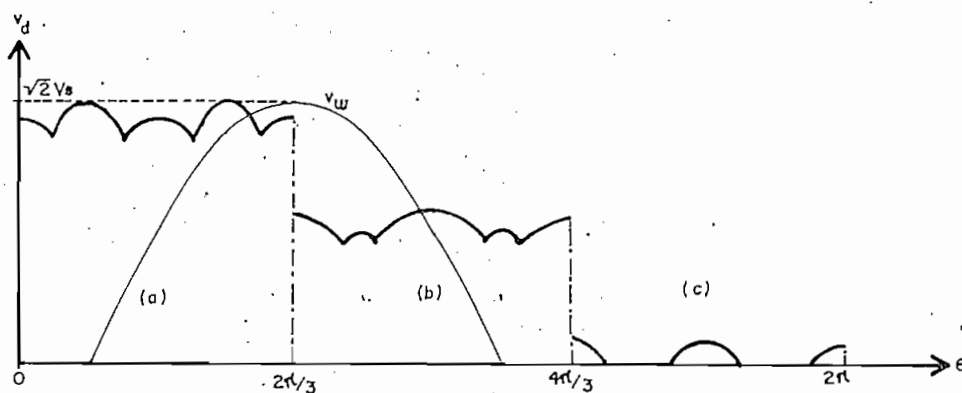


Figura 2.2.6.- Efecto de grandes resistencias de conmutación sobre el voltaje rectificado para a) $aR = 0,20$
 b) $aR = 0,60$; y
 c) $aR = 1,00$

2.2.2 Efecto de la inductancia sobre la conmutación.

En la figura 2.2.8 se observa un rectificador de tres pulsos con inductancia entre la fuente y el ánodo de los diodos, en la cual se especifican los voltajes y corrientes en cada uno de los elementos componentes del circuito.

De la figura 2.2.8 se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$v_u = X \cdot i_u' + v_{Du} + v_d \quad (\text{ec.2.2.31})$$

$$v_v = X \cdot i_v' + v_{Dv} + v_d \quad (\text{ec.2.2.32})$$

$$v_w = X \cdot i_w' + v_{Dw} + v_d \quad (\text{ec.2.2.33})$$

$$I_d = i_u + i_v + i_w \quad (\text{ec.2.2.34})$$

En las ecuaciones 2.2.31, 32 y 33: $X = \omega L$, y las corrientes están derivadas con respecto al ángulo θ , por lo que están "primadas".

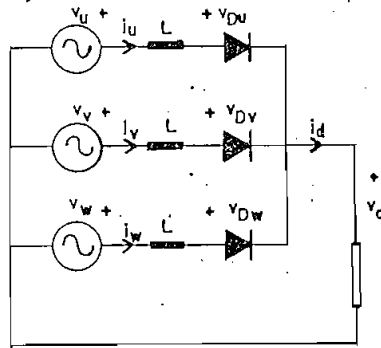


Figura 2.2.8.- Circuito rectificador con inductancias de fuente.

De la misma manera que en la parte 2.2.1, se analizará el efecto de la conmutación desde el diodo D_u hacia el D_v ; pero en este caso con las inductancias L .

Si D_u estuvo conduciendo:

$$v_{Du} = 0, \quad i_u = I_a \text{ e } i_u' = 0;$$

Por tanto, el voltaje rectificado en el ánodo de D_u es:

$$v_{Au} = v_d = v_u \quad (\text{ec.2.2.35})$$

Como D_v no está conduciendo, $i_v = 0$; e $i_v' = 0$, así que el voltaje en el ánodo de D_v es:

$$v_{Av} = v_v \quad (\text{ec.2.2.36})$$

La conmutación empezará cuando los voltajes en los ánodos de los diodos D_u y D_v sean iguales, esto es cuando:

$$\cos(\theta_0 + 2\pi/3) = \cos\theta_0 \quad (\text{ec.2.2.37})$$

Si se define $\theta' = \theta + \pi/3$; se puede demostrar que $\theta_0' = 0$. Esto quiere decir, que la conmutación se producirá en $\theta_0 = -\pi/3$. (Ver figura 2.1.3.a),

El final de la conmutación se producirá cuando la corriente i_v alcance el valor de la corriente I_a .

Durante la conmutación, se tiene que:

$$v_u = X \cdot i_u' + v_a \quad (\text{ec.2.2.38})$$

$$v_v = X \cdot i_v' + v_a \quad (\text{ec.2.2.39})$$

$$v_u - v_v = X \cdot (i_u' - i_v') \quad (\text{ec.2.2.40})$$

Como $i_u + i_v = I_a$, ya que $i_w = 0$, se tiene que:

$$i_u' + i_v' = 0 \quad (\text{ec.2.2.41})$$

Reemplazando la ecuación 2.2.41 en la 2.2.40, se obtiene que: $v_u - v_v = -2 \cdot X \cdot i_v'$ (ec.2.2.42)

Como se conocen los voltajes de fase, entonces:

$$i_{v'} = \frac{\sqrt{6} \cdot V_e}{2 \cdot X} \cdot \text{Sen} \theta' \quad (\text{ec.2.2.43})$$

Integrando $i_{v'}$ con respecto a θ' , y dado que se conocen las condiciones iniciales, entonces:

$$i_v = \frac{\sqrt{6} \cdot V_e}{2 \cdot X} (1 - \text{Cos} \theta'); \text{ e} \quad (\text{ec.2.2.44})$$

$$i_u = \frac{\sqrt{6} \cdot V_e}{2 \cdot X} (\text{Cos} \theta' - 1) + I_d \quad (\text{ec.2.2.45})$$

Las ecuaciones anteriores son válidas únicamente para:

$$0 \leq \theta' \leq u$$

Siendo u el ángulo de finalización de la conmutación, que se obtiene reemplazando I_d en i_u y u en θ' ; así que:

$$u = \text{arcCos} \left[1 - \frac{2 \cdot X \cdot I_d}{\sqrt{6} \cdot V_e} \right] \quad (\text{ec.2.2.46})$$

Normalizando con respecto a la máxima corriente disponible:

$$I_x = \frac{\sqrt{6} \cdot V_e}{2 \cdot X} \quad (\text{ec.2.2.47})$$

Se tiene que:

$$\text{Cos} u = 1 - (I_d / I_x) = 1 - a_x \quad (\text{ec.2.2.48})$$

En la figura 2.2.9 se observan las formas de onda de la corriente de línea i_u para el rectificador en puente trifásico con ángulos de conmutación de 30 y 60°. Estas se parecen a las formas de la figura 2.2.5, excepto porque defasan un ángulo ϕ el componente fundamental de la corriente de línea i_u . El ángulo ϕ se puede calcular en forma aproximada como:

$$\phi \approx u/2 \quad (\text{ec.2.2.49})$$

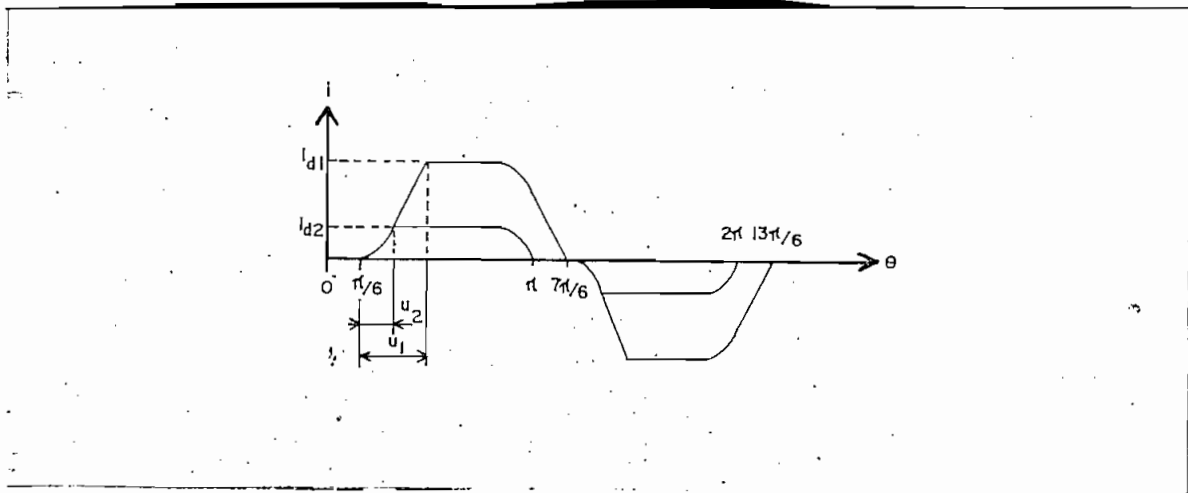


Figura 2.2.9.- Corriente de línea en un rectificador de 6 pulsos. (Se muestra el efecto de la conmutación debido a la inductancia de fuente).

En la referencia B.13 se da una relación más correcta para el ángulo de defase ϕ :

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{2u - \operatorname{Sen} 2u}{1 - \operatorname{Cos} 2u} \quad (\text{ec.2.2.50})$$

Para conocer el voltaje medio rectificado, es necesario conocer el voltaje durante la conmutación. Si se suman las ecuaciones 2.2.38 y 2.2.39 miembro a miembro se tiene:

$$v_u + v_v = X \cdot (i_u' + i_v') + 2 \cdot v_a \quad (\text{ec.2.2.51})$$

Como se conocen todos los voltajes y corrientes, entonces se concluye que:

$$V_a = (\sqrt{2}/2) \cdot V_m \cdot \operatorname{Cos} \theta'; \text{ cuando } 0 \leq \theta' \leq u \quad (\text{ec.2.2.52})$$

El voltaje medio se obtiene por integración del voltaje instantáneo rectificado durante un período; entonces:

$$V_a = \frac{3\sqrt{6}V_m}{2 \cdot \pi} \left[\frac{1 + \operatorname{Cos} u}{2} \right] = V_{a1} \left[\frac{1 + \operatorname{Cos} u}{2} \right] \quad (\text{ec.2.2.53})$$

$$\frac{V_a}{V_{a1}} = 1 - \frac{I_a}{2.I_x} = 1 - \frac{1}{2}ax \quad (\text{ec.2.2.54})$$

$$V_a = V_{a1} - \frac{3X.I_a}{\pi} \quad (\text{ec.2.2.55})$$

Las últimas ecuaciones demuestran que hay linealidad de la caída de voltaje cuando varía la corriente de carga, lo que será de mucha utilidad en adelante.

En forma análoga a lo realizado en el punto 2.2.1, las ecuaciones 2.2.54 y 2.2.55 también son válidas para el conversor tipo puente, teniendo en cuenta que u debe ser menor que 60° ; y que el voltaje de normalización V_{a1} , es el doble del voltaje respectivo en el conversor de 3 pulsos.

En la figura 2.2.10 se puede observar el comportamiento del voltaje rectificado en el conversor tipo puente, para distintos ángulos de conmutación. Se nota en la figura que cuando hay ángulos de conmutación superiores a 60° , la conmutación del rectificador ya no tiene las mismas características que las estudiadas anteriormente. Si $u \geq 60^\circ$ en el rectificador, los conversores de 3 pulsos que se consideraban independientes entre sí, comienzan a interactuar, dando como resultado un ángulo de inicio de conmutación α' . (Ver figura 2.2.10). Este efecto se produce porque al no terminar la conmutación, el voltaje de polarización del diodo que le correspondería conducir, sigue siendo negativo. En este proceso de conmutación pueden conducir simultáneamente 3, 4 y hasta 6 diodos, llegándose a condiciones extremas de cortocircuito.

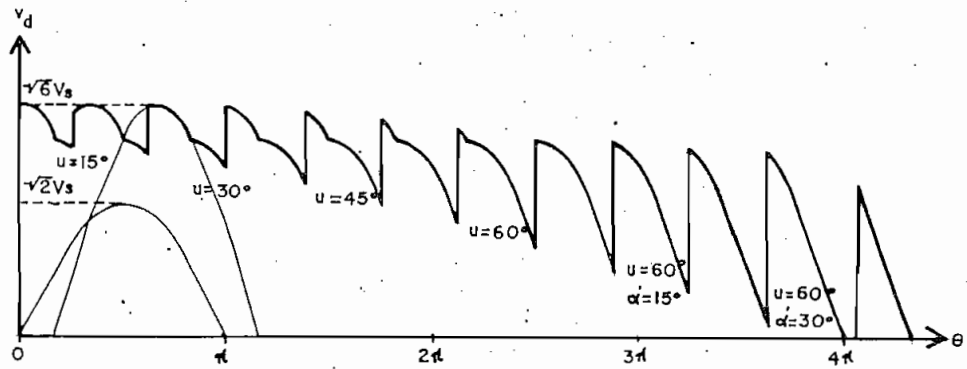


Figura 2.2.10.- Efecto de caída de voltaje en un rectificador tipo puente trifásico para distintos valores de α .

La explicación detallada del ángulo α' se hará en base al circuito en puente trifásico de la figura 2.2.11.a, y a las formas de onda de voltaje de la figura 2.2.11.b.

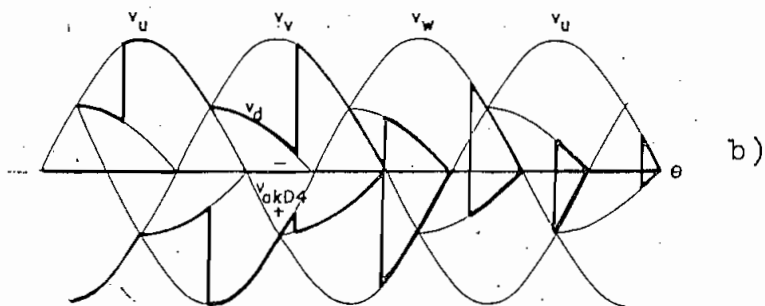
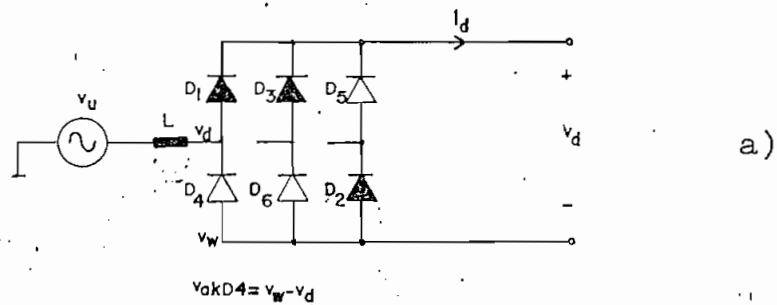


Figura 2.2.11.- a) Circuito explicativo del efecto de conducción del diodo D_4
 b) Forma de onda del voltaje rectificado en el rectificador de tres pulsos positivo, y en el negativo.

Si se supone que la conmutación de D_1 a D_3 dura más de 60° , y que el diodo D_2 está conduciendo, entonces el diodo D_4 no podrá conducir, hasta que no termine de conducir el diodo D_1 , porque el diodo D_4 estaría polarizado inversamente. (Ver figura 2.2.11.b).

Este efecto se producirá hasta que el ángulo α' sea de 30° , porque con ángulos mayores de inicio de conmutación, conducirán simultáneamente 4 diodos, 2 del rectificador de tres pulsos positivo, y 2 del negativo. Mientras esto dure, el voltaje rectificado instantáneo será igual a cero.

Si la corriente de carga se incrementa aún más, se producirá un cortocircuito en los terminales de v_a , y en ese caso, todos los diodos conducirán a la vez, con formas de onda de corriente de línea completamente sinusoidales.

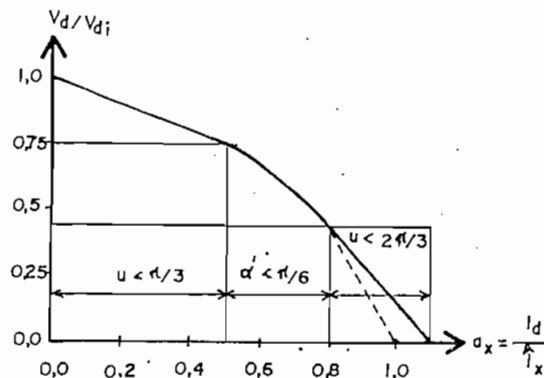


Figura 2.2.12.- Característica voltaje-corriente en el rectificador tipo puente trifásico, debida a la conmutación inductiva (Hasta el cortocircuito).

Por último, en la figura 2.2.12 se muestra la característica

voltaje-corriente del rectificador tipo puente trifásico con conmutación inductiva de la fuente, hasta el cortocircuito. (Referencia B.13)

2.2.3.- Efecto de la impedancia resistivo-inductiva de la fuente en la conmutación.

Tal como se hizo en las partes 2.2.1 y 2.2.2, a continuación se estudiará el conversor tipo puente trifásico a partir de un circuito conversor de tres pulsos. (Ver figura 2.2.13)

De la figura 2.2.13 se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$v_u = (R+pX).i_u + v_a \quad (\text{ec.2.2.56})$$

$$v_v = (R+pX).i_v + v_a \quad (\text{ec.2.2.57})$$

$$v_w = (R+pX).i_w + v_a \quad (\text{ec.2.2.58})$$

$$i_u + i_v + i_w = I_d \quad (\text{ec.2.2.59})$$

En las ecuaciones 2.2.56, 57, 58 y 59: p es la derivada con respecto al ángulo θ ($d/d\theta$).

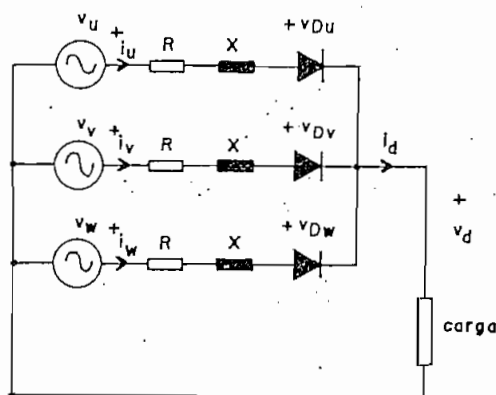


Figura 2.2.13.- Rectificador de tres pulsos con impedancia resistivo-inductiva de la fuente.

Si D_u está conduciendo:

$$v_u = R.I_a + v_a, \quad \text{y} \quad v_{Au} = v_u - R.I_a.$$

Entonces, la conmutación empezará cuando $v_{Au} = v_{Av}$. Puesto que D_v no se encontraba conduciendo, $v_{Av} = v_v$. De esta forma, la conmutación empezará cuando $v_u - v_v = R.I_a$. De modo similar al caso con sólo resistencias en la fuente, la conmutación se iniciará cuando:

$$\theta' = \theta_0' = -\delta ; \quad \text{con} \quad (ec.2.2.60)$$

$$\text{Sen}\delta = \frac{R.I_a}{\sqrt{6}.V_e}$$

El final de la conmutación se producirá cuando la corriente i_v alcance el valor I_a , y la corriente i_u se haga cero.

Como $I_a = i_u + i_v$, se tiene que:

$p i_u + p i_v = 0$, y también que:

$$v_v - v_u = (R+pX)(i_v - i_u) = 2.(R+pX).i_v - R.I_a \quad (ec.2.2.61)$$

Conocidos los voltajes v_u y v_v entonces, al resolver la ecuación diferencial 2.2.62, se obtendrá la forma en que crece la corriente i_v , cuando se produce la conmutación.

$$p i_v = \frac{1}{2.X} (R.I_a - 2.R.i_v + \sqrt{6}.V_e.\text{Sen}\theta') \quad (ec.2.2.62)$$

Normalizando la ecuación 2.2.62 con respecto a la corriente I_a con $y = i_v/I_a$; entonces:

$$p y = (R/X) \left[\frac{1}{2} - y + \frac{1}{2} (\text{Sen}\theta' / \text{Sen}\delta) \right] \quad (ec.2.2.63)$$

Si se denomina μ_0 al ángulo de conmutación puramente inductivo, se tiene que: $1 - \text{Cos}\mu_0 = (2.X.I_a / \sqrt{6}.V_e)$, por lo

tanto, la relación entre la resistencia y la inductancia en función de δ y μ_0 es:

$$\frac{X}{R} = \frac{1 - \cos\mu_0}{2 \cdot \text{Sen}\delta} \quad (\text{ec.2.2.64})$$

Reemplazando la ecuación 2.2.64 en la 2.2.63, se tiene que:

$$(1 - \cos\mu_0)py = \text{Sen}\delta(1 - 2y) + \text{Sen}\theta' \quad (\text{ec.2.2.65})$$

El resultado de la integración numérica de la ecuación 2.2.65 según el método de Runge-Kutta de cuarto orden, con condiciones iniciales: $y = 0$ cuando $\theta' = -\delta$; hasta que $y = 1$ cuando $\theta' = \mu - \delta$, produjo los valores que se muestran en la tabla 2.2.3.

$\mu_0 \backslash \delta$	0,00	0,10	0,20	0,30	0,40
0,00	0,00	0,20	0,40	0,60	0,80
0,20	0,20	0,30	0,50	0,65	0,85
0,40	0,40	0,50	0,60	0,75	0,95
0,60	0,60	0,70	0,80	0,90	1,05
0,80	0,80	0,90	1,00	1,10	1,20

Tabla 2.2.3.- Resultados de la integración numérica de la ecuación 2.2.65 para diferentes valores de μ_0 y δ .

Con los valores de la tabla 2.2.3, se realizó la figura 2.2.14. En esta figura, cuando u es mayor o igual a 3δ , el valor de u se puede aproximar a:

$$u = \mu_0 + \delta; \text{ si } 3\delta \leq u, \text{ ó } 2\delta \leq \mu_0 \quad (\text{ec.2.2.66})$$

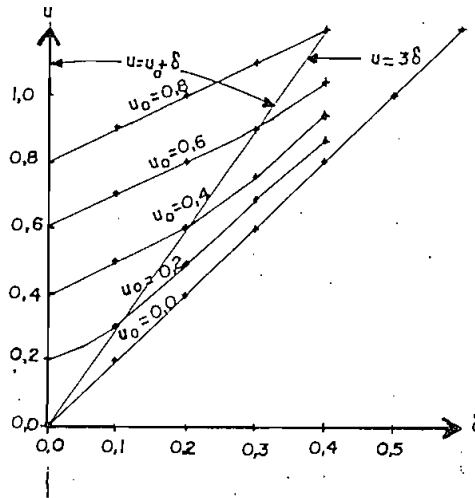


Figura 2.2.14.- Angulo de conmutación u , en función de μ_0 y δ .

De la aplicación de la ecuación 2.2.66 para ángulos $\mu_0 \leq \pi$; y $\delta \leq \pi/2$, se obtuvo que:

$$\frac{1-\text{Cos}2\delta}{2.\text{Sen}\delta} \leq \frac{1-\text{Cos}\mu_0}{2.\text{Sen}\delta} = \text{tg}\varphi; \quad (\text{ec.2.2.67})$$

En la ecuación 2.2.67, se ha reemplazado:

$$\text{tg}\varphi = X/R \quad (\text{ec.2.2.68})$$

En la figura 2.2.15 se muestra gráficamente la condición dada en la ecuación 2.2.67. La región sombreada corresponde a la aproximación $u = \mu_0 + \delta$, que es válida con cierta exactitud. Además se ha delimitado un ángulo δ máximo de $\pi/6$, pues según se vió en la parte 2.2.1 de este capítulo, cuando $\delta = \pi/6$, el voltaje rectificado ha caído prácticamente hasta cero. Se nota además, que la condición dada en la ecuación 2.2.67 no es muy severa y se cumple para valores muy bajos de φ y $\text{tg}\varphi$, y para casi todos los valores de δ .

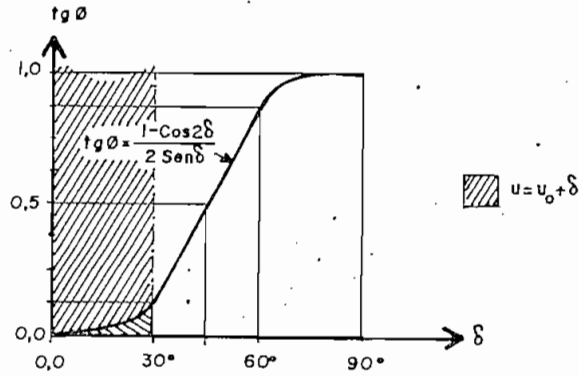


Figura 2.2.15.- Región de validez de la aproximación $u = \mu_0 + \delta$

En la figura 2.2.16. se muestra la forma de onda del voltaje rectificado en un convertidor de tres pulsos. En esta figura se nota que la conmutación se inicia cuando $\theta = u$; y que la caída de voltaje es permanente, con una magnitud dada por $R I_d$ durante todo el período, excepto durante la conmutación.

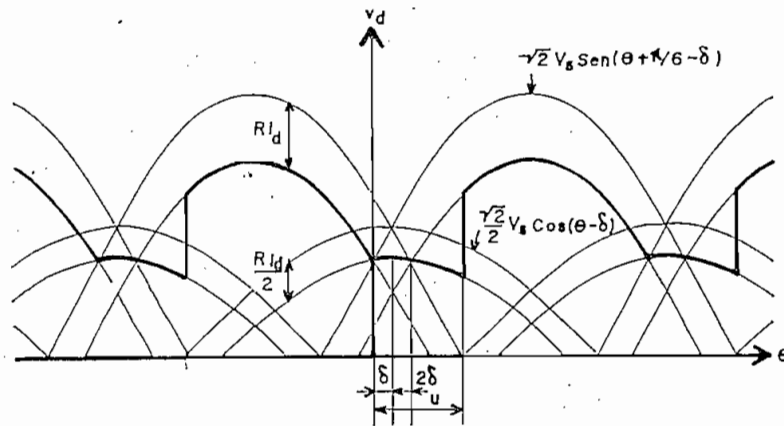


Figura 2.2.16.- Forma de onda del voltaje rectificado a 3 pulsos, debido a una impedancia resistivo-inductiva de la fuente.

Específicamente, el voltaje v_a está dado por la siguiente ecuación:

$$v_a = \begin{cases} (\sqrt{2}/2) \cdot V_s \cdot \cos(\theta - \delta) - \frac{1}{2} R \cdot I_a & ; \text{cuando } 0 \leq \theta \leq u \\ \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\theta + \pi/6 - \delta) - R \cdot I_a & ; \text{cuando } u \leq \theta \leq 2\pi/3 \end{cases}$$

Al integrar la ecuación anterior en todo el período, se determina que el voltaje medio producido por el convertidor con impedancia resistivo-inductiva de la fuente es:

$$V_a = \frac{3\sqrt{6} \cdot V_s}{2\pi} \left[\frac{\cos(u - \delta) + \cos \delta}{2} \right] - (1 - 3u/4\pi) \cdot R \cdot I_a \quad (\text{ec. 2.2.69})$$

La ecuación 2.2.69 se puede dejar explícitamente como una función de u y δ en la siguiente forma:

$$\frac{V_a}{V_{a1}} = \frac{\cos(u - \delta) + \cos \delta}{2} - (2\pi/3 - u/2) \cdot \sin \delta \quad (\text{ec. 2.2.70})$$

En la ecuación anterior $V_{a1} = \frac{3\sqrt{6} \cdot V_s}{2\pi}$

La ecuación 2.2.70 también es válida para el convertidor de 6 pulsos tipo puente, si se toma en cuenta que $V_{a1} = \frac{3\sqrt{6} \cdot V_s}{\pi}$; y que el ángulo máximo de conmutación es: $u = \pi/3$, porque según se vió en las partes 2.2.1 y 2.2.2, los problemas de conmutación empiezan cuando los ángulos 2δ y μ_0 alcanzan valores mayores a los 60° .

Si en la ecuación 2.2.70 se reemplaza la ecuación 2.2.66, se puede obtener una relación mas apropiada para calcular la caída de voltaje por conmutación resistivo-inductiva. Esta es:

$$\frac{V_a}{V_{a1}} = \frac{\cos \mu_0 + \cos \delta}{2} - (2\pi/3 - \mu_0/2 - \delta/2) \cdot \sin \delta \quad (\text{ec. 2.2.71})$$

Para aproximar la ecuación 2.2.71 con una ecuación que depende linealmente de la corriente, se harán las siguientes consideraciones:

Si $\delta \leq \pi/6$; entonces:

$$\delta \approx \text{Sen}\delta; \text{ y } \text{Cos}\delta \approx 1 - \frac{1}{2}\delta \cdot \text{Sen}\delta \quad (\text{ec.2.2.72})$$

Al reemplazar la ecuación 2.2.72 en la 2.2.71, se tiene que:

$$\frac{V_a}{V_{a1}} = \frac{1 + \text{Cos}\mu\alpha}{2} - (2\pi/3 - \mu\alpha/2 - \delta/4) \cdot \text{Sen}\delta \quad (\text{ec.2.2.73})$$

El primer término del miembro derecho de la ecuación 2.2.73 cuantifica la caída de voltaje debida a la conmutación inductiva; el segundo la caída de voltaje debida a la resistencia de la fuente (considerando que no existe conmutación); y el tercero y cuarto, la caída de voltaje debida a la conmutación resistivo-inductiva.

Si en la ecuación 2.2.73 se reemplazan las ecuaciones 2.2.7 y 2.2.48, y se desprecia el tercer término por ser muy pequeño en comparación con los otros (apenas vale 0,065 cuando $\delta = \pi/6$), se tiene que:

$$\frac{V_a}{V_{a1}} = 1 - \frac{I_a}{V_{a1}} \left[\frac{3 \cdot X}{\pi} + 2 \cdot R - \frac{\pi \mu\alpha R}{6} \right] \quad (\text{ec.2.2.74})$$

En la ecuación 2.2.74 los términos encerrados entre corchetes representan la caída de voltaje total debida a la impedancia resistivo-inductiva de la fuente.

La ecuación 2.2.74 será de mucha utilidad en el estudio del convertidor en cascada acoplado a la máquina asincrónica, dado

que en estas máquinas, las impedancias rotóricas varían con la velocidad.

2.3 ESTUDIO DEL INVERSOR CONMUTADO POR LINEA

En la parte 2.1.1 se estudió el convertidor controlado de tres pulsos, y en la 2.1.2 el convertidor controlado tipo puente trifásico. En las dos partes mencionadas, no se tomó en cuenta el efecto de la impedancia de la fuente sobre el voltaje medio y sobre la red de alimentación.

Por ser el efecto inductivo el más pronunciado en el transformador que alimenta el inversor, a continuación se tratará de cuantificarlo, primero en el convertidor de tres pulsos, y luego en el convertidor tipo puente trifásico.

2.3.1 Efecto de la inductancia de la fuente sobre el voltaje medio rectificado.

Los voltajes que se tienen en las fases U y V en el instante en el cual el SCR de la fase U inicia la conmutación de corriente al SCR de la fase V (Ver figura 2.1.6) son:

$$v_u = \sqrt{2} \cdot V_m \cdot \cos(\alpha - \pi/3) \quad (\text{ec.2.3.1})$$

$$v_v = \sqrt{2} \cdot V_m \cdot \cos(\alpha + \pi/3) \quad (\text{ec.2.3.2})$$

Antes de conmutar, el SCR T_u conduce la corriente I_a , y el SCR T_v no conduce ninguna corriente, entonces:

$$i_u = I_a; e \quad (\text{ec.2.3.3})$$

$$i_v = 0 \quad (\text{ec.2.3.4})$$

Del circuito que se muestra en la figura 2.3.1, se deduce que:

$$v_u = X \cdot i_u' + v_{Tu} + v_d; \quad y \quad (\text{ec.2.3.5})$$

$$v_v = X \cdot i_v' + v_{Tv} + v_d \quad (\text{ec.2.3.6})$$

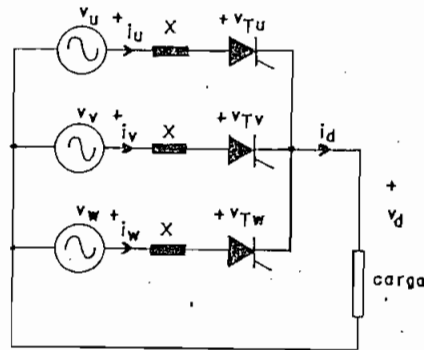


Figura 2.3.1.- Circuito conversor controlado de tres pulsos.

Durante la conmutación, T_u y T_v conducen a la vez, entonces:

$$v_{Tu} = v_{Tv} = 0;$$

$$v_u = X \cdot i_u' + v_d \quad (\text{ec.2.3.7})$$

$$v_v = X \cdot i_v' + v_d; \quad e \quad (\text{ec.2.3.8})$$

$$I_d = i_u + i_v \quad (\text{ec.2.3.9})$$

Al resolver las ecuaciones anteriores, se tiene que durante la conmutación:

$$v_d = \frac{1}{2}(v_u + v_v); \quad \acute{o}$$

$$v_d = (\sqrt{2}/2) \cdot V_m \cdot \cos \theta'; \quad \text{con } \theta' = \theta + \pi/3 \text{ y } 0 \leq \theta' \leq \alpha \quad (\text{ec.2.3.10})$$

Igual que en la ecuación 2.2.52, α es el ángulo total de conmutación de la corriente.

Si se resta miembro a miembro la ecuación 2.3.8 menos la 2.3.9, y en la ecuación resultante, se reemplaza la 2.3.10, se obtiene la siguiente ecuación:

$$v_u - v_v = X.(i_u' - i_v') = -2.X.i_v' \quad (\text{ec.2.3.11})$$

Si se integra la ecuación 2.3.11, se obtiene:

$$i_v = \frac{\sqrt{6}.V_e}{2.X} \left[\text{Cosa} - \text{Cos}(\theta' + \alpha) \right] \quad (\text{ec.2.3.12})$$

Si en la ecuación 2.3.12 se reemplaza i_v con I_a y θ' con u se tiene:

$$I_a = \frac{\sqrt{6}.V_e}{2.X} \left[\text{Cosa} - \text{Cos}(\alpha + u) \right] \quad (\text{ec.2.3.13})$$

Entonces:

$$\text{Cos}(\alpha + u) = \text{Cosa} - (2.X.I_a / \sqrt{6}.V_e) \quad (\text{ec.2.3.14})$$

Si se define $I_x = \frac{\sqrt{6}.V_e}{2.X}$, la ecuación 2.3.14 queda:

$$\text{Cos}(\alpha + u) = \text{Cosa} - (I_a / I_x) \quad (\text{ec.2.3.15})$$

Si $\alpha = 0$; y $u = \mu_0$; entonces:

$$\text{Cos}\mu_0 = 1 - (I_a / I_x) \quad (\text{ec.2.3.16})$$

La ecuación 2.3.16 es la misma que la 2.2.48.

En cuanto al voltaje rectificado v_a , (Ver figura 2.3.2) se tiene que:

$$v_a = \begin{cases} (\sqrt{2}/2).V_e.\text{Cos}\theta'; & \text{con } \alpha \leq \theta' \leq u + \alpha \\ \sqrt{2}.V_e.\text{Cos}(\theta' - \pi/3); & \text{con } \alpha + u \leq \theta' \leq \alpha + 2\pi/3 \end{cases} \quad (\text{ec.2.3.17})$$

Por tanto, el valor medio del voltaje rectificado para un conversor controlado de 3 pulsos es:

$$V_a = \frac{3\sqrt{6}.V_e}{4\pi} \left[\text{Cosa} + \text{Cos}(\alpha + u) \right] \quad (\text{ec.2.3.18})$$

En la figura 2.3.2 se muestra el voltaje rectificado en un convertidor controlado trifásico de tres pulsos para diferentes ángulos de disparo. Se indican en esa figura áreas sombreadas de igual magnitud sobre el voltaje rectificado v_d en el momento de la conmutación. Se puede demostrar que las áreas de igual magnitud corresponden a la conmutación producida por la misma reactancia de fuente (Ver referencia B.13)

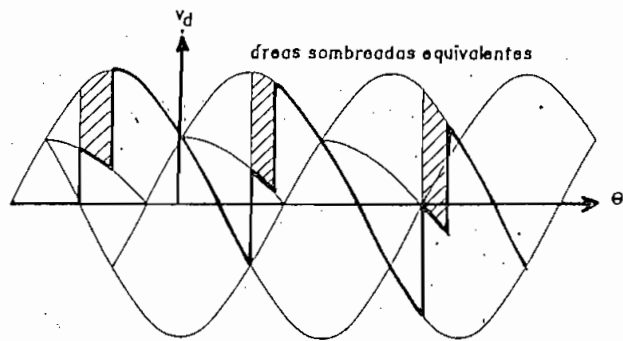


Figura 2.3.2.- Voltaje rectificado en un convertidor controlado trifásico de tres pulsos con diferentes ángulos de disparo, donde se muestran áreas sombreadas equivalentes que corresponden a una misma reactancia de fuente.

Si se utiliza la definición:

$$V_{d1} = \frac{3\sqrt{6} \cdot V_e}{2 \cdot \pi} \quad (\text{ec.2.3.19})$$

Entonces:

$$\frac{V_d}{V_{d1}} = \frac{\text{Cosa} + \text{Cos}(\alpha+u)}{2} \quad (\text{ec.2.3.20})$$

La ecuación 2.3.20 también es válida para el convertidor controlado tipo puente, si se toma en cuenta que en este

tipo de convertor, V_{a1} es el doble del descrito en la ecuación 2.3.19.

Si en la ecuación 2.3.20 se reemplaza la 2.3.15, se obtiene:

$$\frac{V_d}{V_{a1}} = \cos\alpha - \frac{I_a}{2.I_x} \quad (\text{ec.2.3.21})$$

Nuevamente se nota linealidad en la caída de voltaje debida a la conmutación de la corriente I_a y a la reactancia X (Ver figura 2.3.3). Esta linealidad no depende del ángulo de disparo α , tal como se puede ver en la ecuación 2.3.22.

$$V_a = \frac{3\sqrt{6}.V_m}{\pi} \cos\alpha - \frac{3.X.I_a}{\pi} \quad (\text{ec.2.3.22})$$

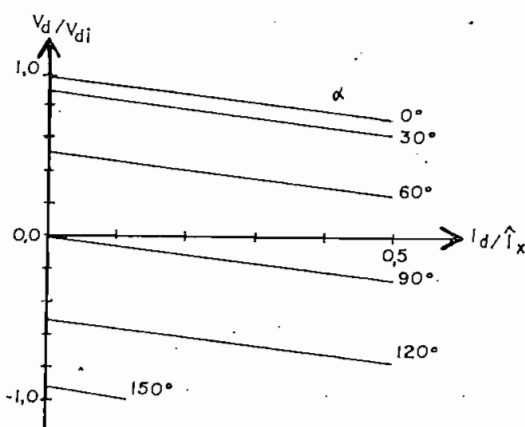


Figura 2.3.3.- Voltaje medio V_a en un convertor controlado, con respecto a la corriente media I_a , con el ángulo de disparo α como parámetro.

2.3.2 Limitación del ángulo de disparo debida a la conmutación inductiva.

En la figura 2.3.4 se muestra la variación de u con α para distintos ángulos μ_0 . Para realizar la figura 2.3.4, se utilizó la ecuación: (Ver Referencia B.13)

$$u = \arccos(\cos\alpha - 1 + \cos\mu_0) - \alpha \quad (\text{ec.2.3.23})$$

En la ecuación 2.3.23 se nota que:

$$u = \mu_0 \text{ cuando } \alpha = 0; \text{ y que}$$

$$u = \mu_0 \text{ cuando } \alpha = \pi - \mu_0 \quad (\text{ec.2.3.24})$$

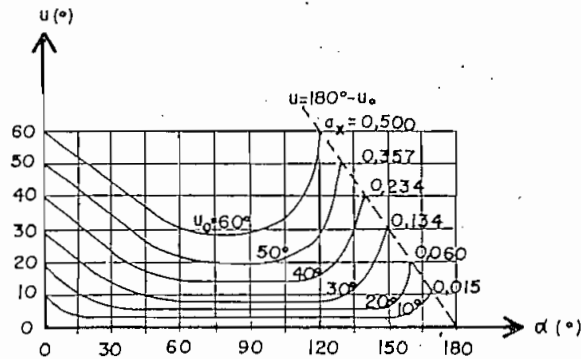


Figura 2.3.4.- Variación del ángulo de conmutación según el ángulo de disparo α , teniendo como parámetros al ángulo μ_0 y el correspondiente α_x .

Dada una corriente media I_a , según la ecuación 2.3.16, se tiene un sólo valor de μ_0 ; por tanto, las curvas de la figura 2.3.4 también describen la variación de u con α para un valor de α_x constante, tal como se indica en la misma figura.

La ecuación 2.3.24 limita teóricamente el ángulo de disparo

a un valor comprendido entre 0 y $\alpha_{m\acute{a}x}$. Si $\alpha \geq \alpha_{m\acute{a}x}$; el SCR que debe apagarse mantendrá su conducción, por tener nuevamente polarización directa, con lo cual I_a aumentará y se producirá inestabilidad en el inversor.

El ngulo de disparo máximo es:

$$\alpha_{m\acute{a}x} = \pi - \arccos(1 - a_x) \quad (\text{ec.2.3.25})$$

$$\alpha_{m\acute{a}x} = \pi - \arccos(1 - 2.X.I_a / \sqrt{6}.V_s) \quad (\text{ec.2.3.26})$$

En la figura 2.3.4 se aprecia que la variación de u , para un μ_0 dado es considerable, y que la función presenta un mínimo para α alrededor de 90° . Según se ve, el ángulo de disparo de 180° sólo tiene un significado teórico.

Además del efecto negativo de la conmutación sobre el ángulo máximo de disparo, existe otro efecto que lo limita aún mas, este es el tiempo de recuperación del SCR (t_q), que generalmente es menor a $100 \mu s$. Por otro lado, con el fin de prevenir aún mas el riesgo de que el SCR se vuelva a encender, y considerando que los circuitos de disparo tienen una exactitud determinada (por ejemplo $\pm 2\%$), es conveniente entonces que el ángulo de disparo no exceda de:

$$\alpha_{m\acute{a}x} = 180^\circ - (\beta_{m\acute{i}n} + \mu_0) \quad (\text{ec.2.3.27})$$

$$\beta_{m\acute{i}n} = 360^\circ . f . t_{qm\acute{a}x} + 2^\circ \quad (\text{ec.2.3.28})$$

Si $t_{m\acute{a}x} = 100 \mu s$ y $f = 60 \text{ (Hz)}$, entonces:

$$\beta_{m\acute{i}n} = 4,16^\circ \approx 5^\circ$$

Con respecto a la variable a_x , el ángulo máximo de disparo es: $\alpha_{m\acute{a}x} = 180^\circ - \arccos(1 - a_x) - \beta_{m\acute{i}n}$ (ec.2.3.29)

2.3.3 Distorsión del voltaje de la red.

La conmutación también distorsiona el voltaje de la red. Esta distorsión en el voltaje de fase se muestra en la figura 2.3.5, en la que se indica además, que en un convertidor tipo puente trifásico, existen 4 transitorios por período sobre el voltaje de fase. Sobre el voltaje de línea en cambio, se presentan 6 transitorios por período.

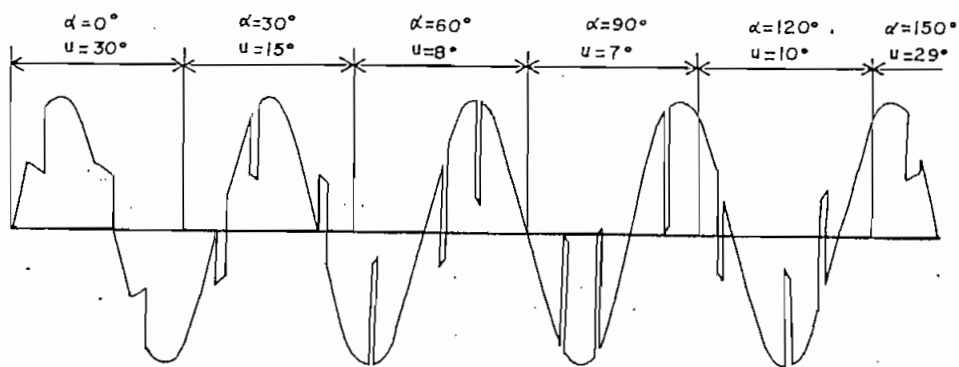


Figura 2.3.5.- Efecto de la conmutación sobre el voltaje de fase, mientras se mantiene constante la corriente de carga para distintos ángulos de disparo.

Para ángulos de disparo entre 30° y 150° , la forma de onda del voltaje cruza por cero dos o más veces en cada período; por tanto, para la sincronización de los pulsos de disparo de los SCR's, es necesario eliminar los cruces por cero adicionales mediante el uso de "filtros pasabajos". (Ver referencia B.11)

2.3.4 Rizado del voltaje rectificado.

A continuación se presenta el análisis de los componentes de frecuencias armónicas del voltaje rectificado, sin considerar el efecto de la conmutación.

En la figura 2.3.6 se nota que existen dos componentes fundamentales del voltaje rectificado: un componente de corriente continua y un componente de rizado cuya frecuencia fundamental es igual a 6 veces la frecuencia de la red.

Si se desplaza adecuadamente el voltaje de línea, se lo puede escribir en la siguiente forma:

$$v_a = \sqrt{6} \cdot V_m \cdot \cos(\omega t - \pi/6 + \alpha); \text{ con } 0 \leq \omega t \leq \pi/3 \quad (\text{ec.2.3.30})$$

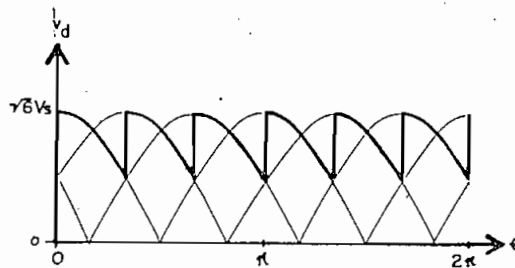


Figura 2.3.6.- Voltaje rectificado en un convertidor controlado de 6 pulsos con ángulo de disparo de 30°.

El período de la señal de la figura 2.3.6 es $T = \pi/3\omega$, que es la sexta parte del período de la red, por tanto sólo existirán armónicas de orden 6 y sus múltiplos: 12, 18....6n..etc.

Los coeficientes de Fourier para esta señal son A_0 , A_{6n} , y B_{6n} , que se pueden calcular así:

$$A_0 = f \int_0^T v_a dt$$

$$A_{6n} = 2f \int_0^T v_a \cos 6n\omega t dt$$

$$B_{6n} = 2f \int_0^T v_a \sin 6n\omega t dt; \text{ con } n = 1, 2, 3, \dots$$

Por tanto, la señal v_a será:

$$v_a = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{6n} \cos 6n\omega t + B_{6n} \sin 6n\omega t) \quad (\text{ec.2.3.31})$$

Para resolver y simplificar, se hacen las siguientes definiciones: $\omega_0 = 6\omega$; $\theta = \omega_0 t$; y $T = \pi/3\omega$.

Al realizar las integrales respectivas, y reemplazando $m=6n$ los coeficientes adquieren los siguientes valores:

$$A_0 = V_{a1} \cos \alpha \quad (\text{ec.2.3.32})$$

$$A_m = - \frac{2 V_{a1} \cos \alpha}{(m^2 - 1)} \quad (\text{ec.2.3.33})$$

$$B_m = \frac{2 V_{a1} m \sin \alpha}{(m^2 - 1)} ; m = 6, 12, 18, \dots \quad (\text{ec.2.3.34})$$

Se supone que cuando m es diferente de $6n$, los coeficientes A_m y B_m tienen un valor igual a cero.

Entonces, la señal $v_a(t)$, se puede representar con la siguiente serie de Fourier:

$$\frac{v_a}{V_{a1}} = \cos \alpha + 2 \sum_{m=6, 12, 18, \dots}^{\infty} \frac{1}{m^2 - 1} (\cos \alpha \cos m\omega_0 t + m \sin \alpha \sin m\omega_0 t) \quad (\text{ec.2.3.35})$$

El valor pico del componente m-ésimo, se obtiene utilizando la siguiente ecuación:

$$C_m^2 = A_m^2 + B_m^2; \text{ entonces:}$$

$$C_m = \frac{2 \cdot V_{a1}}{m^2 - 1} \left[1 + (m^2 - 1) \text{Sen}^2 \alpha \right]^{\frac{1}{2}}; \text{ con} \quad (\text{ec.2.3.36})$$

$$m = 6, 12, 18, \dots \text{ etc.}$$

Con los resultados de la ecuación 2.3.36, es posible obtener un modelo tal como el representado en la figura 2.3.7, para el convertidor tipo puente trifásico, considerando únicamente los componentes alternos del voltaje rectificado; y $n = 1, 2, 3, \dots \text{ etc.}$

En la figura 2.3.7, la frecuencia f_e es la frecuencia de la red eléctrica, y V_e es el voltaje de fase

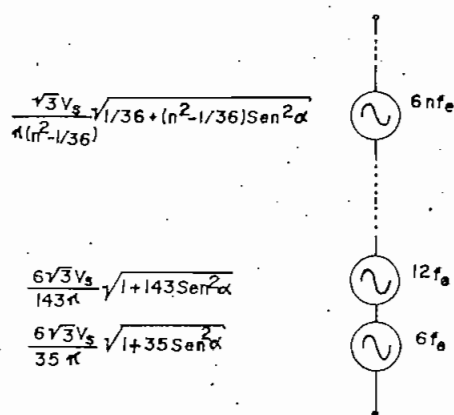


Figura 2.3.7.- Modelo en AC de un convertidor controlado trifásico tipo puente.

2.3.5 Circuito equivalente en DC del inversor.

En cuanto al componente de corriente continua, si se utiliza la ecuación 2.3.23, se obtiene el modelo de la figura 2.3.8.

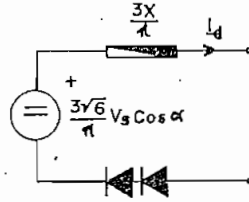


Figura 2.3.8.- Modelo DC de un convertor controlado trifásico tipo puente, considerando el efecto de la inductancia de la fuente en la conmutación.

La resistencia $3X/\pi$ representa la variación del voltaje medio debida a la conmutación y a la corriente que circula en el circuito (I_a). Se puede considerar también, la caída de voltaje en los SCR's, y en el caso del convertor en puente trifásico, esta será equivalente a la caída de 2 diodos en serie.

2.3.6. Discontinuidad de la corriente rectificadora

El siguiente análisis es muy importante, porque en forma similar a lo que se hizo en el punto 2.3.4, en este punto se da la base teórica para el diseño de la inductancia L_a .

Para este análisis, no se considera el efecto de la conmutación, y se asume que el convertor controlado de seis pulsos, tiene como carga una fuerza electromotriz constante

de un valor E (igual al voltaje medio rectificado), en serie con una inductancia L_d , por la cual circula una corriente i_a (Ver figura 2.3.9.a).

La figura 2.3.9.b muestra el voltaje rectificado v_a , y la corriente i_a que se tendría a la salida del conversor. En la figura 2.3.9.b, el eje de las ordenadas se adelanta un ángulo $-\pi/6 + \alpha$ en la escala ωt .

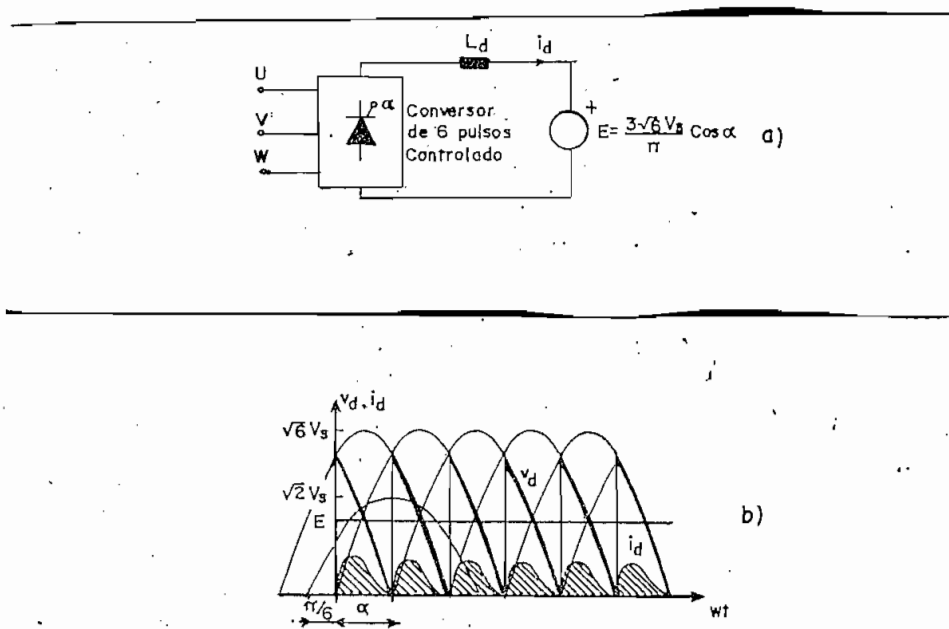


Figura 2.3.9. a) Convertor de 6 pulsos controlado con carga L, E .
b) Formas de onda de v_a , e i_a para el circuito mostrado en (a).

Se nota que el voltaje instantáneo, es el mismo que el indicado en la ecuación 2.3.30; por tanto, si este voltaje se aplica a una carga E de valor:

$$E = V_{a1} \cdot \cos \alpha; \text{ entonces,} \quad (\text{ec.2.3.37})$$

La corriente que circulará por la bobina será:

$$i_a = \int_0^t \frac{v_a - E}{L_a} \cdot dt; \text{ que al resolver da}$$

$$i_a = \frac{\sqrt{6} \cdot V_a}{\omega \cdot L_a} \left[\text{Sen}(\omega t + \alpha - \pi/6) - \text{Sen}(\alpha - \pi/6) - (3\omega t/\pi) \text{Cosa} \right] \quad (\text{ec.2.3.38})$$

Nota.- Para obtener el resultado anterior, se ha asumido que al tiempo $t = 0$, el valor de $i_a = 0$.

La discontinuidad se produce cuando a un ángulo Ω , la corriente i_a vuelve a valer cero. El ángulo Ω , se lo puede obtener haciendo $i_a = 0$ en la ecuación 2.3.38; entonces:

$$(3\Omega/\pi) \text{Cosa} = \text{Sen}(\Omega - \pi/6 + \alpha) - \text{Sen}(\alpha - \pi/6) \quad (\text{ec.2.3.39})$$

La corriente media que circula por la bobina L_a , en tales condiciones es:

$$I_a = (3/\pi) \int_0^{\Omega} i_a \cdot dt; \text{ ó}$$

$$I_a = \frac{V_{a1}}{\omega \cdot L_a} \left[\text{Cos}(\alpha - \pi/6) - \text{Cos}(\Omega - \pi/6 + \alpha) - \frac{1}{2}\Omega \cdot \text{Sen}(\alpha - \pi/6) - \frac{1}{2}\Omega \cdot \text{Sen}(\Omega - \pi/6 + \alpha) \right]$$

Es importante conocer el valor de la corriente media I_a , en el límite de la discontinuidad; es decir cuando Ω tiene el valor de $\pi/3$, así:

$$I_a = \frac{V_{a1}}{\omega \cdot L_a} \text{Sen}\alpha \cdot (1 - \pi\sqrt{3}/6) \quad (\text{ec.2.3.40})$$

En la referencia B.13 se encuentra un análisis similar para el convertidor de tres pulsos.

La ecuación 2.3.40 es de gran ayuda en el diseño de L_a ; pues

si se establece el valor de la corriente I_a mínima necesaria, que garantice la conducción continua (límite de la discontinuidad), entonces se podrá calcular L_a con la siguiente ecuación:

$$L_{a \text{ min}} = 0,092 \frac{V_{a1} \cdot S_{\text{ena}}}{w \cdot I_{a \text{ min}}} \quad (\text{ec.2.3.41})$$

CAPITULO III

DISEÑO DEL CIRCUITO DE POTENCIA

En el capítulo anterior se estudió el "convertor en cascada" y se puso especial interés en los efectos de la conmutación sobre el voltaje medio obtenido, tanto en el caso del rectificador como del inversor. En el rectificador se tomaron en cuenta los efectos de una resistencia y una reactancia como impedancias de fuente, pues ambas son importantes en el circuito equivalente del rotor. En el inversor se tomó en cuenta tan sólo el efecto de la inductancia, pues generalmente los transformadores de poder tienen un marcado efecto inductivo.

El estudio del Capítulo II se realizó con el objeto de conocer los voltajes y corrientes del "convertor en cascada", cuando se lo acopla a un equipo eléctrico de potencia en general. En el presente capítulo se concentrará la atención al acoplamiento del convertor en cascada con el rotor de la máquina por un lado y con el secundario de un transformador por el otro. La figura 3.0.1 muestra un diagrama de este acoplamiento.

En este capítulo se describirá el diseño de los principales componentes eléctricos y electrónicos necesarios para que el equipo de la figura 3.0.1 funcione en forma óptima. Además, se presentarán los diseños de la bobina de choque de inductancia L_a ,

del transformador delta-estrella, y de las protecciones necesarias.

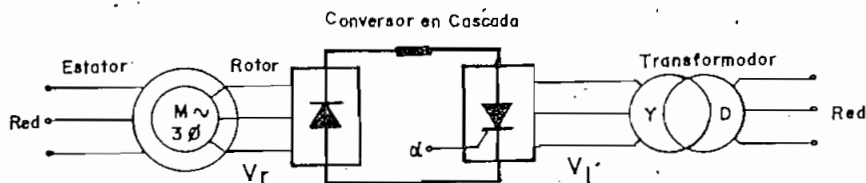


Figura 3.0.1.- Conversor en cascada acoplado al rotor de la máquina y al transformador D-Y.

Previo al diseño de los elementos necesarios, se realizará un estudio general de la máquina asincrónica, con el objeto de conocer en detalle el funcionamiento de este control de velocidad.

3.1 ESTUDIO GENERAL DE LA MAQUINA ASINCRONICA

En esta parte se presenta la cuantificación de las variables que intervienen en el circuito de potencia de la máquina asincrónica, primero desde un punto de vista muy amplio que tiene que ver con la máquina asincrónica exclusivamente, y luego desde un punto de vista simplificado, en el cual tiene mucha importancia el convertidor en cascada acoplado a la máquina asincrónica.

3.1.1 Modelo matemático en a.c. de la máquina asincrónica.

En las siguientes líneas se describe la máquina asincrónica a partir del modelo equivalente lineal monofásico en estado

estable. En el apéndice A.2. se encuentra un compendio de las principales fórmulas que describen el funcionamiento del motor asincrónico, prescindiendo del análisis matemático que conduce a la obtención de este modelo.

En esta parte se tratará de adaptar el circuito equivalente de la máquina asincrónica de tal manera, que sea posible analizar en forma directa el sistema que se muestra en la figura 3.0.1. El objetivo final, es dimensionar los diodos y SCR's.

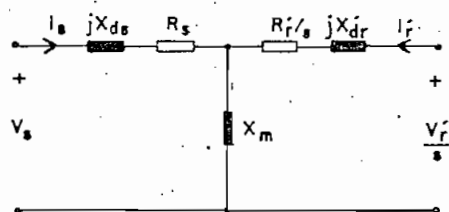


Figura 3.1.1.- Circuito equivalente monofásico referido al estator, de una máquina trifásica asincrónica.

En el circuito de la figura 3.1.1 se representan las ecuaciones A.2.1 y A.2.2 descritas en el apéndice A.2.

Cuando se trata de una máquina asincrónica con rotor en jaula de ardilla, o con los terminales del rotor en cortocircuito, bastará con reemplazar el valor de $V_r = 0$ en las ecuaciones indicadas en el apéndice A.2. Si se hace esto, se obtienen curvas características de la máquina de inducción similares a las que se observan en la figura 3.1.2.

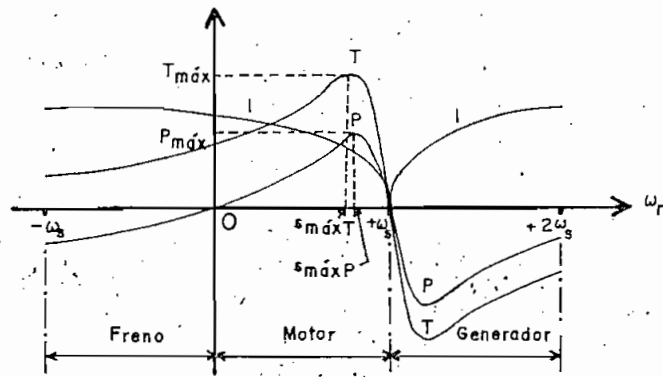


Figura 3.1.2.- Características típicas de una máquina asincrónica con el rotor en cortocircuito, para el torque T , corriente I , y potencia P , como funciones de la velocidad del rotor ω_r .

El circuito de la figura 3.1.1 es conveniente tenerlo referido al rotor, con el objeto de acoplar fácilmente el convertidor en cascada a los terminales del rotor. Para lograrlo, es necesario multiplicar las ecuaciones A.2.1 y A.2.2 miembro a miembro por el factor s/a (Ver anexo A.2); y además, realizar ciertos reemplazos en esas ecuaciones. Con esas operaciones se consiguen las ecuaciones modificadas que siguen:

$$s.V_{e'} = s(R_{e'} + jX_{e'}) \cdot I_{e'} + jsX_{m'} I_r \quad (\text{ec.3.1.1})$$

$$V_r = (R_r + jsX_r) \cdot I_r + jsX_{m'} I_{e'} \quad (\text{ec.3.1.2})$$

Los reemplazos realizados en las ecuaciones anteriores fueron:

$$V_{e'} = V_e/a \quad (\text{ec.3.1.3})$$

$$I_{e'} = a \cdot I_e \quad (\text{ec.3.1.4})$$

$$R_{e'} = R_e/a^2 \quad (\text{ec.3.1.5})$$

$$X_e' = X_e/a^2 \quad (\text{ec.3.1.6})$$

$$X_m' = X_m/a^2; \text{ y} \quad (\text{ec.3.1.7})$$

$$X_{de}' = X_{de}/a^2 \quad (\text{ec.3.1.8})$$

Las ecuaciones 3.1.1 y 3.1.2 sugieren el circuito equivalente referido al rotor que se muestra en la figura 3.1.3.

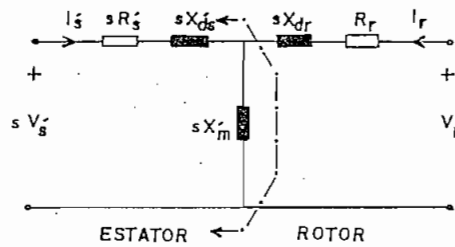


Figura 3.1.3.- Circuito equivalente de una máquina asincrónica referido al rotor.

Puesto que generalmente el voltaje aplicado al estator es constante mientras funciona la máquina asincrónica, hallar un equivalente de Thevenin de la sección marcada con la flecha facilita el trabajo con este circuito. Para hallar el equivalente, se deben realizar los siguientes reemplazos:

$$R_{ee}' = \frac{R_e \cdot X_m \cdot X_m'}{R_e^2 + X_e^2} \quad (\text{ec.3.1.9})$$

$$X_{ee}' = \frac{R_e^2 + X_e \cdot X_{de}}{R_e^2 + X_e^2} \cdot X_m' \quad (\text{ec.3.1.10})$$

$$V_{ee}' = \frac{X_m \cdot V_e' \cdot e^{j\theta_e}}{(R_e^2 + X_e^2)^{1/2}}; \text{ y} \quad (\text{ec.3.1.11})$$

$$\phi_s = \arctg(R_e/X_e) \quad (\text{ec.3.1.12})$$

Por tanto, el circuito equivalente de la máquina asincrónica, queda tal como se muestra en la figura 3.1.4.

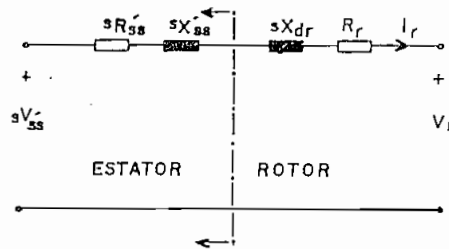


Figura 3.1.4.- Circuito equivalente simplificado de una máquina asincrónica referida al rotor.

En el circuito anterior se observa una dependencia lineal de voltajes e impedancias, con respecto al deslizamiento "s", excepto en el caso de la resistencia y el voltaje rotóricos (R_r y V_r). Además, se ha definido la corriente rotórica de una manera más apropiada.

Es importante destacar, que los valores definidos en las ecuaciones 3.1.9, 10, 11 y 12 permanecen constantes para la misma máquina asincrónica si es que V_e es constante.

Para analizar la impedancia entre estator y rotor con el circuito equivalente de la figura 3.1.4, se necesita definir las siguientes variables:

$$Z_{er} = (sR_{ee}' + R_r) + js(X_{ee}' + X_{dr}); \text{ y} \quad (\text{ec.3.1.13})$$

$$\phi_{er} = \arctg \frac{s(X_{ee}' + X_{dr})}{sR_{ee}' + R_r} \quad (\text{ec.3.1.14})$$

Por tanto, si se conoce el voltaje V_r , la corriente del rotor se podrá calcular con la siguiente fórmula:

$$I_r = \frac{s \cdot V_{es}' - V_r}{Z_{er}} \quad (\text{ec.3.1.15})$$

En base a las ecuaciones 3.1.13 y 3.1.14 se realizaron los gráficos que se muestran en la figura 3.1.5. para el módulo de Z_{er} y la $\text{tg}\phi_{er}$ como función del deslizamiento s ; cuando s varía entre 0 y 1.

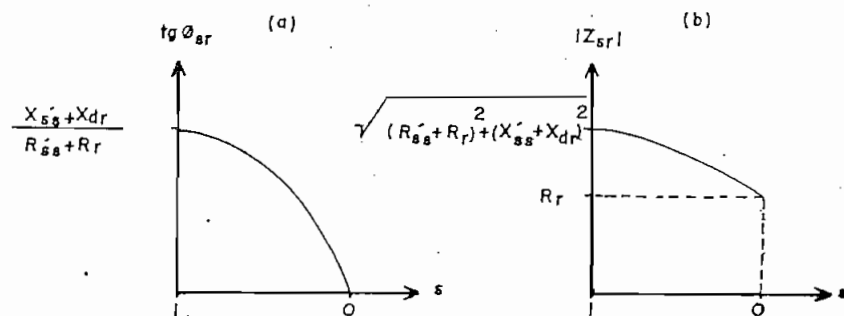


Figura 3.1.5.- a) $\text{tg}\phi_{er}$ como función de s
b) $|Z_{er}|$ como función de s

En la figura 3.1.5 se puede notar que, cuando el deslizamiento tiende a cero, la impedancia Z_{er} es prácticamente resistiva.

Para obtener el torque que produce la máquina asíncrona, se deben tener en cuenta los siguientes conceptos:

1. La potencia eléctrica que sale de los terminales del rotor (P_p), es una fracción " s " de la potencia que atraviesa el entrehierro (P_e). (ec.A.2.15)
2. La potencia mecánica en el rotor (P_r), es la diferencia

entre la potencia que atraviesa el entrehierro (P_e), y la potencia eléctrica que sale de los terminales del rotor (P_r). (ec.A.2.16)

3. El torque mecánico que se obtiene en el rotor (T_r), es igual a la potencia mecánica en el rotor (P_r), dividida para la velocidad del rotor (w_r). (ec.A.2.17)

Con los conceptos vertidos, es posible determinar las siguientes ecuaciones que son muy útiles:

$$P_P = 3 \cdot \text{Re} \left[(R_r \cdot I_r + V_r) \cdot I_r^* \right] \quad (\text{ec.3.1.16})$$

$$P_e = P_P / s \quad (\text{ec.3.1.17})$$

$$P_r = \frac{1-s}{s} P_P; \text{ y} \quad (\text{ec.3.1.18})$$

$$T_r = \frac{P_r}{s \cdot w_e} \quad (\text{ec.3.1.19})$$

3.1.2. La máquina asincrónica acoplada al Conversor en Cascada

En el capítulo II se determinó el equivalente DC de un circuito rectificador de seis pulsos. En la figura 3.1.6, se presenta el circuito equivalente aproximado del motor asincrónico, con rectificador tipo puente en el rotor, obtenido en base a los criterios expuestos en el Capítulo II. Con este equivalente, se puede analizar fácilmente el "conversor en cascada" acoplado al motor asincrónico, siempre y cuando se cumplan las condiciones indicadas en ese mismo Capítulo.

En el circuito de la figura 3.1.6 se han definido las siguientes variables:

$$R_1 = 2 \cdot (R_r + sR_{ee'}) \quad (\text{ec.3.1.20})$$

$$R_2 = (3s/\pi) \cdot (X_{ee'} + X_{dr}); \text{ y} \quad (\text{ec.3.1.21})$$

$$R_3 = 0,159 \cdot \mu_0 \cdot (R_r + sR_{ee'}) \quad (\text{ec.3.1.22})$$

Donde μ_0 es el ángulo de conmutación correspondiente a la reactancia total de la fuente de energía (en este caso, el rotor de la máquina asincrónica).

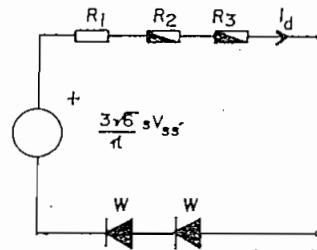


Figura 3.1.6.- Circuito equivalente DC aproximado del motor asincrónico con rectificador en el rotor.

Si al circuito de la figura 3.1.6 se le agrega el circuito equivalente en DC del inversor y la resistencia del filtro R_f , el sistema adquiere la configuración que se muestra en la figura 3.1.7. (Referencias B.1 y B.2)

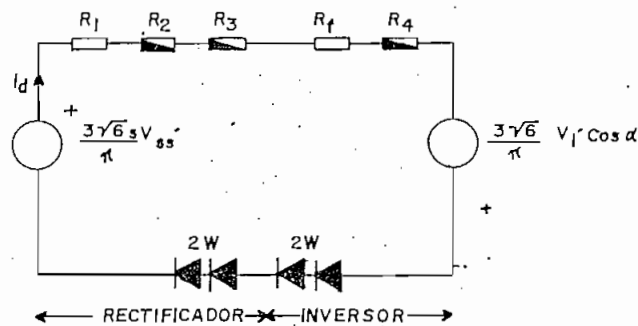


Figura 3.1.7.- Circuito equivalente en DC del sistema de control en estado estable.(1)

(1) Para simular el efecto del puente en mejor forma se han agregado diodos cuya caída de voltaje es W.

En el circuito de la figura 3.1.7:

$$R_4 = (3/\pi) \cdot X_{I'} \quad (\text{ec.3.1.23})$$

En donde $X_{I'}$ es la reactancia del transformador que alimenta al inversor, referida al primario.

Del circuito de la figura 3.1.7. se deduce que la corriente DC que circula es:

$$I_d = \frac{(3\sqrt{6}/\pi) \cdot (sV_{ss'} + V_{I'} \cdot \cos\alpha) - 4W}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_f} \quad (\text{ec.3.1.24})$$

La ecuación 3.1.24 depende de los parámetros de la máquina asincrónica, de la resistencia del filtro, y de los parámetros del transformador. Por tanto, unifica en una sola todos los efectos del acoplamiento del convertidor en cascada.

La potencia eléctrica que suministra el rotor, se puede evaluar, separando los efectos de las resistencias de rotor y estator tal como se indica en la figura 3.1.8.

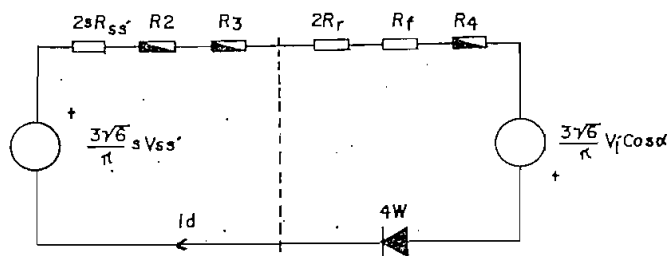


Figura 3.1.8.- Circuito equivalente en DC del sistema de control de velocidad de la figura 3.0.1, en donde se observan los efectos de rotor y estator en forma separada.

Según el circuito de la figura 3.1.8, la potencia eléctrica P_p que suministra el rotor es:

$$P_p = (2R_r + R_f + 3X_{I'} / \pi) \cdot I_d^2 - (3\sqrt{6}/\pi) \cdot V_{I'} \cdot \cos\alpha \cdot I_d + 4W \cdot I_d \quad (\text{ec.3.1.25})$$

Si se conoce la potencia disponible en el rotor de la máquina asincrónica, entonces el torque desarrollado se puede hallar si se utilizan las ecuaciones 3.1.19, y 24:

$$T_r = \frac{(2R_r + R_f + R_4) \cdot I_d^2 - (3\sqrt{6}/\pi) \cdot V_{I'} \cdot I_d \cdot \cos\alpha + 4W I_d}{s \cdot \omega_m} \quad (\text{ec.3.1.26})$$

Se debe tomar en cuenta que los valores de la corriente y torque descritos en las ecuaciones 3.1.25 y 26 respectivamente, pueden ser sólo positivos, ya que los diodos rectificadores permiten una corriente de circulación en el sentido indicado en la figura 3.1.8.

Las características típicas del torque como función del ángulo de disparo α y de la velocidad del rotor obtenidas de la ecuación 3.1.26 para la máquina del laboratorio, se muestran en la figura 3.1.9. (Ver parámetros en Anexo A.3)

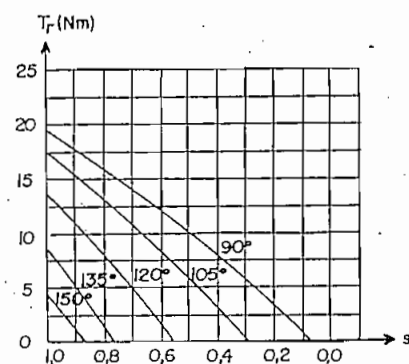


Figura 3.1.9.- Características típicas del torque mecánico como función del deslizamiento obtenidas con la ecuación 3.1.26.

Dependiendo de la configuración y de los elementos utilizados para el control de este motor, se pueden alcanzar deslizamientos mayores que 1, funcionando la máquina en este caso como un freno. Este aspecto sale fuera del alcance de la presente Tesis.

3.2. DIMENSIONAMIENTO DEL RECTIFICADOR

En esta parte se presenta el diseño de los elementos del circuito conversor AC/DC. El diseño comprende los siguientes aspectos:

- Cálculo de la inductancia para desvanecimiento de armónicas en la corriente, L_a .
- Cálculo de las corrientes que soportan los diodos y SCR's en régimen estacionario, I_a .
- Cálculo de los voltajes de pico inverso en los diodos.
- Cálculo de los disipadores necesarios para evacuar el calor generado en los semiconductores.

3.2.1. Cálculo de la bobina para desvanecimiento de armónicas en la corriente.

Si se supone que no existe el efecto de conmutación sobre el voltaje de rizado, es posible construir, de acuerdo a la figura 2.3.7 y a la ecuación 2.3.35, el modelo aproximado AC del conversor en cascada que se muestra en la figura 3.2.1

Para la figura 3.2.1 se ha considerado que el inversor funciona con un ángulo de disparo $\alpha = 90^\circ$, por ser el caso en el cual los voltajes de rizado son máximos. Las

magnitudes de los voltajes y corrientes son valores r.m.s., y las fases no se han tomado en cuenta por tratarse de fuentes de voltaje con frecuencia distinta.

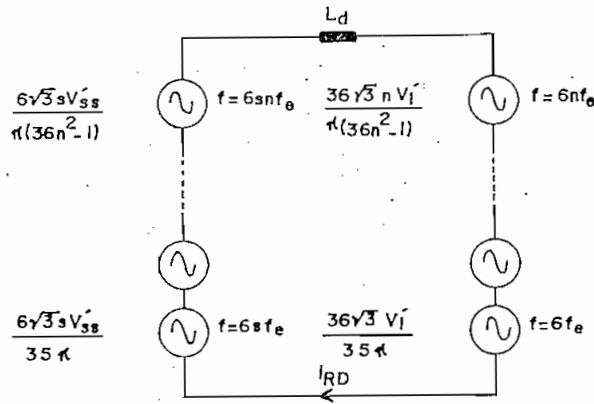


Figura 3.2.1.- Modelo equivalente en AC de las frecuencias armónicas de rizado del convertidor en cascada, $n = 1, 2, 3, \dots$

El valor r.m.s del rizado puede obtenerse tomando la raíz cuadrada de la suma de los componentes cuadráticos de las corrientes de distinta frecuencia; y de acuerdo con la figura 3.2.1, y la ecuación 2.3.35, el valor de esta corriente es:

$$I_{RD}^2 = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{f3 V_{SS}'}{2\pi^2 (36n^2 - 1) n f_0 L_d} \right]^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{3f3 \cdot V_{I'}}{\pi^2 (36n^2 - 1) f_0 L_d} \right]^2 \quad (\text{ec.3.2.1})$$

Si se evalúa la ecuación 3.2.1, para $n = 1, 2, \dots, 10$, con: $V_{SS}' = 73,8$ (V), $V_{I}' = 75$ (V) y $f_0 = 60$ (Hz), se obtiene la ecuación 3.2.2, que permite el diseño de L_d , de acuerdo al valor r.m.s del rizado deseado en la corriente.

$$L_d = \frac{0,0204}{I_{RD}} \text{ (H)} \quad (\text{ec.3.2.2})$$

Si se supone que el factor de rizado en la corriente es del orden del 5% del valor de la corriente con la carga nominal, entonces L_a deberá valer 30,9 (mH).

Utilizando el criterio de la discontinuidad en la corriente establecido en la ecuación 2.3.41, para un ángulo de 90° , que maximiza la función Seno, y suponiendo una corriente mínima discontinua de 1(A), se puede llegar a determinar que la inductancia mínima necesaria es de 42,1 (mH).

De estos dos criterios que tienen cierta similitud entre sí, y con el fin de garantizar conducción continua aún con torques bajos, la inductancia se dimensionará un 20% mayor que el último valor dado, entonces:

$$L_a = 50 \text{ (mH)}$$

Con la ecuación 2.1.34, y la relación de transformación estator-rotor se puede determinar que la corriente DC nominal que circulará por L_a es de 13,2 (A). Con este último dato de corriente, en el apéndice A.1 se diseña físicamente la bobina L_a .

El circuito equivalente de la bobina diseñada en A.1 se muestra en la figura 3.2.2.

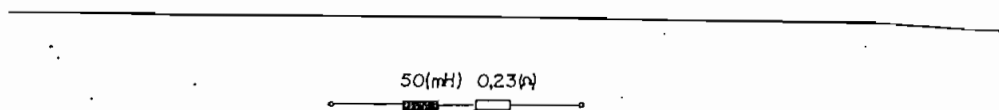


Figura 3.2.2.- Circuito equivalente de la bobina.

3.2.2. Cálculo de las corrientes que soportan los diodos y SCR's.

Utilizando el circuito equivalente que se muestra en la figura 3.1.8, y las ecuaciones 3.1.20, 21 y 22, se puede llegar al esquema simplificado que se muestra en la figura 3.2.3.

En el esquema de la figura 3.2.3 se ha despreciado el término $\frac{\mu_0 \cdot R}{2\pi}$ por ser muy pequeño en comparación con los otros.

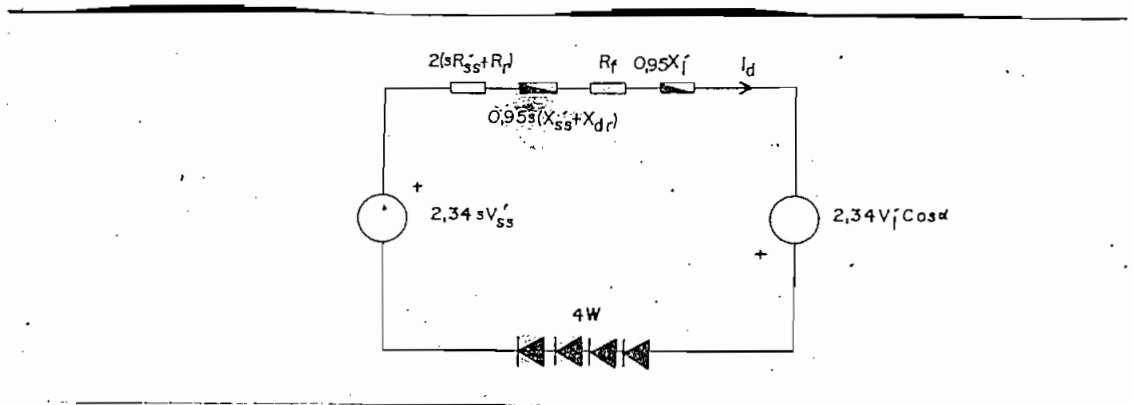


Figura 3.2.3.- Circuito equivalente simplificado en DC del convertidor en cascada.

En base al circuito anterior, se puede obtener la ecuación 3.2.3.

$$I_d = \frac{2,34 \cdot sV_{ss} + 2,34 \cdot V_f \cdot \cos \alpha - 4W}{2(sR_{ss} + R_r) + 0,95s(X_{ss} + X_{dr}) + R_f + 0,95X_f} \quad (\text{ec.3.2.3})$$

Si se utilizan los parámetros de la máquina asincrónica determinados experimentalmente (Ver Anexo A.3):

$$X_{ss} = X_r = 38 \text{ } (\Omega); \quad X_m = 36,0 \text{ } (\Omega)$$

$$\begin{aligned}
 R_e &= 0,40 (\Omega); & R_r &= 0,63 (\Omega) \\
 R_{ee'} &= 0,15 (\Omega); & X_{ee'} &= 0,79 (\Omega) \\
 X_{dr'} &= 0,85 (\Omega); & V_{ee'} &= 73,8 (V) \\
 a &= 1,55; \text{ y} & \phi_s &= 0,6^\circ
 \end{aligned}$$

Si además se utilizan otros valores tales como:

$$W = 1,5 (V); \text{ y} \quad R_f = 0,25 (\Omega)$$

Y los valores que se obtienen en el punto 3.3.1:

$$X_{r'} = 0,7 (\Omega); \text{ y} \quad V_{r'} = 75 (V)$$

Entonces, la ecuación 3.2.3 se convierte en:

$$I_a = \frac{172,7 \cdot s + 175,5 \cos \alpha - 6}{2,276 + 1,84 \cdot s} \quad (\text{ec. 3.2.4})$$

En base a la ecuación 3.2.4 se realizaron las curvas características de la corriente I_a como función del deslizamiento "s" y del ángulo de disparo " α " que se muestran en la figura 3.2.4.

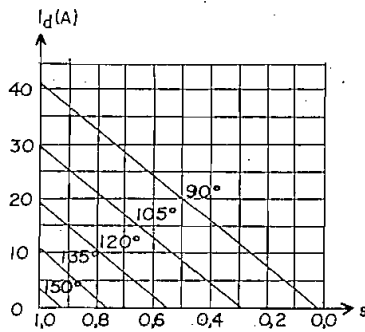


Figura 3.2.4.- Corriente en función del ángulo de disparo y del deslizamiento.

Las curvas de la figura 3.2.4 indican que si se disparan adecuadamente los SCR's del inversor del convertidor en cascada se puede maniobrar la corriente de aceleración con facilidad.

Si se supone un torque de carga del 100% durante todo el rango de velocidades, para arrancar el motor será necesario que el motor desarrolle un torque superior al nominal (2). Por esta razón en adelante (para diseño) se asumirán valores de torque y corriente de aceleración un 50 % mayores a los valores nominales, con el objeto de utilizar el mismo convertor en cascada para la aceleración.

Con la consideración indicada, y dado que los diodos conducen la tercera parte del período, la corriente media que deberá soportar cada uno de los diodos, será $1/3$ de la corriente total rectificadora cuando en el convertor cascada circule una corriente 1,5 veces la nominal. De igual forma, la corriente r.m.s que deberá soportar cada diodo será $\sqrt{3/3}$ veces el valor de esa corriente.

En el punto 3.2.1 se calculó que la corriente DC nominal en el convertor en cascada es de 13,2 (A); por tanto, la corriente media que circulará por cada diodo será de: (3)

$$I_{DC/Di\text{o}do} = 1,5 \cdot (1/3) \cdot 13,2 \text{ (A)} = 6,6 \text{ (A)}; \text{ y}$$

La corriente r.m.s por cada diodo será: (3)

$$I_{r.m.s/Di\text{o}do} = 1,5 \cdot (\sqrt{3/3}) \cdot 13,2 \text{ (A)} = 11,3 \text{ (A)}$$

(2) Con el propósito de reducir la potencia nominal del convertor en cascada, se suele conectar resistencias en el rotor para el arranque. Una vez arrancado el motor, el control de velocidad lo realiza el mencionado convertor. En el presente trabajo, por tratarse de un prototipo de baja potencia, se arrancará la máquina directamente con el convertor.

(3) Puesto que las corrientes que circulan por los diodos son las mismas que las que circulan por los SCR's, estos valores servirán también para el diseño de los SCR's.

3.2.3 Cálculo de los voltajes de pico inverso de los diodos.

Conocidas las corrientes en régimen permanente en diodos y SCR's, y asumiendo que las conmutaciones resistivo-inductivas debidas a corrientes muy grandes en el rotor no sobrepasan de ángulos mayores a 60°, es posible conocer el voltaje inverso que se aplica a cada diodo.

Considerando la relación de transformación estator-rotor, el voltaje de pico inverso se puede calcular con la siguiente fórmula:

$$V_{\text{pico inv.}} = \frac{f6.V_a}{a} \cdot \text{Factor de seguridad} \quad (\text{ec.3.2.5})$$

Con un factor de seguridad del 20%, el voltaje de pico inverso que debería tener cada uno de los diodos, sería de 250 (V). (4)

Según la figura 2.2.10, el ángulo de conmutación máximo, con el cual no existen problemas en el proceso de transferencia de corriente en un convertidor de seis pulsos, es de 60°. Si se supone que la conmutación se produce con este ángulo máximo de conmutación, el voltaje instantáneo rectificado en un convertidor de seis pulsos sería el representado en la figura 3.2.5.

Con este ángulo de conmutación, el voltaje ánodo-cátodo en cada diodo se parece al representado en la figura 3.2.6. En esta figura se nota que el voltaje inverso que se aplica

(4) Si se consideran los efectos transitorios en la conmutación, el voltaje de pico inverso necesario podría aumentar hasta 362 (V) o más.

inmediatamente luego de la conmutación es $\frac{3\sqrt{2} \cdot V_s}{2a}$; en donde "V_s" es el voltaje de fase de la fuente, y "a" es la relación de transformación estator-rotor.

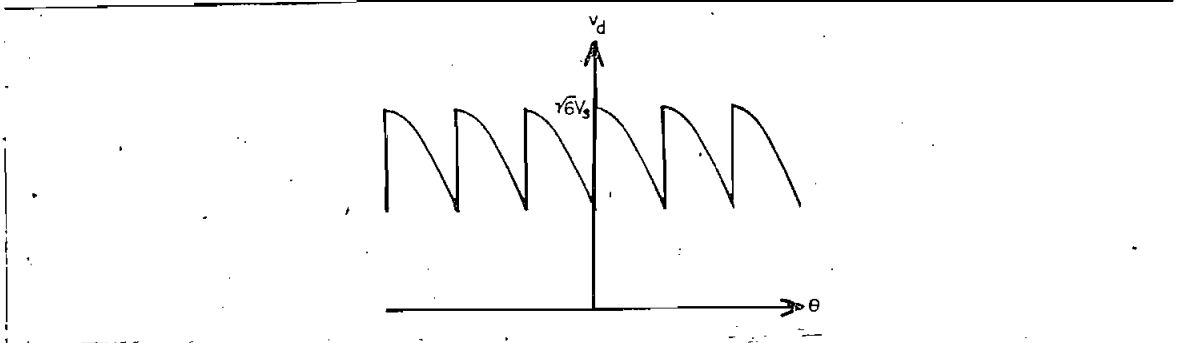


Figura 3.2.5.- Voltaje rectificado en un convertor de seis pulsos con un ángulo de conmutación de 60°.

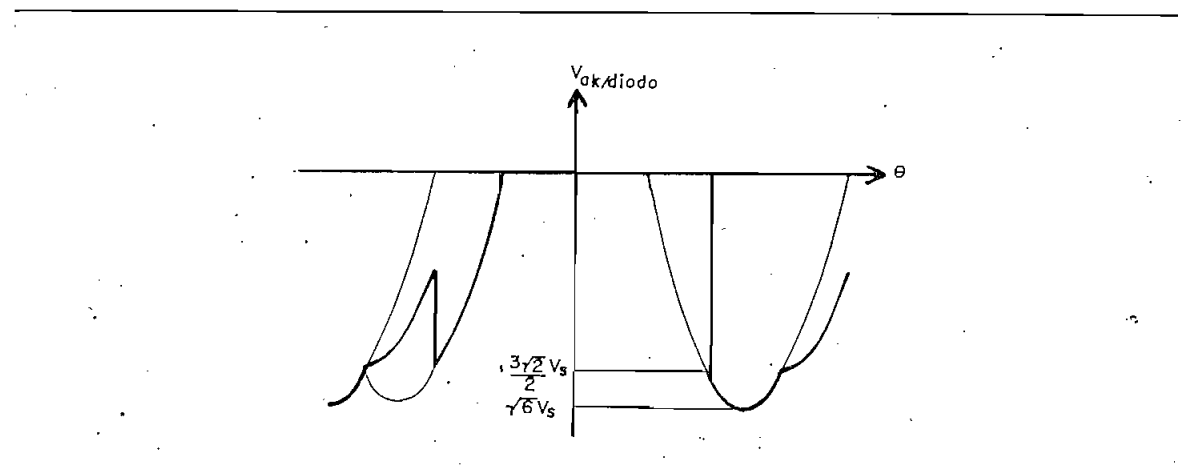


Figura 3.2.6.- Voltaje ánodo cátodo en un convertor de tres pulsos con ángulo de conmutación de 60°.

Con los datos que se disponen, el voltaje inverso aplicado inmediatamente luego de la conmutación sería de 180 (V); entonces, si la "red RC para protección de sobrevoltaje" se diseña para que el sobrevoltaje no exceda un valor igual al doble de este valor, la característica de Voltaje de Pico

Inverso que debería tener el diodo sería de 360 (V).

Con las consideraciones indicadas, y tomando en cuenta las disponibilidades del mercado, se pudo escoger el diodo 12F60 de la fábrica International Rectifier, que alcanza y supera las características deseadas. A continuación se presentan las características del diodo escogido.

DATOS TECNICOS DEL DIODO 12F60

Corriente media rectificadora	=	12 (A)
Voltaje de pico inverso	=	600 (V)
Pico máximo no repetitivo de corriente	=	250 (A)
Temperatura del encapsulado a corr. nominal	=	150 (°C)
Voltaje ánodo cátodo a la corriente nominal	=	0,9 (V) típ. 1,1 (V) máx.

3.2.4. Cálculo de los disipadores para los diodos

En el punto 3.2.2 se calculó la corriente máxima que debía circular por los diodos y SCR's. Conocida esa corriente, y asumiendo una caída de voltaje directa constante, e igual 1,0 (V), la potencia que deberá disiparse será de:

$$P_{\text{dis/Diodo}} = 6,6 \text{ (W) (5)}$$

Puesto que a la altura de Quito existe menor transferencia de calor por convección, los disipadores se sobredimensionarán un 50%, entonces:

$$P_{\text{dis/Diodo}} = 9,9 \text{ (W)}$$

(5) No se considera la potencia adicional que disiparía el diodo tanto en el estado de bloqueo como en el de conmutación, debido a que la frecuencia de trabajo es relativamente baja.

Con los datos de la potencia máxima de disipación, y con un incremento máximo de 40°C de la temperatura del encapsulado sobre la ambiental, se puede obtener la resistencia térmica máxima que debe tener el disipador para evacuar la energía térmica generada en el diodo.

$$R_{\theta/Diodo} \leq 4,3 \text{ (}^\circ\text{C/W)}$$

Según la referencia B.18 , existe una tasa de transferencia de calor por convección entre el ambiente y una superficie metálica caliente de aluminio de 8,5 (W/m².°C) aproximadamente. Por tanto, se necesitan 0,0274 (m²) de superficie de aluminio para disipar la potencia completa a una temperatura 40 (°C), mayor que la ambiental.

Si se tiene un perfil de aluminio cuya superficie está dada por la fórmula $S = 0,244.L$ (m²), en donde "L" es la longitud del perfil; entonces se necesitan 0,112 (m) de longitud de ese perfil para alcanzar la resistencia térmica deseada. Por tanto, el perfil se recortará de 12 (cm) para tener mejor transferencia de calor. (Ver fotografía 5.1.3)

3.3 DIMENSIONAMIENTO DEL INVERSOR

En esta parte se diseñan dos de los componentes fundamentales del convertidor, que son:

- El transformador que alimenta al inversor; y
- Los SCR's componentes del puente trifásico

El transformador se dimensiona, utilizando datos de voltajes y corrientes propios de la máquina asincrónica cuya

velocidad se desea controlar, y datos sobre los ángulos de conmutación permitidos.

Los SCR's se dimensionan utilizando datos de voltajes y corrientes máximos permitidos, y criterios sobre el voltaje de pico inverso producido en la conmutación debido a la inductancia del transformador.

3.3.1 Dimensionamiento del transformador que alimenta al inversor.

La finalidad de utilizar el transformador, es acoplar el nivel de voltaje de la red, con el nivel de voltaje del rotor de la máquina asincrónica.

Como se indicó al inicio de este capítulo, el transformador que alimenta al inversor deberá ser triángulo-estrella, con el objeto de disminuir las frecuencias armónicas en la corriente de entrada.

A continuación se dimensionará la reactancia equivalente por unidad del transformador DY11.- Si se utiliza la ecuación 2.3.29 que especifica el ángulo máximo de disparo debido a la conmutación, la característica de velocidad de conmutación de los SCR's, y un margen de seguridad α_{seg} , se tiene que:

$$\alpha_{m\acute{a}x} = \pi - \arccos \left[1 - \frac{2X \cdot I_a}{\sqrt{6} \cdot V_{T-}} \right] - 2\pi f t_{qm\acute{a}x} - \alpha_{seg} \quad (\text{ec.3.3.1})$$

En donde:

$\alpha_{m\acute{a}x}$ = Valor máximo del ángulo de disparo del SCR

- I_d = Corriente rectificada media
 X = Reactancia equivalente monofásica en el secundario del transformador.
 $V_{I'}$ = Voltaje de fase en el secundario del transformador.
 $t_{\alpha_{máx}}$ = Tiempo máximo de apagado del SCR; y
 α_{seg} = Angulo de seguridad.

Si en la ecuación 3.3.1 se reemplazan los valores de los dos últimos términos, esta ecuación queda en la siguiente forma:

$$\alpha_{máx} = 170^\circ - \arccos \left[1 - \frac{2X \cdot I_d}{\sqrt{6} \cdot V_{I'}} \right] = 170^\circ - u$$

Puesto que para un mismo transformador X , y $V_{I'}$ son constantes, se pueden definir las siguientes variables:

$$X_{pu} = \frac{2 \cdot X}{\sqrt{6} \cdot V_{I'}} I_{dBASE}; \text{ y} \quad (\text{ec.3.3.2})$$

$$I_{dpu} = I_d / I_{dBASE} \quad (\text{ec.3.3.3})$$

$$\text{Por tanto: } \cos u = 1 - X_{pu} \cdot I_{dpu} \quad (\text{ec.3.3.4})$$

En la figura 3.3.1 se tienen los ángulos $\alpha_{máx}$ alcanzados cuando varía la corriente I_{dpu} entre 0,0 y 1,0 para distintos valores de X_{pu} : 0,00; 0,05; y 0,10

En la figura 3.3.1 se puede apreciar que los ángulos máximos que se obtienen con una reactancia por unidad de 0,05 no son mucho mayores que los que se obtienen cuando la reactancia tiene un valor de 0,10. Por tanto, se asumirá en adelante que la reactancia porcentual equivalente del transformador trifásico es igual al 10%, la misma que es común a muchos

transformadores.

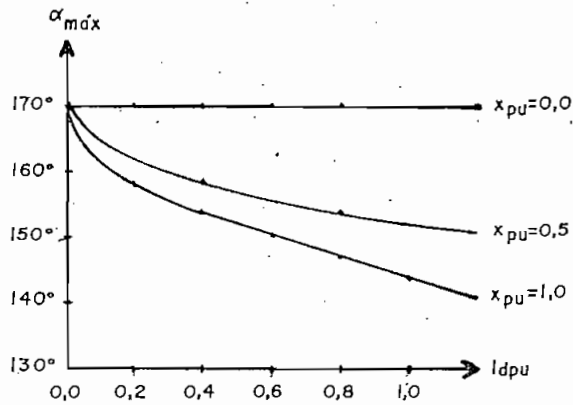


Figura 3.3.1.- Ángulo máximo para disparo de los SCR's según la corriente del inversor, para distintas reactancias de conmutación.

En cuanto al voltaje en el secundario del transformador DY11, es necesario que cumpla con dos condiciones:

- Que permita la aparición de una corriente no discontinua cuando la máquina esté en reposo; y
- Que el voltaje generado en DC, sea prácticamente igual al generado en el rectificador del rotor de la máquina asincrónica; especialmente en el arranque, con el objeto de no crear corrientes elevadas en ese instante.

En cuanto al primer punto, si en la ecuación 3.2.3 se reemplaza $I_a = 0$ y $s = 1$; entonces:

$$166,7 + 2,34 \cdot V_r \cdot \cos \alpha_1 = 0 \quad (\text{ec.3.3.5})$$

Como se desea que α sea menor a 170° ; entonces de la ecuación 3.3.5 se deduce que el voltaje por fase del transformador deberá ser mayor a 72 (V).

En cuanto al segundo punto, ya que el voltaje por fase del

rotor en circuito abierto es de 75 (V); entonces el voltaje del transformador que se dimensiona será de 75 (V).

Al reemplazar el último valor en la ecuación 3.3.5, se obtiene que $\alpha_1 = 161,8^\circ$. Valor que cumple con la ecuación 3.3.1.

A continuación se determina la factibilidad de arrancar el motor asincrónico con 1,5 veces la corriente nominal, considerando el limitante del ángulo de disparo.

Si se reemplaza $I_a = 1,5 I_{aNominal}$ y $s=1$, en la ecuación 3.2.3; entonces debe existir un ángulo α_a tal que:

$$85,2 + 175,5 \cdot \cos \alpha_a = 0$$

El ángulo α_a obtenido es 119° , que es menor al ángulo α_{max} obtenido para estas condiciones a partir de la figura 3.3.1; es decir, α_a es menor que 138° .

Esto último quiere decir, que la máquina asincrónica podrá arrancar sin problemas de conmutación, hasta con 1,5 veces la corriente nominal, que es el parámetro de diseño para el control de esta máquina. Por tanto, se necesita un transformador triángulo-estrella DY11 que tenga un voltaje por fase de 75 (V), y una reactancia porcentual equivalente del 10% (lo que significa una reactancia en serie del circuito equivalente de $0,695 (\Omega)$). El circuito de la figura 3.3.2 representa el transformador que alimenta el inversor.

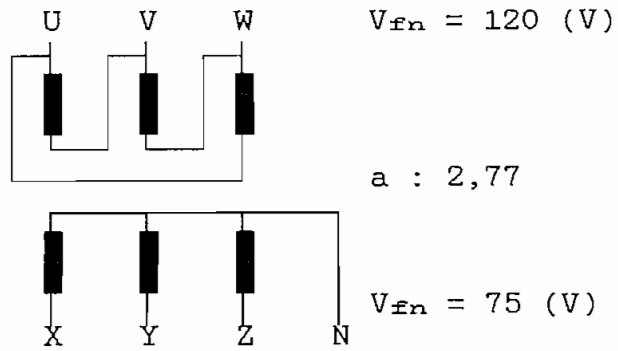


Figura 3.3.2.- Transformador DY11 que alimenta el inversor.

En las figuras 3.3.3 y 3.3.4, se muestran las formas de onda de las corrientes en el secundario y en el primario del transformador respectivamente.

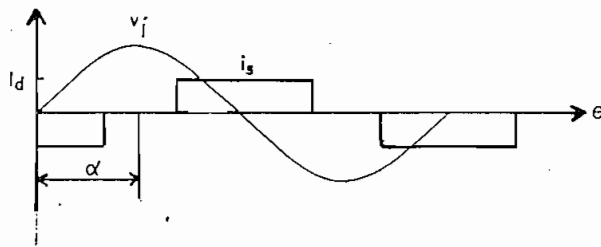


Figura 3.3.3.- Corriente en el secundario del transformador. (Se indica la fase del voltaje V_f correspondiente).

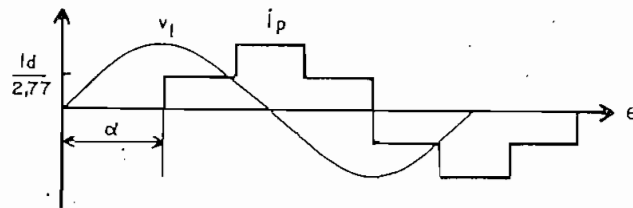


Figura 3.3.4.- Corriente en el primario del transformador (Se indica la fase del voltaje V_f correspondiente).

Para calcular la potencia aparente del transformador se utilizará el valor de la corriente I_a , que se tendría en el arranque de la máquina.

Como se vió en el Capítulo II, la corriente r.m.s tiene un valor $I_e = (\sqrt{2}/\sqrt{3}) \cdot I_a$; por tanto, la potencia aparente en el secundario del transformador, considerando un 50% de potencia adicional, será de:

$$S_e = 3 \cdot V_{r'} \cdot I_e \cdot 1,5 = 3.637 \text{ (VA)}$$

Si se realiza un análisis similar al realizado en el Capítulo II, para obtener el valor r.m.s de la corriente cuya forma de onda se muestra en la figura 3.3.4, en el primario, la corriente r.m.s tendrá un valor de:

$$I_p = \frac{\sqrt{2} \cdot I_a}{2,77} \cdot 1,5 = 10 \text{ (A)}$$

Entonces, con la corriente del primario, se puede calcular la potencia aparente en el primario con la siguiente fórmula:

$$S_p = 3 \cdot V_{r'} \cdot I_p = 3.637 \text{ (VA)}$$

Puesto que las potencias del primario y secundario son iguales, el transformador se dimensionará para entregar una potencia aparente de 3.600 (VA).

Una de las ventajas de utilizar la conexión triángulo-estrella es, que la corriente del primario ya no contiene el componente de frecuencia de quinta armónica. Esto es fácil de demostrar, desarrollando en serie de Fourier la señal que se muestra en la figura 3.3.4.

Las especificaciones para el transformador descrito serían entonces las siguientes:

Conexión:	DY11, trifásico
Potencia:	3.600 (VA)
Voltaje del primario:	208 (V)
Voltaje del secundario:	130 (V)
Voltaje relativo de cortocircuito:	10%

3.3.2. Dimensionamiento de los SCR's que componen el inversor.

Para el dimensionamiento de los SCR's, se utilizarán los criterios vertidos en las partes 3.2.2 y 3.2.3 de este capítulo.

Puesto que la corriente media máxima que manejarán los SCR's es de 6,6 (A), entonces la potencia de disipación de cada SCR será el producto de esta corriente por el voltaje a través del dispositivo, que en los SCR's es aproximadamente de 1,3 (V). Por tanto, la potencia de disipación de cada SCR será: $P_{d1s}/SCR = 8,58$ (W)

Nuevamente se sobredimensionarán los disipadores un 40%, debido a la altitud de la ciudad, entonces:

$$P_{d1s}/SCR = 12,0$$
 (W)

Para que el dispositivo alcance una temperatura máxima superior a la ambiental en 40 (°C), la resistencia térmica necesaria del disipador será de:

$$R_{e/SCR} \leq 40(^{\circ}C)/12(W) = 3,3$$
 (°C/W)

En cuanto al voltaje, en forma similar a lo que se realizó

en el punto 3.2.3, para el SCR se necesita una característica de voltaje inverso mayor a 209 (V), y todavía sin considerar los transitorios de voltaje producidos en la conmutación.

En la figura 2.1.6 se puede observar el voltaje inverso aplicado a un SCR cuando no hay retardo en la conmutación. Cuando existe retardo en la conmutación, la forma de onda es similar. De esas formas de onda se deduce que para ángulos de disparo de 90°, el voltaje inverso inmediatamente aplicado tiene un valor de $\sqrt{6}V_s$.

De manera parecida a lo que se hizo en el punto 3.2.3, se pueden utilizar SCR's con voltaje de pico inverso de 400 (V) o mayores. Puesto que el máximo pico es de 209 (V), es necesaria una red supresora RC para atenuación de picos inversos (producidos por la conmutación de la inductancia equivalente serie del transformador DY11), hasta un voltaje un 90% mayor a los 209 (V) pico.

Con estas consideraciones, se adquirió los SCR's 2N-2579 de la casa Motorola cuyas principales características son:

CARACTERISTICAS DEL SCR 2N2579

Voltaje repetitivo de pico inverso:	500 (V)
Corriente de conducción directa a 70 (°C):	25 (A)
Pico máximo no repetitivo de corriente:	260 (A)
Potencia máxima de compuerta:	5 (W)
Voltaje mínimo de disparo:	3,5 (V)

Corriente mínima de disparo:	40 (mA)
Tiempo de apagado:	30 (μ s)
Tasa de aplicación de voltaje directo:	30 (V/ μ s)
Resistencia térmica juntura-metal	1,5 ($^{\circ}$ C/W)

A continuación se diseñará el disipador necesario.- En líneas anteriores se mencionó que la resistencia del disipador debía ser de 3,33 ($^{\circ}$ C/W); pero de acuerdo a las características mostradas, existe ya una resistencia térmica interna del dispositivo semiconductor de 1,5 ($^{\circ}$ C/W), entonces la resistencia térmica necesaria del disipador debe disminuir a 1,83 ($^{\circ}$ C/W) con el fin de evitar que la juntura sufra de excesivas temperaturas.

Nuevamente, según el procedimiento que se utilizó en el punto 3.2.4, se necesitan 0,642 (m^2) de superficie de aluminio para disipar la potencia completa a una temperatura 40 ($^{\circ}$ C) superior a la ambiental.

Si se tiene un perfil de aluminio cuya superficie está dada por la fórmula $S = 0,37.L$, en donde L es la longitud del perfil, entonces se necesitan 17 (cm) de ese perfil para alcanzar la resistencia térmica deseada. Por asuntos de construcción se cortaron pedazos de aluminio de 12 (cm) de largo, quedando el disipador con una resistencia térmica de 2,67 ($^{\circ}$ C/W), y el conjunto SCR-disipador con una resistencia térmica total de 4,17 ($^{\circ}$ C/W).

3.4 PROTECCIONES

Debido a que los elementos electrónicos son mas sensibles y menos resistentes que los electromecánicos, en este subtema se dará mucho énfasis al diseño de las protecciones para los semiconductores.

En el punto 3.3.1 se indicó que la corriente máxima que deberán soportar sin daño tanto los diodos como los SCR's, para obtener un arranque con buen torque a bajas velocidades era de un 50% mayor a la corriente nominal de 13,2 (A). Por tanto, en el punto 3.4.1 se diseñan las protecciones que mantendrán la corriente del convertidor en cascada dentro de los niveles descritos.

En cuanto al motor y al transformador, en el punto 3.4.2 se diseña el relé térmico que protege el motor de sobrecargas, y todo el circuito electromecánico de control necesario para el efecto.

Además, en el punto 3.4.3 se diseñan las redes supresoras de sobre-voltajes producidos en la conmutación; y por último, en el punto 3.4.4, se diseña el circuito de protección de bajo voltaje y falla de fase para todo el sistema.

3.4.1 Fusibles del Convertidor en Cascada.

En la figura 3.4.1 se representa el convertidor en cascada con todos los fusibles necesarios para proteger el convertidor.

Puesto que las corrientes que se manejan en este prototipo

no son relativamente muy altas, sólo se utilizarán fusibles individuales por fase, tanto en el lado del rectificador como en el del inversor, en lugar de fusibles para cada diodo o SCR. (6)

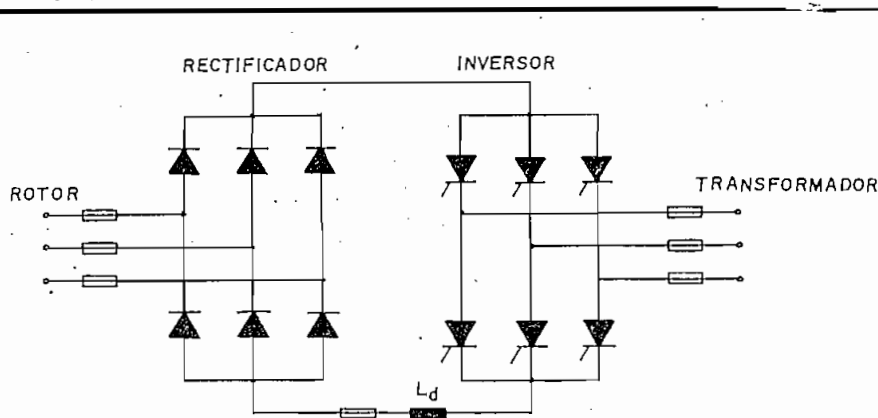


Figura 3.4.1.- Conversor en Cascada con todas las protecciones fusibles.

Además, se utilizará un fusible adicional en serie con la bobina de filtro, para proteger al inversor en el caso de que exista un cortocircuito en el rectificador, ya que en este caso se producirían corrientes con crecimiento rápido, y lo suficientemente elevadas como para dañar los diodos y SCR's. (Ver referencia B.3 y B.4)

Como la corriente nominal en DC es de 13,2 (A), el fusible en serie con la bobina de filtro se dimensionará para una corriente de 20 (A), que permitirá al conversor arrancar sin problemas con el 150% de la corriente nominal.

De igual forma, tanto en el rectificador como en el inversor, se utilizan fusibles de 15 (A), que permiten ese

(6) El uso de fusibles individuales se da cuando, se manejan corrientes elevadas mayores a los 100 (A).

mismo rango de sobrecargas; pero con la diferencia de que protegen corrientes r.m.s en lugar de corrientes DC.

3.4.2 Protección del motor

Las corrientes que deben circular por el estator y el rotor de la máquina, no deben exceder de 1,5 veces la corriente nominal; por esto, en el estator se utilizará un contactor y un relé térmico en la configuración que se indica en la figura 3.4.2.

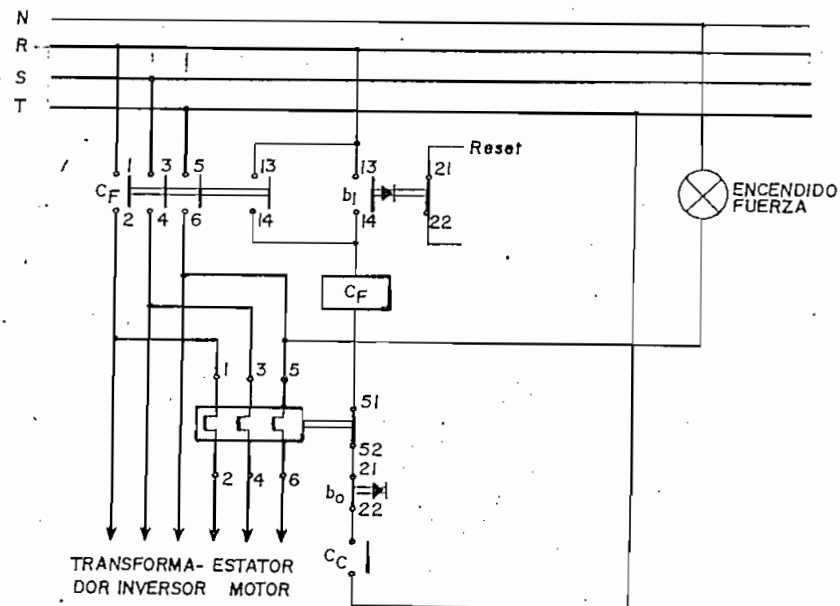


Figura 3.4.2.- Contactor y relé térmico. (Circuitos de fuerza y control).

El contactor se dimensionó de 16 (A), debido a que debe soportar tanto la corriente del estator como la corriente del transformador en estado estable.

El relé térmico, en cambio, se diseñó para que sea regulable entre 8 y 13 (A), de tal manera que acepte corrientes de

arranque del 14 al 87% superiores al valor nominal de corriente estatórica, de acuerdo a la regulación que introduzca el tornillo de ajuste. (Ver referencia B.19)

En la figura 3.4.2 se pueden apreciar dos pulsantes: uno para el encendido, y otro para el apagado. En esa figura se puede observar además que en el circuito de control, se ha colocado un contacto normalmente cerrado del relé térmico, y otro contacto normalmente abierto del relé (C_c), que se acciona cuando el circuito electrónico de control está encendido, y no existe una condición de falla. Este último circuito constituye una protección muy rápida para todo el equipo de fuerza y control.

3.4.3 Dimensionamiento de las redes supresoras para los SCR's del inversor, y diodos del rectificador.

Antes de continuar con este punto, es necesario conocer las características de la conmutación propias del apagado de los diodos y SCR's.

Como se dijo en el Capítulo II, para hacer que un SCR pase del estado de conducción al de no conducción, es necesario aplicar un voltaje negativo entre los terminales ánodo-cátodo del rectificador, de tal manera que aún si la inductancia de fuente pretenda hacer que el SCR siga conduciendo, finalmente el voltaje negativo aplicado apagará el SCR.

No existiría ninguna dificultad si el SCR se apagara en el

instante que la corriente ha caído hasta 0 (A); pero debido a la construcción física de los diodos y SCR's, la corriente se hace incluso de valor negativo, hasta que finalmente desaparecen las cargas acumuladas en la juntura, y el SCR conmuta. Una vez que el SCR conmuta, la corriente decrece rápidamente, desde la "corriente de bloqueo inverso" hasta cero. En ese instante, se produce un pico de sobrevoltaje, debido a la variación brusca de la corriente que circula por la inductancia de fuente.

Las redes supresoras consiguen disipar lentamente esa energía acumulada en la inductancia de fuente utilizando un condensador en serie con una resistencia. El condensador absorbe la energía de la inductancia de fuente (limitando el voltaje), y la resistencia disipa la energía acumulada tanto en el condensador como en la inductancia de fuente.

En la referencia B.5 se indica el desarrollo matemático que permite el diseño óptimo de las redes supresoras. Los datos necesarios que se introducen para el diseño óptimo de la red RC, según esta referencia son:

$$\text{Voltaje inverso pico:} \quad V_1 = \sqrt{6} \cdot V_m \cdot \text{Sen}(\alpha + u) \quad (\text{ec.3.4.1})$$

$$\text{Corriente inversa pico:} \quad I_1 = w \cdot t_a \cdot (V_1 / 2X) \quad (\text{ec.3.4.2})$$

$$\text{Reactancia de la fuente:} \quad X$$

$$\text{Tiempo de apagado del SCR:} \quad t_a$$

La ecuación 3.4.2 se obtuvo luego de asumir que la corriente decrece linealmente en la conmutación ($di/dt = k$), y que

el SCR se apaga luego de un tiempo t_a contado a partir del cruce por cero de la corriente.(7)

Los valores máximos de las ecuaciones 3.4.1 y 3.4.2 se obtienen para un ángulo $\alpha + u = 90^\circ$. Estos valores evaluados con $V_m = 120$ (V); $X = 0,7$ (Ω) y $t_a = 30$ (μs) (Valor característico del SCR 2N2579) dan:

$$V_{i\text{máx}} = 202,8 \text{ (V); e}$$

$$I_{i\text{máx}} = 1,63 \text{ (A)}$$

Utilizando las curvas para dimensionar las redes RC óptimas que se encuentran en la referencia B.5 , y considerando un sobrepico porcentual del 100%; es decir $E_1/E_0 = 2$, los coeficientes que se obtienen de dichas curvas valen:

$$X_0 = 1,8$$

$$\Gamma_0 = 0,45$$

Entonces, el condensador C' , y la resistencia R' tendrán los siguientes valores: (8)

$$C' = 74 \text{ (nF)}$$

$$R' = 280 \text{ (Ω)}$$

Como se trata de un puente trifásico, según el circuito equivalente, es necesario hacer la siguiente corrección, tanto en el valor de la resistencia como en el del condensador:

$$C = 3/5 \cdot C' = 44,4 \text{ (nF)}$$

$$R = 5/3 \cdot R' = 464,8 \text{ (Ω)}$$

(7) Consideración que es muy aproximada a la realidad.

(8) Los valores de resistencias y capacitancias están primados, ya que no son los valores finales de la red RC.

La red RC de la figura 3.4.3 indica claramente los valores escogidos de resistencia y capacitancia. En el circuito se ha añadido un diodo conectado en paralelo a la resistencia, con el fin de mejorar la característica de protección contra el dv/dt , que podría encender el SCR sin aplicación de pulso en la compuerta.

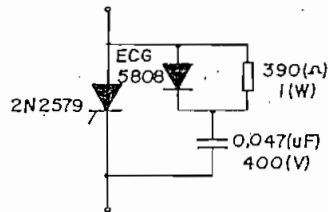


Figura 3.4.3.- Red de protección para el SCR.

El dimensionamiento de las redes supresoras para los diodos del rectificador es análogo al realizado para los SCR's, debido a que el comportamiento durante la conmutación es el mismo. La diferencia está en los valores de voltaje y corriente inversos que soportarán los diodos. Para calcular estos, valores en las ecuaciones 3.4.1 y 3.4.2, se reemplaza $\alpha = 0$.

Con las características de impedancia de fuente, que en este caso es la del rotor de la máquina asincrónica; el ángulo máximo de conmutación; y el tiempo de apagado máximo del diodo 12F60 que es de 50 (μs), se obtuvieron los siguientes resultados:

Voltaje inverso pico: $V_1 = 175$ (V)

Corriente inversa pico: $I_1 = 0,8$ (A)

Si se utilizan las mismas curvas que se utilizaron para el diseño de la protección de sobrevoltaje para los SCR's, se obtienen los siguientes parámetros:

$$X_o = 1,8$$

$$\Gamma_o = 0,45; \text{ y por tanto,}$$

$$C' = 21 \text{ (nF)}; \quad C = 47 \text{ (\mu F)}$$

$$R' = 600 \text{ (\Omega)}; \text{ y } R = 390 \text{ (\Omega)}$$

En la figura 3.4.4 se indican los valores escogidos de resistencia y capacitancia.

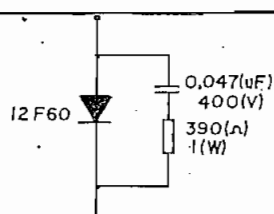


Figura 3.4.4.- Red de protección para los diodos.

3.4.4. Diseño de la protección de bajo voltaje y falla de fase.

Debido a que el sistema de control trabaja con la red de alimentación de voltaje trifásica, es necesario tener un circuito que inhiba el funcionamiento de todo el equipo de fuerza cuando: los niveles de voltaje AC sean demasiado bajos; o cuando falle una de las fases del sistema trifásico con el objeto de proteger:

- a) Al motor trifásico asincrónico, del sobrecalentamiento ocasionado por la alimentación con bajo voltaje o con falla de fase; y

b) A los diodos y SCR's, de la falla de sincronía producida en el disparo de los SCR's, y de las sobrecorrientes producidas por la falla de fase.

Se ha diseñado para el efecto, un circuito que consta básicamente de 4 amplificadores operacionales, y 2 transistores NPN.

En la figura 3.4.4 se aprecia el circuito que realiza las funciones indicadas anteriormente.

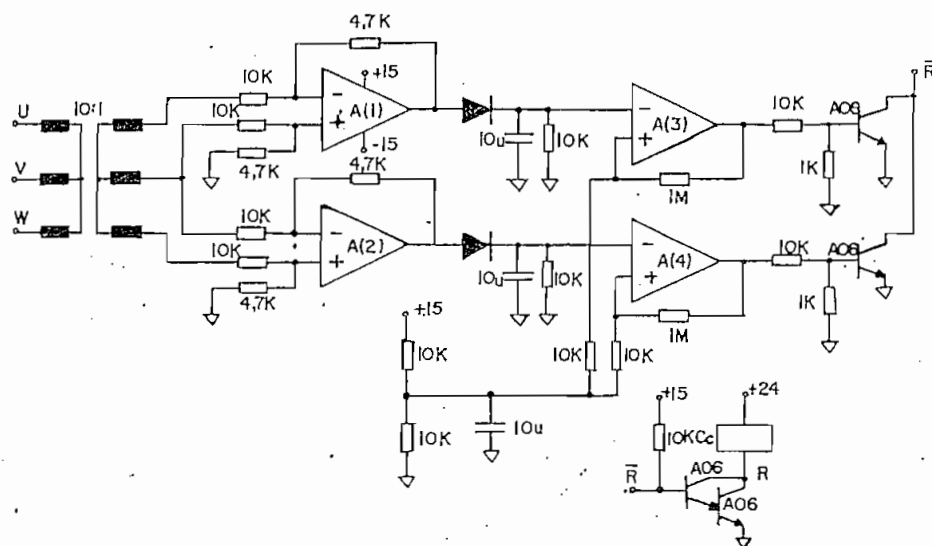


Figura 3.4.4.- Circuito de protección de bajo voltaje y de falla de fase.

En el circuito de la figura 3.4.4:

Los amplificadores A(1) y A(2) están conectados como "amplificadores diferenciales", que miden los voltajes de línea entre las fases U y V, y entre las fases V y W respectivamente.

Los diodos que están a continuación de los amplificadores A(1) y A(2), rectifican los voltajes de línea, y entregan

en la salida un voltaje continuo proporcional al voltaje de línea, el mismo que es debidamente filtrado con una red RC "pasabajos" cuya constante de tiempo es de 100 (ms).

El voltaje DC resultante de la rectificación, se introduce en los amplificadores operacionales A(3) y A(4), que realizan la "comparación" de niveles de voltaje, entre el de la red y un nivel prefijado de referencia. Para que la señal de salida no oscile demasiado, a los "comparadores" se les ha añadido una pequeña realimentación positiva, con el fin de dar una ligera histéresis al circuito.

Las salidas de los comparadores están conectadas a las bases de los transistores A06 a través de resistencias de 10 (K Ω), las mismas que, cuando conducen, introducen una corriente de 13 (mA) en la base del transistor A06 y producen la saturación del mismo. Se ha agregado una resistencia de 1 (K Ω) entre la base del transistor y tierra para limitar el voltaje inverso en la juntura base-emisor a 1 (V) aproximadamente.

Los colectores de los transistores se encuentran unidos con el objeto de producir una lógica "OR"; de tal manera que si cualquiera de los voltajes medidos es menor que el voltaje de referencia, el transistor correspondiente se satura, e introduce corriente de hasta 20 (mA) en la bobina del relé C_a. Este relé, se encarga de desactivar el circuito de potencia a través del contactor C_F.

CAPITULO IV

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL Y DE DISPARO

Los circuitos de control y de disparo son esenciales para el funcionamiento del equipo que se diseña. La precisión con que se controle la velocidad depende directamente de la realización física de estos circuitos. Por tanto, en este capítulo se dará especial interés al diseño de los circuitos realimentados de velocidad y corriente, a los circuitos de sincronización con la línea, y a los circuitos generadores de disparo de los SCR's.

Previo al diseño, en este capítulo se estudia con mayor amplitud la máquina asincrónica con convertidor cascada en el rotor, con el objeto de conocer a cabalidad lo que sucede en el circuito de potencia cuando se aplican los pulsos de disparo a los SCR's. Así también, el estudio de la máquina asincrónica en régimen transitorio ha sido hecho en forma tal, que su simplicidad facilita el cálculo de las ganancias de los controladores "PI" que se utilizan para mantener la velocidad y la corriente dentro de los límites deseados.

Luego del análisis, se destaca la determinación de algunas similitudes entre el control de velocidad de la máquina asincrónica con el control de velocidad de una máquina de corriente continua. (Ver Referencia B.6)

4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE CONTROL

En la figura 4.1.1 se observa el diagrama de bloques del control de velocidad del motor asincrónico con convertidor cascada en el rotor. Como se puede ver, el único parámetro sobre el cual se puede actuar para controlar tanto la corriente DC del inversor, como la velocidad del rotor, es el ángulo de disparo de los SCR's. (Señal C_r)

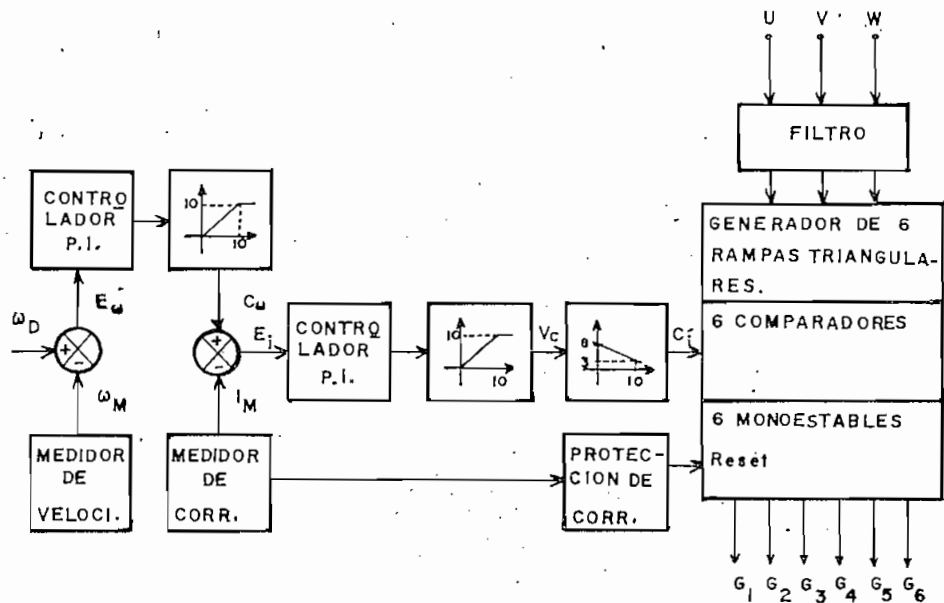


Figura 4.1.1.- Diagrama de bloques del control de velocidad.

A continuación, en base a la figura 4.1.1, se describen las funciones que debe desempeñar el circuito de control.

La señal ω_D es un voltaje entre 0 y 10 (V) que ingresa al circuito de control, y es proporcional a la velocidad a la que se desea gire el rotor. Esta señal se compara con la velocidad medida ω_M , que también es un voltaje entre 0 y 10 (V), en el punto sumador-restador de la figura 4.1.1, y se obtiene una señal E_ω , que representa el error

A la salida del último controlador P-I, se ha conectado otro limitador de 0 a 10(V), con el propósito de evitar que los ángulos de disparo seleccionados salgan fuera del rango en el cual debe funcionar el inversor; es decir, entre 85 y 162° aproximadamente, de acuerdo al estudio realizado en los capítulos II y III.

En la figura 4.1.1, la señal $C_{r'}$ es un voltaje entre 8,2 y 3,0(V), que se compara con las seis rampas de sincronía generadas en base a los voltajes trifásicos que alimentan el inversor. Las rampas de sincronía tienen la forma de onda que se muestra en la figura 4.1.2.

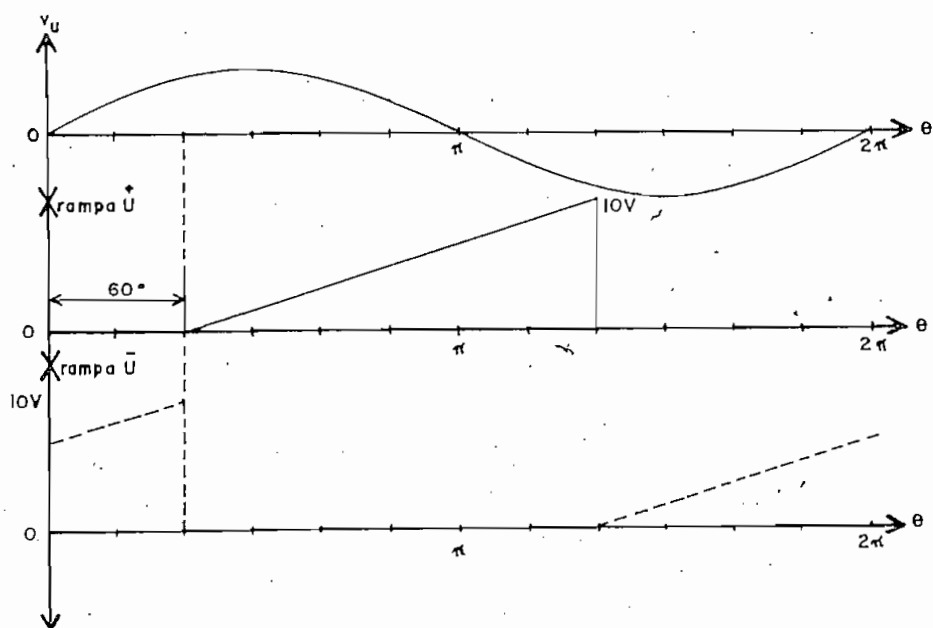


Figura 4.1.2.- Sincronización del circuito de disparo:

- a) Voltaje de la fase U
 - b) Rampa positiva generadora del ángulo de disparo del SCR N°1. Las líneas punteadas muestran la rampa generadora del ángulo de disparo del SCR N° 4.
- Nota: Los SCR's 1 y 4 están en el mismo ramal.

Cuando la señal C_r sea de 8,2 (V) aproximadamente, la velocidad del rotor en estado estable será nula, y cuando sea de 3,0 (V) la velocidad será la máxima posible; es decir 1.700 (RPM) aproximadamente.

Al comparar el voltaje de las rampas con el voltaje C_r se producen formas de onda cuadradas con ancho de pulso variable; por tanto, a la salida de los comparadores se ha añadido un "circuito monoestable", para dar a cada uno de los pulsos un tiempo fijo de estado lógico "1", que equivale a un ángulo de 120° aproximadamente a 60 (Hz).

Antes de que pasen los pulsos a los SCR's del inversor, existe un comando que inhibe la aplicación de esos pulsos en el caso de que exista una falla de sobrecorriente.

En lo que sigue, el circuito de control se distinguirá por contener los bloques que intervienen directamente en el procesamiento de las señales medidas de velocidad y corriente, incluyendo los controladores PI que suministran la información sobre el ángulo de disparo α . Todos los demás bloques que se han indicado en la figura 4.1.1 se considerarán en adelante como el circuito de disparo. En los subcapítulos siguientes, se diseñan cada uno de los circuitos descritos en esta parte.

A continuación, antes de iniciar con el diseño, es necesario revisar la teoría relacionada con el motor asincrónico y su acoplamiento al convertidor en cascada.

dinámico en la velocidad del rotor. ?

La señal E_w de error en la velocidad se procesa en un controlador "proporcional-integral" (PI), con el objeto de corregir la velocidad en forma dinámica, y con la mayor exactitud posible. A la salida del control "PI" se le ha añadido un circuito con "no linealidad de saturación", de tal manera que la salida de este circuito constituye la referencia para el lazo controlador de corriente que está en el circuito que le sucede.

La señal E_w es un voltaje que puede variar entre -10 y 10(V) y la señal C_w es un voltaje que varía sólo entre 0 y 10 (V), debido al limitador.

En la figura 4.1.1 se aprecia que en el punto sumador-restador, a la señal C_w se le resta el valor de la corriente medida I_m -que también varía entre 0 y 10 (V)-, y se obtiene una señal E_r , que representa el error dinámico en la corriente. Por último, la señal E_r es procesada en un controlador P-I, con el objeto de limitar las sobrecorrientes que puedan producirse en los arranques y aceleraciones fuertes de la máquina.(1)

- (1) Puesto que las condiciones transitorias de aceleración con rotor en cortocircuito involucran corrientes de hasta cinco o más veces el valor de la corriente con carga nominal, se ha previsto un limitador que actúa directamente sobre los monoestables que conforman los pulsos de disparo, con el fin de desactivar inmediatamente a este último ante una falla repentina del circuito controlador de corriente. Este limitador constituye una protección electrónica adicional, que es muy veloz, eficaz y sencilla de realizar.

4.1.1. Obtención de la función de transferencia:
Corriente I_a / Angulo de disparo α .

Para el análisis siguiente, es necesario considerar el circuito de la figura 4.1.3.

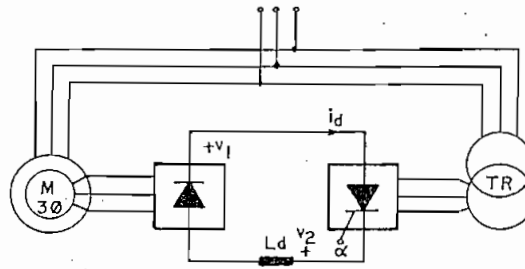


Figura 4.1.3.- Diagrama esquemático del control de velocidad con convertidor cascada en el rotor.

En la figura 4.1.3 , v_1 es el voltaje rectificado en el rotor, v_2 es el voltaje rectificado en el inversor, e i_a es la corriente que circula por el convertidor en cascada.

De la figura se obtiene la siguiente ecuación:

$$v_1 + v_2 = R_a \cdot i_a + L_d \cdot \frac{di_a}{dt} \quad (\text{ec.4.1.1})$$

Con la ecuación 4.1.1, es posible analizar el efecto de la inductancia L_a sobre la corriente, cuando en un tiempo determinado varían la velocidad o el ángulo de disparo.

Para el análisis que sigue, se considerará que los cambios en la corriente se producen cada vez que cambia el ángulo de disparo; es decir cada sexta parte del período de la red.

Si se integra la ecuación 4.1.1. durante la sexta parte del período de la red, cuando la frecuencia del rotor es igual a la del inversor ($s=1$) (2), desde el instante $(m-1).T$ cuando el ángulo de disparo vale α_{m-1} , hasta el instante mT cuando el ángulo de disparo vale α_m ; se tiene la siguiente ecuación de diferencias:

$$V_1(m) + V_2(m) = R_a I_a(m) + 6fL_a \left[I_a(m) - I_a(m-1) \right] \quad (\text{ec.4.1.2})$$

Como $V_1(m)$ es el valor medio del voltaje rectificado en el rotor en el tiempo mT (Ver figura 3.1.6); entonces:

$$V_1(m) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E V_{\alpha\alpha} - (R_1 + R_2 + R_3) I_a(m) \quad (\text{ec.4.1.3})$$

De la misma manera, como $V_2(m)$ es el voltaje medio rectificado por el inversor en el tiempo mT , (Ver figura 3.1.7), entonces:

$$V_2(m) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_r \cos \alpha - R_4 I_a(m) \quad (\text{ec.4.1.4})$$

Si se considera que la sexta parte del período de la red es un tiempo muy corto en comparación con la constante de tiempo del circuito DC del convertidor, entonces:

$$6f \left[I_a(m) - I_a(m-1) \right] \approx \frac{dI_a}{dt} = p I_a \quad (\text{ec.4.1.5})$$

En la ecuación 4.1.5. p es el operador de Laplace que realiza la derivada con respecto al tiempo.

- (2) El análisis para otras frecuencias del voltaje del rotor da resultados similares. En ese análisis hay que tomar en cuenta que el voltaje del rotor tiene una frecuencia menor que la de la red.

Si se utilizan las ecuaciones 4.1.2, 4.1.3, 4.1.4 y 4.1.5 se obtiene la siguiente expresión para I_a :

$$I_a = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{sV_{ee} + V_1 \cos\alpha}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + pL_a} \quad (\text{ec. 4.1.6})$$

Se nota que la ecuación 4.1.6. es similar a la ecuación 3.1.24. con la diferencia de que el denominador contiene el término $p.L_a$, que la convierte en una ecuación diferencial.

En lo que sigue, para simplificar el análisis, se considerará que la resistencia R_3 es despreciable con respecto a las otras, debido a que el ángulo de conmutación es muy pequeño, aún cuando las corrientes de carga sean del orden de magnitud de la corriente nominal.

Si se reemplazan los valores, la ecuación 4.1.6. tendrá la siguiente forma:

$$I_a(p) = \frac{160,7 - 0,916.w_r + 175,5.Cos\alpha}{4,04 - 0,00987.w_r + 0,05p}$$

Con el fin de obtener una función de transferencia lineal con parámetros fijos, el denominador de la ecuación 4.1.6 se simplificará de tal manera que no dependa de la velocidad del rotor.

Cuando la velocidad es máxima, el denominador de la ecuación 4.1.6 tiene un valor de $2,18 + 0,05p$. En este caso la ganancia de corriente es la mayor, y la constante de tiempo eléctrica también es la mayor: 22,9 (ms). Cuando la velocidad es la mínima, el denominador tiene un valor de

4,04 + 0,05p. En este caso, la ganancia de corriente es la menor, y la constante de tiempo también es la menor: 12,3 (ms).

Si se diseñan las ganancias de los controles "PI" de tal manera que el sistema sea estable para la ganancia mas baja de la planta, y para el tiempo de retardo mas bajo, es probable que el sistema llegue a ser inestable cuando la ganancia de la planta o el tiempo de retardo sean mayores. Por tanto, el diseño de las ganancias de los controladores se hará en base a las ganancias mas altas y a los tiempos de retardo mas largos, de tal modo que el sistema de control sea estable dentro de todo el rango de ganancias de la planta. Según se analizó en el párrafo anterior, la ganancia mas alta, y el tiempo de retardo mas alto se tienen cuando el rotor gira aproximadamente a la velocidad sincrónica.

De esta manera, al reemplazar valores la ecuación 4.1.6. queda en la siguiente forma:

$$I_a(p) = \frac{73,7 - 0,42 \cdot w_r + 80,5 \cdot \text{Cosa}}{1 + 0,023p} \quad (3) \quad (\text{ec.4.1.7})$$

Tomando el diferencial de la expresión anterior, y considerando variaciones finitas de las variables (incrementos δ) se obtiene la ecuación 4.1.8.

(3) En adelante, la notación F(p) definirá variables en el dominio de la frecuencia p.

$$\delta I_d(p) = - \frac{0,42 \cdot \delta \omega_r(p) + 80,5 \cdot \text{Sen} \alpha \cdot \delta \alpha(p)}{1 + 0,023p} \quad (\text{ec.4.1.8})$$

Si se considera para α el mismo criterio que se discutió en este punto, y se utiliza el mayor valor de la ganancia de la planta; es decir para $\alpha = 90^\circ$, la ecuación 4.1.8. toma la siguiente forma:

$$\delta I_d(p) = - \frac{0,42 \cdot \delta \omega_r(p) + 80,5 \cdot \delta \alpha(p)}{1 + 0,023p} \quad (\text{ec.4.1.9})$$

La ecuación 4.1.9 sugiere el diagrama de bloques que se muestra en la figura 4.1.4.

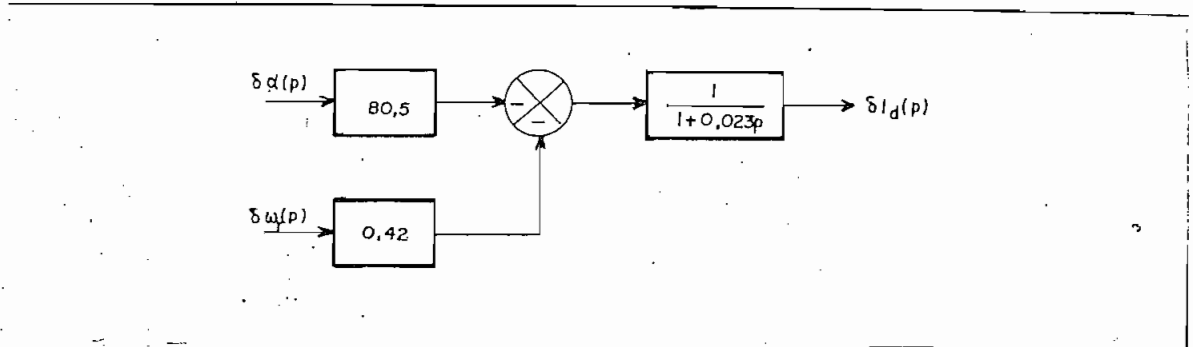


Figura 4.1.4.- Diagrama de bloques para las variaciones de corriente δI_d

4.1.2. Obtención de la función de transferencia:

Torque mecánico T_r / Corriente I_d .

Según la ecuación 3.1.26. el torque electromagnético producido por la corriente I_d está dado por:

$$T_r = \frac{(2R_r + R_f + R_A) I_d^2 - (3\sqrt{6}/\pi) V_I I_d \text{Cos} \alpha + 4W I_d}{s \cdot W_e} \quad (\text{ec.3.1.26})$$

De acuerdo con esta ecuación, el torque depende de las variables: s , α e I_d . Por tanto, para encontrar una relación más simple que relacione T_r e I_d , en la ecuación

3.1.26. se reemplaza la ecuación 3.1.24, y se elimina el ángulo de disparo α como variable independiente.

$$I_a = \frac{3\sqrt{6} sV_{ee'} + V_I' \cos\alpha - 4WI_a}{\pi (R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_f)} \quad (\text{ec.3.1.24})$$

El reemplazo da como resultado la siguiente ecuación:

$$T_r = \frac{(2R_r - R_f - R_2)I_a^2 + (3\sqrt{6}/\pi)sV_{ee'}I_a}{s.w_e} \quad (\text{ec.4.1.10})$$

En la ecuación anterior se ha vuelto a despreciar el término R_3 por la razón expuesta en el punto 4.1.1.

Como $R_1 = 2R_r + 2sR_{ee'}$; entonces $R_1 - 2R_r = 2sR_{ee'} = 0,30s(\Omega)$

$$\text{y } R_2 = \frac{3s}{\pi}(X_{ee'} + X_{dr}) = 1,56s(\Omega)$$

Por tanto, la ecuación 4.1.10 queda en la siguiente forma:

$$T_r = \frac{3\sqrt{6}}{\pi w_e} V_{ee'} I_a - \frac{1}{w_e} \left[2R_{ee'} + \frac{3}{\pi}(X_{ee'} + X_{dr}) \right] I_a^2 \quad (\text{ec.4.1.11})$$

$$T_r = 0,916.I_a - 0,00987.I_a^2 \quad (\text{N.m})$$

Se nota claramente en la ecuación 4.1.11 que el torque electromagnético producido, es una función cuadrática de la corriente, a pesar de que el término $0,00987.I_a^2$ es despreciable para corrientes pequeñas. Nótese que con la corriente nominal, el segundo término tiene un valor de 1,7(Nm), comparado con 12,1(Nm) que vale el primer término.

La ecuación 4.1.11 es posible linealizarla si se derivan las variables, y de esta manera:

$$\delta T_r = 0,916.\delta I_a - 0,00987.2.I_a.\delta I_a$$

Si se asume que la corriente I_a es la nominal, se tiene:

$$\delta T_r(p) = 0,655 \cdot \delta I_a(p) \quad (\text{ec.4.1.12})$$

La ecuación 4.1.12. sugiere el diagrama de bloques de la figura 4.1.5.

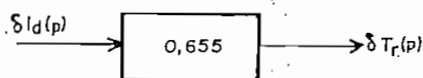


Figura 4.1.5.- Diagrama de bloques del torque electromagnético producido al circular una corriente I_a .

Con el objeto de completar este punto, se utilizó el diagrama de la figura 4.1.4. para construir el diagrama de bloques que se muestra en la figura 4.1.6.

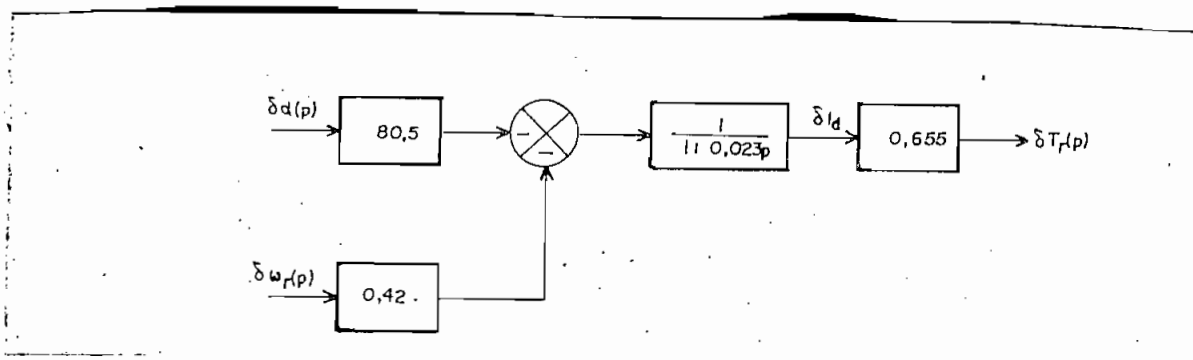


Figura 4.1.6.- Diagrama de bloques del torque electromagnético producido al variar el ángulo de disparo α y la velocidad del rotor w_r .

4.1.3 Obtención de la función de transferencia:

Velocidad del rotor w_r / Torque del rotor T_r

Si se aplica la ecuación de la mecánica newtoniana que dice: "el sumatorio de fuerzas que actúa sobre un cuerpo, es igual a la masa por la aceleración", en el caso de un sistema rotativo se tiene:

$$T_r - T_c = J.(d\omega_r/dt) \quad (\text{ec.4.1.13})$$

En la ecuación 4.1.13 "J" representa el momento de inercia de todo el sistema giratorio referido al eje del motor, y T_c el torque que presenta la carga cuando el rotor gira a una determinada velocidad.

Si el torque de carga depende linealmente de la velocidad del rotor, la ecuación 4.1.6. se puede escribir como sigue:

$$T_r = (B + Jp). \omega_r \quad (\text{ec.4.1.14})$$

En la ecuación 4.1.14, "B" representa el coeficiente de fricción de la carga mecánica.

En el anexo A.3 se determinan los parámetros B y J para la máquina asincrónica de laboratorio acoplada a la carga. Los valores son los siguientes:

- B = 0,0518 (Js); y
- J = 0,0642 (Kgm²)

El diagrama de bloques que sugiere la ecuación 4.1.14 se muestra en la figura 4.1.7.

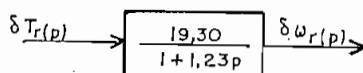


Figura 4.1.7.- Diagrama de bloques que representa las variaciones de velocidad provocada por cambios en el torque

4.1.4. Obtención de la función de transferencia:

Angulo de disparo α / Voltaje de control V_c .

Ahora bien, tal como se dijo anteriormente, y según las figuras 4.1.1. y 4.1.2, una variación en el voltaje de control de 10 (V) provoca un cambio de -77° ($-1,34$ radianes) en el ángulo de disparo ($\delta\alpha$), por tanto:

$$\delta\alpha = -0,134.\delta V_c \quad (\text{ec.4.1.15})$$

Hasta esta parte, no se ha considerado el tiempo muerto que introduce el conversor de seis pulsos (inversor), en la función de transferencia de la máquina asincrónica. El tiempo muerto estadístico para este caso es $t = \frac{1}{2}(T/p)$, en donde T es el período de voltaje de la red; y p es el número de pulsos del conversor. El valor del tiempo muerto para una frecuencia de 60 (Hz) y $p = 6$, es de 1,33 (ms).

Utilizando la ecuación 4.1.15 y la aproximación del tiempo muerto de la ecuación 4.1.16 se puede dibujar el diagrama de bloques de la figura 4.1.8. (Ver referencia B.15)

$$e^{-pt} \approx \frac{1}{1+pt} = \frac{1}{1+1,33 \cdot 10^{-3} \cdot p} \quad (\text{ec.4.1.16})$$

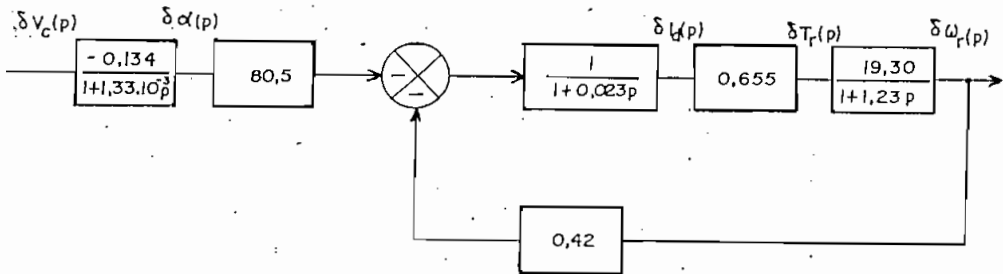


Figura 4.1.8.- Diagrama de bloques del sistema a controlar su velocidad al variar α

En la figura 4.1.9. se presentan dos diagramas de bloques equivalentes resultantes de la simplificación del diagrama de la figura 4.1.8., que se utilizarán en el diseño del circuito de control.

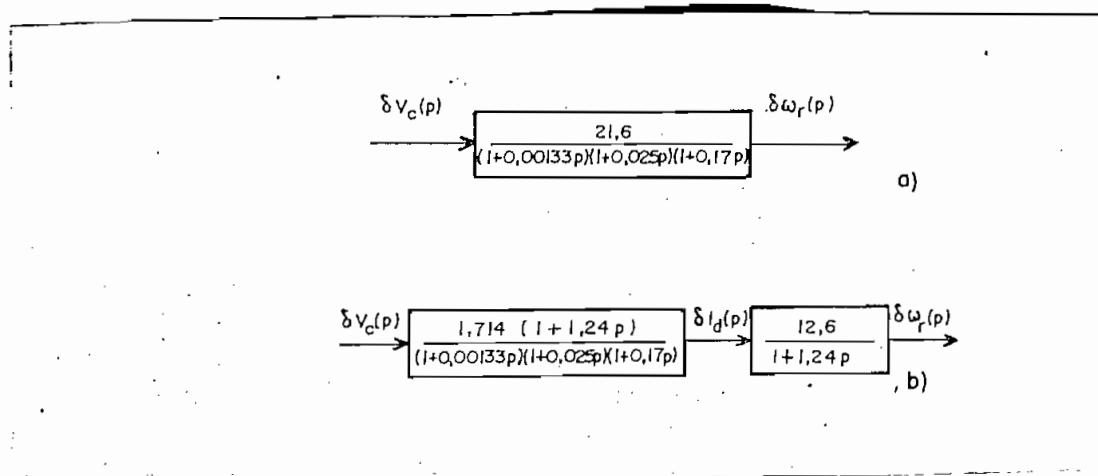


Figura 4.1.9.- a) Diagrama de bloques simplificado con el cual se puede controlar la velocidad mediante la variación del voltaje de control

b) Diagrama de bloques simplificado con el cual se pueden controlar tanto la corriente como la velocidad mediante variación del voltaje de control.

4.2. DISEÑO DE LAS PARTES CONSTITUTIVAS DEL CIRCUITO DE CONTROL

En el subtema 4.1 se indicó que el circuito de control incluía los circuitos medidores de corriente y velocidad y controladores de corriente y velocidad. A continuación se presenta el diseño de esos circuitos.

En primer lugar se diseñará el circuito controlador de corriente, por ser el lazo interno, y en segundo lugar el de velocidad por ser el lazo externo.

4.2.1 Diseño del circuito de medición de corriente.

En la figura 4.2.1 se puede observar que a la corriente I_a no se la mide directamente, sino a través de la composición de los semiciclos positivos de las señales de corriente AC obtenidas en los secundarios de los transformadores de corriente, cuyos primarios están ubicados en las líneas trifásicas del inversor.

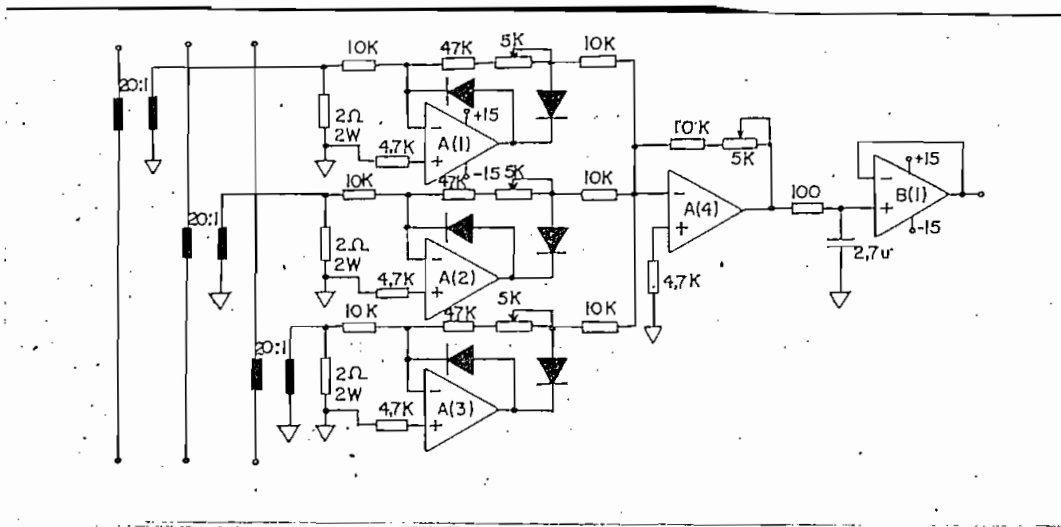


Figura 4.2.1.- Circuito de medición de corriente

Los transformadores de corriente se diseñaron en base a núcleos de acero laminado que pueden entregar una potencia aparente de 3,6 (VA), con 5 vueltas en el primario y 100 en el secundario, de tal manera que si en el primario circula una corriente de 13,2 (A), en el secundario se tendrá una corriente de 0,66 (A).

Como carga de los transformadores de corriente se colocaron resistencias de 2 (Ω), 2 (W), con el fin de tener señales de voltaje en lugar de señales de corriente. De esta manera,

cuando en el secundario del transformador circule una corriente de 0,66 (A), sobre las resistencias de carga se obtenga un voltaje de 1,32 (V).

En la figura 4.2.1 se pueden observar 5 amplificadores operacionales: A(1), A(2) y A(3) están conectados como "amplificadores-rectificadores para señal", A(4) como "amplificador-sumador", y B(1) como "seguidor de señal".

La configuración de los amplificadores rectificadores indicados en la figura 4.2.1 permite:

- a) Rectificar en media onda la señal AC de voltaje proporcional a la corriente, tomada en las resistencias de 2 (Ω) 2 (W), que tienen como carga los transformadores de corriente ; de tal forma que en la señal de salida no exista la caída de voltaje en los diodos de 0,6 (V) (Ver referencia B.16); y
- b) Amplificar la señal indicada de tal manera que la ganancia sea de "5" aproximadamente.

Por tanto, en la entrada se colocaron resistencias de 10(K Ω) ; y en la realimentación, resistencias de 47(K Ω) en serie con potenciómetros de 5 (K Ω)(Ver figura 4.2.1). Los potenciómetros se colocaron con el fin de ecualizar las ganancias de los transformadores de corriente, debido a que en el mercado de Quito no se encontraron resistencias de potencia de precisión, para ubicarse como cargas a la salida de los transformadores de corriente.

La función del "amplificador-sumador", es la de sumar las señales de salida de los tres rectificadores-amplificadores descritos, con el fin de obtener una señal de salida cuya forma de onda es similar a la forma de onda de la corriente I_a (4); y además, la de acondicionar el nivel de voltaje obtenido en la suma, a un nivel de voltaje entre 0 y 10 (V).

En la realimentación del amplificador-sumador, se ha colocado un potenciómetro adicional, que consigue manipular la corriente transitoria de arranque, de tal manera que cuando el potenciómetro esté en el mayor valor posible, la corriente de arranque tome un valor igual a la corriente nominal; y cuando esté en el menor, la corriente de arranque tenga un valor no mayor a 1,50 veces la corriente nominal.

La variación de la ganancia del amplificador-sumador se diseñó que debía ser de 1 a 1,5 para lo cual, las resistencias de entrada debían ser de 10 (K Ω), y la de realimentación, de 10 (K Ω) en serie con un potenciómetro de 5 (K Ω).

A la salida del operacional A(4) se conectó un filtro pasabajos consistente en una red RC, que tiene el objeto de disminuir el rizado de la señal de corriente. En el diseño de esta red RC existía un compromiso entre mejorar el factor de rizado (RC alta), y mejorar la dinámica del sistema (RC pequeña).

- (4) Se puede demostrar que al sumar los semicilos de las tres señales de corriente se obtiene una señal que es proporcional a la corriente I_a

Debido a que en el sistema de control se introduciría un polo que lo haría más inestable, se escogió que el tiempo RC debía ser mucho menor que la sexta parte del período de la línea; es decir, $RC = 0,27(\text{ms})$.

En la figura 4.2.2 se observa el diagrama de bloques del circuito de medición de corriente, con la ganancia del bloque de realimentación igual a 0,75 (V/A), que indica que para la corriente nominal, se tiene un voltaje de 10 (V) aproximadamente. En la figura 4.2.2 se ha despreciado el efecto de la red RC por ser muy pequeño en comparación con los retardos de la planta.

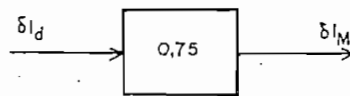


Figura 4.2.2.- Diagrama de bloques del circuito de medición de corriente.

4.2.2. Diseño del circuito de control de corriente.

Una vez analizado el circuito de medición de corriente, se puede acoplar el diagrama de bloques de la figura 4.2.2. con el de la figura 4.1.9.b, para obtener la figura 4.2.3.

En la figura 4.1.9.b se encuentra el diagrama de bloques del motor asincrónico controlado con convertidor cascada en el rotor, que tiene a disposición la señal de variaciones de corriente δI_a . Utilizando este diagrama de bloques, es posible diseñar el controlador proporcional-integral de corriente.

En la figura 4.2.3 se ha añadido el controlador P-I antes de la señal de control de voltaje V_c y después del punto sumador-restador cuya salida será la señal de error en en la corriente. (E_r)

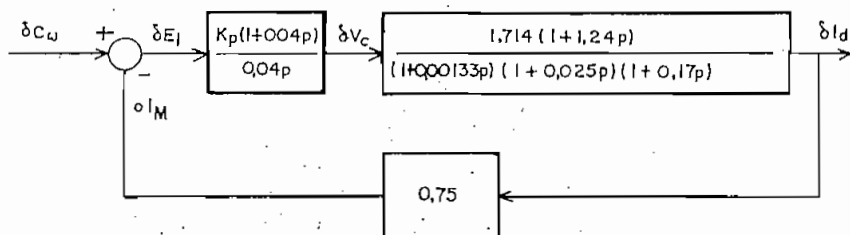


Figura 4.2.3.- Diagrama de bloques del control realimentado de corriente.

Con el diagrama de bloques de de la figura 4.2.3, es posible lograr dos objetivos:

- Que el error en estado estacionario en la corriente sea igual a cero; y,
- Que el lazo de corriente sea estable.

Como se conoce que los polos principales están en $\sigma = -40(\text{Hz})$ y $\sigma = -5,88 (\text{Hz})$, se ubicará el cero creado por el controlador proporcional integral justo entre los dos para tener un buen efecto en cuanto a estabilidad. Por tanto, el cero se lo ubicará en $\sigma = -25 (\text{Hz})$; es decir, con un tiempo integral de $T_i = 40 (\text{ms})$.

La constante K_p de amplificación proporcional, se diseñará principalmente en base a los requerimientos de estabilidad en la respuesta, y velocidad de respuesta.

Del diagrama de bloques de la figura 4.2.3 con un $T_1 = 40$ (ms) se puede obtener la siguiente ecuación:

$$\delta I_a = \frac{42,8 \cdot K_p \cdot (1+1,24p)(1+0,04p) \cdot \delta C_w(p)}{p(1+0,00133p)(1+0,025p)(1+0,17p) + 32,1 \cdot K_p(1+1,24p)(1+0,04p)} \quad (\text{ec. 4.2.1.})$$

Puesto que en el denominador de la ecuación 4.2.1 se tiene un polinomio de cuarto orden con respecto a p , y en el numerador uno de segundo orden, el sistema de control de corriente es de grado 2, lo que quiere decir, que se tienen dos raíces complejas cuando la ganancia es alta.

En la figura 4.2.4 se muestra el "Lugar Geométrico de las Raíces" correspondiente al diagrama de bloques de la figura 4.2.3 y a la ecuación 4.2.1.

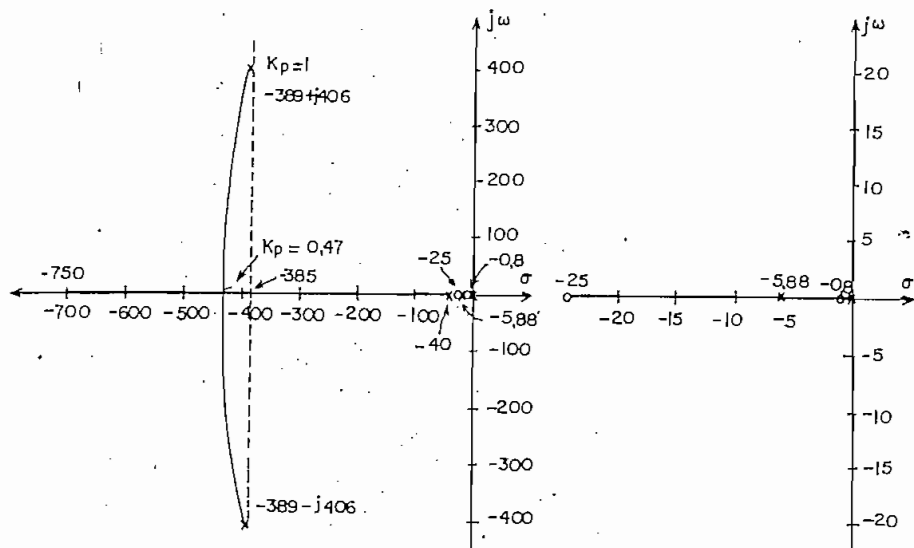


Figura 4.2.4.- Lugar Geométrico de las Raíces del Control de Corriente.

Se puede apreciar que la respuesta transitoria de este sistema de control ante la presencia de una señal de tipo escalón, será inestable y oscilatoria, cuando crezca la ganancia del control proporcional. En la figura se muestran los polos de lazo cerrado para dos ganancias: 0,47 y 1.

Se ha considerado que una ganancia de "1" en el control proporcional, es la que da mejores resultados en cuanto a respuestas en estado transitorio. En estado transitorio como respuesta a la función paso se obtendrían las siguientes características de respuesta:

- Error en estado estacionario $E_{ss} = 0$
- Frecuencia fundamental de oscilación: $w_n = 562$ (Hz)
- Tiempo de crecimiento: $t_r = 5,7$ (ms)
- Máximo sobreimpulso: $M_p = 4,9$ %
- Tiempo de establecimiento: $t_s = 10$ (ms)

Los valores indicados se obtuvieron luego de utilizar las ecuaciones 4.2.2, 3, 4, 5, 6 y 7: (Ver Referencia B.15)

$$E_{ss} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{1+G(p)H(p)} \quad (\text{ec.4.2.2})$$

$$w_n = (\sigma^2 + w_d^2)^{1/2} \quad (\text{ec.4.2.3})$$

$$t_r = (\pi - \beta) / w_d \quad (\text{ec.4.2.4})$$

$$\beta = \text{arcSen}(w_d / w_n) \quad (\text{ec.4.2.5})$$

$$M_p = e^{-(\sigma / w_d)\pi} \times 100\% \quad (\text{ec.4.2.6})$$

$$t_s = 4 / \sigma \quad (\text{ec.4.2.7})$$

Se escogió la ganancia de "1" porque: proporciona mejor respuesta ante una función rampa de entrada $C_w(t)$. Cuando la

ganancia del control proporcional es de 0,47, el error dinámico es del 6,6 %; y cuando es igual a 1, el error dinámico es del 3,1 %. El error dinámico se calculó con la ecuación 4.2.8 (Ver referencia B.15)

$$E_d = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{s \cdot G(p)H(p)} \quad (\text{ec.4.2.8})$$

En las ecuaciones anteriores:

- $\sigma \pm j\omega_d$ = Es el valor de los polos complejos del Lugar Geométrico de las Raíces de la figura 4.2.4.
- $G(p)$ = Es el resultado de la multiplicación de las ganancias de los bloques superiores de la figura 4.2.3.
- $H(p)$ = Es la ganancia del bloque de realimentación.

En la figura 4.2.5 se tiene el circuito que realiza las siguientes funciones:

- El control proporcional integral
- La limitación de voltaje entre 0 y 10 (V)
- El cambio de la referencia desde 0 a 10 (V) hacia 8 a 3 (V) (señal $C_{r'}$)

El circuito actúa en la siguiente forma:

- El Operacional C(2) está conectado como un amplificador diferencial de ganancia 1, compuesto con resistencias de 10 (K Ω) con 1% de precisión, y realiza la resta entre la señal de corriente deseada C_w , y la señal de corriente medida I_m , para obtener la señal de error en la corriente E_r .

- El amplificador operacional D(1) está conectado de tal manera que tiene una ganancia descrita por la función:

$$PI(p) = \frac{1 + pT_1}{pT_1} \quad (\text{ec.4.2.9})$$

El tiempo integral T_1 como se escogió en líneas anteriores tiene un valor de 40 (ms). Este valor de T_1 se lo pudo conseguir con un capacitor en realimentación de 0,27 (μF), y una resistencia conectada entre la entrada negativa de D(1) y tierra de 150 (K Ω).

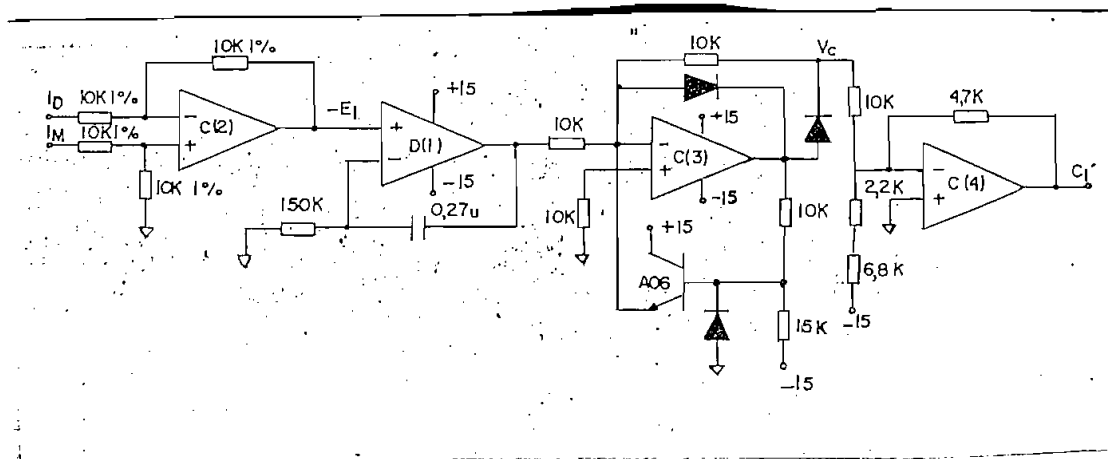


Figura 4.2.5.- Circuito de control de corriente

- El amplificador C(3) está conectado como un circuito limitador rectificador con ganancia de "1". Los diodos en la realimentación realizan la función de rectificar el voltaje que sale de D(1) de tal forma que no existan 0,6 (V) de diferencia entre los voltajes de entrada y salida cuando se produce la rectificación. La función del transistor A06 es la de limitar el voltaje de salida de C(3) a un valor no mayor de 10(V).

Esto se consigue de la siguiente manera:

Cuando el voltaje en el cátodo del diodo está entre 0 y 10 (V) la base del transistor A06 no tiene un voltaje suficiente como para entrar en conducción. En cambio, cuando el voltaje de salida es mayor a 10 (V), el transistor A06 comienza a conducir, e ingresa una corriente en la entrada negativa de C(3) que compensa el aumento inicial de corriente que produjo el aumento del voltaje a más de 10 (V). Puesto que el sistema es realimentado, y como la ganancia del transistor es grande, el voltaje no crecerá más y se limitará a estar entre 0 y 10 (V). (Ver referencia B.16)

El diodo en la base del transistor tiene la función de protegerlo, ante la presencia de un voltaje negativo en la base.

- El amplificador operacional C(4) conectado con una resistencia de entrada de 10 (K Ω), y una resistencia de realimentación de 4,7 (K Ω), tiene una ganancia de "-0,47". En la entrada negativa de C(4) se ha incluido una fuente de corriente de -1,67 (mA), que produce el siguiente efecto:

Cuando el voltaje de salida del limitador es de 0 (V), el voltaje a la salida es de 8 (V), y cuando es de 10(V) , el voltaje a la salida es de 3,1 (V) aproximadamente.

La fuente de corriente de -1,67 (mA) se la consiguió con una resistencia de 9 (K Ω) entre -15 (V) y la

entrada negativa de C(4).

La función de transferencia del control realimentado de corriente (ec.4.2.10) con $K_p = 1$, puede reducirse a :

$$\delta I_d = \frac{1,33.(1+1,24p)(1+0,04p) \cdot \delta C_w(p)}{(1+1,23p)(1+0,043p)(1+2,45 \cdot 10^{-3}p + 3,15 \cdot 10^{-6}p^2)} \quad (\text{ec.4.2.10})$$

Con la ecuación 4.2.10 se puede construir el diagrama de bloques que se muestra en la figura 4.2.6, el mismo que conjuntamente con el diagrama de bloques de la figura 4.1.9.b. permitirá el diseño del control de velocidad.

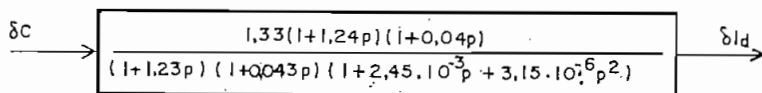


Figura 4.2.6.- Diagrama de bloques equivalente del control de corriente.

4.2.3. Diseño del circuito de medición de velocidad.

En forma similar a lo hecho en el punto 4.2.1, antes de diseñar el circuito de control, es necesario conocer la función de transferencia del circuito de medición de velocidad.

En la figura 4.2.7. se puede observar el circuito de medición de velocidad, que consiste en un tacómetro, un filtro y un amplificador operacional, que acondiciona el voltaje de la señal medida a un nivel entre 0 y 10 (V).

Puesto que el tacómetro entrega un voltaje positivo de 4 (V)

aproximadamente a la velocidad nominal, la ganancia del amplificador operacional para tener 10 (V) a la salida debe ser de 2,5. Para conseguir una ganancia de 2,5 con la configuración del AO indicada de la figura 4.2.7, es necesaria una relación de 1,5 entre la resistencia de realimentación y la resistencia conectada entre el signo (-) y tierra; por tanto, se utilizaron resistencias de 3,3 (K Ω) y 2,2 (K Ω) conectadas en la forma que se indica en la figura 4.2.7.

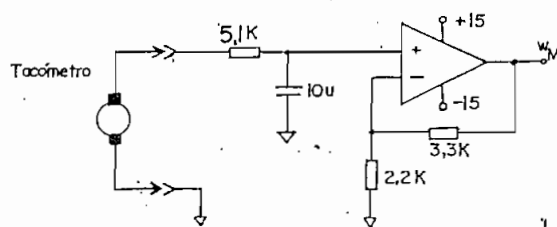


Figura 4.2.7.- Circuito de medición de la velocidad del rotor.

Se conectó la red RC con el objeto de filtrar el voltaje errático del tacómetro. Para el diseño de la red se tomaron en cuenta dos aspectos: que la constante de tiempo no debía ser muy alta para no introducir un polo adicional; y que la señal de salida sea uniforme. Luego de experimentar con los valores de la red RC, se escogió que un tiempo mínimo de retardo de la red RC = 50 (ms) daba una señal de salida uniforme; por tanto, se conectó una resistencia de 5,1 (K Ω) en serie con un condensador de 10 (μ F).

Puesto que la velocidad nominal de la máquina asincrónica corresponde a 188,5 (rad/s), y ya que el circuito se ha

diseñado para que a la velocidad máxima el amplificador entregue un voltaje de 10 (V) entonces, la función de transferencia del circuito de medición de velocidad estará de acuerdo a la ecuación 4.2.11.

$$\frac{\delta w_M}{\delta w_r} = \frac{0,053}{1+0,05p} \quad (\text{ec.4.2.11})$$

En la figura 4.2.8, se muestra el diagrama de bloques del circuito de medición de velocidad.

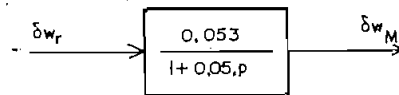


Figura 4.2.8.- Diagrama de bloques del circuito de medición de velocidad

4.2.4 Diseño del circuito controlador de velocidad.

Si se acoplan los diagramas de bloques de las figuras 4.2.8, 4.2.6, y 4.1.9.b, se añade el controlador P-I, y se cancelan el polo de 23 (Hz) con el cero de 21 (Hz) por estar cercanos, se obtiene el diagrama de bloques de la figura 4.2.9.

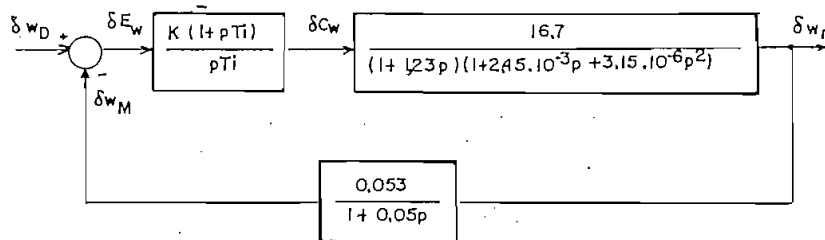


Figura 4.2.9.- Diagrama de bloques del control de velocidad de la máquina asincrónica con el controlador P-I

En la figura 4.2.9 se puede observar que las cantidades K_p y T_i se encuentran indicadas, por tanto, es posible calcular separadamente el valor que tendrán cada una de ellas.

Dado que en el denominador se tienen polos en 0; -0,82; -20; y $-384 \pm j 412$, se ubicará el cero del controlador cerca de los polos mas importantes ubicados junto al eje jw ; es decir junto a los polos cuyo valor es 0 y -0,82. Entonces por diseño, el cero del controlador PI se ubicará en -5. Para ubicar un cero en -5, es necesario que el tiempo integral del controlador tenga un valor de 200 (ms).

Conocido el tiempo integral, se puede diseñar la constante K_p que hace estable al sistema y le da condiciones óptimas de funcionamiento. Para calcular la ganancia K_p es necesario considerar la ecuación característica de lazo abierto 4.2.12.

$$0 = 1 + \frac{4,4 \cdot K_p \cdot (1+0,2p)}{p(1+1,23p)(1+0,05p)(1+2,45 \cdot 10^{-3}p+3,15 \cdot 10^{-6}p^2)} \quad (\text{ec.4.2.12})$$

Con la ecuación 4.2.12 se pudo construir el Lugar Geométrico de las Raíces que se muestra en la figura 4.2.10.

Para analizar la estabilidad con la figura 4.2.10, en ella se muestra la variación de posiciones de los polos mas importantes mientras varía la ganancia K_p .

Se puede observar en la figura 4.2.10, que cuando aumenta la ganancia, los polos cercanos al eje jw , se repelen entre sí,

formando un semicírculo alrededor del cero en -5 (Hz), y luego se dirigen a tomar las asíntotas que forman un ángulo de 45° con respecto al eje σ .

Los polos complejos que están alejados del eje $j\omega$, mientras aumenta la ganancia se dirigen lentamente a tomar las asíntotas que forman un ángulo de 135° con respecto al eje σ .

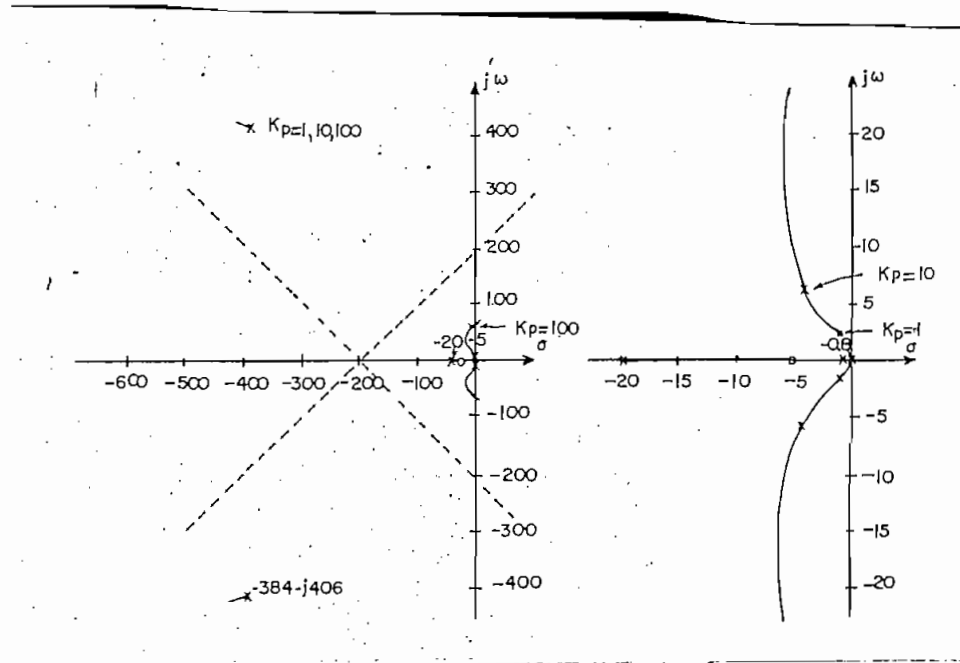


Figura 4.2.10.- Lugar Geométrico de las Raíces del control de velocidad.

Del análisis de la figura 4.2.10 se obtiene que una ganancia de 10 es óptima. Si se utilizan las ecuaciones 4.2.2, 3, 4, 5, 6, y 7 la respuesta del sistema ante la función escalón tendrá las siguientes características:

- Error en estado estacionario: 0
- Frecuencia fundamental de oscilación: 7,5 (Hz)
- Tiempo de crecimiento: 0,35 (s)
- Máximo sobreimpulso: 14 %
- Tiempo de estabilización: 1 (s)

Finalmente, con el dato de ganancia, se pudo construir el circuito que controla la velocidad en forma óptima. (Ver figura 4.2.11).

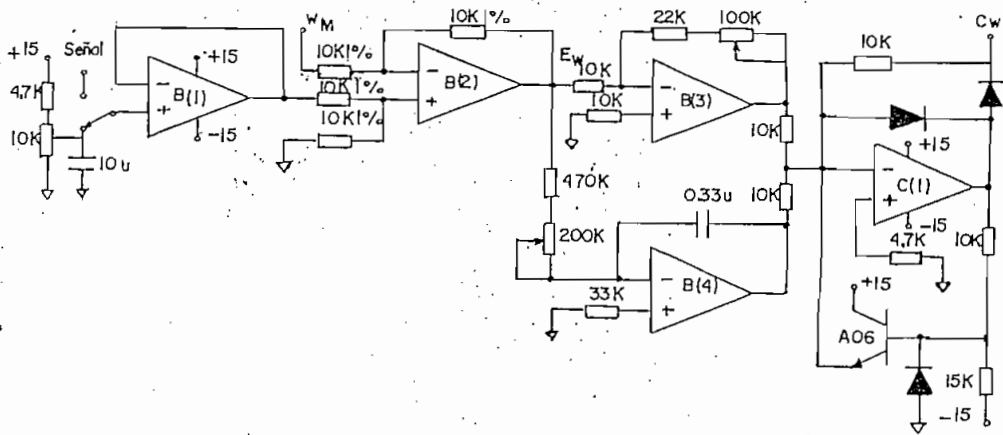


Figura 4.2.11.- Circuito controlador de velocidad.

El circuito funciona de la siguiente manera:

- El amplificador operacional B(1) está conectado como seguidor de fuente y tiene la función de acoplar la impedancia del potenciómetro que selecciona la velocidad deseada con la resistencia de entrada del amplificador diferencial B(2).

Para obtener una señal que varíe entre 0 y 10 (V) (0 y 1800 RPM), se conectó un potenciómetro de 10 (KΩ) en serie con una resistencia de 4,7 (KΩ) conectada directamente a + 15 (V). El voltaje variable se lo tomó del cursor del potenciómetro, y para evitar problemas de variaciones bruscas de la referencia, se colocó un capacitor electrolítico de tantalio de 10 (μF) 16 (V) entre el cursor y tierra.

Con el objeto de generalizar el control de velocidad, se colocó un selector que permite escoger entre el voltaje del potenciómetro, y el voltaje de un generador de señales.

- El operacional B(2), está conectado como amplificador diferencial, y realiza la resta de la señal de velocidad deseada menos la señal medida. Este circuito se lo construyó con cuatro resistencias de 10 (K Ω) y 1% de precisión, para tener gran exactitud en el control de velocidad.

- El operacional B(3) se conectó como amplificador de ganancia variable negativa, para realizar la función de controlador P.

Con este circuito se puede maniobrar la respuesta dinámica del sistema. En la configuración indicada, la ganancia se podía variar entre 2 y 12, pues la resistencia mínima de la realimentación es de 22 (K Ω), y la máxima de 120 (K Ω).

- El operacional B(4), se conectó como integrador, con tiempo de integración de 200 (ms) por la razón explicada anteriormente. Para conseguir un tiempo de 200 (ms), como impedancia de realimentación se colocó un capacitor de 0,33 (μ F); y como impedancia de entrada, se conectó una resistencia de 470(k Ω) en serie con un potenciómetro de 200 (K Ω). Esto, con el objeto de poder variar también el tiempo integral.

- El controlador PI se obtuvo por la suma de las señales de salida tanto del amplificador proporcional como del amplificador integrador, mediante el operacional C(1). El operacional C(1) se conectó como limitador, en la misma forma que se hizo para obtener el circuito limitador en el lazo controlador de corriente. (Ver punto 4.2.2.)

4.3 DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO

Al inicio de este capítulo se indicó que el circuito de disparo consistiría en todos aquellos circuitos necesarios para entregar los pulsos a los SCR's del inversor a partir de las señales de control y de sincronía con la red. Por tanto; en esta parte, se diseñará en primer lugar el circuito de sincronización con la línea trifásica; en segundo lugar, el circuito de generación de pulsos de disparo; y en tercer lugar, el circuito que acondicionará los pulsos a los niveles de potencia necesarios para encender los SCR's.

4.3.1 Diseño del circuito de sincronización con la línea trifásica.

En el presente trabajo se utiliza un circuito que se sincroniza con las líneas trifásicas del secundario del transformador que alimenta el inversor. El circuito consiste en tres transformadores de señal en conexión estrella-neutro estrella-tierra, que consiguen los siguientes efectos:

- a) Aislar el circuito de control del circuito de fuerza; y
- b) Obtener 3 señales por fase de 12 (V) pico;

En la figura 4.3.1 se observa uno de los tres transformadores de voltaje construidos por el autor, con las siguientes características:

- Voltaje del primario: 75 (V)
- Voltaje del secundario: 7,5 (V)
- Potencia aparente: 2,4 (VA)

La ventaja de utilizar esta sincronía trifásica es que si cambia la secuencia de fases en las líneas de alimentación, también cambia la secuencia de disparo de los SCR's. (5)

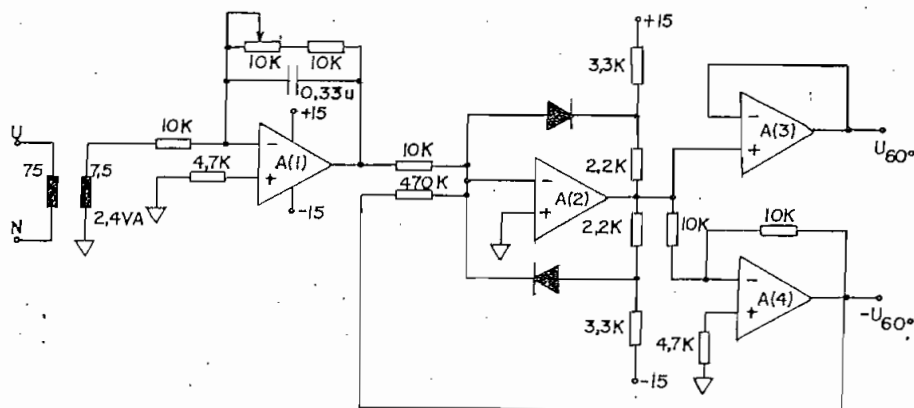


Figura 4.3.1.- Circuito de sincronización con la línea trifásica.

Para el circuito de sincronización se tomó en cuenta la necesidad de obtener 6 señales para disparo de los SCR's (Una para cada SCR), lo que fue muy sencillo, pues de cada

- (5) En la construcción se tuvo mucho cuidado en la conexión del circuito de sincronización, ya que cualquier error o cambio de fases podía destruir el circuito de potencia.

sinusoide, se pueden obtener dos señales sincronizadas ya sea con el semiciclo positivo o con el negativo.

Además, se tomó en cuenta que los voltajes por fase están adelantados un ángulo de 30° con respecto a las voltajes línea-línea, que son las referencias necesarias para sincronizar los disparos.

Para eliminar los efectos que producirían las perturbaciones y ruidos de línea, se previó en el diseño un filtro activo con amplificadores operacionales que produce un desfase calibrable de 60° a la frecuencia de 60 (Hz), que incluye un detector de signo de la señal de entrada.

El detector de signo se lo diseñó con un amplificador operacional y un circuito limitador construido en base a diodos y resistencias (Ver figura 4.3.1). Se ha incluido una realimentación positiva (proveniente del amplificador inversor), que produce una pequeña histéresis. Esta histéresis permite distinguir los verdaderos cruces por cero de la señal de voltaje de entrada, de aquellos producidos por la influencia de las conmutaciones del inversor.

Con este "filtro de retardo de 60° ", que incluye dos amplificadores operacionales adicionales conectados: el uno como seguidor de señal, y el otro como inversor de ganancia "-1" ; se obtuvieron dos señales complementarias: U_{eo} y $-U_{eo}$, las mismas que tienen un atraso de 30° con respecto a las señales línea-línea, que como se dijo, son las señales de

referencia para el disparo de los SCR's. Nótese que debido a lo indicado, el ángulo mínimo de disparo que se puede conseguir con este circuito, es de 30° .

En la figura 4.3.1 se puede observar el circuito de sincronización para la fase U. (El circuito es el mismo para las otras fases).

4.3.2 Diseño del circuito generador de rampas y pulsos para disparo de los SCR's.

Tomando en cuenta, que con el circuito diseñado en la parte 4.3.1 se obtienen dos señales complementarias cuyo tiempo de duración es de 180° a 60 (Hz); y considerando, que el ángulo de disparo no puede ser menor que 30° , entonces, el rango de variación del ángulo de disparo que se puede obtener, está entre 30° y 210° . Para obtener ángulos de disparo en ese rango se han generado rampas entre 0 y 10 (V), que se sincronizan con las señales obtenidas en el circuito de la figura 4.3.1.

Se ha escogido un generador de rampas que utiliza un capacitor que se carga con corriente constante cuando la señal de entrada U_{so} se encuentra con voltaje negativo, y se descarga automáticamente cuando esta misma señal tiene un valor positivo.

De esta manera, se obtiene una rampa lineal entre 0 y 10(V) dentro de los 30° y los 210° , y un voltaje de 0 (V) fuera de ese intervalo (Ver figura 4.1.2)

En la figura 4.3.2 se puede observar el circuito generador de rampas y pulsos para disparo de los SCR's.

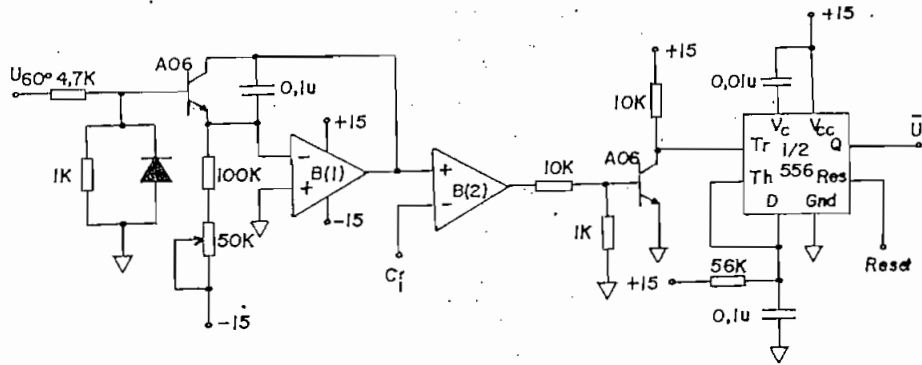


Figura 4.3.2.- Circuito generador de rampas y pulsos de disparo.

El circuito que comanda la carga y descarga del capacitor consiste en un transistor conectado en paralelo con un capacitor de 0,1 (μF), el mismo que constituye la realimentación de un amplificador operacional.

De no existir el transistor, el capacitor continuaría cargando la corriente constante que circula por la resistencia de 100 ($\text{K}\Omega$) y por el potenciómetro de ajuste de la pendiente de la rampa cuyo valor es de 50 ($\text{K}\Omega$).

En la base del transistor se ha conectado un circuito que entrega 2 (mA) cuando el voltaje de la señal U_{60} es positivo, y que protege al transistor de un voltaje emisor-base base (V_{ebo}) menor a 0 (V).

El emisor del transistor se lo ha conectado a la entrada negativa del A.O., cuyo voltaje virtual es de 0 (V) cuando

se encuentra realimentado, y el colector, al borne activo del condensador integrador. Para el diseño de la corriente de base, se tomó en cuenta un voltaje de saturación del transistor de 0,2 (V).

La rampa generada de la manera indicada, se introduce al amplificador operacional que está a continuación, el cual compara el voltaje de la rampa con el voltaje de control C_r que se tiene a la salida del limitador del controlador de corriente.

Para obtener un rango de control del ángulo de disparo entre 90 y 160°, es necesario entonces, que el rango de variación del voltaje de control sea de 8 a 3 voltios respectivamente.

En el amplificador operacional, la entrada positiva se la conectó a la señal V_c , y la negativa a la rampa de sincronización. El resultado de la comparación, son señales de saturación de +13 (V) y -13 (V) aproximadamente.

Puesto que la señal resultante de la comparación es de un ancho de pulso variable, que depende del voltaje de control, y como interesa que el ancho de pulso sea de 120° a 60 (Hz), se ha conectado un circuito monoestable diseñado en base a la mitad de un circuito integrado TIMER 556. (Ver referencia B.20).

La señal de trigger del circuito $\frac{1}{2}$ -TIMER-556, se la ha conectado en el colector de un transistor A06, que invierte la señal de salida del comparador, de tal manera que cuando

el voltaje de la rampa es mayor que el voltaje de control, el comparador y el transistor se saturan y el circuito monoestable se dispara.

La señal de Threshold del TIMER, se la conectó conjuntamente con la de Discharge al borne (+) del capacitor de la red RC, con el fin de dar la temporización adecuada.

La red RC se diseñó en base a la ecuación que describe la carga de un capacitor a partir de una función paso, y al voltaje máximo de carga que hace que la señal de Threshold actúe ($2/3 V_{cc}$). Con estas consideraciones, los valores de la red RC encontrados fueron: $R = 56 \text{ (K}\Omega\text{)}$; y $C = 0,1 \text{ (}\mu\text{F)}$.

En la salida Q del TIMER se obtienen ya las pulsos, que luego se amplifican y entregan en las compuertas de los SCR's. En la figura 4.3.2 se presenta uno de los 6 circuitos que entrega pulsos de disparo de 120° de duración desplazados un ángulo α con respecto al cruce por cero de las voltajes línea-línea.

4.3.3 Diseño del circuito amplificador de pulsos.

Los SCR's se disparan con una corriente que ingresa a la compuerta y con un voltaje positivo con respecto al cátodo. En el caso del SCR 2N2579, según las características de disparo, hace falta una corriente de compuerta no menor a 40 (mA), y no mayor a 2 (A), con un voltaje instantáneo aplicado no mayor a 90 (V), y no menor a 2 (V).

Para conseguir los pulsos de disparo con las características

anotadas, se ha utilizado un circuito optoacoplador, que amplifica los pulsos obtenidos con el circuito de la figura 4.3.2, y aísla eléctricamente el circuito de control del circuito de fuerza.

El circuito optoacoplador utilizado en este caso es un opto-SCR, cuyo ánodo se ha conectado en serie con una resistencia de 820 (Ω) 1 (W).

Esta resistencia de 820 (Ω), con el mínimo ángulo de disparo (90°), impulsa una corriente de 230 (mA) aproximadamente en la compuerta, y con el máximo ángulo de disparo (160°), una corriente de 60 (mA) en la compuerta del SCR.

De acuerdo a la características técnicas del opto-SCR H11C3, para que se dispare el foto-SCR del optoacoplador hace falta que circule una corriente de 10 a 20 (mA) en el diodo emisor de luz. Entonces, a la salida Q de los monoestables que entregan el pulso acondicionado, se ha conectado una resistencia de 1 (K Ω) en serie con el led del optoacoplador cuyo cátodo se ha conectado directamente a tierra.

En el circuito de la figura 4.3.3 se pueden apreciar las conexiones descritas anteriormente.

En la figura 4.3.3 se puede observar que entre la compuerta y el cátodo del opto-SCR, se ha conectado una resistencia de 33 (K Ω) en paralelo con un capacitor cerámico de 0,02 (μ F) que previenen el encendido abrupto del fotoSCR ante la presencia de transitorios de conexión y desconexión del

circuito de fuerza.

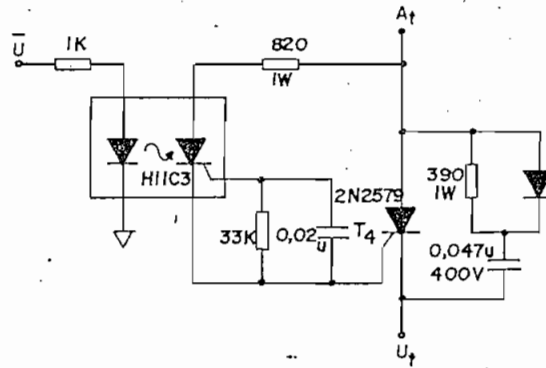


Figura 4.3.3.- Circuito amplificador de pulsos

Además, en la figura 4.3.3 se ha incluido la red de protección contra sobrevoltajes y dv/dt .

CAPITULO V

CONSTRUCCION Y PRUEBAS

En este capítulo se presenta el resultado práctico de los diseños que se hicieron en los capítulos III y IV. La construcción de los circuitos tanto electrónicos como electromagnéticos se encuentra resumida y documentada con fotografías y detalles técnicos. Las pruebas del comportamiento estático y dinámico del sistema también se encuentran documentadas con fotografías de la pantalla del osciloscopio y valores resultantes de las medidas del analizador industrial.

5.1. DETALLES CONSTRUCTIVOS

En este subcapítulo se resumen los trabajos que se realizaron para construir el prototipo didáctico del "Control de Velocidad de un Motor Trifásico Asíncrono con Conversor Cascada en el Rotor" para la máquina asíncrona de 2 (CV) que se encuentra en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la Facultad de Ingeniería Eléctrica (EPN).

Según el orden cronológico de construcción, las etapas principales de la elaboración práctica fueron:

- Construcción de los elementos electromagnéticos

indispensables para proseguir con el diseño de los circuitos de control

- Construcción de las placas electrónicas de los circuitos de fuerza, control y fuente de alimentación de los circuitos de control.
- Interconexión de las placas electrónicas y elementos electromagnéticos.
- Armado final y construcción de los paneles externos del armario.

5.1.1 Construcción de los elementos electromagnéticos.

En este punto se distinguen tres tipos de construcción:

- a).- Construcción de la inductancia de filtrado L_a .
- b).- Construcción de los transformadores de voltaje; y
- c).- Construcción de los transformadores de corriente.

Ninguno de los tres elementos mencionados se encontró en el mercado de Quito, por lo que hubo necesidad de construirlos en el taller de la Facultad de Ingeniería Eléctrica.

La inductancia L_a según el diseño del Capítulo III debe tener un valor mayor a 50 (mH), incluso para los 13,2 (A) nominales de corriente continua que circulan por el "convertor en cascada", y una resistencia inferior a 0,25(Ω). (Ver Anexo N^o 1)

Para la construcción se utilizó un núcleo de forma E-I de un transformador viejo de potencia igual a 2 (KVA) aproximadamente.

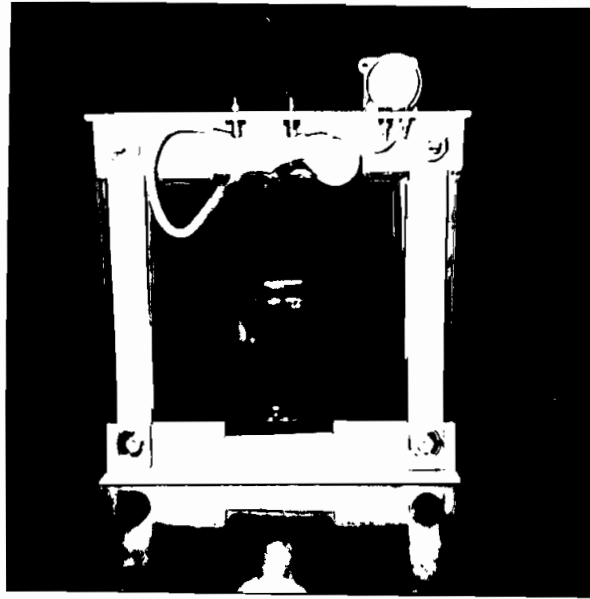
Alrededor del núcleo central se dieron 200 vueltas de alambre esmaltado Nº 10 (AWG), y las espiras se separaron entre capa y capa con papel presspan de 0,2 (mm) de espesor.

El molde alrededor del cual se dieron las 200 vueltas se lo hizo con 2 vueltas de cartón presspan de 1 (mm) de espesor, pegado con cemento de contacto. Para ayudar al aislamiento final de las espiras, se barnizó todo el conjunto.

Las láminas E-I de acero al silicio del núcleo se las ubicó de tal manera que tengan un entrehierro de 2 (mm) aproximadamente. Las láminas de la misma forma ("E" ó "I") se juntaron entre sí, mediante varillas y ángulos de aluminio de 1/8 de pulgada de espesor, y al conjunto se le dió rigidez mecánica con pernos de acero de 5/16 de pulgada x 4 pulgadas.

Como acabado final, a todo el conjunto se le dió una mano de esmalte rojo de poliuretano para dar mayor aislamiento a todo el bobinado.

En el ángulo de aluminio ubicado en la parte superior se instalaron dos bornes para terminales banana-horqueta, con el objeto de tener facilidad en la conexión con los circuitos ubicados en el armario de control. (Ver fotografía 5.1.1)



Fotografía 5.1.1.- Inductancia L_a .

Los transformadores de voltaje y corriente se contruyeron en base a láminas E-I de transformadores viejos, de aquellos que se utilizan para parlantes y fuentes de poder de equipos de sonido.

Los tres transformadores de voltaje se diseñaron para tener una relación de transformación de 10 a 1, de tal manera que los 75 (V) fase-neutro en el secundario del transformador que alimenta el inversor, se conviertan en 7,5 (V) fase-tierra a la salida de estos transformadores.

Se calculó que el hierro podría transformar una potencia de 3,6 (VA); pero los transformadores se diseñaron sóloamente

para 2,4 (VA), para tener un margen de seguridad del 50%. El primario de estos transformadores de voltaje consistió en 2.000 vueltas de alambre esmaltado Nº 36 (AWG), y el secundario en 200 vueltas de alambre esmaltado Nº 28 (AWG).

La separación entre capas se la hizo con cinta adhesiva masking, y el molde se lo realizó con papel presspan de 0,2 (mm) de espesor.

Para dar un mejor aislamiento a las espiras de los pequeños transformadores de voltaje, se las roció con esmalte rojo de poliuretano.

Los tres transformadores de corriente se diseñaron para tener una relación de transformación de corriente de 20 a 1, de tal manera que los 20 (A) que circulan por las líneas del transformador que alimenta al inversor, se conviertan en 1 (A), en el secundario del transformador de corriente.

Nuevamente se diseñaron estos transformadores de corriente para 2,4 (VA) en lugar de 3,6 (VA) que daba la capacidad del hierro.

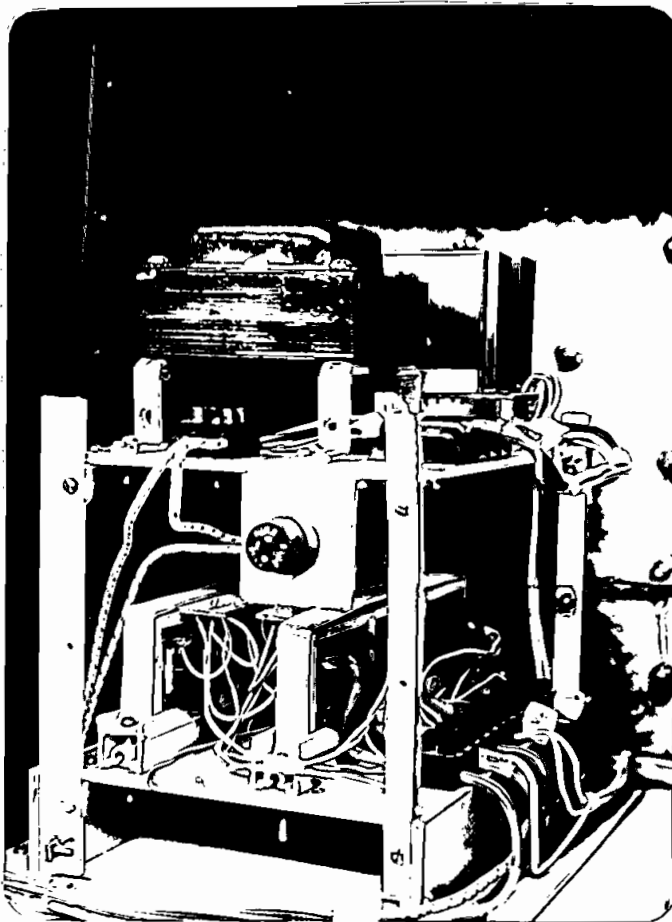
El primario de los transformadores de corriente consistió en 5 vueltas "dúplex" de alambre esmaltado Nº 15 (AWG), y el secundario consistió en 100 vueltas de alambre esmaltado Nº 24 (AWG). La separación entre capas se la hizo con cinta adhesiva masking, y el molde se lo realizó con papel presspan de 0,2 (mm) de espesor.

También se rociaron las espiras con esmalte rojo de

poliuretano para darles mayor aislamiento.

Las salidas de los tres transformadores de corriente, se conectaron a resistencias de carga de $2\ (\Omega)$, $2\ (W)$ con el fin de obtener una señal de voltaje proporcional a la corriente.

Finalmente, los tres transformadores de voltaje se conectaron en estrella-neutro estrella-tierra, y se acoplaron mecánicamente sobre una placa de aluminio conjuntamente con los tres transformadores de corriente, y se pusieron borneras para facilidad de conexión y mantenimiento. (Ver fotografía 5.1.2)



Fotografía 5.1.2.- Fuente de poder y transformadores de corriente y voltaje.

5.1.2 Construcción de las placas electrónicas de los circuitos de fuerza y control.

En esta parte se distinguen dos tipos de construcción fundamentales:

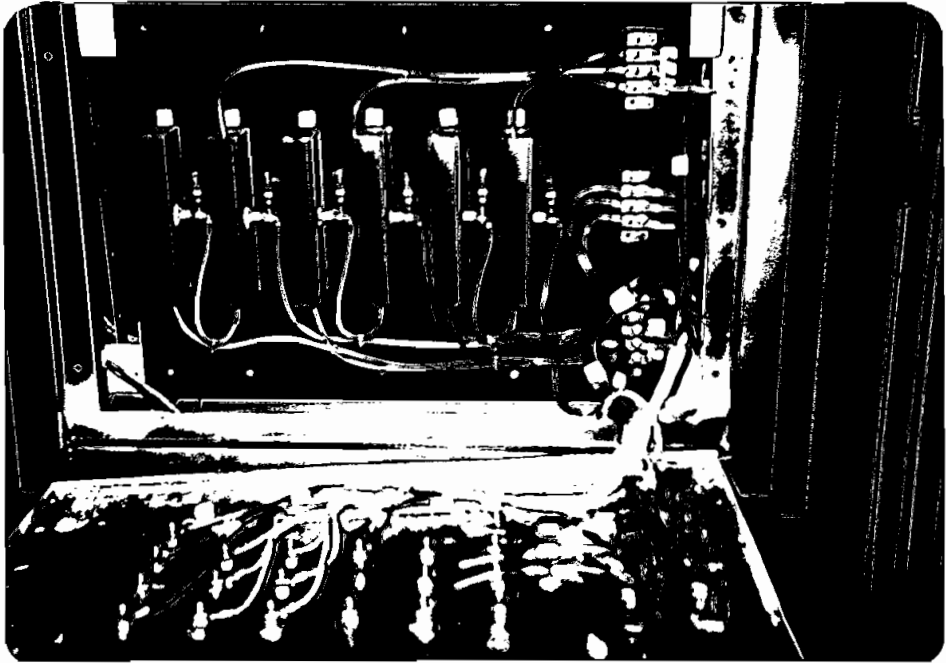
- a).- Construcción de las placas para los diodos y SCR's; y
- b).- Construcción de las placas con circuitos impresos.

La construcción de las placas para los diodos y SCR's, se hizo con fibra de vidrio, debido a su gran resistencia a la temperatura de aproximadamente 150 (°C), que disipan los diodos y SCR's, cuando a través de ellos circulan corrientes fuertes.

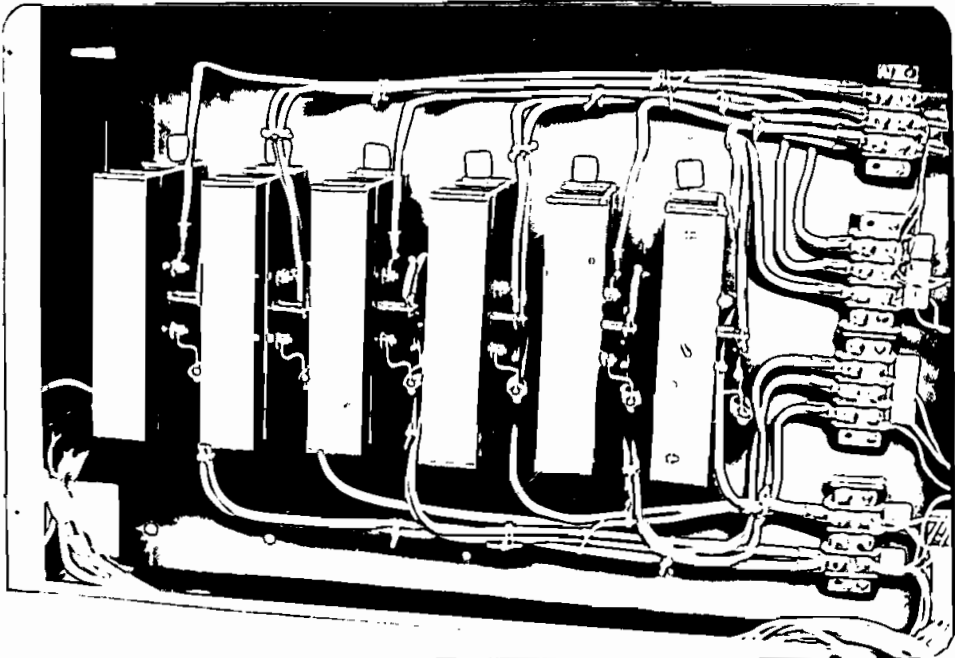
Sobre las placas de fibra de vidrio: una para los 6 diodos y otra para los 6 SCR's, se montaron 6 disipadores en cada una de ellas, y las regletas de terminales necesarias para las interconexiones respectivas, con alambres Nº 14 y 16 (AWG).

Las redes supresoras de transitorios se ubicaron directamente sobre los elementos protegidos, de tal modo que su cercanía con el elemento sea una ayuda eficaz.

El resultado es el siguiente: un puente trifásico de diodos en una placa y un puente trifásico de SCR's en la otra placa. (Ver fotografías 5.1.3 y 5.1.4)



Fotografía 5.1.3.- Placa de fibra de vidrio con disipadores para el puente trifásico de diodos.



Fotografía 5.1.4.- Placa de fibra de vidrio con disipadores para el puente trifásico de SCR's.

La construcción de placas con circuitos impresos se la hizo en baquelita con un sólo lado de cobre a la que se trató con sulfato ferroso disuelto en agua tibia. Los caminos de cobre se los dibujó con un marcador de tinta insoluble en el agua. Las placas con circuitos impresos se las utilizó en el circuito de la fuente de poder de +15, -15 y +24 (V) dc; el circuito de amplificación de pulsos para disparo de los SCR's; y los circuitos de conexión de los transformadores de corriente y voltaje.

Las razones para utilizar este sistema para los circuitos mencionados, es debido a la sencillez de estos circuitos, y a la necesidad de gran inmunidad a los ruidos electro-magnéticos.

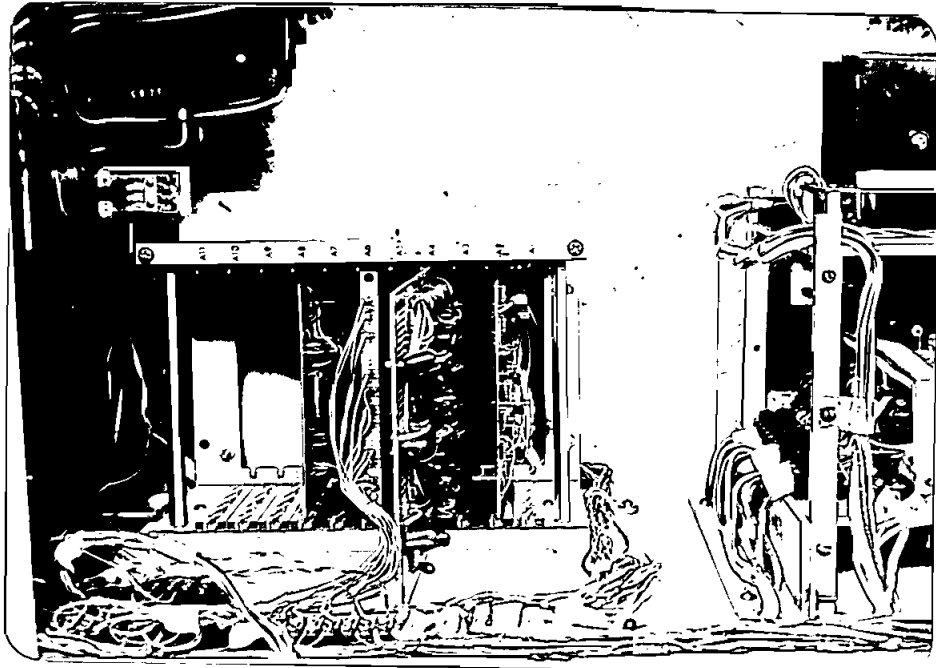
Para los circuitos relativamente complejos se utilizaron baquelitas especiales prediseñadas con caminos de cobre fijos, en los dos lados de la placa. Los caminos de conducción auxiliares necesarios, se los hizo con alambres de cobre de distintos colores.

En las placas que se utilizó este tipo de construcción, se colocaron los elementos: diodos, resistencias, capacitores, circuitos integrados (con zócalos); y luego se interconectaron con puentes de alambre de cobre con aislamiento.

Las razones para utilizar este tipo de construcción fueron:

- Facilidad de cambio del circuito ante un diseño

- Facilidad de conexión de circuitos electrónicos complejos. (Ver fotografía 5.1.5)



Fotografía 5.1.5.- Placas de circuitos impresos y sus respectivas interconexiones.

5.1.3 Interconexión de la placas electrónicas y elementos electromagnéticos.

Las placas electrónicas con salidas de caminos de cobre se conectaron a unos zócalos receptores, de tal manera que casi todas las placas se las puede sacar del armario de control para darles mantenimiento. Los zócalos receptores se montaron sobre una estantería y se interconectaron entre sí, mediante cables flexibles de cobre. Además, las salidas de estos zócalos se conectaron a regletas de terminales a donde van todos los cables que contienen señales importantes para el funcionamiento del equipo. (Ver fotografía 5.1.5)

Se debe anotar que en lo posible todas las conexiones han sido enrutadas por un mismo camino, con el fin de no estorbar en el momento que se desee realizar un mantenimiento; y que se ha procurado que los terminales con tornillo de ajuste tengan facilidad de acceso, y estén siempre a la mano derecha.

5.1.4 Armado final y construcción de los paneles del armario.

Para el presente trabajo se consiguió un armario de aquellos que utiliza el CONUEP para el desarrollo de tesis prácticas de investigación en la EPN. Por tanto, no hizo falta que el autor construya su propio armario particular, sino sólomente los paneles o tapas para el armario provisto.

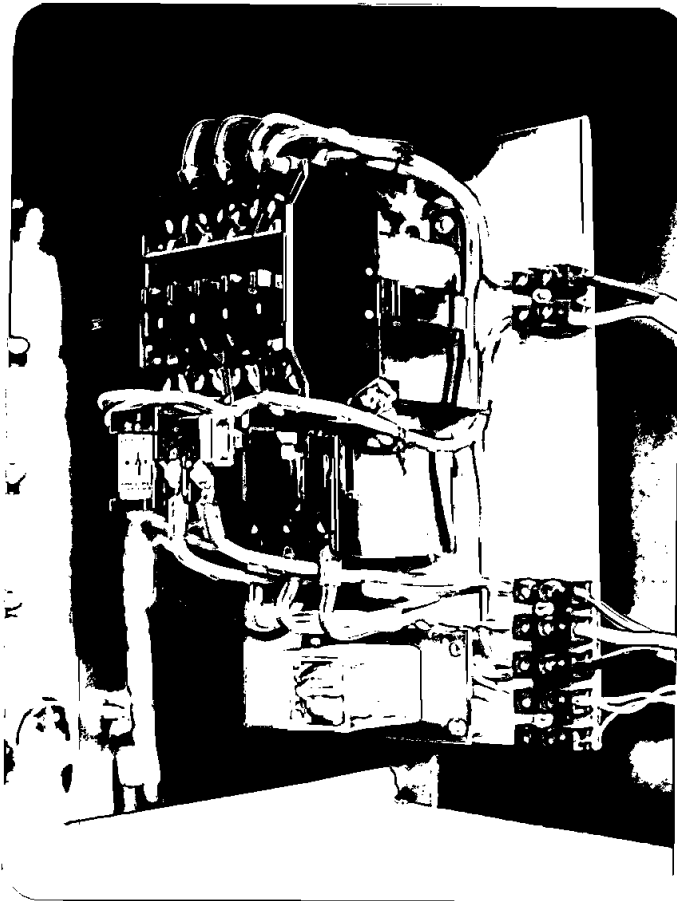
Las placas cuya construcción se indicó en 4.1.1, 4.1.2 y 4.1.3 se las fijó al armario con placas y soportes de aluminio, por dos razones: por ser liviano; y por que al ser conectado a tierra disminuye en gran forma los ruidos electromagnéticos de alta frecuencia que perturban el buen funcionamiento de este tipo de equipos.

Como el armario cedido por el CONUEP tenía mas altura que ancho, se lo dividió en dos secciones, una superior y la otra inferior.

En la sección inferior se ubicaron las placas del puente de diodos y SCR's, tomando en cuenta el volumen que estas ocupaban. (ver fotografías 5.1.3 y 5.1.4)

En la sección superior se ubicaron las siguientes placas:

- Las placas de control (Ver fotografía 5.1.5),
- La placa de la fuente de poder (Ver fotografía 5.1.2),
- La placa de los tres transformadores de voltaje y corriente (Ver fotografía 5.1.2), y
- El contactor con su relé térmico (Ver fotografía 5.1.6)

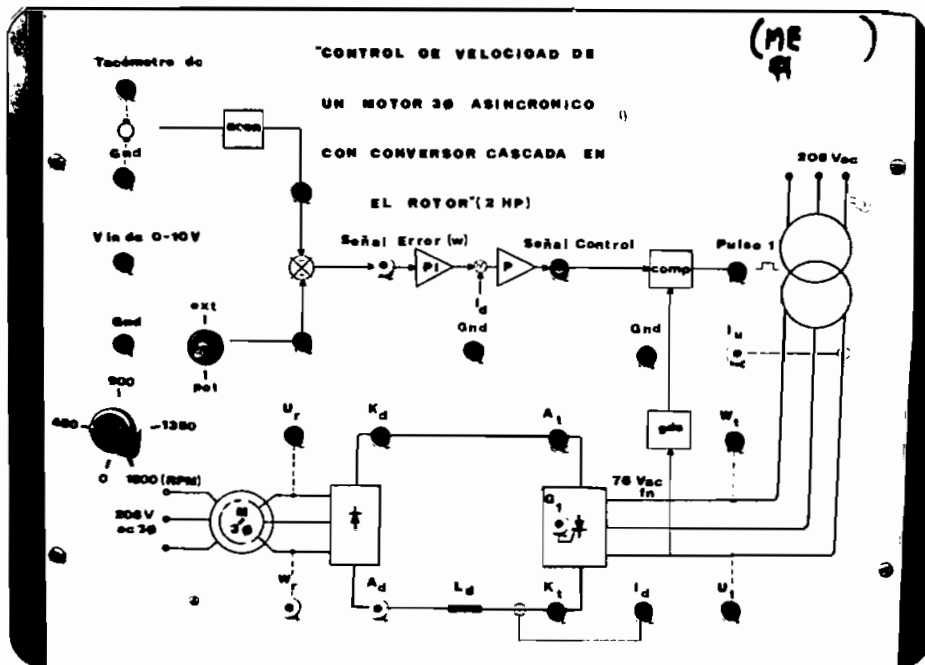


Fotografía 5.1.6.- Contactor, relé térmico y relé de control.

Debido a que el armario metálico disponía dos caras libres: de atrás y adelante, se construyeron cuatro tapas, cuyas funciones son las siguientes de acuerdo a su ubicación:

- a) Tapa superior delantera.- En esta tapa se encuentran algunos terminales porta-banana, un potenciómetro para selección de velocidad, un selector, y ciertos dibujos

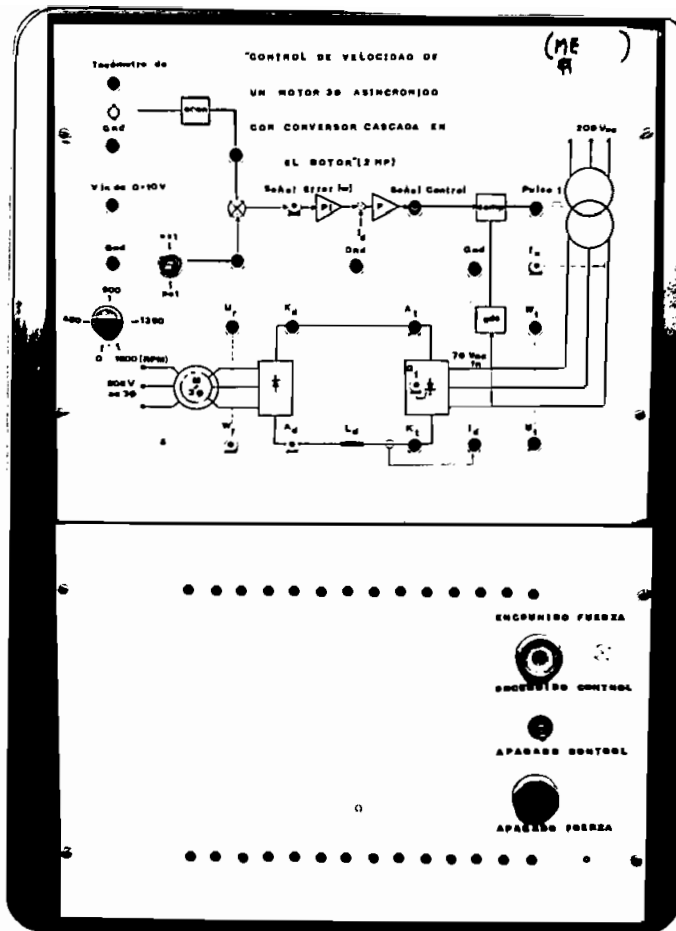
didácticos que explican el funcionamiento del equipo.
(Ver fotografía 5.1.7)



Fotografía 5.1.7.- Tapa superior delantera.

- b) Tapa inferior delantera- En esta tapa se encuentran los botones de encendido y apagado del circuito de fuerza , un interruptor de encendido-apagado del circuito de control, y varias perforaciones que proveen ventilación por convección a los SCR's del inversor. (Ver fotografía 5.1.8)

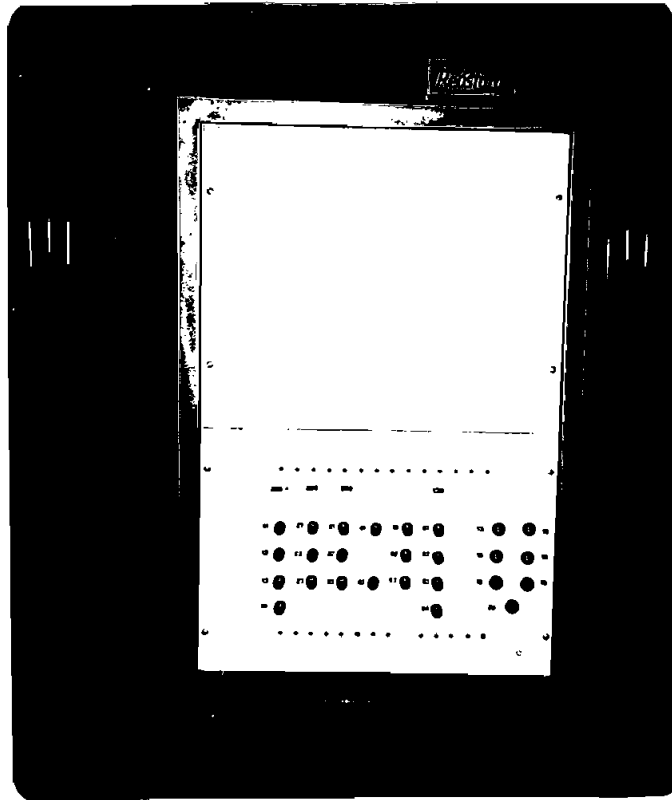
El botón de encendido de fuerza tiene una luz indicadora que muestra si la unidad se encuentra o no en operación.



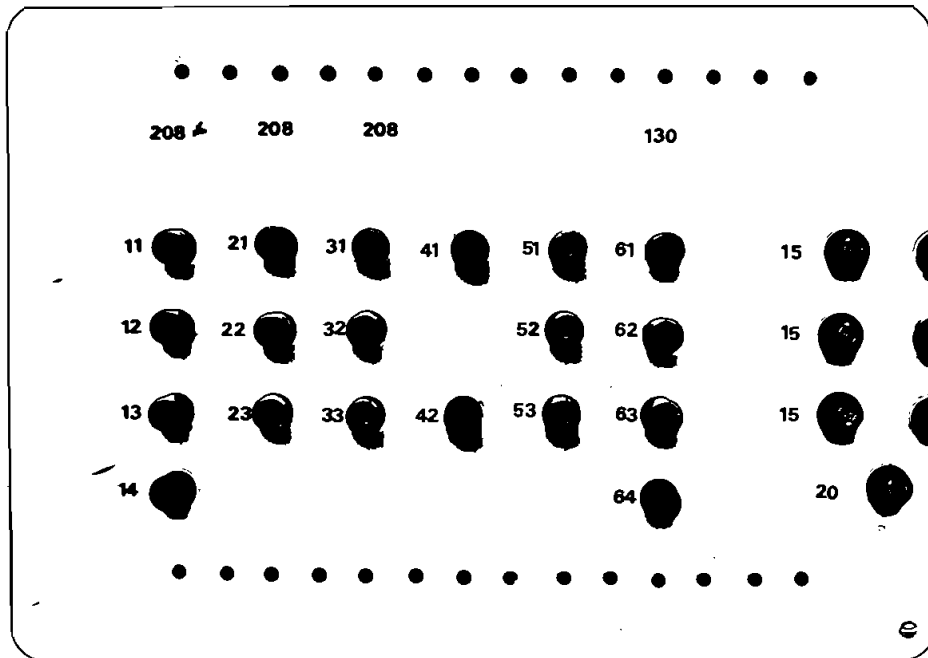
Fotografía 5.1.8.- Vista frontal del equipo.

- c) Tapa de superior posterior.- Esta tapa no tiene ninguna otra utilidad que la de proteger y aislar los circuitos que están dentro. (Ver fotografía 5.1.9)
- d) Tapa inferior posterior.- En esta tapa, se encuentran 19 bornes de conexión porta-banana ó porta-horqueta, 7 portafusibles, y varias perforaciones que proveen ventilación por convección a los diodos rectificador.

Los bornes de conexión y portafusibles fueron numerados y etiquetados para facilitar la interconexión de los equipos en el laboratorio (Ver fotografía 5.1.10)



Fotografía 5.1.9.- Vista posterior del equipo.

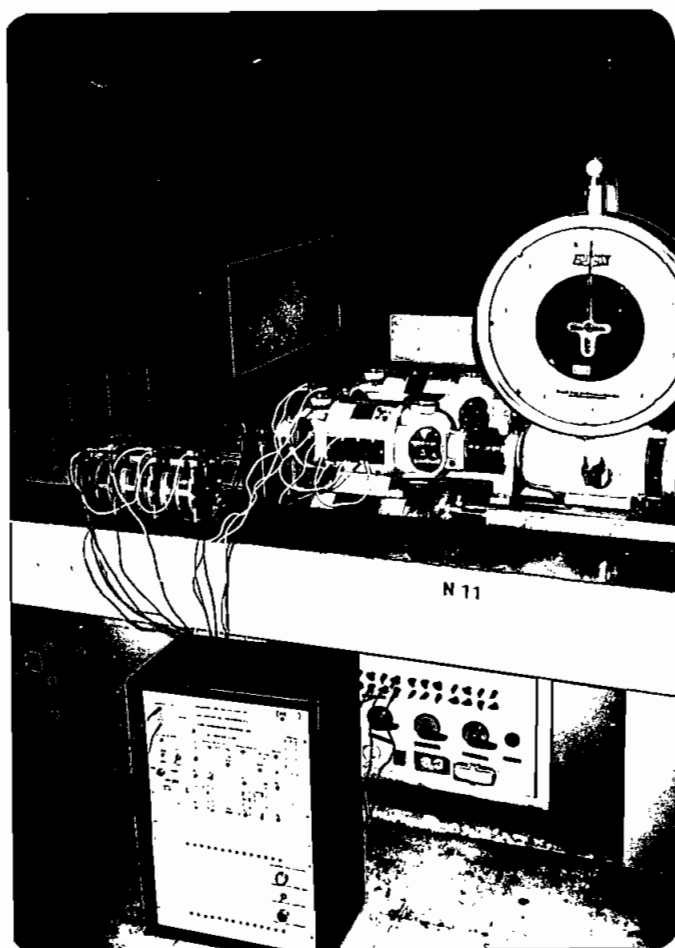


Fotografía 5.1.10.- Tapa inferior posterior.

Se debe anotar que todas las tapas construídas, pueden desprenderse del armario principal con un destornillador plano.

5.2. PRUEBAS DEL COMPORTAMIENTO ESTÁTICO

El equipo diseñado debía cumplir las características mencionadas en el punto 1.3. En este subtema, y en el siguiente se verifica que estas características se obtuvieron muy cercanamente en la realidad.



Fotografía 5.2.1.- Equipo utilizado para las pruebas en laboratorio.

A continuación se analizan los resultados prácticos obtenidos en el laboratorio, los mismos que se obtuvieron luego de realizar algunas pruebas con los equipos que se muestran en la fotografía 5.2.1 conectados en la forma descrita en el Anexo Nº 4 (Manual de Conexiones).

5.2.1. Pruebas de velocidad variable.

Para estas pruebas se utilizó un tacómetro de corriente alterna y un estroboscopio, con los que se comprobó que el rango de velocidades controladas se encontraba entre 50 y 1680 (RPM).

Cabe mencionar que las velocidades estables muy bajas fueron muy difíciles de obtener debido a las siguientes razones:

- Dificultad para cargar con buen torque a bajas velocidades, lo que hacía perder la estabilidad del conversor por discontinuidad en la corriente.(1)
- Dificultad para conseguir torques de carga uniformes en todo el recorrido angular del eje, pues siempre existían pulsaciones de torque.
- Potenciómetro no lineal de ajuste de la velocidad.
- No linealidades del sistema que se hacían notorias a bajas velocidades.

En el caso de velocidades estables altas, cuando se cargaba el sistema con corriente nominal, existía la dificultad de

(1) Para obtener mejores resultados, es necesario un simulador de carga.

incrementar la velocidad sobre el máximo permitido por la máquina asincrónica, debido principalmente a que las características de carga que se observan en la figura 3.1.9, no se cumplen para ángulos de disparo menores a los 90° (Ver Capítulo III). Es más, con la carga nominal fue muy difícil conseguir velocidades superiores a 1680 (RPM); y por tanto, el objetivo de conseguir un rango de velocidades entre 0 y 1800 (RPM) era utópico; aunque el prototipo consiguió características muy cercanas a las deseadas.

En cuanto al control de velocidad, es necesario indicar que las velocidades estables se podían variar sin dificultad dentro del rango indicado con una precisión bastante aceptable.

5.2.2 Mediciones de potencia realizadas con el equipo.

Con el fin de evaluar el rendimiento y el factor de potencia del control de velocidad, se realizaron medidas de las siguientes magnitudes:

- Potencia eléctrica de entrada al estator.
- Potencia eléctrica de salida del rotor.
- Potencia eléctrica de entrada a todo el equipo.
- Torque de carga.
- Voltaje del rotor.
- Voltaje de la red.
- Corriente de entrada al equipo.
- Corriente de entrada al estator.
- Velocidad del motor; y

- Factor de potencia ($\cos\phi$)

Los instrumentos que se utilizaron para el efecto, fueron:

- Un watímetro trifásico de hierro móvil con hierro ferrodinámico, con tensión de ensayo mayor a 500 (V), y frecuencia de trabajo entre 15 y 65 (Hz)
- Un voltímetro digital de 3½ dígitos.
- Un amperímetro ferromagnético con resistencia adicional exterior para medir corrientes alternas entre 15 y 65 (Hz), con tensión de ensayo mayor a 500 (V)
- Un torquímetro de carga acoplado al eje de un generador de corriente continua que gira conjuntamente con el rotor del motor asincrónico
- Un tacómetro analógico con escalas de velocidad de 500, 1000, 2000 y 5000 (RPM)
- Un cosfímetro trifásico de cociente electrodinámico de bobinas cruzadas con hierro ferrodinámico, con tensión de ensayo mayor a 500 (V)

Para la medición de potencias se utilizó el método de medición de los dos watímetros, por ser el más indicado, y se utilizaron transformadores para la medición de corriente.

Para las primeras mediciones se aplicó sobre el rotor del motor asincrónico una carga mecánica lineal torque-velocidad equivalente al 45% de la carga nominal a la velocidad nominal.

Las medidas obtenidas se muestran en la Tabla 5.2.1.

VELOCIDAD (RPM)	POTENCIA DE ENTRADA (W)	CORR. DE ENTRADA EQUIPO (A)	POTENCIA EN EL ROTOR (W)	VOLTAJE EN EL ROTOR (V)	POTENCIA EN ESTATOR (W)	CORR. DE ENTRADA ESTATOR (A)	TORQUE DE CARGA (N.m)
200	150	3,5	150	118	270	3,5	0,98
400	200	4,0	225	104	350	3,5	1,34
600	320	4,5	250	86	470	3,5	1,96
800	400	5,1	250	71,5	520	3,5	2,45
1.000	500	5,8	225	54	610	3,5	2,94
1.200	650	6,2	200	39	690	4,0	3,18
1.400	800	6,5	125	24	790	4,0	3,55
1.600	1.000	6,8	25	10	890	3,5	3,94

Tabla 5.2.1.- Valores obtenidos experimentalmente de la velocidad del rotor, potencia de entrada al control de velocidad, corriente de entrada al equipo, potencia eléctrica de salida del rotor, voltaje en el rotor, potencia de entrada al estator, corriente de entrada al estator, y torque de carga.

En base a la tabla 5.2.1 se realizaron las figuras 5.2.1 y 5.2.2.

En la figura 5.2.1 se puede apreciar un gráfico comparativo entre las potencias de entrada al estator del motor asincrónico y de entrada al equipo, notándose:

- a).- Que los valores medidos de potencia de entrada y potencia de estator crecen cuando la velocidad crece; y
- b).- Que la potencia de entrada al equipo es menor que la potencia de entrada al estator hasta una velocidad de

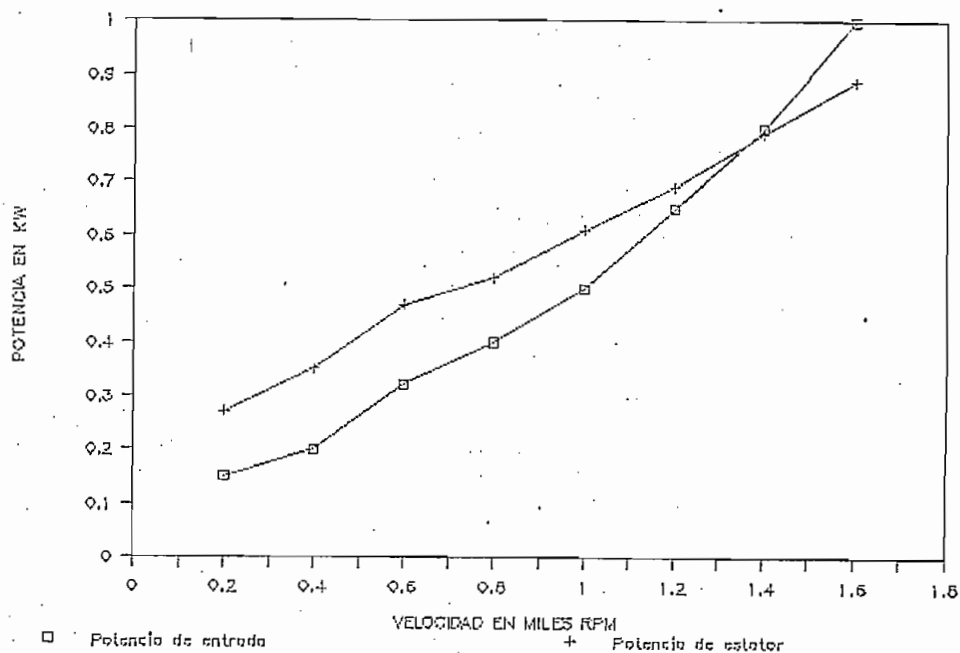


Figura 5.2.1.- Potencia de entrada al estator del motor asincrónico, y de entrada a todo el equipo en función de la velocidad.

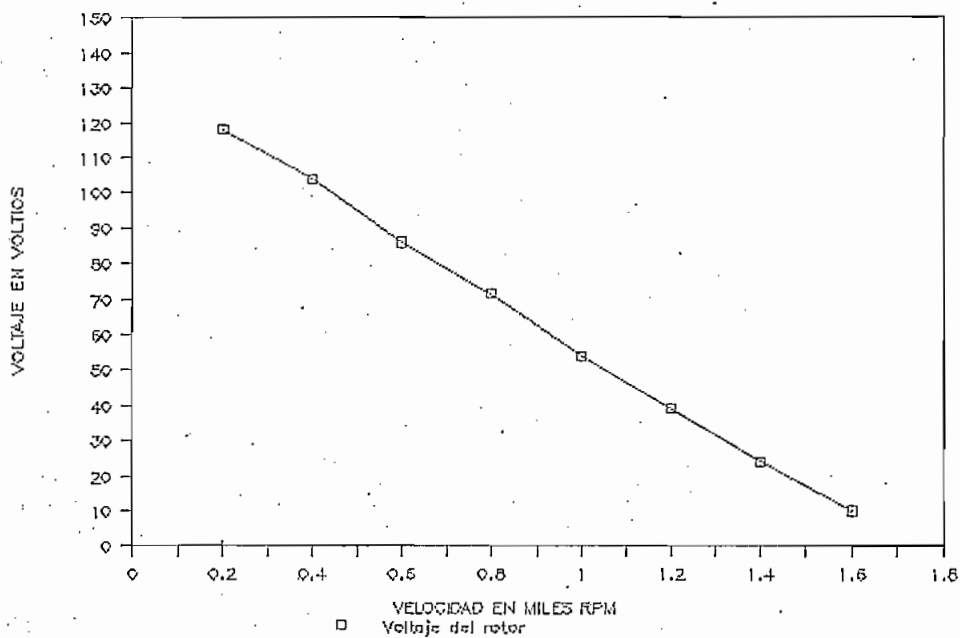


Figura 5.2.2.- Voltaje del rotor en función de la velocidad del rotor.

1400(RPM) aproximadamente, y luego es mayor. Esto se debe a que el inversor a esas velocidades en lugar de devolver potencia a la red, la consume para mantener la corriente circulante en el convertidor cascada.

En la figura 5.2.2 se puede observar el voltaje del rotor en función de la velocidad. Es fácil darse cuenta que este voltaje decrece linealmente mientras aumenta la velocidad, lo que confirma la dependencia lineal de este voltaje con respecto al deslizamiento (Ver Capítulo I)

En la tabla 5.2.2 se encuentra un resumen de las principales potencias calculadas en base a la tabla 5.2.1.

La potencia en la carga se obtuvo de la multiplicación del torque de carga por la velocidad del rotor (ecuación A.2.17); y la eficiencia total, con la ecuación 5.2.1.

$$\text{Eficiencia Total} = \frac{\text{Potencia en la carga}}{\text{Potencia de entrada}} \times 100\% \quad (\text{ec.5.2.1})$$

La potencia en el inversor se obtuvo de la resta entre la potencia de entrada menos la potencia de estator; es decir:

$$\text{Potencia del inversor} = \text{Potencia de entrada} - \text{Potencia de estator} \quad (\text{ec.5.2.2})$$

Se puede notar en la tabla 5.2.2, que la potencia en el inversor tiene valores negativos, que indican que la potencia del rotor regresa nuevamente a la red, y valores positivos que indican, que en ese caso, la red entrega potencia al inversor para que funcione adecuadamente.

VELOCIDAD (RPM)	POTENCIA DE ENTRADA (W)	POTENCIA EN EL ROTOR (W)	POTENCIA EN ESTA - TOR (W)	POTENCIA EN LA CARGA (W)	EFICIENCIA TOTAL %	POTENCIA EN EL IN- VERSOR (W)
200	150	150	270	21	14	-120
400	200	225	350	56	28	-150
600	320	250	470	123	38	-150
800	400	250	520	206	52	-120
1.000	500	225	610	309	62	-110
1.200	650	200	690	401	62	-40
1.400	800	125	790	522	65	10
1.600	1.000	25	890	662	66	110

Tabla 5.2.2.- Resumen de valores de potencias, y eficiencia total según los valores de la tabla 5.2.1

En la figura 5.2.3 se muestra un gráfico comparativo entre la potencia del rotor y la potencia del inversor cambiada de signo obtenidas en base a los valores de la tabla 5.2.2. En esa figura se puede notar:

- a).- Que las potencias del rotor y del inversor primero crecen y luego decrecen con el aumento de la velocidad del rotor; y
- b).- Que la potencia del rotor es siempre mayor que la potencia del inversor. Lo que indica que existe una potencia de pérdidas en el convertidor, y que es posible obtener el "factor de rendimiento del convertidor" en cascada, en base a la siguiente ecuación (ec. 5.2.3)

$$\text{Eficiencia del convertor} = - \frac{\text{Potencia del inversor}}{\text{Potencia en el rotor}} \cdot 100\% \quad (\text{ec.5.2.3})$$

El signo negativo en la ecuación 5.2.3 se debe al sentido elegido para las potencias del inversor y del rotor.

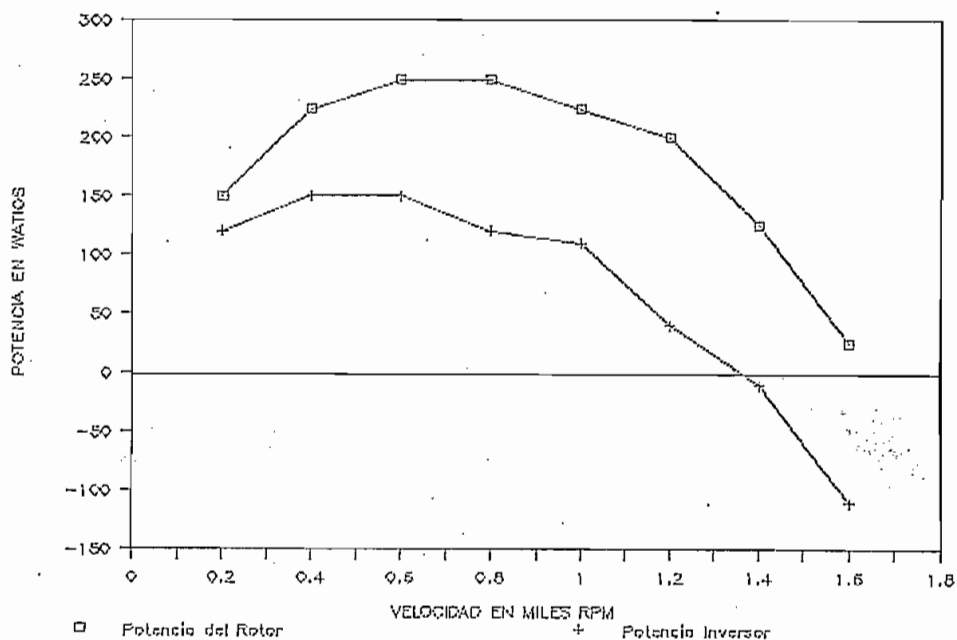


Figura 5.2.3.- Potencia eléctrica del rotor y potencia del inversor cambiada de signo, en función de la velocidad.

En la tabla de valores 5.2.3 se encuentra un análisis de la eficiencia del convertor en base a los datos de las tablas 5.2.1 y 5.2.2.

A partir de las tablas 5.2.2 y 5.2.3 se pudo realizar la figura 5.2.4, en la cual se muestra la eficiencia total del equipo y la eficiencia del convertor según la velocidad del motor asincrónico.

En la figura 5.2.4 se nota:

- a).- Que mientras la eficiencia del sistema aumenta con la velocidad, la eficiencia del convertidor disminuye.
- b).- Que la eficiencia del convertidor cambia de signo a partir de las 1.400(RPM) aproximadamente. Lo que indica que el convertidor en ese caso, en lugar de trasladar la potencia eléctrica del rotor directamente a la red, consume una cierta cantidad de potencia de la red, con el fin de que circule una corriente en su interior. Se debe tomar en cuenta que en el caso de velocidades altas, el inversor se dispara con ángulos menores, iguales o cercanos a 90° ; y que, en el caso de existir corrientes fuertes, tanto el inversor como el transformador que lo alimenta consumirán una potencia activa apreciable.
- c).- Que la eficiencia del control de velocidad a bajas velocidades es muy pequeña (del orden del 15%); aunque esa eficiencia es el doble de la que se tendría con un control de velocidad en base a resistencias de rotor (aproximadamente 7%) (Referencia B.1)

Puesto que los valores obtenidos fueron insuficientes para el análisis que se pretende, se realizaron nuevas mediciones de los mismos parámetros para distintas cargas mecánicas.

Los datos obtenidos, se muestran en las tablas de valores: 5.2.4, 5, 6, 7, 8 y 9. Los valores de las tablas 5.2.4, 5 y 6 se ordenaron de tal forma, que permitan calcular

VELOCIDAD (RPM)	POTENCIA EN ESTATOR (W)	POTENCIA EN LA CARGA (W)	POTENCIA EN EL ROTOR (W)	POTENCIA EN EL INVERSOR (W)	EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR %
200	270	21	150	-120	80
400	350	56	225	-150	66
600	470	123	250	-150	60
800	520	206	250	-120	48
1.000	610	309	225	-110	49
1.200	690	401	200	-40	20
1.400	790	522	125	10	-8
1.600	890	662	25	110	-440

Tabla 5.2.3.- Cálculo de la potencia en el rotor y eficiencia del convertidor según los valores de la tabla 5.2.2.

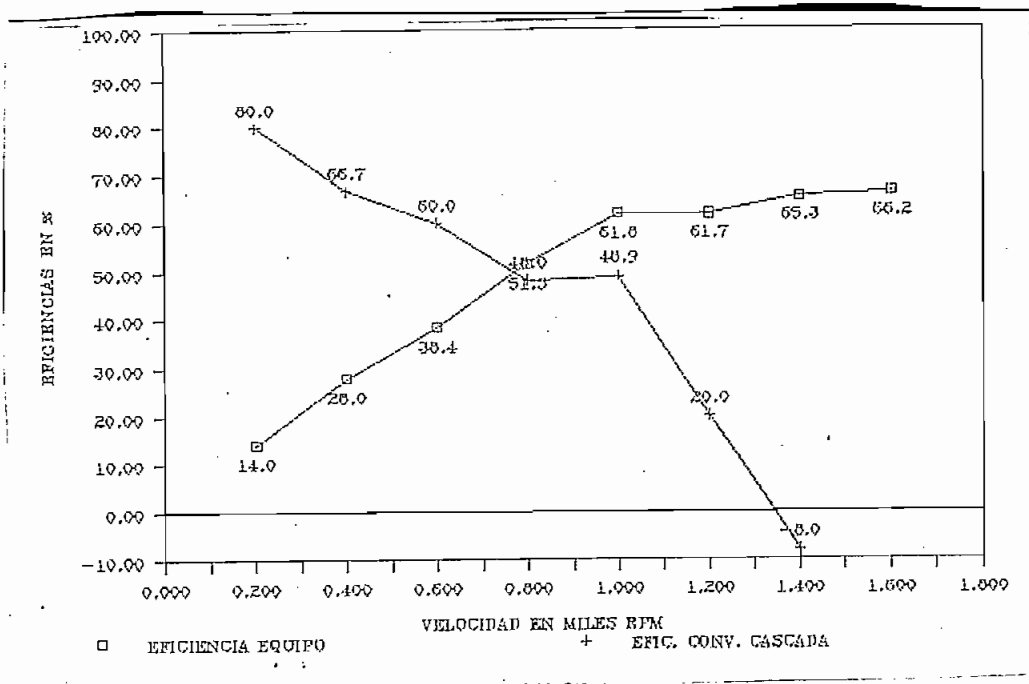


Figura 5.2.4.- Eficiencias del sistema y del convertidor en función de la velocidad del rotor.

fácilmente el valor del rendimiento del equipo para distintas velocidades y con distintas cargas ; mientras que aquellos de las tablas 5.2.7, 8, y 9 se ordenaron de tal forma que permitan el cálculo del factor de potencia para distintas velocidades y distintas cargas.

VELOCIDAD DEL ROTOR		TORQUE DEL ROTOR		POTENCIA EN LA CARGA (W)	POTENCIA DE ENTRADA (W)	EFICIENCIA DEL SISTEMA %
(RPM)	(rd/s)	(Kgf)	(N.m)			
300	31,4	0,35	0,86	27,0	150	18,0
600	62,8	0,38	0,93	58,4	240	24,3
900	94,2	0,52	1,27	119,6	340	35,2
1.200	125,6	0,75	1,84	231,1	480	48,1
1.500	157,9	0,96	2,35	368,9	640	57,6
1.680	175,9	1,05	2,57	452,0	720	62,8

Tabla 5.2.4.- Eficiencia del control de velocidad con una carga lineal de 452 (W) a la velocidad máxima.

VELOCIDAD DEL ROTOR		TORQUE DEL ROTOR		POTENCIA EN LA CARGA (W)	POTENCIA DE ENTRADA (W)	EFICIENCIA DEL SISTEMA %
(RPM)	(rd/s)	(Kgf)	(N.m)			
300	31,4	0,58	1,42	44,6	180	24,8
600	62,8	0,91	2,23	140,0	280	50,0
900	94,2	1,25	3,06	288,0	450	64,0
1.200	125,6	1,45	3,55	445,9	650	68,6
1.500	157,9	1,78	4,36	684,7	920	74,4
1.680	175,9	1,94	4,75	835,5	1.150	72,7

Tabla 5.2.5.- Eficiencia del control de velocidad con una carga lineal de 835 (W) a la velocidad máxima.

VELOCIDAD DEL ROTOR		TORQUE DEL ROTOR		POTENCIA EN LA CARGA (W)	POTENCIA DE ENTRADA (W)	EFICIENCIA DEL SISTEMA %
(RPM)	(rd/s)	(Kgf)	(N.m)			
300	31,4	0,58	1,42	44,6	200	22,3
600	62,8	1,19	2,91	182,7	380	48,1
900	94,2	1,77	4,34	408,8	620	65,9
1.200	125,6	2,47	6,05	759,9	1.050	72,4
1.500	157,9	3,05	7,47	1172,8	1.500	78,2
1.680	175,9	3,40	8,33	1465,2	1.800	81,4

Tabla 5.2.6.- Eficiencia del control de velocidad con una carga lineal de 1.465 (W) a la velocidad máxima. (carga nominal)

Por último, en cuanto a eficiencia, en base a las tablas de valores 5.2.4, 5 y 6 se realizó la figura 5.2.5.

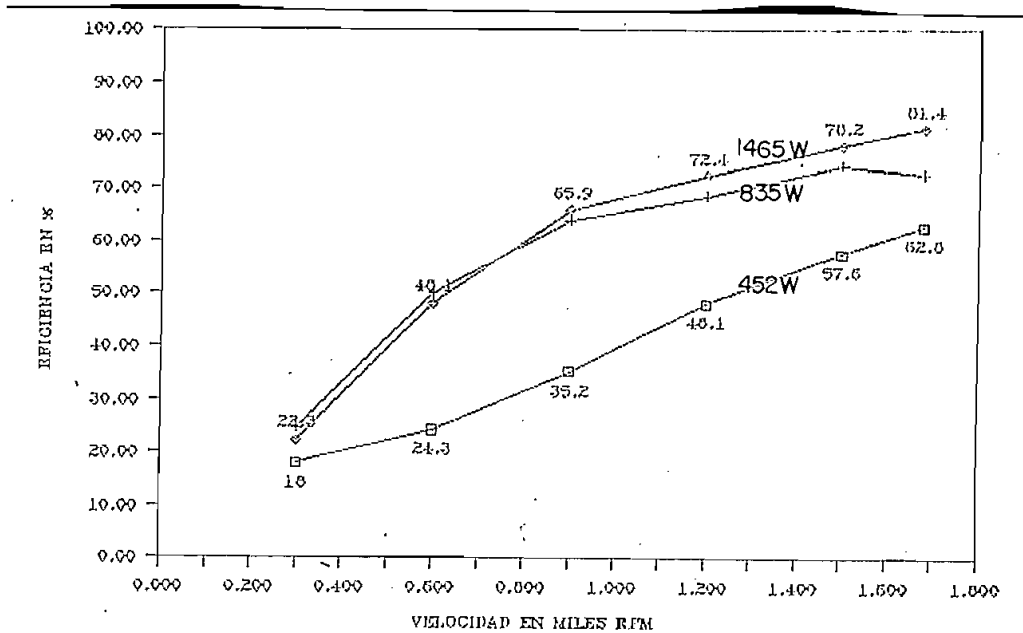


Figura 5.2.5.- Eficiencia del sistema para distintas velocidades y cargas.

En la figura 5.2.5 se puede notar que la eficiencia del

En la figura 5.2.5 se puede notar que la eficiencia del sistema crece sensiblemente con el aumento de la carga, y que aún con la carga nominal, la eficiencia del sistema no es mayor al 82%.

Para las tablas 5.2.7, 8, y 9 se utilizó la ecuación A.2.12 que relaciona la potencia aparente como el producto entre el voltaje de fase por 3 veces la corriente de línea y la ecuación 5.2.4.

$$\text{Factor de potencia} = \frac{\text{Potencia activa de entrada}}{\text{Potencia aparente de entrada}} \quad (\text{ec.5.2.4})$$

Es necesario indicar que los valores de factor de potencia se los quizo medir directamente con el cosfímetro trifásico indicado; pero no fue posible obtener medidas apropiadas, pues el cosfímetro indicado no podía medir reactancias inductivas con un factor de potencia menor a 0,5 en atraso.

VELOCIDAD DEL ROTOR (RPM)	CORRIENTE DE ENTRADA (A)	POTENCIA EN LA CARGA (W)	POTENCIA ACTIVA ENTRADA (W)	POTENCIA APARENTE ENTRADA (VA)	FACTOR DE POTENCIA
300	3,5	27,0	150	1.273	0,12
600	4,0	58,4	240	1.455	0,16
900	4,5	119,6	340	1.637	0,21
1.200	5,2	231,1	480	1.873	0,26
1.500	6,0	368,9	640	2.182	0,29
1.680	6,2	452,0	720	2.255	0,32

Tabla 5.2.7.- Factor de potencia del control de velocidad con una carga lineal de 452 (W).

VELOCIDAD DEL ROTOR (RPM)	CORRIENTE DE ENTRADA (A)	POTENCIA EN LA CARGA (W)	POTENCIA ACTIVA ENTRADA (W)	POTENCIA APARENTE ENTRADA (VA)	FACTOR DE POTENCIA
300	4,0	44,6	180	1.455	0,12
600	4,5	140,4	280	1.637	0,17
900	5,5	288,0	450	2.000	0,23
1.200	6,2	445,9	650	2.255	0,29
1.500	7,0	684,7	920	2.546	0,36
1.680	8,0	835,5	1.150	2.910	0,40

Tabla 5.2.8.- Factor de potencia del control de velocidad con una carga lineal de 835 (W).

VELOCIDAD DEL ROTOR (RPM)	CORRIENTE DE ENTRADA (A)	POTENCIA EN LA CARGA (W)	POTENCIA ACTIVA ENTRADA (W)	POTENCIA APARENTE ENTRADA (VA)	FACTOR DE POTENCIA
300	4,2	44,6	200	1.527	0,13
600	5,5	182,7	380	2.000	0,19
900	6,8	408,8	620	2.455	0,25
1.200	8,5	759,9	1.050	3.091	0,34
1.500	9,5	1172,8	1.500	3.455	0,43
1.680	11,0	1465,2	1.800	4.000	0,45

Tabla 5.2.9.- Factor de potencia del control de velocidad con una carga lineal de 1.465(W). (carga nominal).

En base a las tablas de valores 5.2.7, 8 y 9 se realizó la figura 5.2.6. En esta figura se muestra el factor de potencia en función de la velocidad para las distintas cargas mecánicas acopladas en el eje del motor asincrónico.

En la figura 5.2.6 se nota claramente que el factor de potencia aumenta con la velocidad y con la carga, y que su valor es sumamente bajo y nunca mayor a 0,5. Resultado que era de preverse debido a la gran demanda de potencia reactiva por parte del inversor y del motor asincrónico.

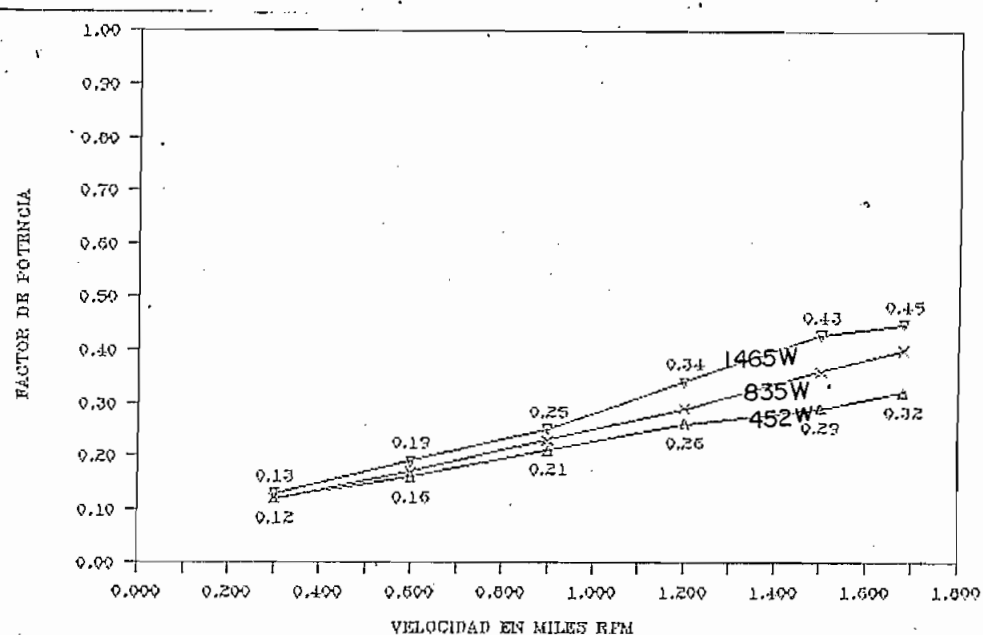


Figura 5.2.6.- Factor de potencia en función de la velocidad para distintas cargas.

Se puede indicar, que para compensar los reactivos y mejorar el bajo factor de potencia indicado, es necesario incorporar capacitores en paralelo con la red, que den una potencia reactiva de aproximadamente 1.500 (VAR). Esta potencia equivale aproximadamente a la potencia reactiva que necesitan tanto el motor como el inversor.

5.2.3 Formas de onda de parámetros principales

Con el fin de probar el funcionamiento estático del control de velocidad, se tomaron fotografías de la pantalla del

osciloscopio de los siguientes parámetros necesarios:

- Voltaje del rotor
- Voltaje rectificado
- Voltaje del inversor; y
- Corriente de línea en el inversor.

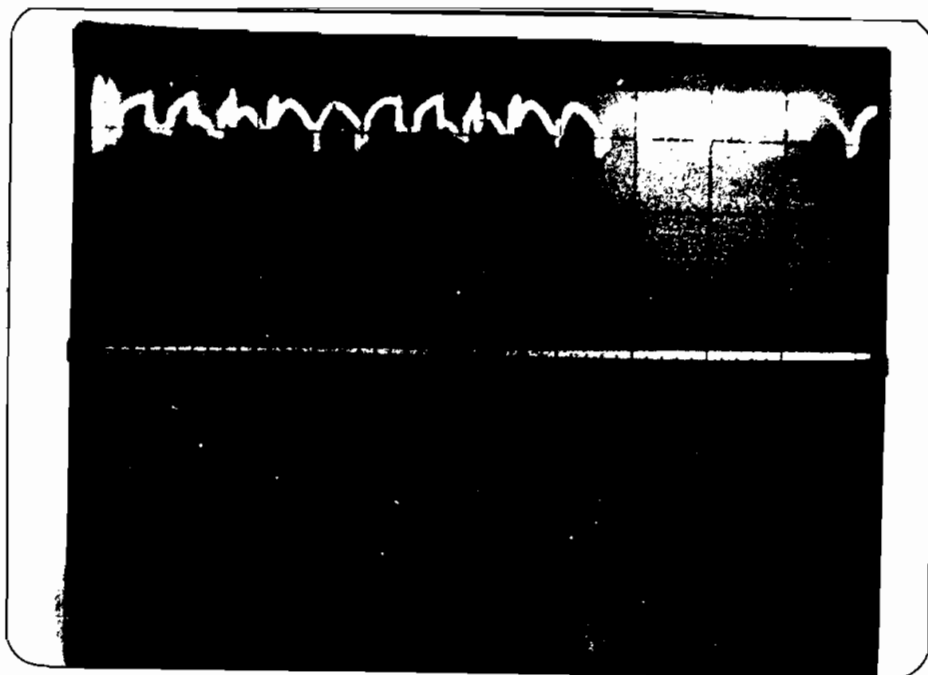
El osciloscopio utilizado para el efecto fue un Tektronix modelo 5111 con retención, con canal diferencial, con puntas de prueba por 10, en el modo de disparo single-sweep.

En la fotografía 5.2.1 se muestra la forma de onda del voltaje de línea del rotor, se puede apreciar en ésta que la frecuencia de la señal (aproximadamente de 30 Hz), es menor que la frecuencia de la red, y que el proceso de conmutación de los diodos es bastante fuerte y deforma el voltaje de línea rotórico.



Fotografía 5.2.1.- Voltaje de línea del rotor tomado con velocidad del rotor de 1000 (RPM) en 50 (V/div), en 10 (ms/div)

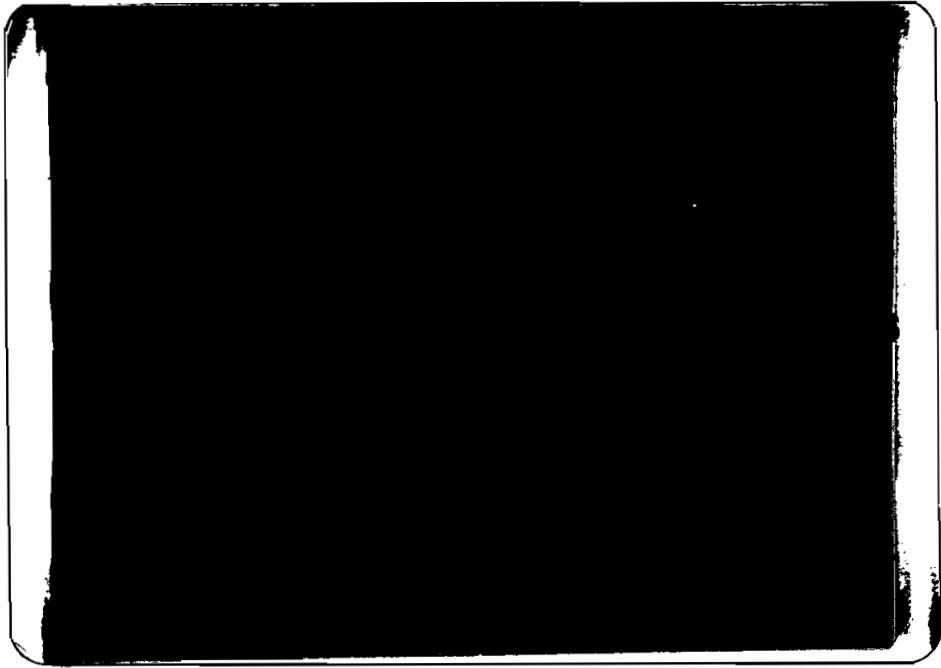
En la fotografía 5.2.2 se muestra el voltaje rectificado en el rotor, se puede apreciar que el rizado de este voltaje es de un 13 % aproximadamente, y que se debe tanto al rectificador como al inversor.



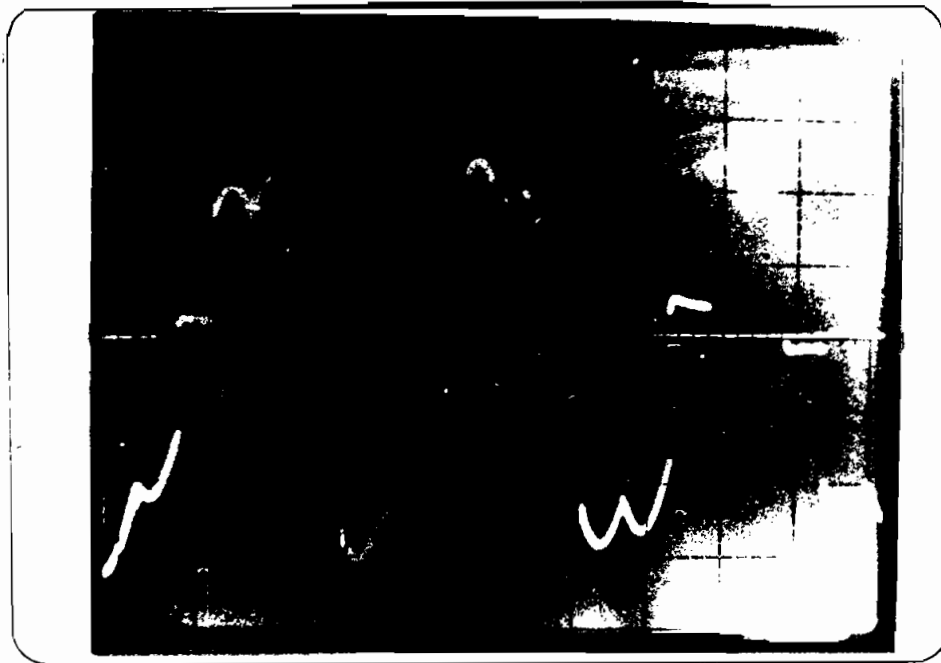
Fotografía 5.2.2.- Voltaje rectificado en el rotor tomado con canal diferencial en 50 (V/div), y 2 (ms/div) a 300(RPM)

En la fotografía 5.2.3 se observa el voltaje de línea en el inversor. Se puede notar que efectivamente existen transitorios de voltaje que producen cruces por cero, lo que justifica la utilización del filtro pasabajos en el circuito de disparo

En la fotografía 5.2.4 se muestra la corriente de línea del inversor. Se nota que la forma de onda es parecida a la que se indica en la figura 2.1.11 , y que además existe un componente de corriente alterna sobre esta señal.

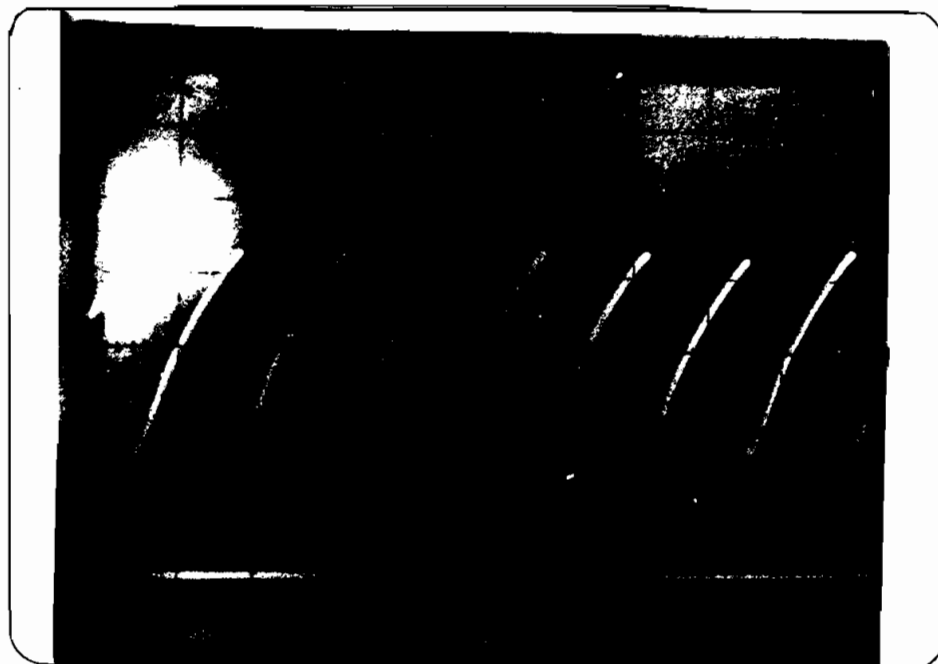


Fotografía 5.2.3.- Voltaje de línea en el inversor tomado con canal diferencial en 50(V/div), y 2 (ms/div)



Fotografía 5.2.4.- Corriente de línea en el inversor tomada con 5 (ms/div) y 0,2 (V/div) a 1400 (RPM) equivalentes a 5 (A/div).

En la fotografía 5.2.5 se puede observar el voltaje en el lado .DC del inversorcambiado de signo, tomado con canal diferencial. En la fotografía 5.2.5 se muestra en forma adicional la referencia de voltaje. Se nota el efecto de la conmutaciones inductivas sobre el ángulo de disparo, y que el voltaje del conversor tiene un componente de corriente continua.



Fotografía 5.2.5.- Voltaje de salida en el inversor tomado con canal diferencial con 50 (V/div) y 2(ms/div), a 300 (RPM) (señal cambiada de signo).

5.3 PRUEBAS DEL COMPORTAMIENTO DINAMICO

En esta parte se tratará de probar el funcionamiento del equipo cuando existen variaciones en el valor deseado de velocidad, y cuando existen perturbaciones (incremento o disminución en el torque de carga.

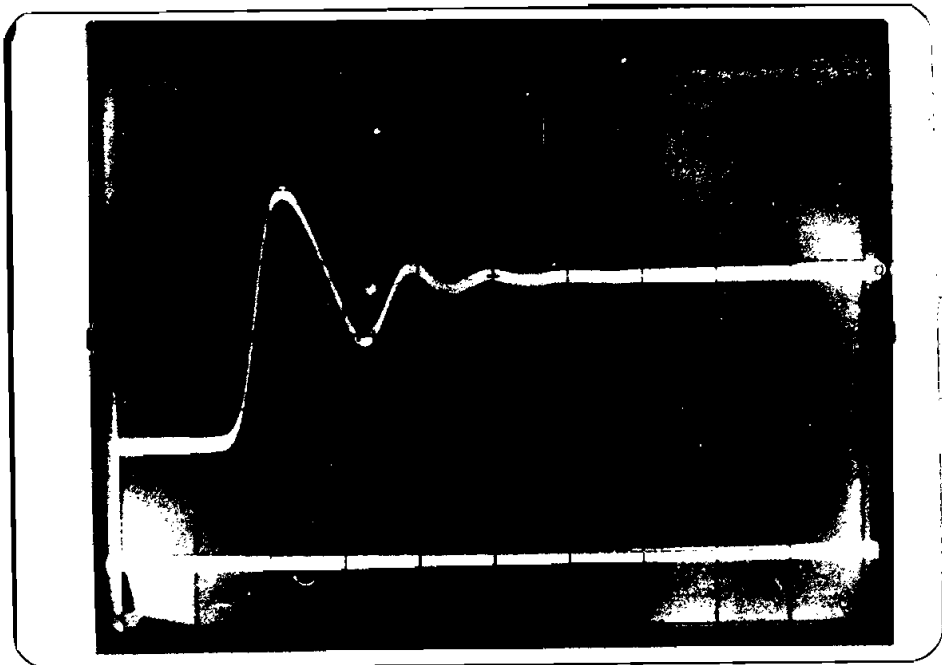
Para las pruebas de comportamiento dinámico se tomaron

fotografías de la pantalla del osciloscopio de retención Tektronix 5111 del Laboratorio de Máquinas Eléctricas.

Debido a la gran cantidad de información que era posible de obtener por este método, a continuación se muestra sólo la principal.

5.3.1 Respuesta de velocidad ante variación de la velocidad deseada.

En la fotografía 5.3.1 se muestra la respuesta del control de velocidad ante una variación del valor deseado desde 300 hasta 600 (RPM). Se puede observar un comportamiento oscilatorio amortiguado y que hay estabilidad de la respuesta del control de velocidad.



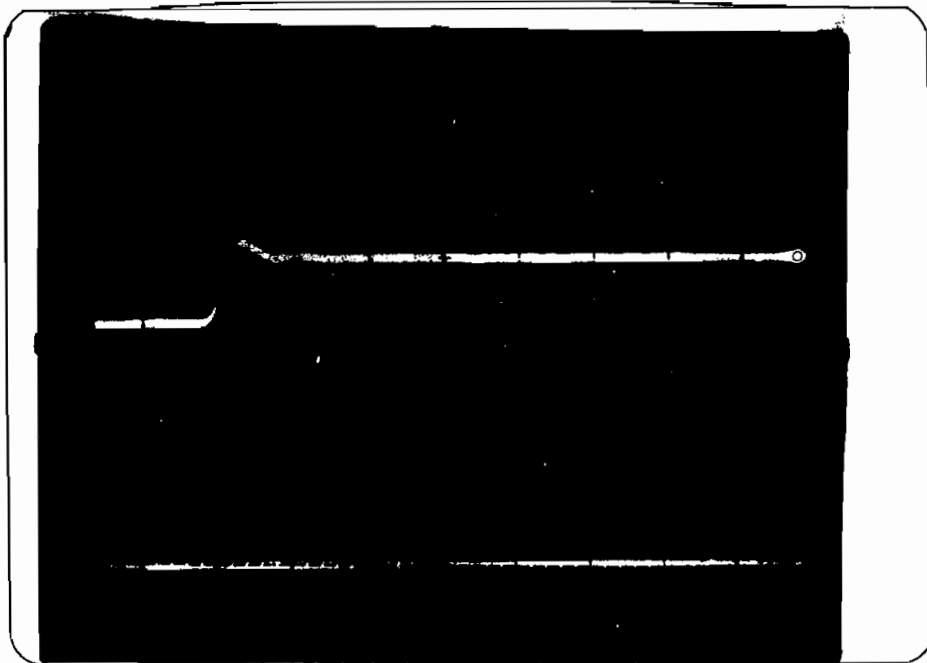
Fotografía 5.3.1.- Respuesta de velocidad ante variación de 300 (RPM) desde 300 hasta 600 (RPM) tomada con 2 (s/div) y 1 (V/div) equivalentes a 180 (RPM/div).

De la figura 5.3.1 se obtuvieron los siguientes datos aproximados:

- Tiempo de subida: 0,5 (s)
- Sobretiro: 60%
- Tiempo de estabilización: 7 (s)

Cabe indicar que esta prueba se la tomó con una carga lineal de 662 (W) a la velocidad nominal. (45% de la carga nominal)

En la fotografía 5.3.2 se muestra la respuesta del control de velocidad ante una variación del valor deseado desde 1000 hasta 1400 (RPM). Se puede observar un comportamiento también oscilatorio amortiguado, y que hay estabilidad en la respuesta del control de velocidad.



Fotografía 5.3.2.- Respuesta de velocidad ante variación de 400 (RPM) desde 1000 hasta 1400 (RPM) con 2 (s/div), y 2 (V/div) equivalentes a 360 (RPM/div).

De la figura 5.3.2 se obtuvieron los siguientes datos aproximados:

- Tiempo de subida: 0,3 (s)
- Sobretiro: 30%
- Tiempo de estabilización: 1,5 (s)

Esta prueba también se la tomó con una carga lineal de 662 (W) a la velocidad nominal. (45% de la carga nominal)

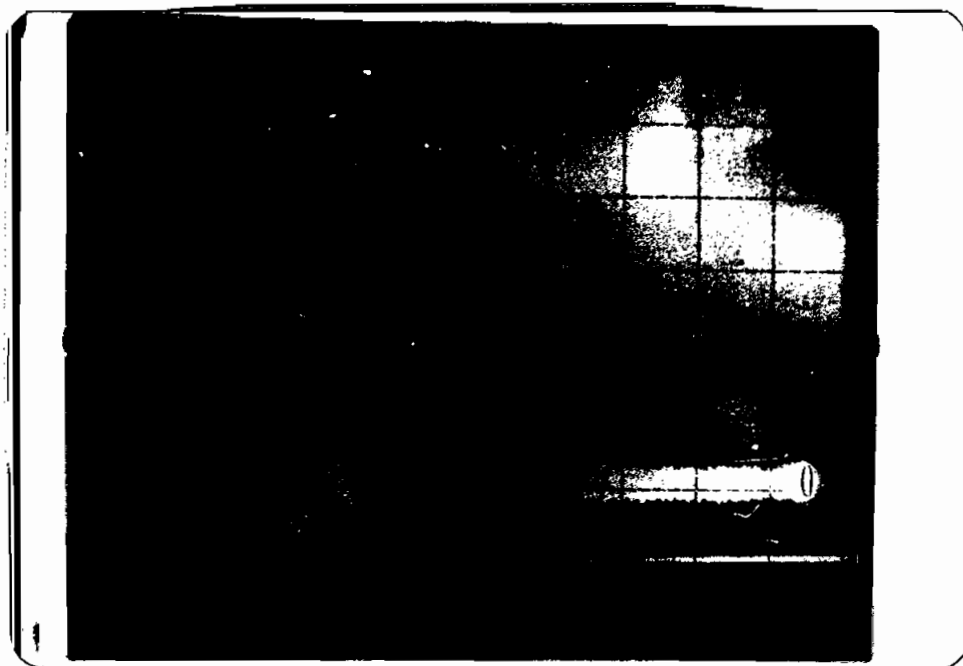
Como un resumen se podría decir que la respuesta del sistema a velocidades altas es mas rápida y se estabiliza mas rapidamente que a bajas velocidades.

Es importante indicar que los tiempos de estabilización obtenidos son mas grandes que aquellos para los cuales se diseñó el control de velocidad. Una de las razones para que se hayan obtenido estos resultados, es la carga, cuyo coeficiente de fricción es aproximadamente del 45% del valor para el cual se diseñó el control, ya que si se disminuye el valor de este parámetro según la ecuación 4.1.6, la constante de tiempo del motor aumentará, pues la inercia de la máquina acoplada con la carga permanecerá constante por tratarse de la misma máquina.

5.3.2 Respuesta de corriente en estado transitorio ante una variación de la velocidad deseada.

En la fotografía 5.3.3 se muestra la corriente I_a en estado transitorio ante una variación brusca de la velocidad deseada. Se puede observar que la corriente es oscilatoria

amortiguada a baja frecuencia.



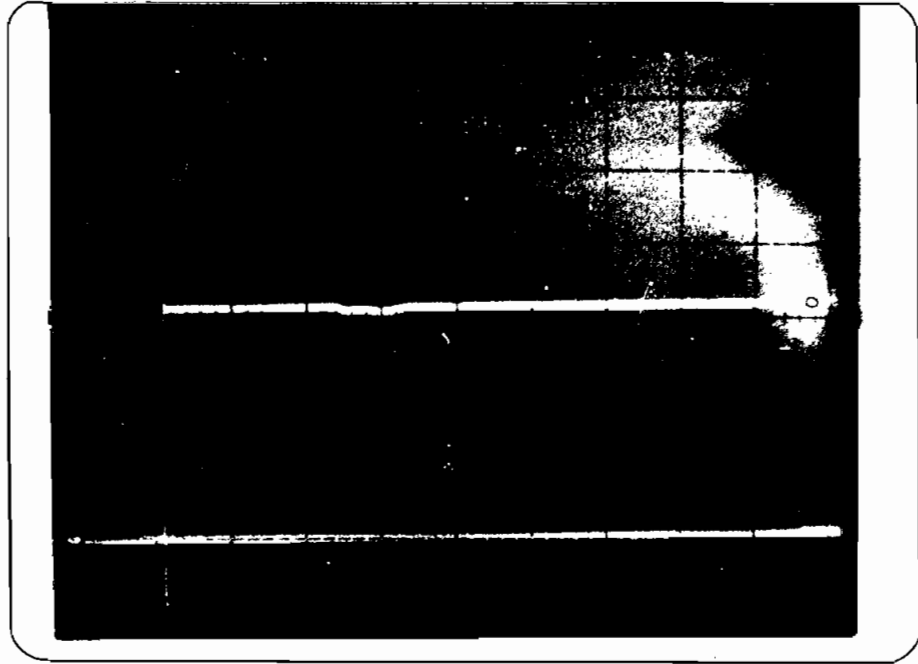
Fotografía 5.3.3.- Respuesta de corriente ante variación de velocidad de 300 (RPM) desde 1000 a 1300 (RPM) con 2 (s/div) y 2 (V/div), equivalentes a 2,5 (A/div)

En esta prueba como se puede observar, el valor instantáneo mas alto de la corriente no alcanza la limitación de corriente ajustada a 15 (A)

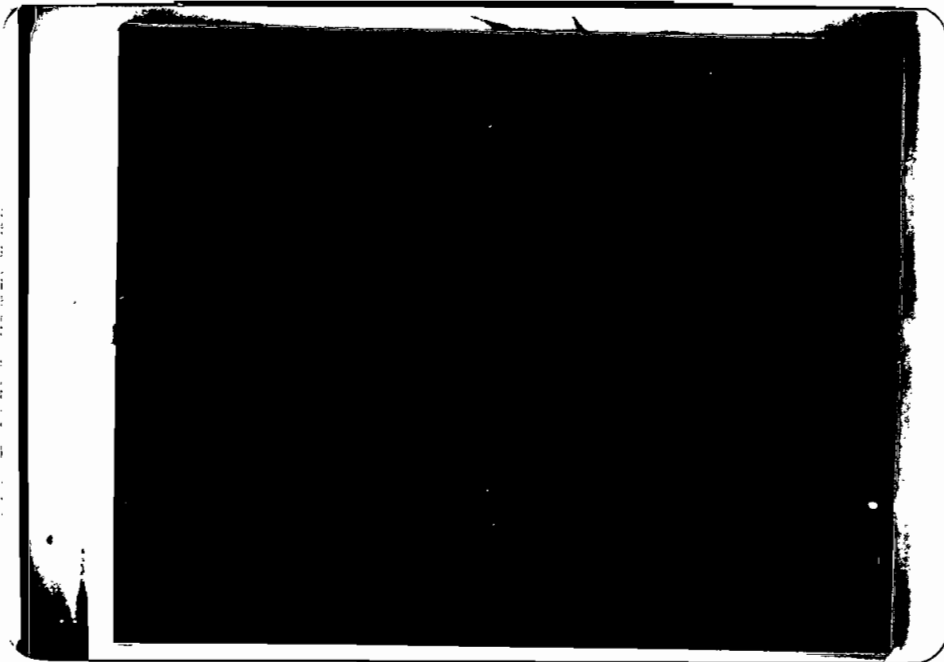
5.3.3 Respuesta de velocidad ante variación brusca de carga.

En las fotografías 5.3.4 y 5.3.5 se aprecia la respuesta del control de velocidad ante variaciones bruscas de carga .

En la fotografía 5.3.4 se observa la respuesta a 1000 (RPM) ante una variación del torque de carga equivalente al 25 %, de la carga nominal y en la fotografía 5.3.5 se observa la respuesta a 600 (RPM) ante una variación del torque de carga equivalente al 20 % de la carga nominal.



Fotografía 5.3.4.- Respuesta de velocidad ante variación de carga del 25 % a 1000 (RPM) con 2 (s/div) y 2 (V/div) equivalentes a 360 (RPM/div)



Fotografía 5.3.5.- Respuesta de velocidad ante variación de carga del 20% medida a 600 (RPM) con 2 (s/div) y 2 (V/div) equivalentes a 900 (RPM/div).

De la fotografía 5.3.4 se obtuvieron los siguientes datos aproximados:

- Variación máxima de velocidad: 36 (RPM)
- Tiempo de estabilización: 3 (s)

De la fotografía 5.3.5, en cambio, se obtuvieron los siguientes datos;

- Variación máxima de velocidad: 90 (RPM)
- Tiempo de estabilización: 4 (s)

Se puede observar claramente el efecto del controlador proporcional integral, pues reacciona para corregir inmediatamente el valor de la velocidad.

De los datos obtenidos, en el peor caso, se puede observar que la velocidad varía en aproximadamente 100 (RPM), y luego se estabiliza, lo que indica una regulación máxima de velocidad instantánea del 10% aproximadamente.

CONCLUSIONES

Luego de la realización física y teórica de la presente Tesis de Grado, se distinguen tres grupos principales de conclusiones: científicas, técnicas y económicas

C.1 CONCLUSIONES CIENTIFICAS:

Dentro de este grupo, se podrían anotar las siguientes:

- Las ecuaciones analizadas en el Capítulo II, fueron adecuadas para explicar el funcionamiento de los convertidores trifásicos conmutados por línea.
- Es factible la utilización del modelo lineal en DC de un convertidor conmutado por línea, siempre y cuando las impedancias de la fuente no sean demasiado altas en comparación con la impedancia de carga del convertidor.
- El modelo lineal de la máquina asincrónica utilizado en esta Tesis facilitó mucho el análisis del comportamiento estático y dinámico del control de velocidad de motores asincrónicos con convertidor cascada en el rotor.
- El hallar un equivalente de Thevenin del circuito del motor asincrónico con respecto al rotor, es un método eficiente que facilita el cálculo de la corriente DC que circula por el convertidor cascada.

- El torque electromagnético producido por el motor asincrónico se lo puede expresar como una función cuadrática de la corriente DC que circula por el convertidor.
- El análisis lineal de sistemas de control es muy útil para realizar el cálculo de los controladores PI, tanto de velocidad como de corriente en el caso del control de velocidad con convertidor en cascada, con muy pocas consideraciones relacionadas especialmente con la linealidad de la planta.
- Los controladores permiten efectivamente mantener las variables controladas dentro de un rango seguro de valores.
- El rango de control obtenido con este método es muy amplio (50 a 1680 RPM), aunque para lograr el objetivo descrito, de controlar la velocidad, se utilice mucha potencia reactiva, equipos y accesorios adicionales.

C.2 CONCLUSIONES TECNICAS:

- Los métodos utilizados para el dimensionamiento de los diodos, SCR's, y demás elementos de potencia, fueron acertados.
- Las protecciones utilizadas para los elementos de potencia estuvieron bien calculadas y funcionaron adecuadamente.
- El método de construcción utilizado para el prototipo fue muy adecuado, pues luego de las varias pruebas realizadas con el equipo, el funcionamiento del mismo no fue alterado.

- La bobina diseñada y construída por el autor cumple con las características técnicas requeridas; aunque puede ser perfeccionada con la disminuci3n de su tama1o, si se utiliza otro tipo de n1cleo.
- El rendimiento de este tipo de control de velocidad es mejor que aquel que se tendría utilizando únicamente resistencias en el rotor.
- La respuesta del sistema ante la variaci3n del valor deseado de velocidad, es mas estable a velocidades altas que a velocidades bajas, debido principalmente a que los parámetros del motor varían con la velocidad. Por tanto, es recomendable que en un trabajo futuro se estudie la posibilidad de incluir un sistema de control no lineal, para conseguir una respuesta dinámica invariable con la velocidad.
- La respuesta dinámica obtenida es estable; aunque los tiempos de estabilizaci3n obtenidos difieren de los establecidos en el dise1o.
- La respuesta dinámica obtenida se puede mejorar, incluyendo una red de compensaci3n.
- Es necesaria una carga mecánica mínima para que el equipo funcione adecuadamente, ya que sin ella el convertidor se desestabiliza.
- Existen varias similitudes de comportamiento del sistema de

control con respecto al control de un motor DC, destacando que este mismo equipo con muy pocas modificaciones permite controlar la velocidad de un motor DC.

- La eficiencia y el factor de potencia totales del equipo crecen con el incremento de la velocidad y el torque de carga.
- La eficiencia total del sistema es baja a velocidades pequeñas; aunque es mayor que la eficiencia que se obtendría con un control de velocidad en base a inclusión de resistencias en el rotor.

C.3 CONCLUSIONES ECONOMICAS

- El prototipo de control de velocidad de un motor trifásico asincrónico realizado tiene un costo mas alto que el necesario para controlar la velocidad de un motor DC. Esto se debe a dos razones:
 - a) Que el rango de control de velocidad escogido es muy amplio; y
 - b) Que la potencia del motor controlado es muy pequeña como para que la diferencia de precios entre un motor asincrónico y otro de DC de igual potencia sea importante y justifique la utilización de este tipo de control.

ANEXO Nº 1

DISEÑO DE UNA INDUCTANCIA CON NUCLEO DE ENTREHIERRO DOMINANTE

A continuación se describe el diseño de una inductancia de 50 (mH) con entrehierro dominante , que puede soportar una corriente de de 13,2 (A).

Para resolver los problemas de magnetostática, es útil considerar las siguientes ecuaciones de Maxwell:

$$\oint \bar{H} \cdot d\bar{l} = \int_S \bar{J} \cdot d\bar{S}; \text{ y} \quad (\text{ec.A.1.1})$$

$$\oint \bar{E} \cdot d\bar{l} = - \frac{d}{dt} \int_A \bar{B} \cdot d\bar{a} \quad (\text{ec.A.1.2})$$

Como se puede ver, en la ecuación A.1.1, se relacionan las corrientes eléctricas y los campos magnéticos creados por estas corrientes; y en la ecuación A.1.2, se relacionan el voltaje en la bobina y la variación temporal del flujo magnético.

En la figura A.1 se muestra una bobina con núcleo de entrehierro dominante típico.

En el núcleo de la figura A.1 existe una corriente I que atraviesa N veces la superficie S en el sentido indicado, por tanto:

$$N \cdot I = \int_S \bar{J} \cdot d\bar{S} \quad (\text{ec.A.1.3})$$

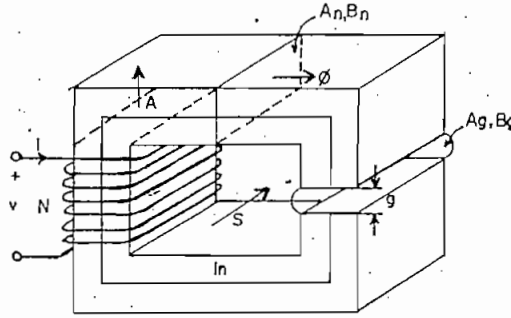


Figura A.1.- Núcleo de entrehierro dominante

En la figura A.1 se puede observar, que existen N secciones de superficie A por las cuales atraviesan las líneas de flujo magnético; por tanto:

$$\int_{NA} \vec{B} \cdot d\vec{a} = N \cdot B \cdot A = N \cdot \Phi; \text{ y} \quad (\text{ec.A.1.4})$$

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = v = - N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{ec.A.1.5})$$

Antes de continuar con el análisis, se definen las siguientes variables:

- | | |
|-------|--|
| H_n | Intensidad de campo magnético en el núcleo |
| l_n | Longitud media del núcleo de hierro ferromagnético |
| H_g | Intensidad de campo magnético en el entrehierro |
| g | Espesor del entrehierro |

Según la ecuación A.1.1, estas variables están relacionadas de la siguiente forma:

$$H_n \cdot l_n + H_g \cdot g = N \cdot I \quad (\text{ec.A.1.6})$$

Puesto que el entrehierro g está formado por aire, cuya permeabilidad magnética es $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ (Wb/A.m), entonces, la

densidad de campo en el entrehierro es:

$$B_g = \mu_0 \cdot H_g ; \text{ y} \quad (\text{ec.A.1.7})$$

Y la densidad de campo magnético en el hierro ferromagnético cuya permeabilidad magnética es $\mu_r \cdot \mu_0$, es:

$$B_n = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot H_n \quad (\text{ec.A.1.8})$$

Ahora bien, el flujo Φ a lo largo del circuito magnético es constante, entonces:

$$B_g \cdot A_g = B_n \cdot A_n = \Phi \quad (\text{ec.A.1.9})$$

Por definición, la reluctancia de un material de longitud l , de sección A , y de permeabilidad magnética lineal μ es:

$$R = \frac{l}{\mu \cdot A}$$

Por consiguiente, las reluctancias del núcleo ferromagnético de permeabilidad magnética "lineal" μ_r y del entrehierro g son:

$$R_n = \frac{l_n}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_n} \quad (\text{ec.A.1.10a})$$

$$R_g = \frac{g}{\mu_0 \cdot A_g} \quad (\text{ec.A.1.10b})$$

Por tanto, la ecuación A.1.6 puede reescribirse como sigue:

$$\frac{l_n \cdot B_n}{\mu_r \cdot \mu_0} + \frac{g \cdot B_g}{\mu_0} = N \cdot I \quad (\text{ec.A.1.11})$$

Reemplazando las ecuaciones A.1.9 y A.1.10 en la A.1.11, se tiene para el flujo magnético:

$$\Phi = \frac{N \cdot I}{R_n + R_g} \quad (\text{ec.A.1.12})$$

Puesto que en un circuito lineal la inductancia se define como:

$$v = L \cdot \frac{dI}{dt} ; \text{ entonces;} \quad (\text{ec.A.1.13})$$

El valor de la inductancia con entrehierro dominante, (siempre y cuando el núcleo esté compuesto de hierro con características lineales) es:

$$L = \frac{N^2}{R_n + R_g} \quad (\text{ec.A.1.14})$$

Ecuación que permite diseñar la inductancia L.

Con el objeto de garantizar que el núcleo de hierro ferromagnético no se sature, es necesario que la densidad de campo no exceda el valor del codo de saturación, esto es:

$$B_n \leq B_{\text{sat}} ; \text{ ó } H_n \leq H_{\text{sat}} \quad (\text{ec.A.1.15})$$

Al introducir un entrehierro de aire en el núcleo de hierro ferromagnético, se linealizan las características de inductancia y se disminuye el factor de calidad de la bobina, ya que para conseguir el mismo valor de inductancia, son necesarias un mayor número de vueltas.

Si se tiene una bobina con núcleo de hierro dominante ($R_g = 0$), para obtener una inductancia de valor L, el número de vueltas que habría de darse sería:

$$N_{Fe} = \left[\frac{L \cdot \ln}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_n} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{ec.A.1.16})$$

En cambio, si se tiene un núcleo con entrehierro dominante, el número de vueltas necesario debería ser:

$$N = N_{Fe} \cdot \left[1 + \frac{\mu_r \cdot g}{\ln} \cdot \frac{A_n}{A_g} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{ec.A.1.17})$$

Se definirá el Factor de diseño FD de la siguiente forma:

$$FD = \frac{\mu_r \cdot g}{\ln} \cdot \frac{A_n}{A_g} = \frac{R_g}{R_n} \quad (\text{ec.A.1.18})$$

Por tanto, la ecuación A.1.17 puede volver a escribirse de la siguiente manera:

$$\frac{N}{N_{Fe}} = (1 + FD)^{\frac{1}{2}}$$

Por otro lado, como las pérdidas eléctricas dependen en forma directamente proporcional de la longitud del cable ó del número de vueltas que da el cable alrededor del núcleo, entonces, la potencia eléctrica perdida en la bobina con núcleo de entrehierro dominante comparada con respecto a la potencia perdida en la bobina con hierro dominante será aproximadamente:

$$\frac{P}{P_{Fe}} = (1 + FD)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{ec.A.1.19})$$

De las ecuaciones A.1.11, 12, y 18 se tiene que:

$$B_n = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot N \cdot I}{\ln(1 + FD)} \quad (\text{ec.A.1.20})$$

En esta última ecuación se puede observar que el entrehierro disminuye la densidad de campo magnético en el núcleo por un un factor $1 + FD$, si se tienen el mismo número de vueltas N , e iguales dimensiones físicas.

Por un lado es conveniente que FD sea lo mayor posible para disminuir el tamaño del hierro, y por otro, que FD sea pequeño, para disminuir las pérdidas en el cobre. Por tanto, será necesario hacer un compromiso, con el fin de obtener las mayores ventajas. Es conveniente utilizar un factor de diseño de 10, que disminuye el valor de la densidad de campo magnético en 11 veces, y aumenta la resistencia eléctrica de la bobina en 3,3 veces aproximadamente.

Si en la ecuación A.1.14 se reemplaza $1 \leq R_n/R_g = FD = 10$, el valor de la inductancia se puede aproximar con la siguiente ecuación:

$$L = 1,256 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{N^2 \cdot A_n}{g} \quad (\text{ec.A.1.21})$$

Si en la ecuación A.1.20 se escoge una densidad magnética en el núcleo de 1 (T), que es un valor apropiado para los hierros comunes, un factor de diseño $FD = 10$, y un valor μ_r de 2.000, que es un valor mínimo en un hierro ferromagnético, se tendrá:

$$\frac{N \cdot I}{\ln} \approx 4.000 \text{ (A/m)} \quad (\text{ec.A.1.22})$$

El área del entrehierro se puede determinar aproximadamente, si se conocen tanto la sección del núcleo cuadrada de lado a , como la longitud del entrehierro g , utilizando la siguiente ecuación:

$$A_g = (a + g)^2; \text{ y } A_n = a^2 \quad (\text{ec.A.1.23})$$

Si en las ecuaciones A.1.16 y A.1.17 se reemplaza el valor de la inductancia que se desea diseñar, y se asume que $1 \leq FD$, entonces:

$$N \approx \frac{(L \cdot g / \mu_0)^{\frac{1}{2}}}{a} = \frac{200}{a} \cdot \sqrt{g} \quad (\text{ec.A.1.24})$$

Para que la bobina soporte una corriente nominal de 13,2 (A), de la ecuación A.1.22 se tiene que:

$$g \approx (1,50 \cdot a \cdot \ln)^2 \quad (\text{ec.A.1.25})$$

Además con el objeto de no salir del rango en el cual son válidas las ecuaciones anteriores, se deberá tomar en cuenta la siguiente inecuación:

$$\frac{g \cdot \mu_r}{\ln} \cdot \frac{a^2}{(a+g)^2} = FD = 10 \geq 1 \quad (\text{ec.A.1.26})$$

Como se tomó un valor mínimo de 2.000 para μ_r , y como $g \leq a$, entonces:

$$200 \cdot g \leq l_n \quad (\text{ec.A.1.27})$$

Con las siguientes cantidades para g , a y l_n se cumplen la mayor parte de estos requisitos:

$$a = 6 \text{ (cm)}$$

$$g = 2 \text{ (mm)}$$

$$l_n = 50 \text{ (cm)}$$

Con estos datos del núcleo, para conseguir una inductancia de 50(mH), se necesita dar 167 vueltas de alambre alrededor del núcleo. Por tanto, $N = 167$.

En cuanto al cobre, es necesario que con la corriente nominal, la bobina disipe un máximo de 100 (W) puesto que esta es una potencia conveniente de disipación para las dimensiones físicas del núcleo diseñado. Esto quiere decir que el bobinado no deberá tener una resistencia mayor a 0,25 (Ω).

Dar 167 vueltas a un núcleo como el descrito, implica un recorrido de 63 metros aproximadamente. Si se utiliza el criterio de que la resistencia máxima del cobre deberá ser de 0,25 (Ω), y conociendo que la distancia a recorrer es de 63 (m) aproximadamente, con las tablas de diseño para conductores finalmente se llegó a la conclusión de que se necesita un cable N \circ 12 (AWG) dúplex, enrollado alrededor del núcleo para alcanzar el valor de inductancia indicado.

Finalmente, el cable N \circ 12 (AWG), tiene un diámetro de 2,3 (mm), y por tanto, una sección de 4,2 (mm 2). Si se supone un

acomodamiento del cable en la bobina del 80%, se necesitan entonces 22 (cm²) de la ventana del núcleo, para llenarse con el cobre; es decir un ancho total envuelto de 3,4 (cm), sin contar con el aislamiento respectivo, tanto del núcleo como del hierro.

Con estos últimos datos, se culmina el diseño de la inductancia 50 (mH) con entrehierro dominante.

ANEXO Nº 2

ECUACIONES PRINCIPALES DE LA MAQUINA ASINCRONICA EN ESTADO ESTABLE.

A continuación se enumeran sin demostración las principales ecuaciones de la máquina asincrónica en estado estable:

$$V_e = (R_e + j.X_e).I_e + jX_m.I_r' \quad (\text{ec.A.2.1})$$

$$V_r'/s = (R_r'/s + j.X_r').I_r' + jX_m.I_e \quad (\text{ec.A.2.2})$$

$$\omega_r = \omega_e.(1-s) \quad (\text{ec.A.2.3})$$

$$X_e = X_{de} + X_m \quad (\text{ec.A.2.4})$$

$$X_r' = X_{dr}' + X_m \quad (\text{ec.A.2.5})$$

$$V_r' = a.V_r \quad (\text{ec.A.2.6})$$

$$I_r' = I_r/a \quad (\text{ec.A.2.7})$$

$$X_r' = a^2.X_r \quad (\text{ec.A.2.8})$$

$$R_r' = a^2.R_r \quad (\text{ec.A.2.9})$$

$$X_{dr}' = a^2.X_{dr} \quad (\text{ec.A.2.10})$$

$$a = N_e/N_r \quad (\text{ec.A.2.11})$$

$$S_e = 3.V_e.I_e^* \quad (\text{ec.A.2.12})$$

$$P_e = \text{Re}(S_e) \quad (\text{ec.A.2.13})$$

$$Q_e = \text{Im}(S_e) \quad (\text{ec.A.2.14})$$

$$P_p = s.P_e \quad (\text{ec.A.2.15})$$

$$P_r = P_e - P_p \quad (\text{ec.A.2.16})$$

$$T_r = \frac{P_r}{\omega_r} \quad (\text{ec.A.2.17})$$

Para las ecuaciones indicadas, el significado de cada una de las variables se da en el Glosario de Términos.

ANEXO N°3

DETERMINACION EXPERIMENTAL DE LOS PARAMETROS DE LA MAQUINA ASINCRONICA

Los parámetros de la máquina asincrónica con anillos rozantes se pueden determinar con mucha facilidad, empleando el circuito equivalente de la máquina, y cuatro pruebas principales, que son:

A.3.1 PRUEBA CON EL ROTOR DESCONECTADO

En esta prueba se desconectan los terminales del rotor; y se alimenta el estator con voltaje nominal. ($V_e = V_{nom}$).

Con esta prueba se determinan dos parámetros muy importantes:

- La relación de transformación estator-rotor (a); y
- La reactancia del estator (X_e)

Según las ecuaciones A.2.1 y A.2.2 del Anexo N°2:

$$V_e = (R_e + j.X_e).I_e + j.X_m.I_r' \quad (\text{ec.A.2.1})$$

$$\frac{V_r'}{s} = (R_r'/s + j.X_r').I_r' + jX_m.I_e \quad (\text{ec.A.2.2})$$

Debido a que la corriente del rotor es 0 cuando está desconectado, entonces: $I_r' = 0$; y $s = 1$. Por tanto, si se reemplazan estos valores en las ecuaciones anteriores, éstas quedan:

$$V_e = (R_e + j.X_e).I_e \quad (\text{ec.A.3.1})$$

$$V_r = j.X_m.I_e \quad (\text{ec.A.3.2})$$

Como la resistencia R_e es mucho menor que la reactancia X_e :

$$R_e \ll X_e; \text{ entonces:} \quad (\text{ec.A.3.3})$$

$$|X_e| = \frac{|V_e|}{|I_e|}; \text{ y} \quad (\text{ec.A.3.4})$$

Debido a la ecuación A.2.6, y como además:

$$X_e \approx X_m \quad (\text{ec.A.3.5})$$

Entonces, se tiene para a:

$$a = \frac{|V_e|}{|V_r|} \quad (\text{ec.A.3.6})$$

Las ecuaciones A.3.4 y A.3.6 permiten determinar fácilmente los valores de la relación de transformación estator-rotor, y la reactancia X_e , ya que en esta prueba se consiguen las siguientes medidas: V_e , I_e , y V_r .

Para el caso de la máquina de laboratorio de 2 (CV), se obtuvieron los siguientes datos:

$$V_e = 120 \text{ (V)}$$

$$V_r = 77,4 \text{ (V)}$$

$$I_e = 3,15 \text{ (A)}$$

Por lo tanto, $X_e = 38 \text{ } (\Omega)$, y $a = 1,55$

A.3.2 PRUEBA CON ROTOR BLOQUEADO

Como su nombre lo indica, esta prueba se realiza con rotor eléctricamente en cortocircuito, y mecánicamente inmóvil, aplicándose un voltaje variable en el estator, hasta conseguir que en las líneas del estator circule la corriente

nominal. Por tanto, en esta prueba se tiene:

$$I_s = I_{nom}; w_r = 0; s = 1; \text{ y } V_{r'} = 0$$

Aplicando nuevamente las ecuaciones A.2.1 y A.2.2 con estos últimos datos, se llega a las siguientes expresiones:

$$V_s = (R_s + j.X_s).I_s + j.X_m.I_{r'} \quad (\text{ec.A.3.7})$$

$$0 = (R_{r'} + j.X_{r'}).I_{r'} + j.X_m.I_s \quad (\text{ec.A.3.8})$$

Recordando las ecuaciones A.2.4 y A.2.5, y reemplazando, se tiene:

$$V_s = (R_s + j.X_{ds}).I_s + j.X_m.(I_s + I_{r'}); \text{ y} \quad (\text{ec.A.3.9})$$

$$j.X_m.(I_s + I_{r'}) = -(R_{r'} + j.X_{dr'}).I_{r'} \quad (\text{ec.A.3.10})$$

Por lo tanto:

$$V_s = (R_s + j.X_{ds}).I_s - (R_{r'} + j.X_{dr'}).I_{r'} \quad (\text{ec.A.3.11})$$

En esta prueba es necesario considerar que la corriente que circula por la reactancia de magnetización es despreciable, debido al bajo voltaje de alimentación V_s ; por lo tanto:

$$I_s + I_{r'} \approx 0 \quad (\text{ec.A.3.12})$$

Al reemplazar la ecuación A.3.12 en la A.3.11, se tiene que:

$$\frac{V_s}{I_s} = (R_s + R_{r'}) + j.(X_{ds} + X_{dr'}) \quad (\text{ec.A.3.13})$$

Si se considera la ecuación A.3.12, y como se conoce que las potencias activa P y reactiva Q están dadas por las ecuaciones A.2.13, y A.2.14 respectivamente, entonces:

$$P \approx 3.(R_s + R_{r'}).|I_s|^2; \text{ y}$$

$$R_s + R_{r'} = \frac{\text{Protor bloqueado}}{3.I_{nom}^2} \quad (\text{ec.A.3.14})$$

$$Q \approx 3.(X_{ds} + X_{dr'})|I_s|^2; \text{ y}$$

$$X_{ds} + X_{dr'} = \frac{Q_{\text{rotor bloqueado}}}{3.I_{\text{nom}}^2} \quad (\text{ec.A.3.15})$$

Para el caso de la máquina de laboratorio se obtuvo:

$$P_{\text{rotor bloqueado}} = 282 \text{ (W)}; \text{ y}$$

$$Q_{\text{rotor bloqueado}} = 588 \text{ (VAR)}; \text{ por lo tanto:}$$

$$R_s + R_{r'} = 1,92 \text{ } (\Omega); \text{ y}$$

$$X_{ds} + X_{dr'} = 4,0 \text{ } (\Omega)$$

A.3.3 PRUEBA CON CARGA NOMINAL

Esta prueba se la realiza con todas las condiciones nominales de la máquina, y el rotor en cortocircuito.

Puesto que el deslizamiento nominal es de un valor aproximado entre 0,04 y 0,06 para la mayor parte de las máquinas asincrónicas, entonces:

$$X_{ds} \leq R_{r'}/s \quad (\text{ec.A.3.16})$$

$$X_{dr'} \leq R_{r'}/s; \text{ y} \quad (\text{ec.A.3.17})$$

$$R_s \leq R_{r'}/s \quad (\text{ec.A.3.18})$$

Del análisis del circuito equivalente del motor asincrónico, se puede determinar que la potencia activa total que ingresa al motor asincrónico está dada por:

$$P_{\text{plena carga}} = 3.R_s.|I_s|^2 + 3.(R_{r'}/s).|I_{r'}|^2 \quad (\text{ec.A.3.19})$$

Y la potencia reactiva por la ecuación:

$$Q_{\text{plena carga}} = 3.X_{ds}.|I_s|^2 + 3.X_{dr'}.|I_{r'}|^2 + 3.X_m.|I_s + I_{r'}|^2 \quad (\text{ec.A.3.20})$$

Puesto que $|I_s| \approx |I_r'|$; y

$X_m \cdot |I_s + I_r'| \approx V_s$, entonces:

$$P_{\text{plena carga}} \approx 3 \cdot (R_s + R_r'/s) \cdot |I_s|^2; \text{ y} \quad (\text{ec. A.3.21})$$

$$Q_{\text{plena carga}} \approx 3 \cdot (X_{ds} + X_{dr}') \cdot |I_s|^2 + \frac{3 \cdot V_s^2}{X_m} \quad (\text{ec. A.3.22})$$

Recordando las ecuaciones A.3.14 y A.3.15, se puede determinar que:

$$R_r' = \frac{s}{1-s} \frac{(P_{\text{plena carga}} - P_{\text{rotor bloqueado}})}{3 \cdot I_{\text{nom}}^2} \quad (\text{ec. A.3.23})$$

Y que:

$$X_m = \frac{3 \cdot V_{\text{nom}}^2}{(Q_{\text{plena carga}} - Q_{\text{rotor bloqueado}})} \quad (\text{ec. A.3.24})$$

Con las ecuaciones A.3.23 y A.3.24, se llegó a determinar los siguientes valores de los parámetros eléctricos de la máquina:

$$X_m = 36 \text{ } (\Omega)$$

$$X_s = X_r' = 38 \text{ } (\Omega)$$

$$R_s = 0,40 \text{ } (\Omega); \text{ y}$$

$$R_r' = 1,52 \text{ } (\Omega)$$

A.3.4 PRUEBA DE FRENADO CON CARGA.

En esta prueba se trata de determinar experimentalmente, los valores de los parámetros dinámicos de la máquina asincrónica acoplada con la carga.

De las leyes de Newton (Ver capítulo IV) se puede determinar que:

$$T_r = (B + J_p).w_r \quad (\text{ec.4.1.14})$$

Si se resuelve la ecuación diferencial 4.1.14 con la condición inicial:

$$w_r = W_{nom} \text{ para } t = 0;$$

Y conociendo que la velocidad del rotor se hará 0 en un tiempo infinito ($t = \infty$), una vez que se quita la alimentación de energía eléctrica al estator de la máquina asincrónica, entonces al resolver la ecuación diferencial, se tiene que:

$$w_r = W_{nom} \cdot e^{-(B/J)t} \quad (\text{ec.A.3.25})$$

Si se mide el tiempo " τ " en que la velocidad del rotor baja desde la velocidad nominal hasta $1/e$ del valor de esta velocidad, de la ecuación A.3.25, se tiene que:

$$\tau = J/B \quad (\text{ec.A.3.26})$$

Según la ecuación A.3.26, una vez que se conoce el valor del coeficiente de fricción "B", y el tiempo τ , el valor del momento de inercia "J" queda determinado.

ANEXO N° 4

MANUAL DE FUNCIONAMIENTO

Para conectar el equipo que realiza el control de velocidad de un motor trifásico asincrónico con convertidor cascada en el rotor, es necesario efectuar ordenadamente los siguientes pasos:

1. Conectar el estator del motor trifásico asincrónico en conexión delta (X con V; Y con W; y Z con U), cortocircuitar los tres bornes del rotor, y energizar el estator con voltaje trifásico de 208 (V) línea-línea. En esta parte hay que comprobar que el motor alcance su velocidad nominal, y que no exista ningún problema tanto en los anillos rozantes como en el rotor de la máquina. Luego de esto, desenergizar el equipo.
2. En la mesa de trabajo N° 11 (mesa en la cual se encuentra el motor trifásico asincrónico cuya velocidad se desea controlar) conectar las tres fases y el neutro con los bornes 11, 12, 13 y 14 de la tapa inferior posterior del equipo.
3. Conectar las tres fases del estator del motor asincrónico con los bornes 21, 22 y 23 de la tapa inferior posterior del equipo. El rotor seguirá en cortocircuito hasta el punto 10.

4. Conectar un variac trifásico que tenga una potencia de salida no menor a los 3,6 (KVA), en conexión estrella-neutro estrella-neutro, de tal manera que en las salidas variables del autotransformador se obtengan 75 (V) fase-neutro en cualquiera de las tres fases. Este variac trifásico simulará el efecto del transformador DY11 descrito en el Capítulo III.
5. Los cables que alimentan el variac trifásico, conectarlos en los bornes 31, 32 y 33 de la tapa inferior posterior del equipo sin importar la secuencia de fases. Conectar el neutro al panel de la mesa N^o 11.
6. Conectar las tres salidas del variac trifásico y el neutro, armado en la forma indicada en el punto 3, con los bornes 61, 62, 63, y 64 de la tapa inferior posterior del equipo. El orden de las fases no importa pues el circuito de disparo de los SCR's del inversor se sincronizará cualquiera sea el orden de las fases. Es necesario indicar que es sumamente importante conectar el neutro para lograr que el equipo funcione adecuadamente.
7. Revisar que los fusibles que están ubicados en la parte de atrás del equipo, se encuentren en buenas condiciones; es decir que es necesario comprobarlos con un multímetro.
8. Instalar el conjunto formado por la inductancia L_a y el tacómetro, mediante un acoplamiento preferiblemente de caucho entre el eje del motor asincrónico y el eje del tacómetro.

9. Energizar la mesa N^o 11 con alimentación trifásica de voltaje fijo, encender el interruptor del circuito de control ubicado en la tapa superior delantera, y presionar el pulsante de Encendido Fuerza.
10. Verificar que el motor arranca, y que en los bornes rojo-negro del tacómetro existe un voltaje positivo de 3,6 (V) aproximadamente (el rojo es positivo), lo que quiere decir que el sentido de giro del motor asincrónico es el correcto para realizar las conexiones siguientes. Si el voltaje generado es negativo se deberá intercambiar dos fases en los bornes 21, 22 o 23 del equipo, y se deberá probar nuevamente. La secuencia de fases que de un voltaje positivo en el tacómetro se deberá conservar para las siguientes pruebas con el control de velocidad. Luego de esto, desenergizar el equipo presionando el pulsante de "apagado fuerza".
11. Desconectar el cortocircuito del rotor de la máquina asincrónica, y conectar con cables los tres bornes del rotor con los respectivos bornes 51, 52 y 53 ubicados en la tapa de inferior posterior del equipo. Para esta conexión no es importante la secuencia de fases, ya que los voltajes del rotor son rectificadas en el puente trifásico interno.
12. Conectar los bornes rojo y negro del tacómetro con los bornes verde negro de la tapa superior delantera del equipo, tomando en cuenta que el rojo debe conectarse con el verde. Además, conectar los bornes negros de la bobina La con los bornes negros 41 y 42 de la tapa inferior posterior del

equipo, sin importar el orden.

13. En el generador de corriente continua que está acoplado al eje del motor asincrónico realizar las siguientes conexiones:

a) Conexión para carga lineal.- El borne A del generador dc, conectarlo con el borne A de una carga resistiva monofásica. El borne H/B conectarlo con el borne B de la carga resistiva monofásica. El borne positivo de la fuente de corriente continua fija de la mesa N09 conectar con el borne variable de un reóstato de 296 (Ω), 100 (W). El borne fijo del reóstato conectarlo con el borne J del campo shunt del generador, y el borne K con el terminal negativo de la fuente dc de la mesa.

b) Conexión para carga no lineal.- El borne A del generador dc, conectarlo tanto al borne A de una carga resistiva monofásica, como al borne variable de un reóstato de 296 (Ω), 100 (W). El borne H/B conectarlo con el borne B de la carga monofásica, y además con el borne K del generador. El borne J del generador dc conectarlo con el borne fijo del reóstato de 296 (Ω).

En cada caso, el reóstato actuará como un regulador de corriente para la bobina shunt del generador dc, y permitirá controlar el voltaje generado y por tanto, la carga mecánica del motor asincrónico en pasos finos.

El ajuste grueso para acondicionar la carga del motor

asincrónico consiste en los cuatro interruptores de la carga monofásica. Para un funcionamiento adecuado del control de velocidad, es necesario accionar al menos dos cargas, debido a que el convertidor en cascada necesita de corriente para funcionar.

14. Verificar que las conexiones realizadas en los puntos anteriores estén bien sujetas, ya que cualquier contacto flojo podría provocar un daño en el equipo.
15. Revisar que el selector "ext/pot" se encuentre en la posición pot, y que el interruptor del circuito de control esté apagado.
16. En el potenciómetro que controla la velocidad, ubicado en la tapa de arriba adelante del equipo, seleccionar la perilla en una velocidad menor o igual a 450 (RPM)
17. Encender el circuito de control, y luego presionar el pulsante de encendido fuerza. Hecho lo indicado, el equipo deberá estar funcionando a la velocidad seleccionada. Si se desea variar la velocidad dentro del rango permitido, se deberá girar la perilla en sentido horario para aumentar la velocidad y en antihorario para disminuirla.
18. Si se desea variar la velocidad utilizando un generador de señales, se deberán tomar en cuenta dos aspectos:
 - Que la señal deberá entrar con la polaridad positiva, y con un rango de voltaje de 0 a 10 (V) en los bornes Vin.dc.0-10 (V) y Gnd.

- Que el selector "ext/pot" debe estar conectado en ext.
19. Si se desea obtener oscilogramas de los principales parámetros del control de velocidad, se conectarán con terminales banana, en los bornes previstos para el efecto en la tapa superior delantera del equipo.

BIBLIOGRAFIA

REVISTAS ESPECIALIZADAS

- B.1 Induction Motor Speed Control with Static Inverter in the Rotor, A. Lavi y R. J. Polge, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-85, N°1, January, (1966)
- B.2 Slip Power Recovery in an Induction Motor by the Use of a Thyristor Inverter, William Shepperd y Jack Stanway, IEEE Transactions on Industry and General Applications Vol IGA-5, N°1, January - February, (1969)
- B.3 A new Quantity to Describe Power Semiconductor Subcycle Current Ratings, John W. Motto, IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol IGA-7, N°4, July - August, (1971)
- B.4 Fuse Protection for Power Thyristors, Emil T. Schonholzer, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-8, N°3, May - June, (1972)
- B.5 Optimum Snubbers for Power Semiconductors, William Mc-Murray, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-8, N°5, September - October, (1972)
- B.6 A fast Response DC Motor Speed Control System, Thadiappan Krishnan y Bellamkonda Ramaswami, IEEE Transactions on Industry Applications Vol IA-10, N°5, September - October, (1974)
- B.7 Rotor Chopper Control for Induction Motor Drive: TRC Strategy, Paresh C. Sen y K. H. J. Ma, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-11, N°1, January - February, (1975)
- B.8 Constant Torque Operation of Induction Motors Using Chopper in Rotor Circuit, Paresh C. Sen y K. H. J. Ma, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-14, N°5, September - October, (1978)
- B.9 Switching Transients in Static Slip-Energy Recovery Drive; V. N. Mittle, K. Venkatesan y S. C. Gupta, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-98, N°4, July - August, (1979)

- B.10 Stability Analysis of a Constant Torque Static Slip-Power Recovery Drive, V. N. Mittle, K. Venvatesan, y S. C. Gupta, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-16, N°1, January - February, (1980)
- B.11 LSI Based Three-Phase Thyristor Firing Circuit, Frank J. Bourbeau, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-19, N°4, July - August, (1983)
- B.12 Evaluation of Phase-Commutated Converters for Slip-Power Control in Induction Drives. Guy Olivier, Victor R. Stefanovic y Georges Emile April, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-19, January - February, (1983)

LIBROS ESPECIALIZADOS

- B.13 Gottfried Möltgen; Line Commutated Thyristor Converters, Siemens Aktiengesellschaft Pitman Publishing, U.S.A, (1970)
- B.14 Richard G. Hoft; SCR Applications Handbook, International Rectifier, U.S.A, (1974)
- B.15 Katsuhiko Ogata; Ingeniería de Control Moderna, Traducción: Universidad Tecnológica Nacional, Buenos Aires, Argentina, (1974)
- B.16 John V. Wait, Lawrence P. Welsman, y Granino A. Korn, Introduction to Operational Amplifiers Theory and Applications, Mc. Graw Hill, Tokyo, Japan, (1975)
- B.17 Irwing L. Kosow; Control de Máquinas Eléctricas, Prentice Hall Inc., Englewood Clifs, New Jersey, U.S.A., (1977)
- B.18 D. R. Pitts, L. E. Sissom, Transferencia de Calor, Colección Schawm, Mc. Graw Hill Latinoamericana, Bogotá, Colombia, (1979)

OTROS DOCUMENTOS

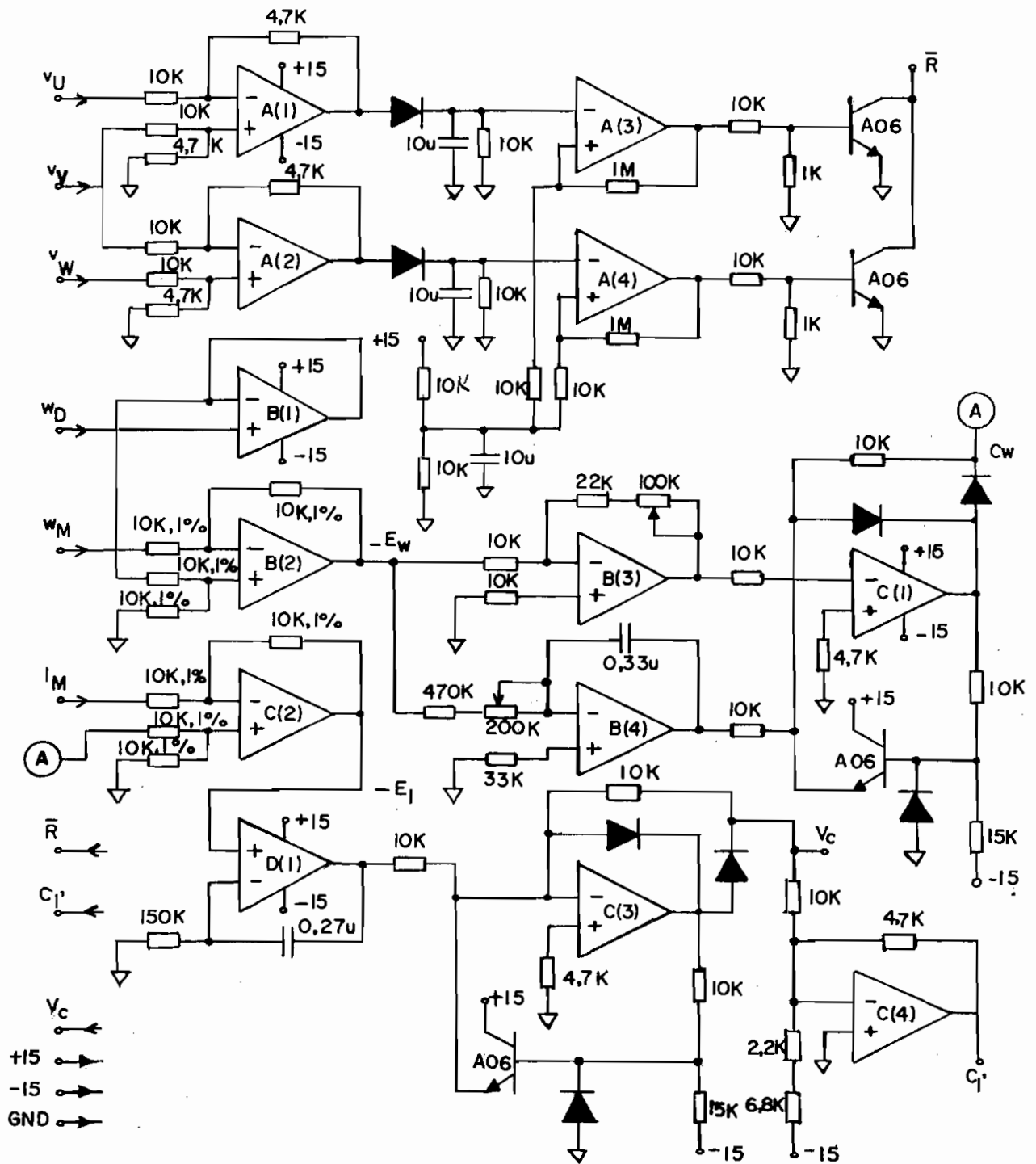
- B.19 Catálogo de los Productos Técnicos de Serie, Brown Boveri, Publicación N° KL4510 S, Suiza (8412-8000-0), (1985/6)
- B.20 ECG 978 Dual Timing Circuit, ECG Semiconductors, Philips ECG, Williamsport PA 17701, (1986)
- B.21 Accionamientos de Velocidad Variable (Sinopsis), Siemens, Postfach 32 40, 8520 Erlangen, R. F. de Alemania

GLOSARIO

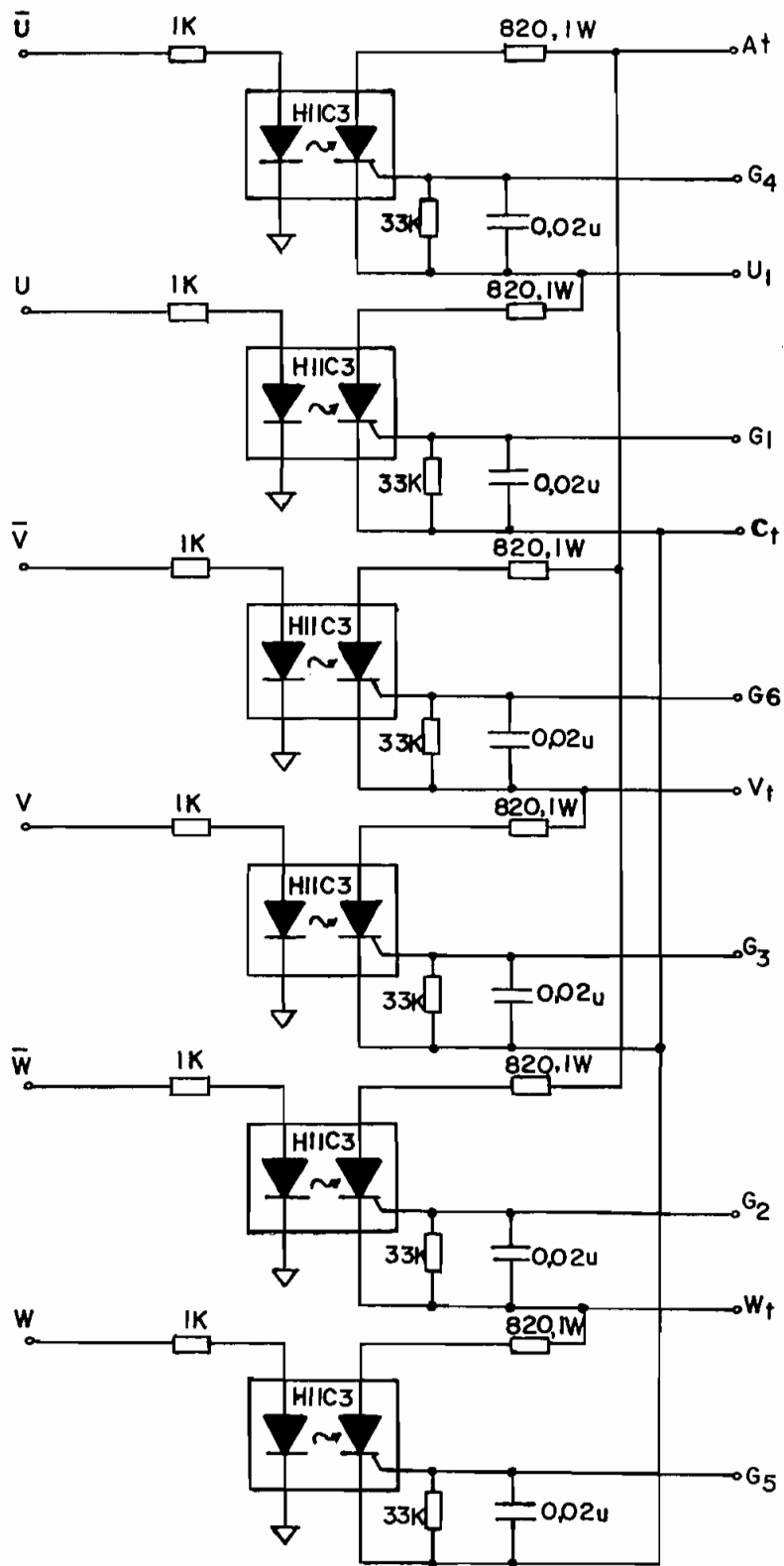
a	Relación de transformación estator-rotor
ar	Relación de corrientes en conmutación resistiva
ax	Relación de corrientes en conmutación inductiva
Ao,Asn	Coefficientes de Fourier
B	Coefficiente de fricción de la carga
Bsn	Coefficiente de Fourier
Cr'	Señal que controla el ángulo de disparo
Cm	Coefficiente de Fourier
Cw	Señal de salida del controlador de velocidad
Du,v,w	Diodo conectado en la fase U, V ó W
E	Fuerza electromotriz
Ew	Error de velocidad
EI	Error de corriente
E _{est}	Error en estado estacionario
Ed	Error dinámico ante una función rampa
f,fa	Frecuencia de la red eléctrica
fo	Frecuencia fundamental
g	Ancho del entrehierro
G(p)	Ganancia del bloque directo
H(p)	Ganancia del bloque de realimentación
I	Corriente r.m.s
ia	Corriente instantánea que circula por La.
iu,v,w	Corriente instantánea que circula por la línea U, V ó W
i1,2,3..	Corriente en el diodo 1,2,3..
In	Componente n-ésimo de la corriente i
Ia	Corriente media que circula por La
Im	Corriente medida
IR	Corriente máxima con impedancia resistiva de fuente
IX	Corriente máxima con impedancia reactiva de fuente
J	Inercia de la carga
Kp	Ganancia del controlador proporcional
l,m,n	Números enteros
L	Inductancia de la bobina
Ld	Inductancia de la bobina de filtrado
Mp	Máximo sobreimpulso
p	Número de pares de polos. F(p) variable en el dominio de la frecuencia compleja.
P	Potencia activa
Pp	Potencia eléctrica en el rotor
Pr	Potencia mecánica en el rotor
Pe	Potencia que atraviesa el entrehierro
Q	Potencia reactiva
R	Resistencia

$R_{1,2,3}$	Resistencias equivalentes DC del rotor
R_A	Resistencia equivalente DC del inversor
R_f	Resistencia de la bobina de filtrado
R_r	Resistencia del rotor
R_s	Resistencia del estator
R_{se}	Resistencia equivalente de Thevenin del estator
s	Deslizamiento
S	Potencia aparente
t	Tiempo
t_r	Tiempo de crecimiento.
t_s	Tiempo de estabilización.
$t_d, t_{d\max}$	Tiempo de recuperación y tiempo de recuperación máximo
T_r	Torque del rotor
T_u, v, w	SCR de la fase U, V ó W
U, V, W	Fases de un voltaje trifásico
V_1, v_1	Voltaje medio e instantáneo del convertor N° 1
V_u, v, w	Voltaje instantáneo en la fase U, V ó W
V_{Au}, Av, Aw	Voltaje en el ánodo de Du, Dv ó Dw
V_{Du}, Dv, Dw	Voltaje ánodo-cátodo en el diodo Du, Dv ó Dw
V_{se}	Voltaje equivalente de Thevenin del estator
V_{Tu}, Tv, Tw	Voltaje ánodo-cátodo en el SCR Tu, Tv, ó Tw
V_d	Voltaje medio rectificado
v_d	Voltaje instantáneo rectificado
$V_{d0, d1}$	Voltaje medio con $\alpha = 0^\circ$ y voltaje medio ideal.
V_s	Voltaje r.m.s del estator
V_r	Voltaje r.m.s del rotor
w	Frecuencia de la red en radianes
w_n	Frecuencia fundamental de oscilación
w_s	Velocidad del estator
w_r	Velocidad del rotor
w_D	Velocidad deseada
w_M	Velocidad medida
W	Caída de voltaje en un diodo o SCR
X	Reactancia de la fuente
X_o	Parámetro para cálculo de la red supresora
X_{pu}	Reactancia por unidad del transformador
X_s	Reactancia de estator
X_r	Reactancia de rotor
X_m	Reactancia mutua
X_{se}	Reactancia de Thevenin del estator
y	Corriente normalizada
Z_{sr}	Impedancia equivalente estator rotor
α	Angulo de disparo de los SCR's
α_{seg}	Angulo de seguridad para disparo
α_{\max}	Angulo máximo de disparo de los SCR's
β_{\min}	Angulo mínimo de recuperación
Γ_o	Parámetro para cálculo de la red supresora
δ	Angulo de conmutación resistivo. Variaciones infinitesimales de un parámetro
μ, u	Angulo de conmutación.
μ_o	Angulo de conmutación puramente inductivo
\varnothing	Angulo de defasamiento de la corriente por conmutación
\varnothing_{sr}	Angulo de fase de la impedancia estator rotor
Ω	Angulo de discontinuidad
τ	Constante de tiempo

P L A N O S



FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	Depto. E.y Control	Tarjeta N°1
TARJETA DE: A) PROTECCION DE BAJO VOLTAJE Y FALLA DE FASE; Y B) CONTROLADORES P-I (VELOCIDAD Y CORR.)	Dibujado por: Mario Egas	
	Revisado por:	
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL	Fecha: XI/91	Idm N°: de:



FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

Dpto. E. y Control

Tarjeta N° 2

TARJETA DE : AMPLIFICACION DE PULSOS

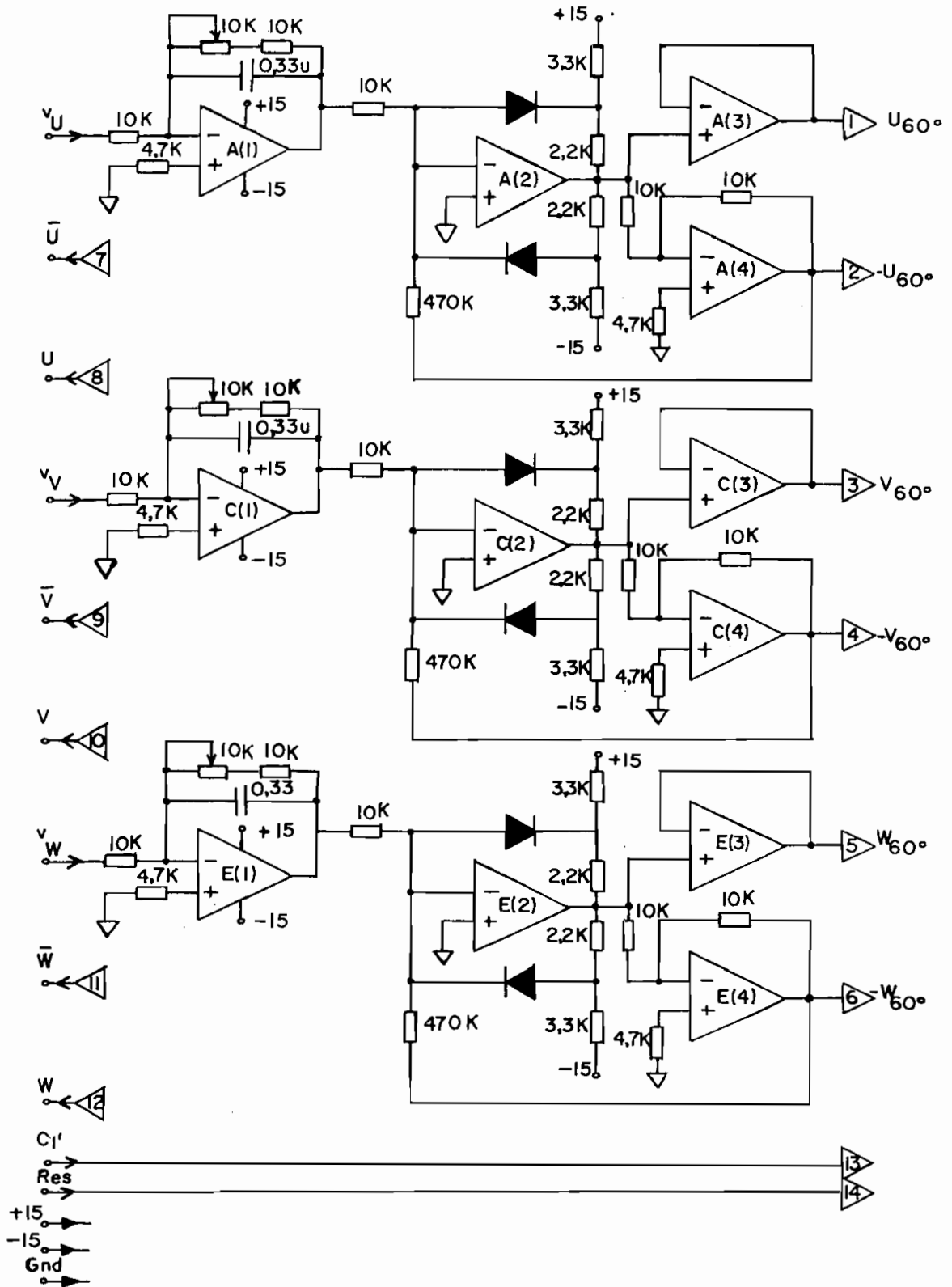
Dibujado por : Mario Egas

Revisado por :

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

Fecha: XI/91

lám N° 1 de 1



FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

Dpto. E.y Control Tarjeta N° 3

TARJETA DE: A) SINCRONIZACION TRIFASICA; Y
B) GENERACION DE RAMPAS Y PULSOS
DE DISPARO

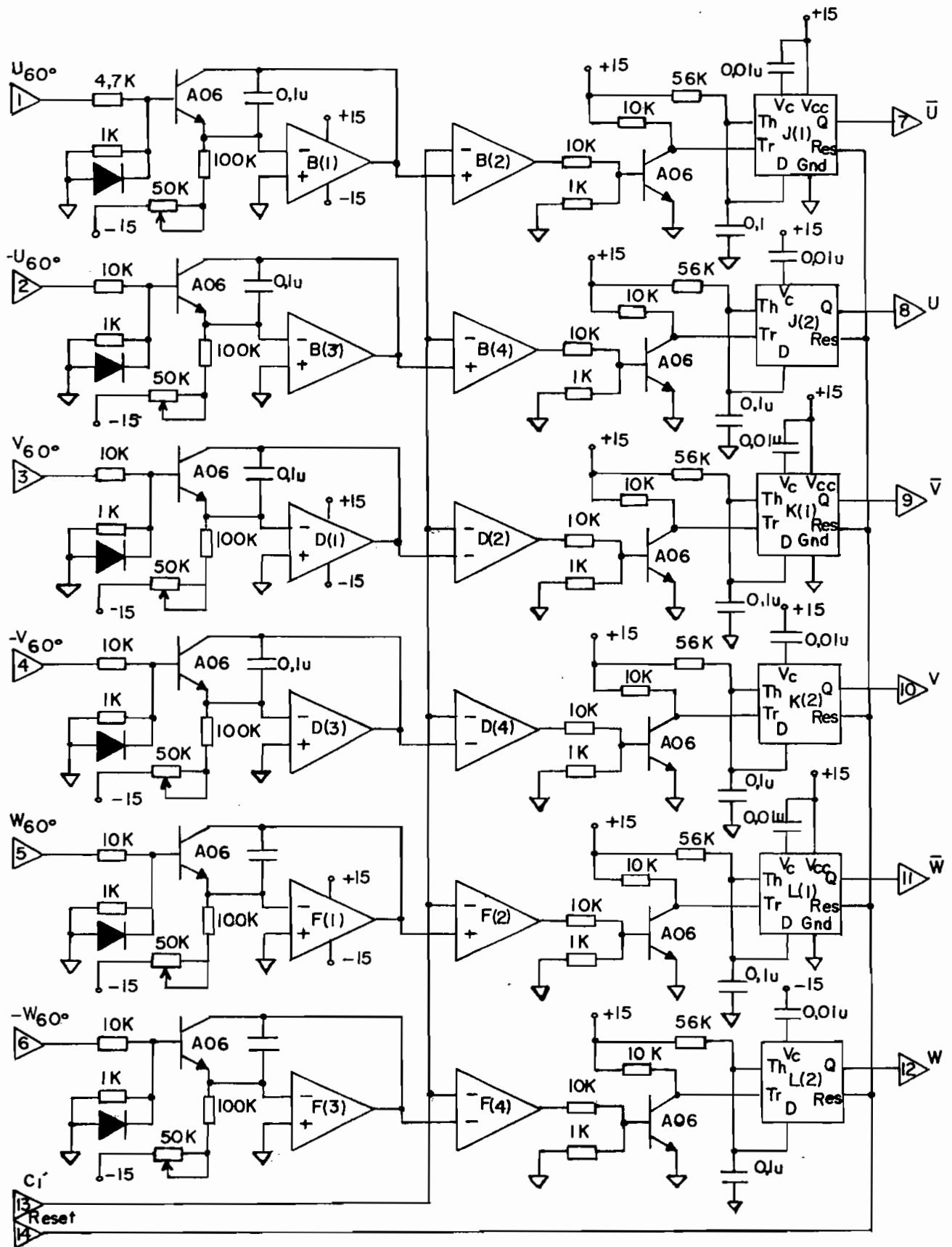
Dibujado por: Mario Egas

Revisado por:

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

Fecha: XI/91

lám N° 1 de 2



FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

Dpto. E. y Control Tarjeta N°: 3

TARJETA DE: A) SINCRONIZACION TRIFASICA; Y
B) GENERACION DE RAMPAS Y PULSOS
DE DISPARO

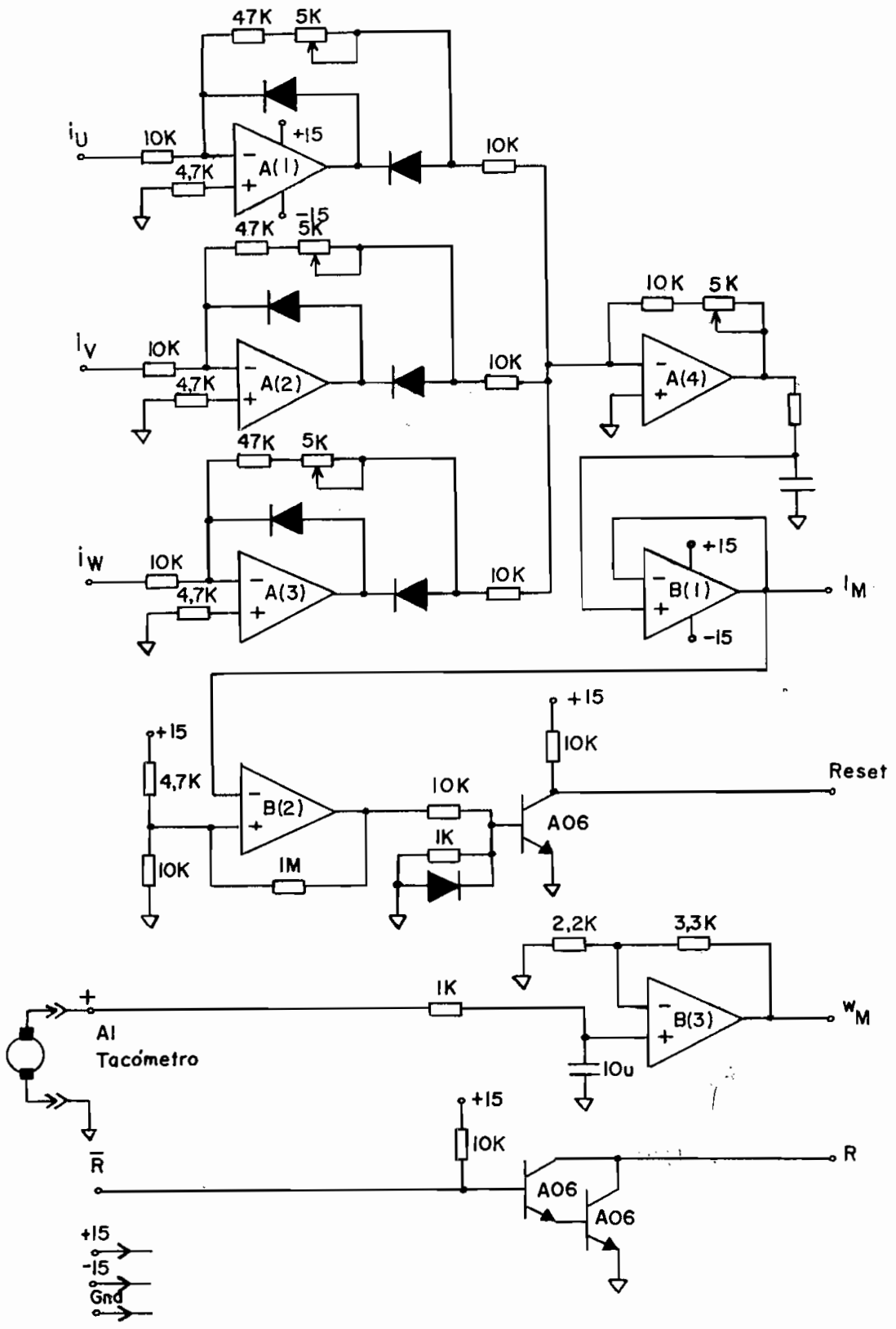
Dibujado por: Mario Egas

Revisado por:

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

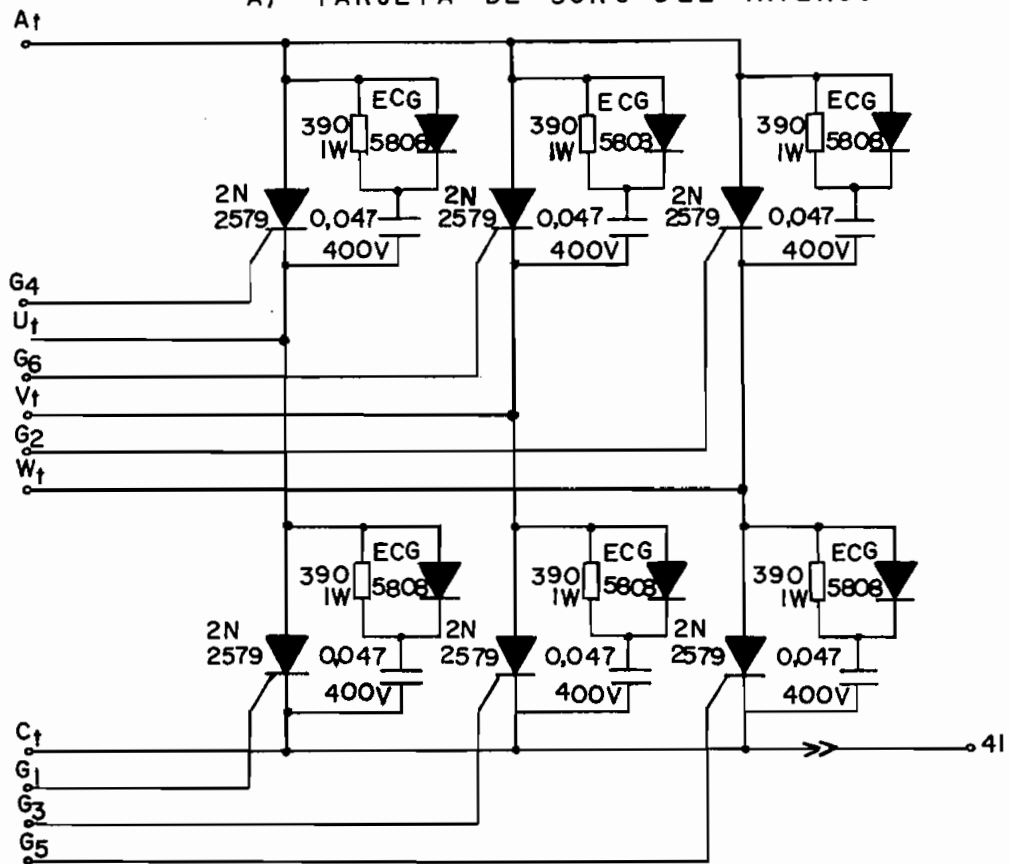
Fecha: X/1/91

lámin N°2 de 2

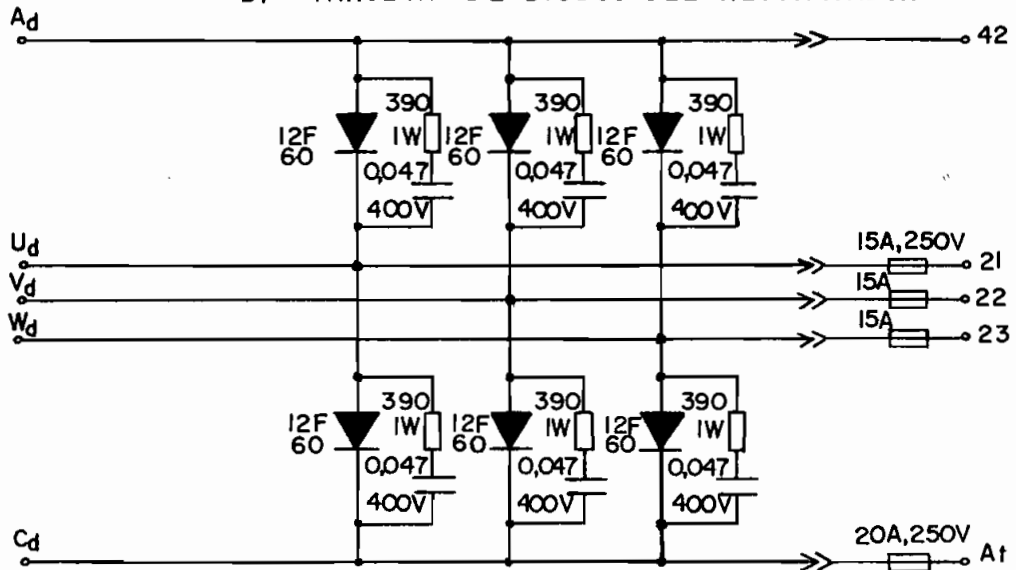


FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	Dpto.E.yControl	Tarjeta N° 4
TARJETA DE: A)MEDICION DE CORRIENTE B)MEDICION DE VELOCIDAD ; Y C)LOGICA	Dibujado por: Mario Egas Revisado por:	
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL	lá.m. N° 1 de:1	Fecha: XI / 91

A) TARJETA DE SCR's DEL INVERSOR



B) TARJETA DE DIODOS DEL RECTIFICADOR



FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

Dpto. E. Control

Tarjetas N° 5y6

TARJETAS DE: A) SCR's DEL INVERSOR (5)

Dibujado por: Mario Egas

B) DIODOS DEL RECTIFICADOR (6)

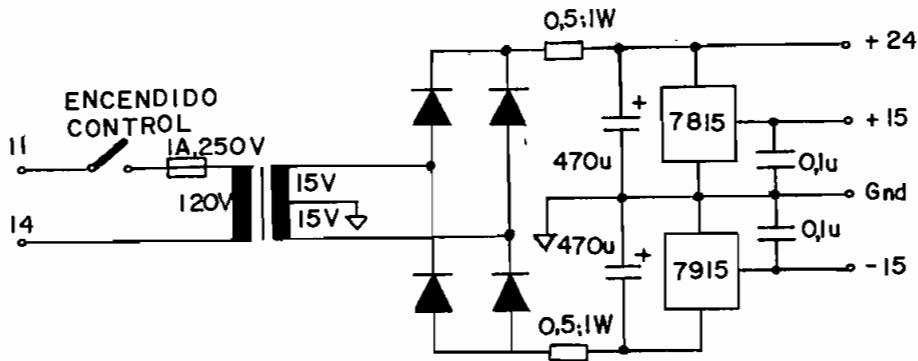
Revisado por :

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

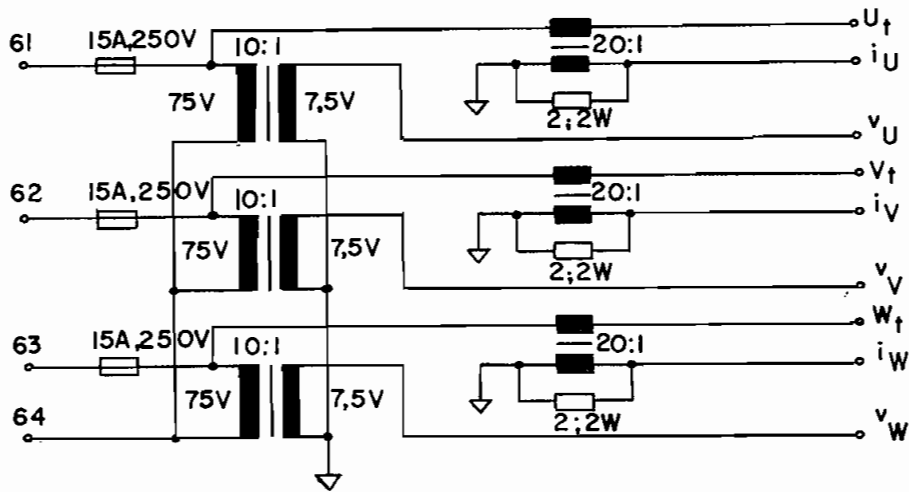
Fecha: XI/91

lám. N°1 de 1

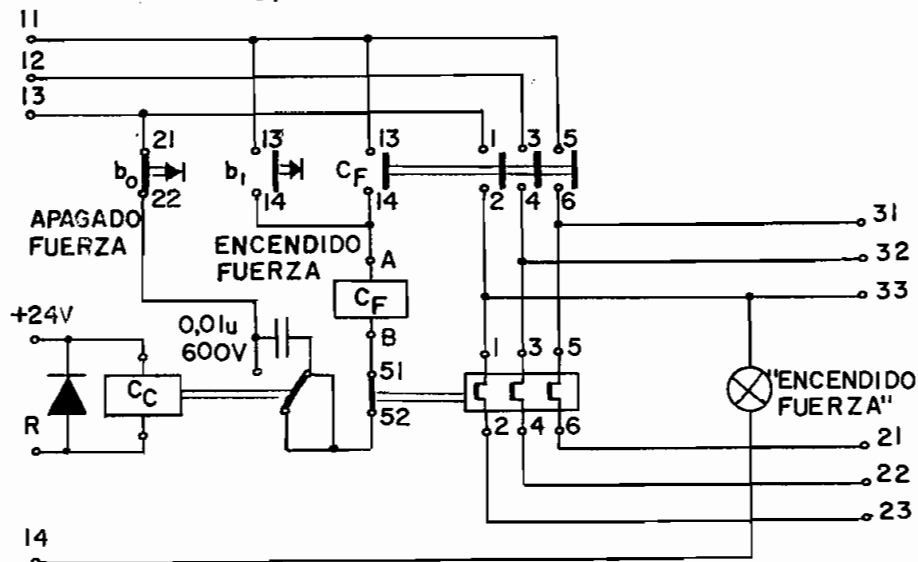
A) FUENTE DE PODER



B) TRANSFORMADORES DE CORRIENTE Y VOLTAJE



C) CONTACTOR Y RELE TERMICO



FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

Dpto. E.y Control

Tarjetas N° 7,8y9

TARJETAS DE: A) FUENTE DE PODER (7)

Dibujado por: Maria Egas

B) TRANSFORMADORES DE CORR. Y VOLT. (8)

Revisado por:

C) CONTACTOR Y RELE TERMICO (9)

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

lám. N° 1 de 1

Fecha: XI/91