

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**CONTROL DE MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA CON
RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO
DE ONDA COMPLETA**

**INFORME DE SUFICIENCIA
PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:
INGENIERO ELECTRÓNICO**

**PRESENTADO POR:
FIDEL ERNESTO TICSE CAMPOSANO**

**PROMOCIÓN
2002-II**

**LIMA-PERÚ
2013**

**CONTROL DE MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA CON
RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO
DE ONDA COMPLETA**

Dedicada a mi familia,
En especial a mi esposa
y a mis hijos

SUMARIO

En el presente trabajo se describe el diseño de un control de velocidad de motores de corriente continua con rectificador trifásico controlado de onda completa, ello debido a la necesidad de la industria local que utiliza motores de corriente continua (textiles, imprentas, papeleras, etc.) de contar con un sistema de control de este tipo, teniendo en cuenta además que el equipamiento o sistemas completos de control son escasos localmente o inexistentes.

Para la solución se han evaluado tres tipos de rectificadores trifásicos, optando por el rectificador controlado de onda completa, el cual está formado por un puente trifásico de seis tiristores que operan en el 1er y 2do cuadrante. Esta solución es económica, de circuito de control relativamente simple y empleados principalmente para motores DC de mediana potencia, en procesos industriales.

En la unidad lógica de control se han aplicado las técnicas de control digital PID en lazo cerrado usando la transformada Z. El algoritmo de control digital PID se ha realizado usando un micro controlador PIC16F877. La programación se ha hecho en lenguaje ensamblador, haciendo uso del entorno de programación MPLAB V8.2.

El diseño de los circuitos se explica en dos capítulos principales: Etapa de potencia, y Etapa de control electrónico. Se ha dedicado un último capítulo para explicar la estrategia de control incluyendo las fórmulas respectivas.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I	
PLANTEAMIENTO DE INGENIERÍA DEL PROBLEMA	3
1.1 Descripción del problema	3
1.2 Objetivos del trabajo.....	3
1.3 Evaluación del problema	3
1.3.1 Sistema semi controlado	4
1.3.2 Sistema controlado por IGBT.....	4
1.3.3 Sistema totalmente controlado	5
1.3.4 Conclusión de análisis.....	6
1.4 Alcance del trabajo	6
CAPÍTULO II	
MARCO TEÓRICO	7
2.1 Rectificadores trifásicos.....	7
2.2 Rectificadores controlados trifásicos.....	10
2.2.1 Tensión de Salida en un Rectificador sin Inductancia de Línea	10
2.2.2 Estudio de Corrientes en un Rectificador sin Inductancia de Línea	12
2.2.3 Rectificador Controlado con Inductancia de Línea.....	14
2.2.4 Rectificador Controlado con carga R-L-Generador	16
CAPÍTULO III	
SISTEMA DE CONTROL	18
3.1 Etapa de potencia.....	19
3.1.1 Filtro de Choque	19
3.1.2 Puente de tiristores.....	20
3.1.3 Panel de contactores.....	25
3.2 Etapa de control electrónico	26
3.2.1 Transformador de alimentación	27
3.2.2 Unidad de mando	27
3.2.3 Unidad lógica principal.....	28
3.3 Sistema de comando	36
3.3.1 Algoritmo del control PID	36
3.3.2 Tiempo de muestreo.....	37

3.3.3	Secuencia de conducción en puente completo.....	37
3.3.4	Sintonización	39
3.3.5	Plataforma de desarrollo.....	40
3.3.6	Programa del microcontrolador.....	40
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		50
ANEXO A		
CRONOGRAMA DE TRABAJO		51
ANEXO B		
RELACIÓN DE COSTOS		53
BIBLIOGRAFÍA.....		55

INTRODUCCIÓN

El trabajo surge por la necesidad de la industria local usuaria de motores de corriente continua (textiles, imprentas, papeleras, etc.) de contar con un sistema de este tipo. La solución se aplica a un caso de estudio correspondiente a un motor de 200 HP, utilizado en una imprenta local.

Las pequeñas fábricas y talleres han continuado utilizando motores DC para sus aplicaciones y procesos, es decir arranque, potencia, mando, etc., a diferencia de las fábricas a gran escala que han incorporado sistemas con motores de corriente alterna.

Las fábricas de mediana y pequeña escala, consideran que los sistemas de corriente alterna son demasiado costosos, por ello prefieren adquirir sistemas de corriente continua (aunque sea de segunda mano).

La ventaja de los motores DC es que poseen mejor torque además su control es más fácil y práctico. Una limitación es que el equipamiento para su control es raro de encontrar localmente. En si no se dispone de una empresa de respaldo que fabrique este tipo de equipos y cumpliendo con los requerimientos del usuario.

Es de recalcar que los equipos de control de motores DC importados son demasiado caros, no hay un soporte técnico local, lo que es importante para asegurar la producción y la disponibilidad. Un aspecto importante a destacar es que en el extranjero se ha dejado de desarrollar equipamiento para sistemas de control de motores DC. Por consecuencia los controles deben ser diseñados localmente, como es el caso que se expone en el presente informe.

El informe de suficiencia está organizado en tres capítulos:

- Capítulo 1 - Planteamiento de Ingeniería del Problema.- En el cual se enuncia el problema de ingeniería, se plantea el objetivo, se determina el alcance y se evalúa la problemática.
- Capítulo 2 - Marco teórico.- Se desarrollan los aspectos teóricos más relevantes relacionados a la solución del problema de ingeniería. Se toca fundamentalmente lo relacionado a los rectificadores trifásicos y a los rectificadores controlados trifásicos.
- Capítulo 3 - Diseño de la solución.- Organizado en tres partes: 1) Etapa de potencia en donde se presenta el esquema general y se desarrollan los siguientes ítems: Filtro de choque, puente de tiristores y panel de contactores. Se incluye el cálculo y selección correspondientes. 2) Etapa de control electrónico en donde se presenta el esquema de

esta etapa y se desarrollan los siguientes circuitos y elementos: Transformador de alimentación, unidad de mando, unidad lógica principal. Esta última abarca: al microprocesador y el display, el circuito de sincronización, el circuito de detección de pérdida de fase y de arranque suave, el circuito de disparo, y los relés. 3) Filosofía de control, en donde se presenta el esquema de control y se desarrolla los siguientes ítems: Algoritmo de control PID, Tiempo de muestreo, secuencia de conducción en puente completo, sintonización, plataforma de programación.

Además se incluye el cronograma de trabajos y la relación de costos en el anexo A y B, respectivamente.

CAPÍTULO I PLANTEAMIENTO DE INGENIERÍA DEL PROBLEMA

En este capítulo se explica el problema de ingeniería y se precisan los objetivos del informe. También se hace una evaluación de la problemática y se establecen los alcances del proyecto desarrollado.

1.1 Descripción del problema

Necesidad de la industria local usuaria de motores de corriente continua (textiles, imprentas, papeleras, etc.) de contar con un sistema de control de sus motores DC.

Esto se resume en:

- Inexistencia de equipamiento en el mercado local.
- Equipamiento importado es costoso, sin soporte local y con desarrollo discontinuado.

El desarrollo de un sistema de control propietario, brinda enormes beneficios: económico, a medida y con soporte local.

1.2 Objetivos del trabajo

Proporcionar una solución capaz de controlar motores de corriente continua mediante un rectificador trifásico controlado de onda completa.

El tipo de control es de lazo cerrado con control digital PID. Por lo tanto se considera en la solución dos aspectos principales:

- La etapa de potencia.
- La etapa de control electrónico.

1.3 Evaluación del problema

Muchas fábricas y talleres han permanecido haciendo uso de motores DC de diversas características, para sus aplicaciones industriales y procesos de producción (arranque, potencia, mando, etc.). Esto a diferencia de las nuevas fábricas (de gran escala) que han implementado sus sistemas con motores de corriente alterna.

Por otra parte, las fábricas de mediana y pequeña escala, encuentran a estos sistemas de corriente alterna demasiado costosos, por ello optan por adquirir sistemas de segunda mano que trabajan con corriente continua.

Los motores DC poseen mejor torque y su control es mucho más fácil y práctico. El problema es que el equipamiento para su control es muy escaso o casi inexistente. No existe una empresa seria que fabrique este tipo de equipos que cumplan con los

requerimientos del usuario.

En cuanto a los equipos de control de motores DC importados, estos son sumamente costosos, no existe un soporte técnico local, aspecto limitante teniendo en cuenta que la generación de riqueza de las empresas se basa en su producción y la disponibilidad es un factor determinante. Carecer de soporte local afectaría a la empresa en caso de requerir un mantenimiento o reparación. Es de agregar que en el extranjero se ha dejado de desarrollar equipamiento para sistemas de control de motores DC.

Las alternativas para dar solución a esta problemática podrían resolverse haciendo uso de rectificadores trifásicos. A continuación se analizan estas tres opciones [1], pero tomando en consideración que el caso de estudio es un motor de 200 HP:

- Semi controlados: Haciendo uso de tres tiristores y tres diodos.
- Controlados por IGBT: Haciendo uso de transistores bipolares de puerta aislada.
- Totalmente controlados: Haciendo uso seis tiristores.

1.3.1 Sistema semi controlado

En la Figura 1.1 se muestra el esquema respectivo:

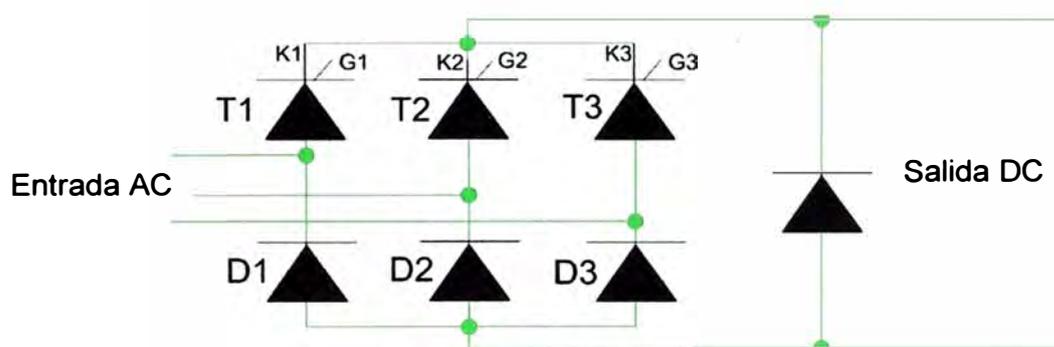


Figura 1.1 Esquema de sistema semi-controlado (Fuente: Referencia [1])

Aspectos básicos:

- Formado por un puente trifásico de 03 tiristores y 03 diodos con un diodo de libre circulación. Opera en el 1er cuadrante. No hay retorno de energía hacia la entrada AC.

Ventajas:

- Económico, circuito de control simple
- Satisface aplicaciones diversas como cargadores de batería, pequeños motores de corriente continua.

Desventajas:

- No recomendable para mayores potencias (no más de 120 KW normalmente) básicamente por no permitir retorno de energía a la entrada.

1.3.2 Sistema controlado por IGBT

En la Figura 1.2 se muestra el esquema respectivo:

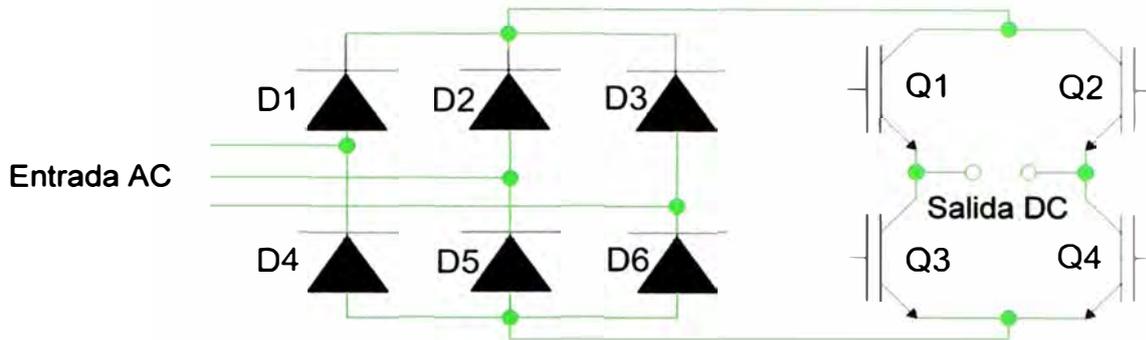


Figura 1.2 Esquema de sistema controlado por IGBT (Fuente: Referencia [1])

Aspectos básicos:

- Formado por un puente trifásico de 06 diodos para el Bus DC y 04 IGBTs en puente H.
- Retorno de energía hacia el Bus DC.

Ventajas:

- Por la alta frecuencia de conmutación el filtrado de la salida es más fácil y se pueden colocar filtros pequeños obteniendo un rizado mínimo.
- Utilizado normalmente en motores DC de pequeña potencia, de buen desempeño en servomotores.

Desventajas:

- No recomendable para mayores potencias.
- Circuito de control complejo y pérdidas de potencia por disipación adicionales por incorporación de los IGBT.

1.3.3 Sistema totalmente controlado

En la Figura 1.3 se muestra el esquema respectivo:

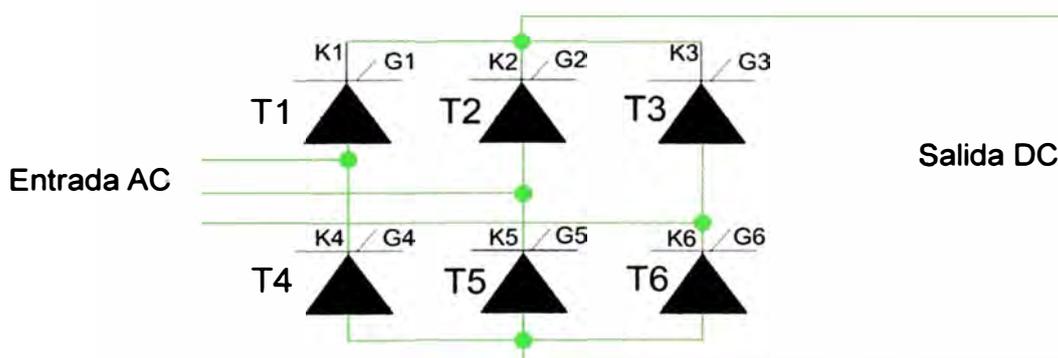


Figura 1.3 Esquema de sistema totalmente controlado (Fuente: Referencia [6])

Aspectos básicos:

- Formado por un puente trifásico de 06 tiristores. Opera en el 1er y 2do cuadrante. Hay retorno de energía hacia la entrada AC (durante la porción del 2do cuadrante).

Ventajas:

- Circuito de control relativamente simple.

- Empleados principalmente para motores DC de mediana potencia, en procesos industriales.

Desventajas:

- Es algo más costoso que el rectificador Semicontrolado por el cambio de los 3 diodos por tiristores así como por el aumento de la lógica de control.

1.3.4 Conclusión de análisis

De lo anteriormente evaluado, se puede deducir que la mejor solución propuesta para este caso es el sistema totalmente controlado..

1.4 Alcance del trabajo

El informe se enfoca en explicar el diseño de un control para un motor de corriente continua de 200 HP, haciendo uso de un rectificador trifásico controlado de onda completa.

A continuación se muestra el motor del caso de estudio (Figura 1.4):



Figura 1.4 Motor del caso de estudio (Fuente: Propia)

Sus características:

- Potencia nominal: 200 HP
- Tensión de armadura: 500 VDC
- Tensión de campo: 260 VDC
- Corriente de armadura: 370 A
- Corriente de campo: 3 A
- Revoluciones por minuto: 1750 rpm

CAPÍTULO II MARCO TEÓRICO

En este capítulo se desarrollan los aspectos teóricos más relevantes relacionados a la solución del problema de ingeniería.

Se toca fundamentalmente lo relacionado a los rectificadores trifásicos y a los rectificadores controlados trifásicos.

2.1 Rectificadores trifásicos

Los rectificadores trifásicos se utilizan comúnmente en la industria para producir tensión y corriente continuas para grandes cargas. En la figura 2.1 a se muestra el rectificador trifásico en puente. El generador trifásico de tensión está equilibrado y la secuencia de fases es a-b-c. En el análisis inicial del circuito se supondrá que el generador y los diodos son ideales.

He aquí algunas observaciones básicas sobre el circuito:

- La ley de Kirchhoff para las tensiones aplicada al circuito muestra que solo puede conducir un diodo a la vez en la mitad superior del puente (D_1 , D_3 , D_5). El diodo en estado de conducción tendrá su ánodo conectado a la tensión de fase de mayor valor en ese instante.
- La ley de Kirchhoff para las tensiones también muestra que solo puede conducir un diodo a la vez en la mitad inferior del puente (D_2 , D_4 o D_6). El diodo en estado de conducción tendrá su cátodo conectado a la tensión de fase de menor valor en ese instante.
- D_1 y D_4 no podrán conducir al mismo tiempo como consecuencia de las observaciones 1 y 2. De la misma manera, tampoco podrán conducir simultáneamente D_3 y D_6 , ni D_5 y D_2 .
- La tensión de salida en la carga es una de las tensiones de línea a línea del generador por ejemplo, cuando D_1 y D_2 conducen, la tensión de salida es V_{ca} . Además, la tensión línea a línea de mayor valor determinará los diodos que estarán en conducción. Por ejemplo, cuando la mayor tensión línea a línea sea V_{ca} , la salida será V_{ca} .
- Existen seis combinaciones de tensiones línea a línea (tres fases combinadas de dos en dos). Si se considera que un periodo del generador son 360° , la transición de la tensión línea a línea de mayor valor deberá producirse cada $360^\circ/6=60^\circ$. El circuito se denomina

rectificador de seis pulsos debido a las seis transiciones que se producen en cada periodo de la tensión de generador.

- La pulsación fundamental de la tensión de salida 6ω , donde ω es la pulsación del generador trifásico.

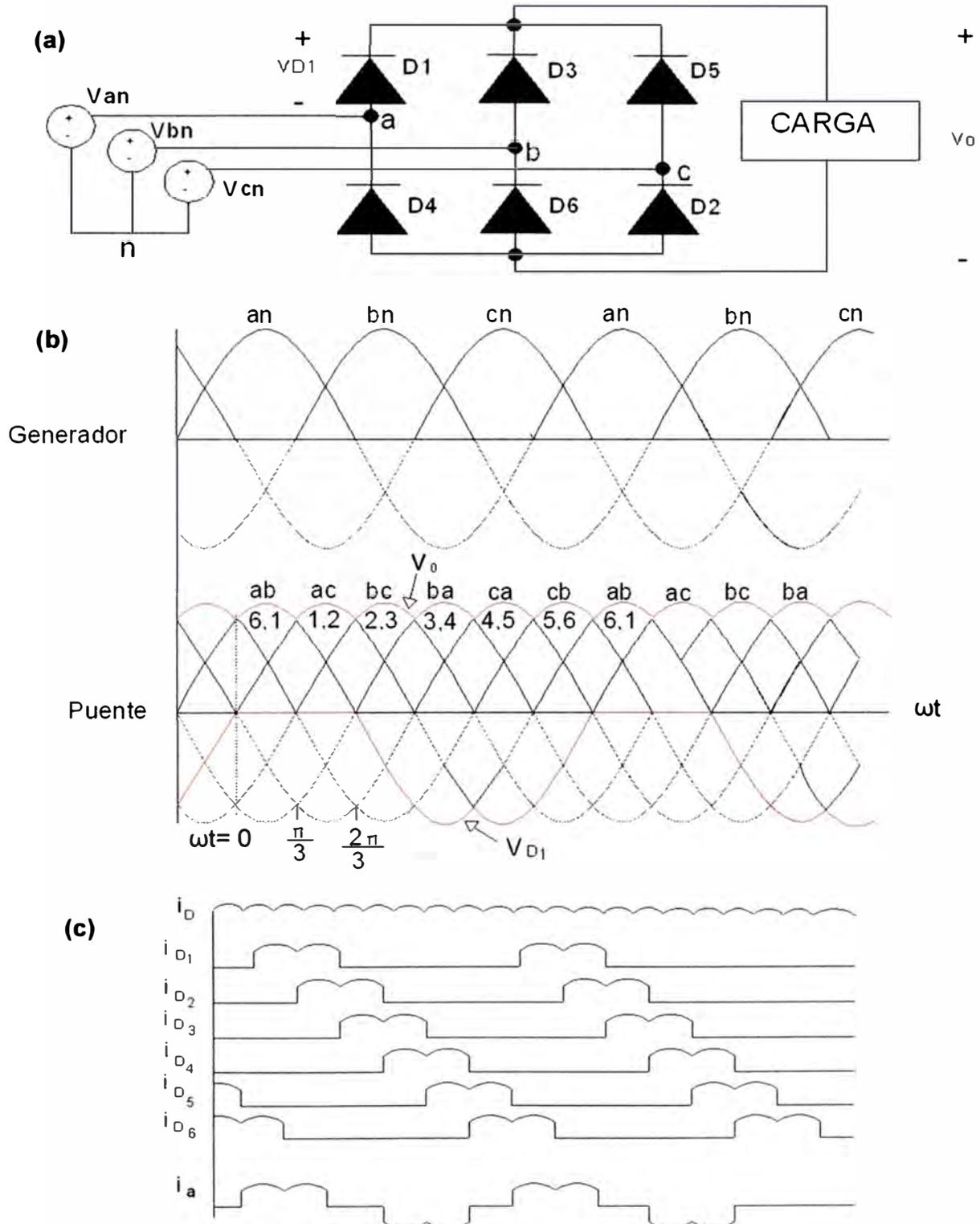


Figura 2.1 (a) Rectificador trifásico en puente. (b) Tensión del generador y tensiones de salida (c) Corrientes para una carga resistiva (Fuente: Ref [1] Cap. 4, Pag. 152).

En la figura 2.1 b se muestran las tensiones de fase y las combinaciones de las tensiones línea a línea resultantes en un generador trifásico equilibrado.

En la Figura 2.1 se muestra la corriente de cada diodo del puente para una carga resistiva. Los diodos conducen por pares (6,1)(1,2)(2,3)(3,4)(4,5)(5,6)(6,1)... . Los diodos se activan siguiendo la secuencia 1, 2, 3, 4, 5, 6, 1,

La corriente en un diodo en conducción es igual a la corriente de carga. Para calcular la corriente en cada fase del generador se aplicará la ley de Kirchhoff.

$$\begin{aligned}i_a &= i_{D_1} - i_{D_4} \\i_b &= i_{D_3} - i_{D_6} \\i_c &= i_{D_5} - i_{D_2}\end{aligned}\tag{2.1}$$

Cada diodo conduce una tercera parte del tiempo, por lo que

$$\begin{aligned}I_{D,avg} &= \frac{1}{3} I_{0,avg} \\I_{D,rms} &= \frac{1}{\sqrt{3}} I_{0,rms} \\I_{s,rms} &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{0,rms}\end{aligned}\tag{2.2}$$

La potencia aparente del generador trifásico es:

$$S = \sqrt{3} V_{L-L,rms} I_{S,rms}\tag{2.3}$$

La tensión inversa máxima en bornes de un diodo es la tensión línea a línea de pico. En la Figura 2.1 b se muestra la forma de onda de la tensión en el diodo D_1 . Cuando D_1 conduce, la tensión entre sus bornes es nula. Si D_1 está al corte, la tensión de salida es V_{ab} cuando D_3 conduce y V_{ca} cuando D_5 conduce.

La tensión periódica de salida está definida como $V_0(\omega t) = V_{m,L-L} \text{sen}(\omega t)$ para el rango de $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$. Los coeficientes de la serie de Fourier de los términos seno son nulos por simetría, por lo que podemos expresar la serie de Fourier para la tensión de salida de la siguiente manera:

$$V_0(t) = V_0 + \sum_{n=6, 12, 18, \dots}^{\infty} V_n \cos(n\omega_0 t + \pi)\tag{2.4}$$

El valor medio o de continua de la tensión de salida es

$$V_0 = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_{m,L-L} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{3V_{m,L-L}}{\pi} = 0,955 V_{m,L-L}\tag{2.5}$$

Donde $V_{m,L-L}$ es la tensión línea de pico del generador trifásico, que es $\sqrt{2} V_{m,L-L,rms}$.

Las amplitudes de los términos de tensión alterna son:

$$V_n = \frac{6V_{m,L-L}}{\pi(n^2-1)} \quad n=6, 12, 18 \quad (2.6)$$

Como la tensión de salida es periódica, con un periodo de 1/6 de la tensión del generador de alterna, los armónicos a la salida son de orden $6k\omega$, siendo $K=1, 2, 3, \dots$. Una ventaja del rectificador trifásico con respecto al rectificador monofásico es que la salida es inherentemente, como una tensión continua y los armónicos de alta frecuencia y baja amplitud permiten que los filtros sean eficaces.

En muchas aplicaciones, al conectar una carga que tenga una bobina serie se produce una corriente de carga esencialmente continua. En la Figura 2.2 se muestra la corriente en los diodos y en las líneas de alterna para una corriente de carga continua. La serie de fourier de las corrientes en la fase a de la línea de alterna es la siguiente.

$$I_a(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0 (\cos\omega_0 t - \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t - \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t) \dots \quad (2.7)$$

Que está formada por los términos del sistema de alterna a la frecuencia fundamental y por los armónicos de orden $6k\omega$ 1, $k = 1, 2, 3, \dots$

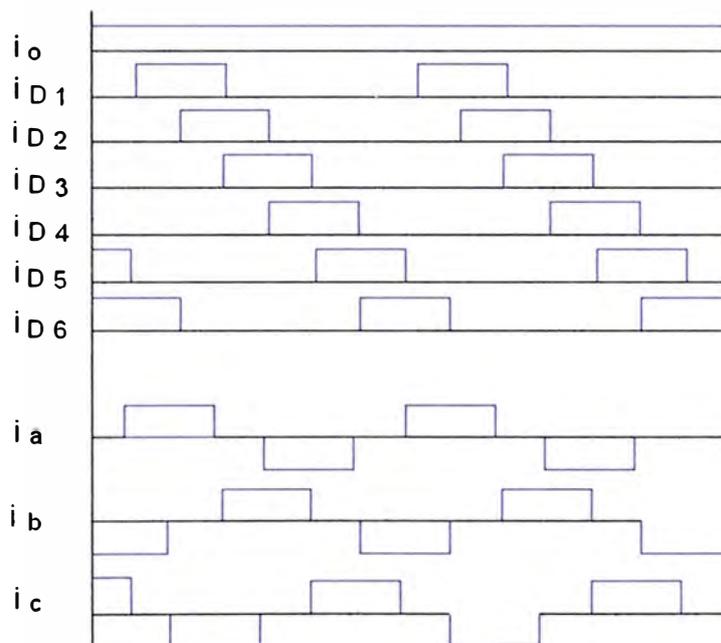


Figura 2.2 Corrientes del rectificador trifásico cuando se filtra la salida (Fuente: Ref. [1])

Como estas corrientes armónicas podrían presentar problemas en el sistema de alterna, suele ser necesario utilizar filtros para impedir que entren en dicho sistema.

2.2 Rectificadores controlados trifásicos

Se puede controlar la salida del rectificador la salida del rectificador trifásico sustituyendo los SCR por diodos.

2.2.1 Tensión de Salida en un Rectificador sin Inductancia de Línea

Cuando se utilizan SCR, la conducción no se produce hasta que se aplica una señal de puertas estando el SCR polarizado en directa. Por tanto, se puede retrasar la

transición de la tensión de salida a la tensión instantánea máxima línea a línea del generador.

El ángulo de disparo α está referenciado con respecto al punto donde comenzaría a conducir el SCR si fuese un diodo. El ángulo de disparo es el intervalo entre el momento en el cual se polariza en directa el SCR y el momento de aplicación de la señal de puerta. En la figura 2.3 b se muestra la salida del rectificador controlado con un ángulo de disparo de 45° .

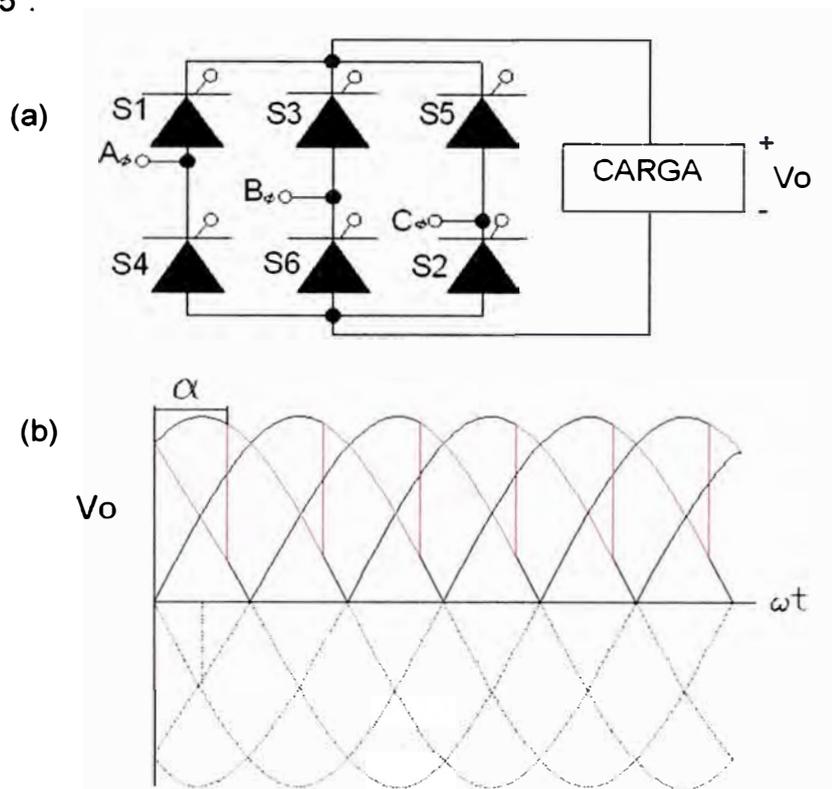


Figura 2.3 (a) Rectificador trifásico controlado. (b) Tensión de salida para $\alpha=45^\circ$

La tensión media de salida es:

$$V_0 = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3+\alpha} V_{m,L-L} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{3V_{m,L-L}}{\pi} \cos\alpha \quad (2.8)$$

La ecuación 2.8 muestra que la tensión media de salida disminuye al aumentar el ángulo de disparo α .

Los armónicos de la tensión de salida siguen siendo de orden $6k$, pero las amplitudes son funciones de α . En la figura 2.4 se muestran las tres primeras amplitudes normalizadas de los armónicos.

La forma de onda de la tensión salida V_o depende del ángulo de disparo como se muestra en la figura 2.5.

Para ángulos mayores que 90° la tensión de salida del puente será negativa.

- $0 < \alpha < 90^\circ$ $V_o > 0 \rightarrow$ funcionamiento como rectificador
- $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ $V_o < 0 \rightarrow$ funcionamiento como inversor

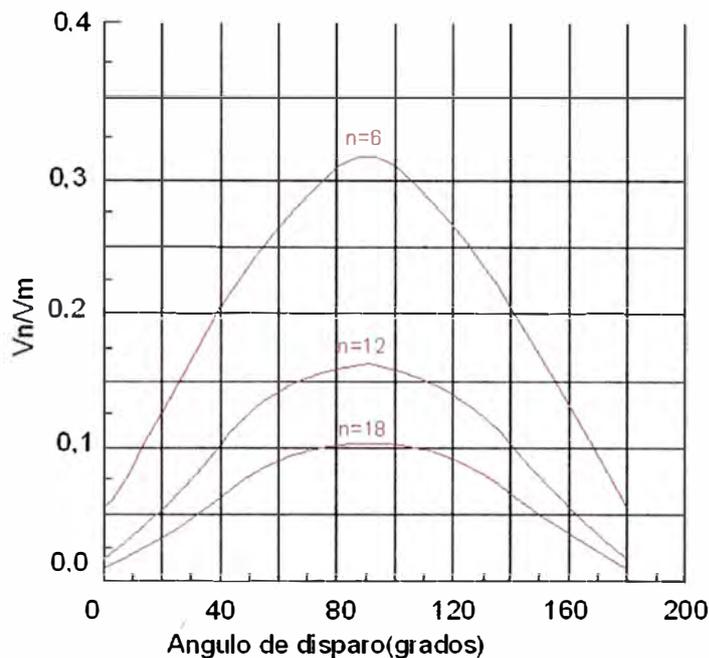


Figura 2.4 Armónicos normalizados de la tensión de salida en función del ángulo de disparo (en grados) para un rectificador trifásico (Fuente: Referencia: [1])

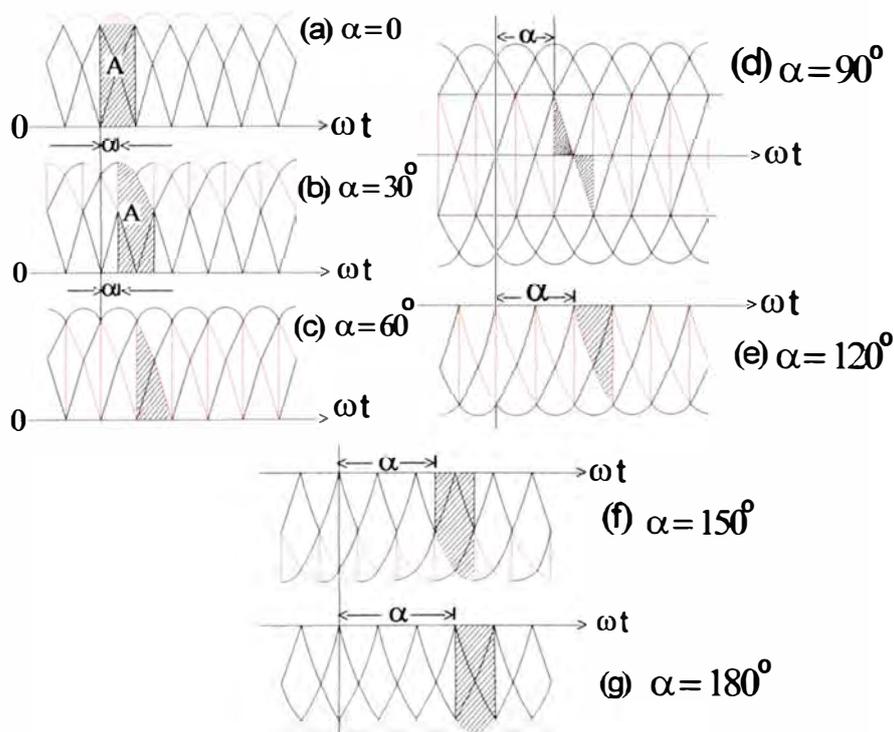


Figura 2.5 Formas de onda del voltaje de salida en función de α ; $V_{o\alpha} = A/(\pi/3)$, [7]

2.2.2 Estudio de Corrientes en un Rectificador sin Inductancia de Línea

Considérese el esquema de la figura 2.6. con una corriente de salida continua pura. Las formas de onda para la corriente de línea i_a y su componente fundamental i_{a1} se muestran en la Figura 2.7. El contenido de armónicos se muestra en la Figura 2.8. La

Figura 2.9 muestra la forma de onda de la corriente de línea en función del ángulo α

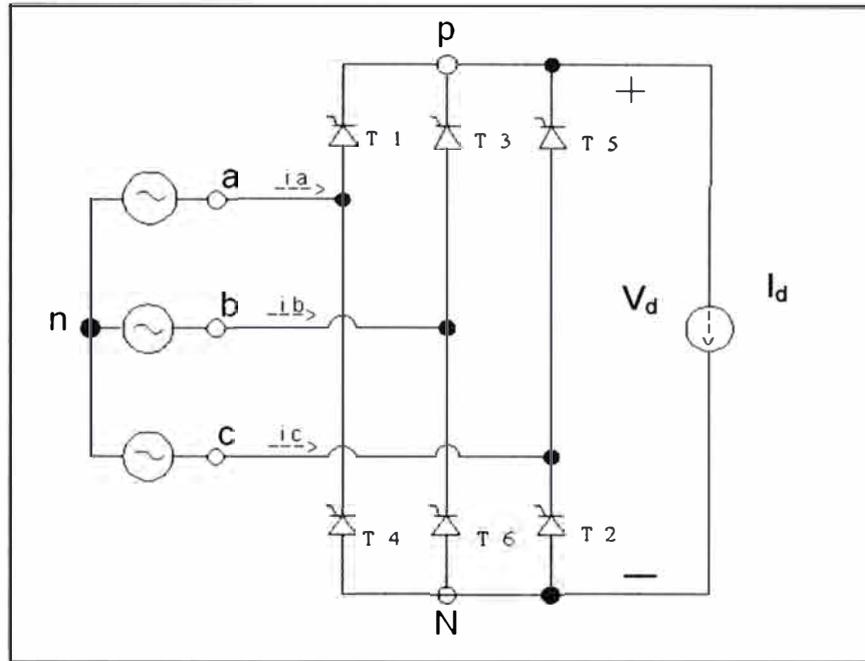


Figura 2.6 Esquema para el estudio de corrientes de un Rectificador Controlado sin inductancia de línea (Fuente: Referencia: [7])

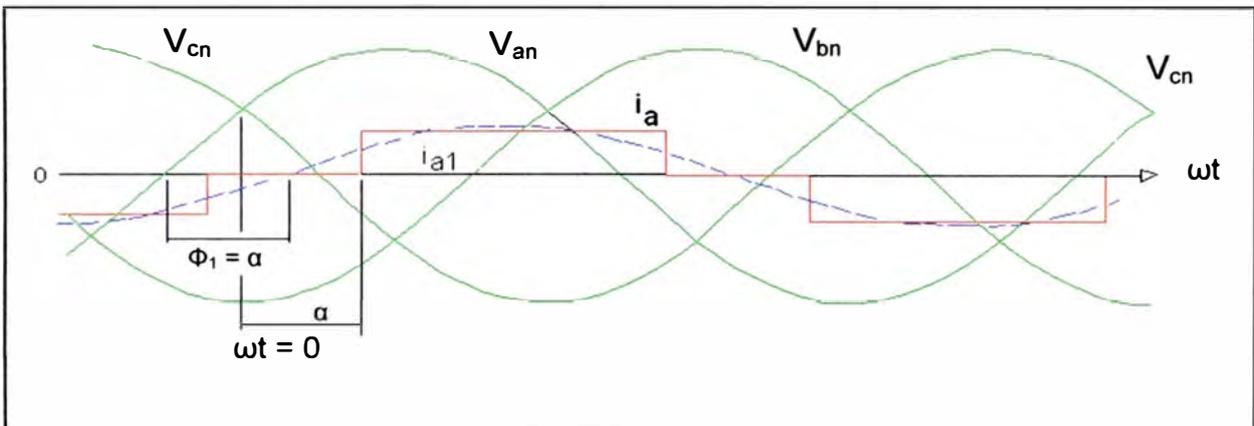


Figura 2.7 Forma de onda de la corriente de línea (Fuente: Referencia: [7])

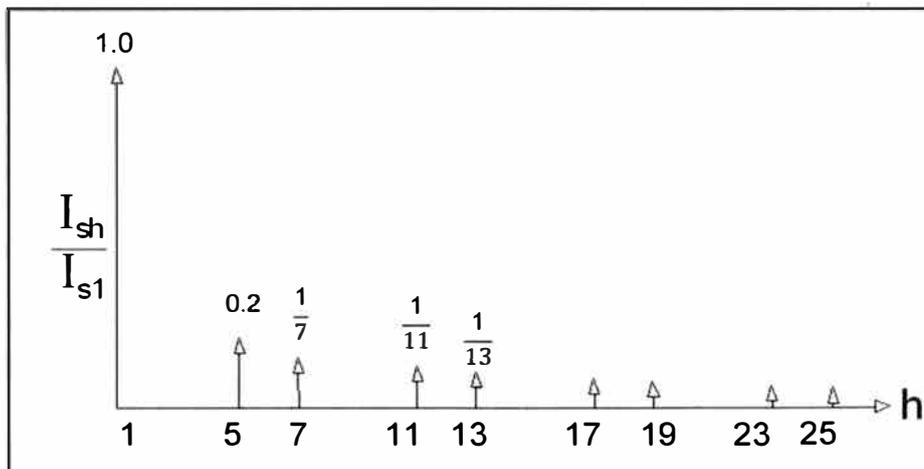


Figura 2.8 Contenido de armónicos en la corriente de línea (Fuente: Referencia: [7])

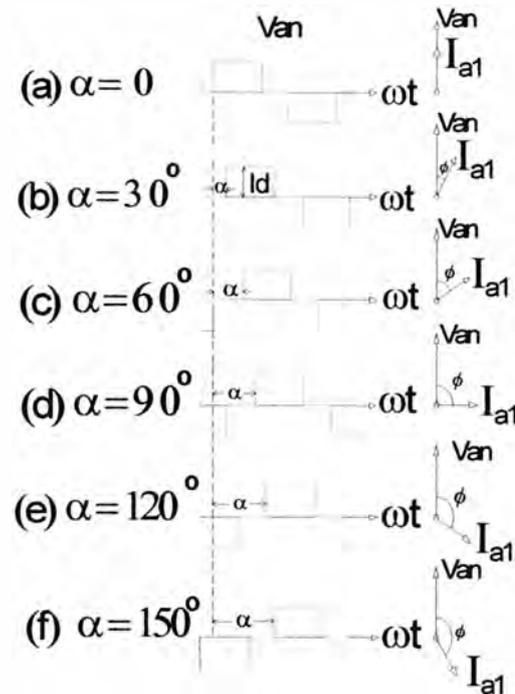


Figura 2.9 Forma de onda de la corriente de línea en función del ángulo α (Fuente: [7])

2.2.3 Rectificador Controlado con Inductancia de Línea

Para atenuar las componentes armónicas de la corriente de línea que se producen se pueden colocar inductancias en la línea trifásica actuando como filtros.

El estudio de este caso considera una corriente de salida puramente continua como en la figura 2.10.

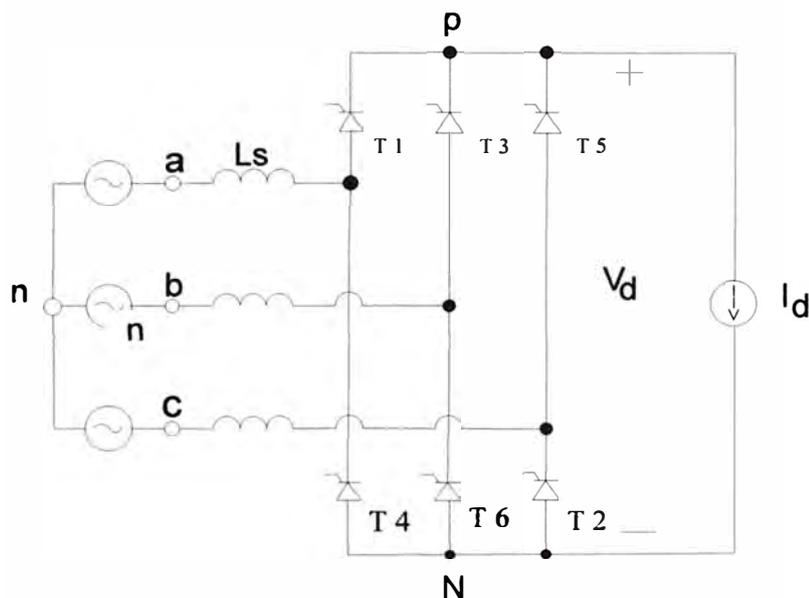


Figura 2.10 Esquema para el estudio de un Rectificador Controlado con inductancia de línea (Fuente: Referencia: [7])

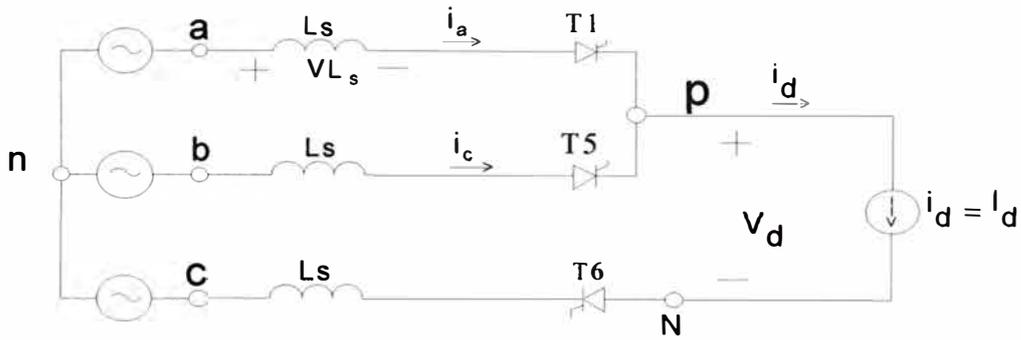


Figura 2.11 Esquema circuital de un segmento de conducción para el análisis de la conmutación (Fuente: Referencia: [7])

Con el esquema anterior se puede obtener los gráficos de conmutación (Figura 2.11)

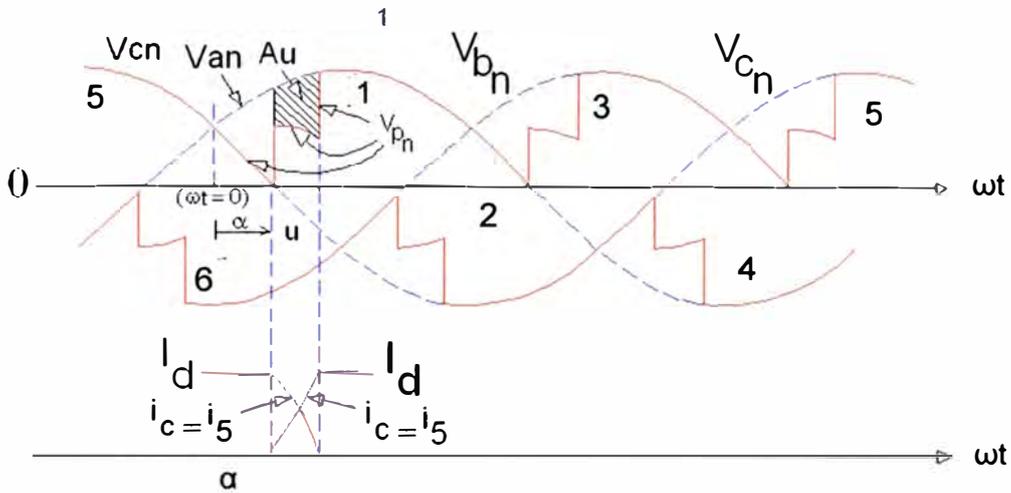


Figura 2.11 Conmutación de voltaje de salida con inductancia de línea (Fuente: [7])

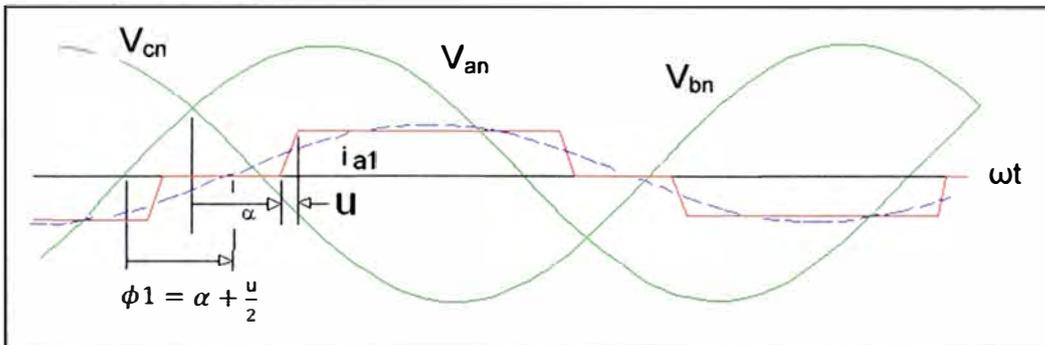


Figura 2.12 Forma de onda de la corriente de línea y su componente fundamental (Fuente: Referencia: [7])

Con la incorporación de la inductancia se logra disminuir el thdi agregada a la línea.

La Figura 2.14 y la Tabla 2.1 muestran valores normalizados de la composición armónica de la corriente de la línea.

Tabla 2.1 Relación normalizada de las corrientes armónicas respecto a la fundamental.

	h	5	7	11	13	17	19	23	25
Típico	I_h/I_1	0.17	0.1	0.04	0.03	0.02	0.01	0.01	0.01
Ideal	I_h/I_1	0.2	0.14	0.09	0.07	0.06	0.05	0.04	0.04

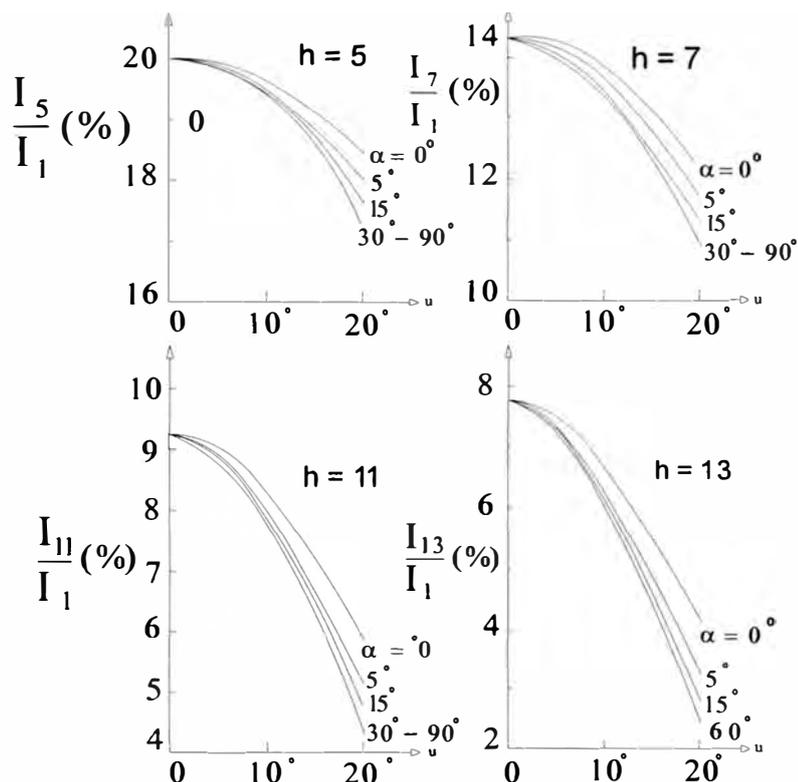


Figura 2.13 Corrientes armónicas normalizadas con la presencia de la inductancia de línea (Fuente: Referencia: [7])

2.2.4 Rectificador Controlado con carga R-L-Generador

En esta parte se estudia al rectificador con una carga que se puede encontrar en la práctica. El modelo de la carga es Aprox. y está hecho en base a un circuito compuesto por una fuente DC, resistencia e inductancia como en la Figura 2.14.

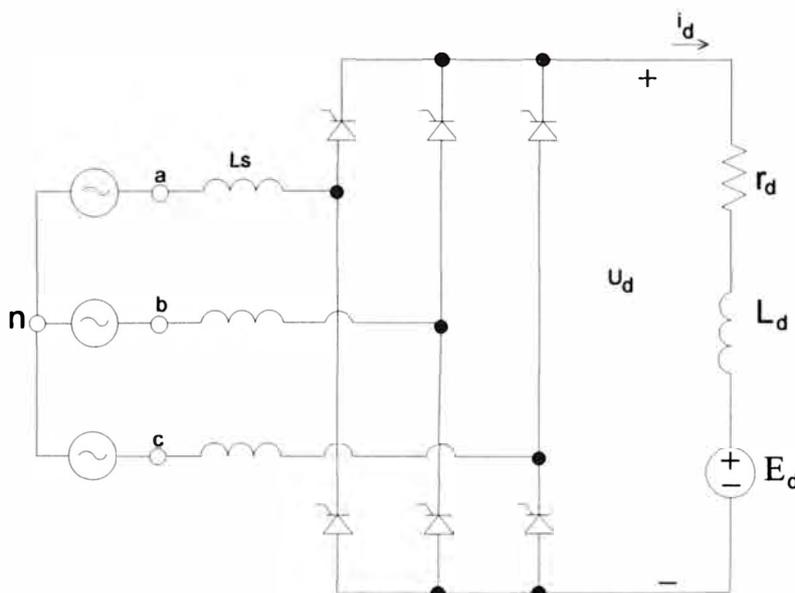


Figura 2.14 Rectificador con carga encontrada en la práctica (Fuente: Referencia: [7])

La corriente de la carga en este caso puede ser continua o discontinua dependiendo de los valores de r_d , L_d y E_d . Las formas de onda de tensión de salida, corriente de línea

y corriente de salida se muestran en las Figuras 2.15, y 2.16.

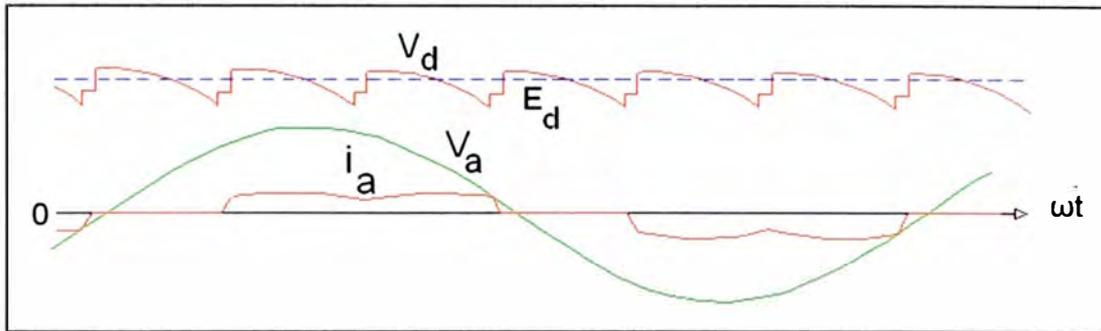


Figura 2.15 Formas de onda en el rectificador con carga R-L-Generador (Fuente: [7])

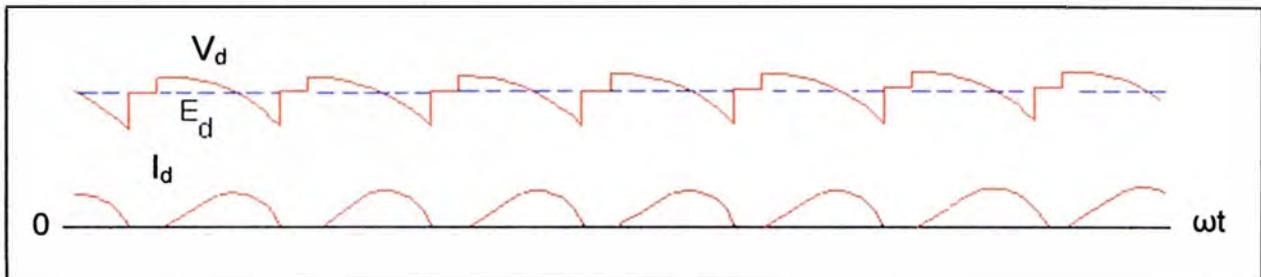


Figura 2.16 Forma de onda en modo de conducción de corriente discontinua (Fuente: [7])

CAPÍTULO III SISTEMA DE CONTROL

En este capítulo el diseño se explica en tres secciones principales, en la primera se desarrolla la etapa de potencia y en la segunda lo correspondiente al diseño de control electrónico, finalmente lo relacionado al sistema de comando (filosofía de control).

En líneas generales, el diseño puede ser esquematizado según se muestra en la Figura 3.1.

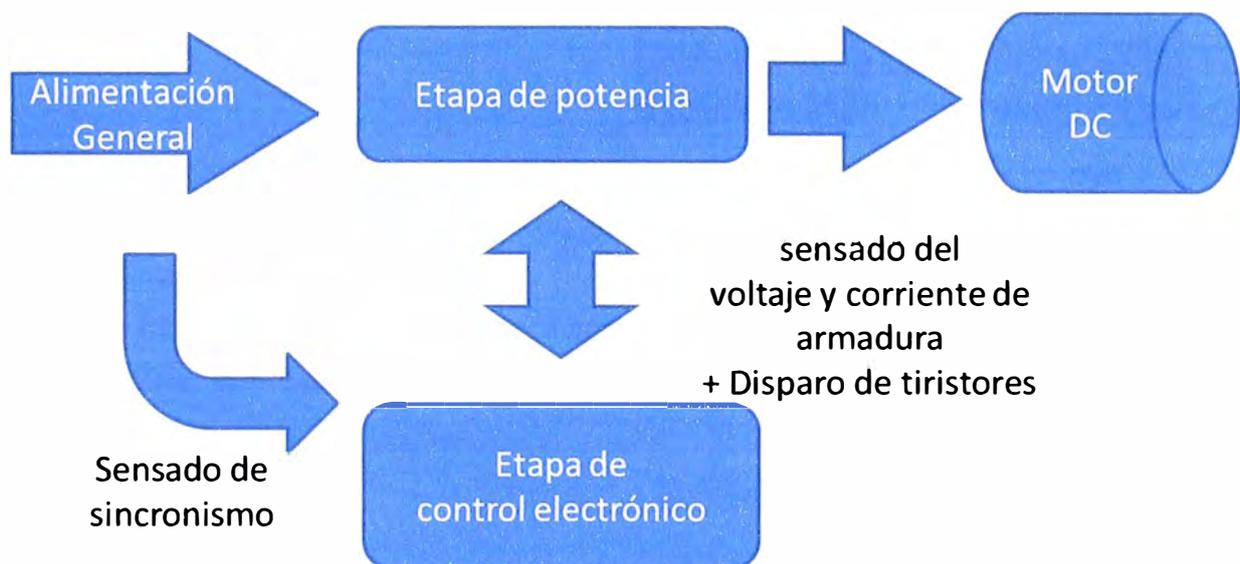


Figura 3.1 Diagrama de bloques de la solución (Fuente: Propia)

Se puede apreciar en la figura anterior, cada una de las etapas principales (potencia y control).

- Se parte de una alimentación trifásica general, con la cual se alimenta la etapa de control electrónico y la etapa de potencia.
- Por un lado, la etapa de control electrónico realiza un sensado de sincronismo a fin de efectuar un adecuado disparo de los tiristores en la etapa de potencia. Este módulo realiza los cálculos para el control de velocidad del motor DC a partir del sensado del voltaje de armadura.
- Por otro lado, el módulo de potencia posee un filtro de choque, un puente de tiristores (seis) y un panel de contactores (sirven para invertir giro). El sensado de voltaje de armadura y de la corriente de armadura se efectúa a la entrada del panel de contactores. Se sensa el voltaje de armadura ya que este guarda relación directa con la velocidad del

motor DC. El sensado de corriente es utilizado para limitarla y prevenir una sobrecarga.

3.1 Etapa de potencia

En esta sección se desarrolla los aspectos técnicos relacionados al diseño de la etapa de potencia.

La Figura 3.2 esquematiza la etapa de potencia:

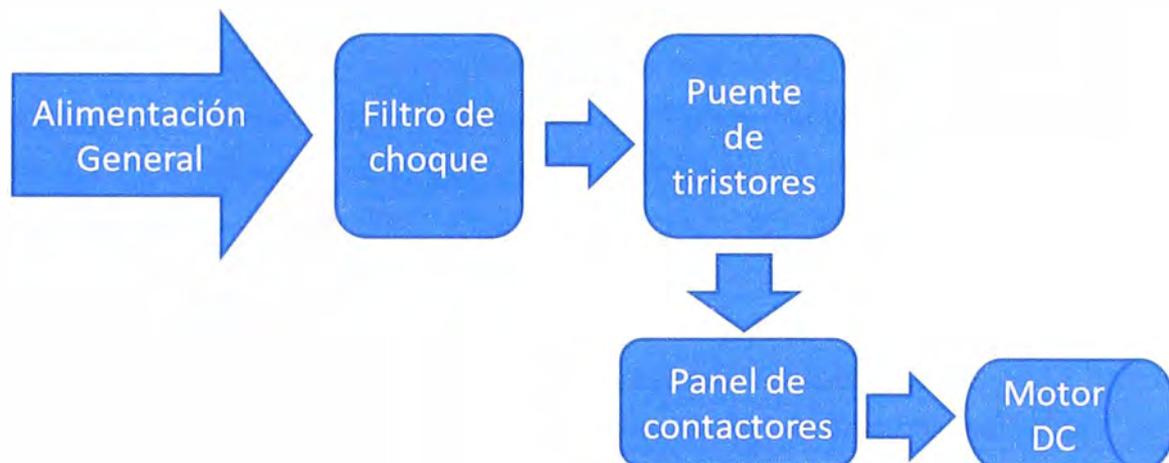


Figura 3.2 Esquema general de la etapa de potencia (Fuente: propia)

A continuación se explica cada uno de los bloques.

3.2.1 Filtro de Choque

El filtro de choque es un componente importante de la etapa de potencia (Figura 3.3). Esto debido a que durante el disparo de los tiristores se producen armónicos y es necesario atenuarlos.

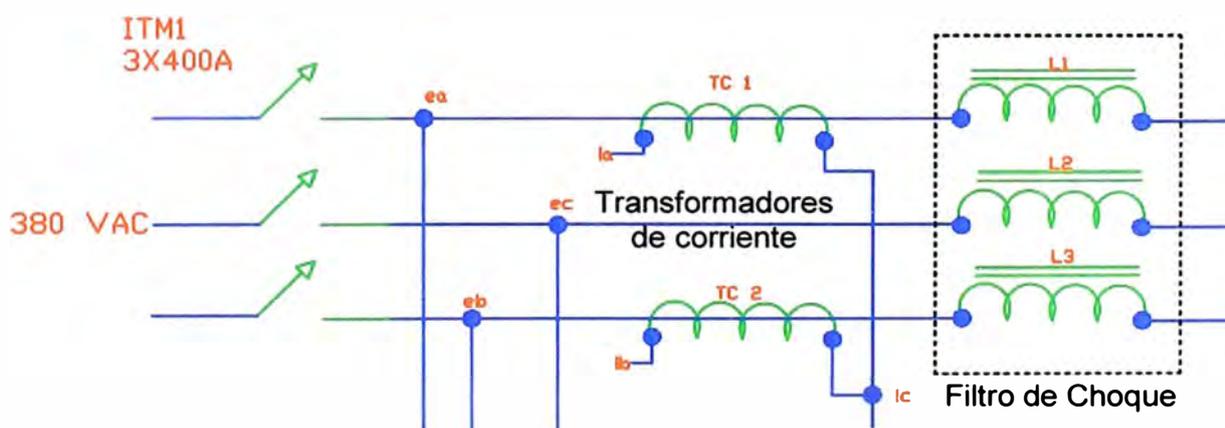


Figura 3.3 Filtro de Choque (Fuente: Propia)

Es importante saber determinar las características que debe cumplir un filtro de choque, ya que se debe adecuar a los requerimientos del sistema a aplicar.

Antes de desarrollar el diseño correspondiente, es necesario explicar que en la Figura 3.3 aparecen tres puntos (ea, eb y ec) con los cuales se logra alimentar a la etapa de control electrónico y se usa para el sensado de sincronismo.

Seguidamente se utilizan transformadores de corriente para sensar la corriente de

entrada (I_a , I_b , I_c). Esto con el propósito de visualizarla a través del display del módulo de control. A continuación se explica el diseño de la reactancia.

Primeramente, la corriente nominal es la misma corriente nominal de la entrada en 380 VAC, de manera que I_L (corriente de inductancia) es el resultado de la siguiente ecuación.

$$I_L = \frac{\text{Potencia de Motor (W)}}{(\text{eficiencia de motor} \times \text{factor de potencia} \times \text{Voltaje de entrada} \times \sqrt{3})} \quad (3.1)$$

Para el caso de estudio, la potencia es de 200 HP, por lo que hay que convertirlo a vatios. La eficiencia es de 80%, el factor de potencia es 0.9, el voltaje de entrada es 380 VAC. De lo que resulta $I_L = 200 \times 746 / (0.80 \times 0.9 \times 380 \times 1.73) = 315$ Amperios

Para el cálculo de la inductancia, se debe considerar que la caída de tensión en la inductancia se aproxima al 5% de la tensión nominal cuando la corriente que atraviese sea de 315 A. La inductancia se calcula con la siguiente ecuación:

$$L = \frac{\% \text{ de Caída de tensión en la inductancia} \times \text{Voltaje nominal}}{(2\pi \times \text{frecuencia} \times I_L)} \quad (3.2)$$

De ahí se tiene que: $L = 0.05 \times 380 / (2 \times 3.1416 \times 60 \times 315) = 0.16$ mH, por tanto puede elegirse una inductancia de 0.16 mH, 315 A, con trabajo a régimen constante.

Con estos datos las inductancias fueron mandadas a fabricar a una empresa eléctrica especializada en construcción de este tipo de componente. La Figura 3.4 muestra una imagen de las inductancias.

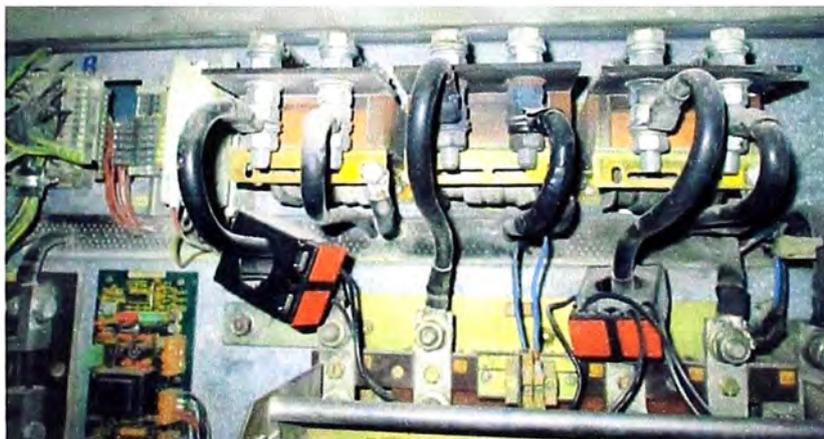


Figura 3.4 Filtro de choque (Fuente: Propia)

3.2.2 Puente de tiristores

En la Figura 3.5 se puede ver que el puente de tiristores está conformado por tres “packs” de dos tiristores cada uno. Cada pack tiene conectado el cátodo de uno con el ánodo del otro, entre cada ánodo y cátodo van conectados un circuito RC, o circuito snubber para reducir el dV/dt . En cada tiristor se puede ver las compuertas de control (G1 a G6). Ahora se procede con el cálculo de los packs tiristor-tiristor que consiste en hallar la corriente rms y la tensión inversa.

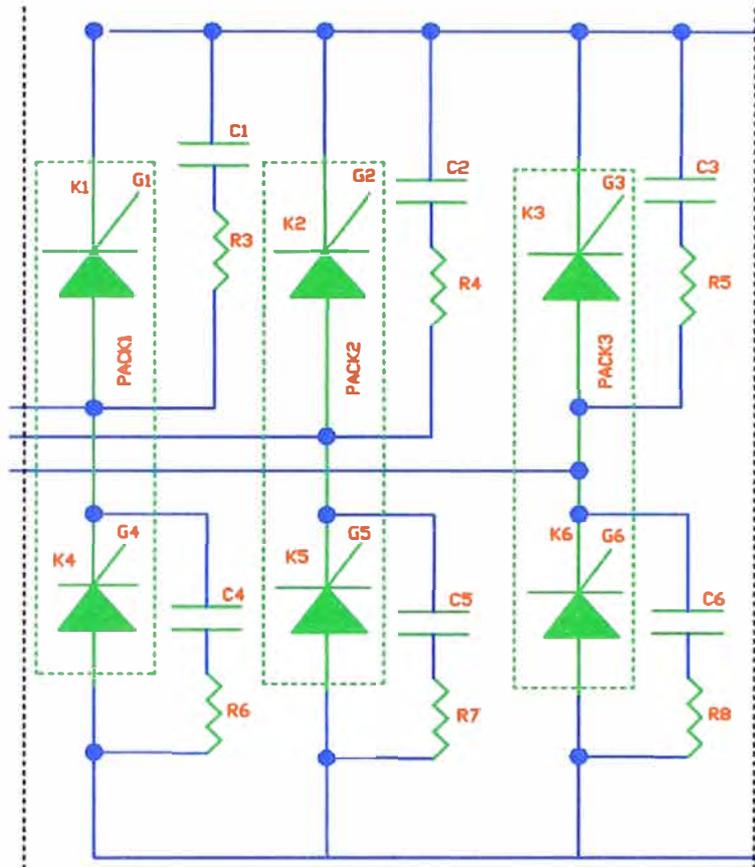


Figura 3.5 Puente de tiristores (Fuente: Propia)

La corriente rms para un puente trifásico de tiristores se puede aproximar a la corriente rms para un puente de diodos más un 20% (considerando experiencias anteriores), sobretodo en condiciones nominales de carga cuando el ángulo de disparo es casi 0° .

$$I_{rms} = \frac{120\% \times IDC_{nominal}}{\sqrt{3}} \quad (3.3)$$

Por la tanto $I_{rms} = 1.2 \times 370 / 1.73 = 257 \text{ A}$.

La tensión inversa que soportan los tiristores ocurre cuando no conducen esto es:

$$\text{Tensión inversa pico} = \text{Tensión nominal} \times \sqrt{2} \quad (3.4)$$

Obteniéndose una Tensión inversa pico = $380 \times 1.4142 = 537.4 \text{ V}$.

Los packs elegidos son de la marca SEMIKRON: SKKT250/12 (I_{rms} 420 A y 1200 V) que cubren holgadamente los requerimientos. En la Figura 3.6 se muestra la imagen de un pack.

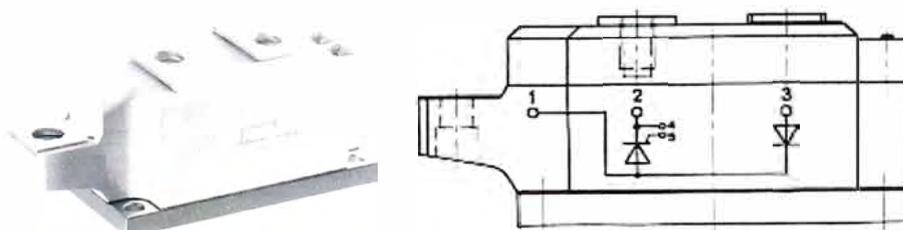


Figura 3.6 Pack SKKT250/12 [2].

En la Figura 3.7 la potencia de disipación por tiristor vs. corriente de conducción. En la Figura 3.8 la potencia de disipación por módulo vs. temperatura.

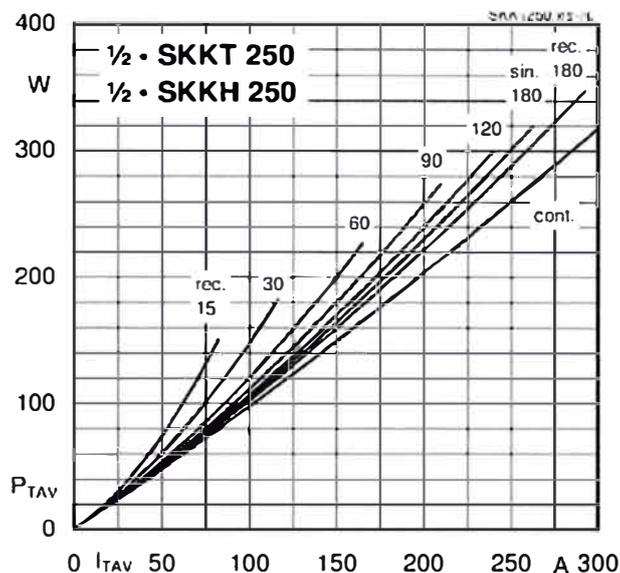


Figura 3.7 Potencia de disipación por tiristor vs. corriente de conducción [2]

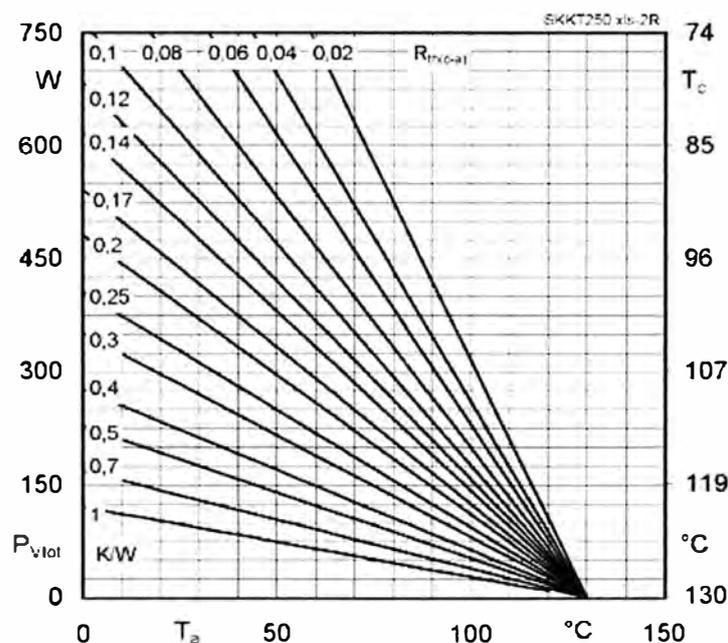


Figura 3.8 Potencia de disipación por módulo vs. temperatura [2]

Es importante diseñar la refrigeración de los tiristores. Se debe elegir el tamaño y tipo de disipador así como el tipo y cantidad de ventiladores para refrigerar los semiconductores.

Para la disipación de calor que se producirá en los tiristores deberá tenerse en cuenta la potencia en Watts que se produce durante la conducción en el tiristor.

$$Pot_{promedio} = IDC_{promedio} \times V_f \quad (3.5)$$

En donde V_f es la caída en estado de conducción. Según la hoja técnica del SKKT250/12 el V_f es igual a 1 V Aprox. cuando cruza una corriente de 370 A.

Como en una sexta parte del periodo conducen dos tiristores, entonces la potencia promedio en un periodo total será = $2 \times 370 \times 1 = 740$ Watts

La fórmula para la transferencia de calor desde la juntura de un semiconductor hasta el ambiente está dada por:

$$T_j = T_a + \text{Pot}_{\text{disipación}} (R_{j-c} + R_{c-s} + R_{s-a}) \quad (3.6)$$

Donde:

- T_j Temperatura en la unión.
- T_a Temperatura ambiente.
- Pot_{disp} Potencia que disipa el semiconductor.
- R_{j-c} Resistencia térmica unión-cápsula.
- R_{c-s} Resistencia térmica cápsula-disipador.
- R_{s-a} Resistencia térmica disipador-ambiente.

Cada pack disipará $740/3 = 247$ W. La temperatura del ambiente a considerar será de 40°C (extremo superior de diseño). La temperatura en la unión máxima a que se debe llegar será de 100°C (la temperatura máxima que soporta la juntura del dispositivo es de 130°C según la hoja técnica). Además $R_{j-c}=0.07$ y $R_{c-s}=0.02$ (según la hoja técnica). Por lo tanto despejando $R_{s-a} = (100-40)/247 - 0.07 - 0.02 = 0.15$ Kelvin/W.

El Disipador modelo P16_300 enfriado con 03 ventiladores de $98 \text{ m}^3/\text{hr}$ de caudal brinda en su conjunto una R_{s-a} de 0.031 KW (cálculo del simulador on-line SEMISEL) que es mejor. En la Figura 3.9 se muestra el disipador.



Figura 3.9 Disipador de aluminio

Con el propósito de determinar que el sistema de refrigeración trabaja correctamente, se recurre a un software de simulación en línea [3]. A continuación se explica el procedimiento:

En primer término se selecciona la topología, para el caso de estudio corresponde a un AC/DC B6C (Figura 3.10).

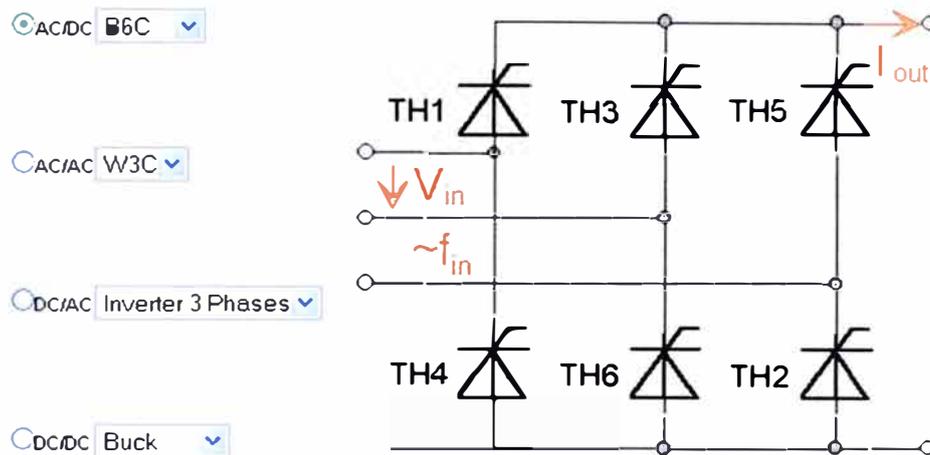


Figura 3.10 Selección de topología (Fuente: SEMISEL)

A continuación se introducen los parámetros básicos (Voltaje de entrada, corriente de salida, frecuencia de entrada, factor de sobrecarga y duración). Ver Figura 3.11.

Circuit parameter	
Input voltage	V_{in} 380 V
Output current	$I_{out\ av}$ 370 A
	$I_{out\ rms}$ 370 A
Form factor of device current F_I	1.7321
Input frequency	f_{in} 60 Hz
Overload parameter	
Overload factor	1.1
duration	4 s

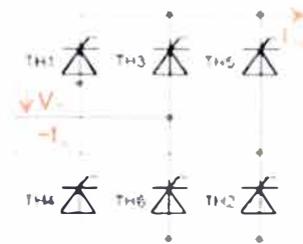


Figura 3.11 Introducción de parámetros (Fuente: SEMISEL)

Haciendo “next” se muestra una nueva página para especificar el modelo del pack a utilizar (SKKT250). Ver Figura 3.12



Figura 2.12 Selección de tipo de pack (Fuente: SEMISEL)

Por último, se introducen los datos sobre la disipación. En este caso se coloca el modelo del disipador en P16_300_16B y tasa de flujo $294\text{ m}^3/\text{h}$ (Figura 3.13). Con ello ya se puede realizar los cálculos y se obtiene los resultados del simulador. En la Figura 3.14 se muestra parte de los resultados entregados en el que se puede apreciar las características de temperatura y la evaluación del sistema propuesto, encontrándose como resultado “Esta configuración parece ser bastante potente”.

Ambient and heat sink parameterAmbient temperature T_a 40 °C**elements mounted**

number of switches per heat sink 6

number of parallel devices on the same heat sink 1

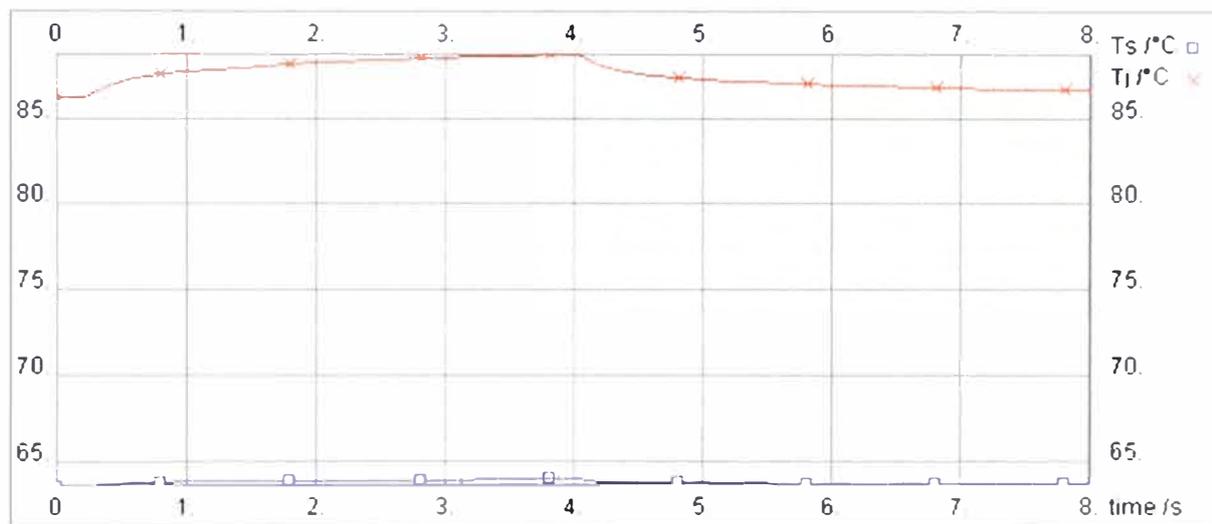
Additional power source at this heat sink 0 W

Cooling: predefined type

Cooling method forced air cooling

SK model P16_300_16B

Correction factor 1

flow rate 294 m³/h (air) or l/min (liquid) $R_{th(s-a)}$ 0.031 K/W $R_{th(s-a)}$ * correction 0.031 K/W**Figura 3.13** Selección de tipo de disipador y flujo de aire (Fuente: SEMISEL)

Temperature characteristic overload current

Evaluation:

This configuration seems to be too powerful.

Figura 3.14 Selección de tipo de disipador y flujo de aire (Fuente: SEMISEL)**3.2.3 Panel de contactores**

En la Figura 3.15 se puede ver el diagrama del panel de contactores. Es importante notar que a la entrada existen dos tipos de toma de señales, V_{o+} y V_{o-} corresponden al voltaje de armadura, e $IL+$ y $IL-$ son la corriente de armadura.

Como se mencionó en la sección anterior, se realiza el sensado del voltaje de armadura ya que este guarda relación directa con la velocidad del motor DC. El sensado de corriente es utilizado para limitarla y prevenir una sobrecarga. Ambas informaciones alimentan a la etapa de control electrónico.

Dentro del panel de contactores existen tres denominados KF, KR y KB. KF es el contactor de marcha hacia adelante (Forward) mientras que KR es el contactor de marcha hacia atrás (Reverse). Estos contactores son mutuamente excluyentes y son activados por una bobina. Mientras la bobina esté energizada el contactor se mantendrá cerrado.

Por otro lado, KB es el contactor de freno el cual trabaja en conjunción con una resistencia. KB debe estar cerrado durante la marcha del motor.

El procedimiento de frenado es primero abrir el contactor de marcha para luego abrir el contactor de freno. Al desenergizarse (abrirse el contactor KB) la resistencia entra en el circuito disipando la energía remanente de la armadura frenando al motor. Normalmente para darle un camino a la corriente remanente se coloca un diodo volante en paralelo.

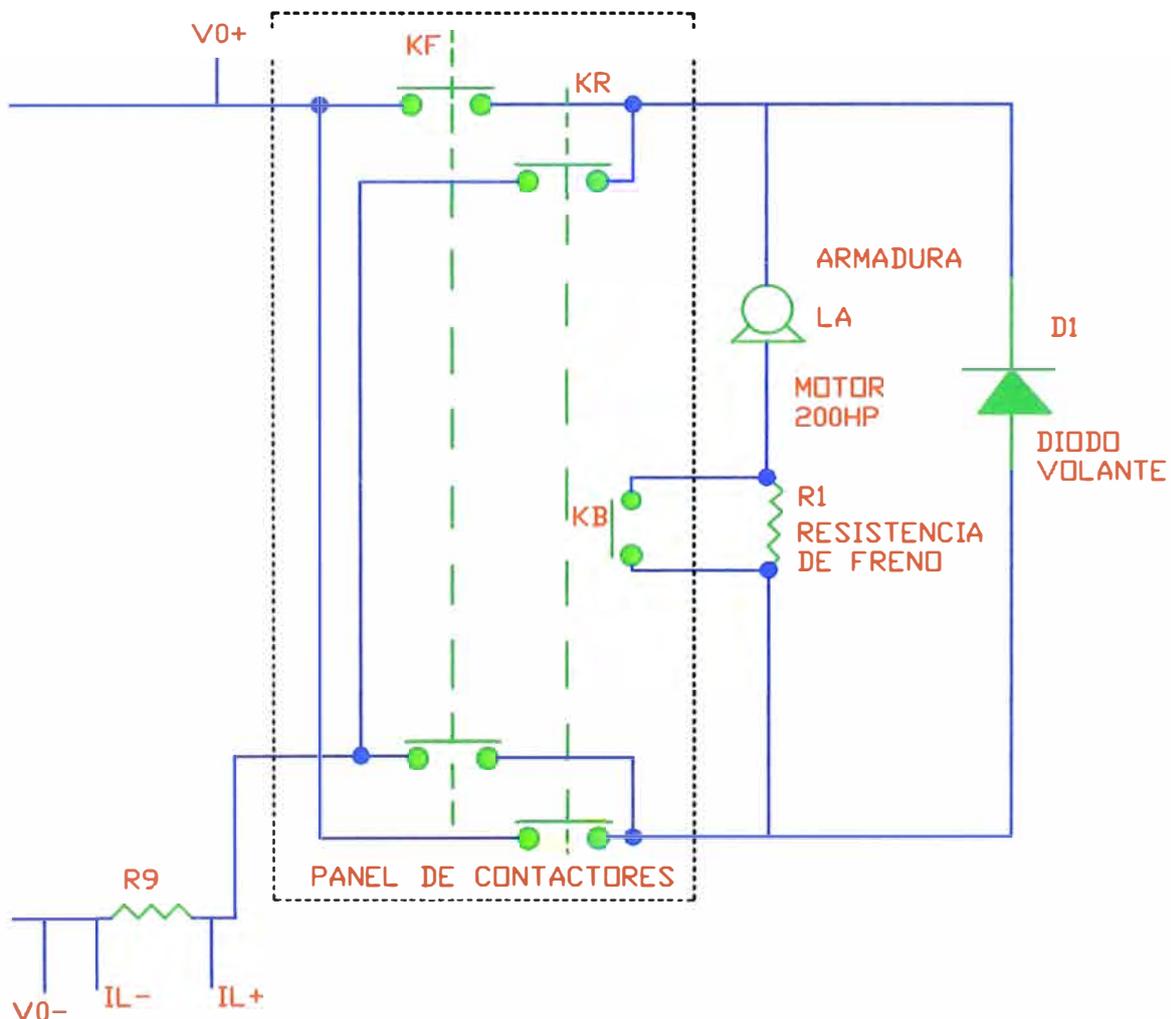


Figura 3.15 Panel de contactores (Fuente: Propia)

3.2 Etapa de control electrónico

Este capítulo se enfoca a exponer el diseño de la etapa de control electrónico. La Figura 3.16 esquematiza esta etapa. Esta sección está organizada en tres partes: Transformador de alimentación, unidad de mando y unidad lógica principal.

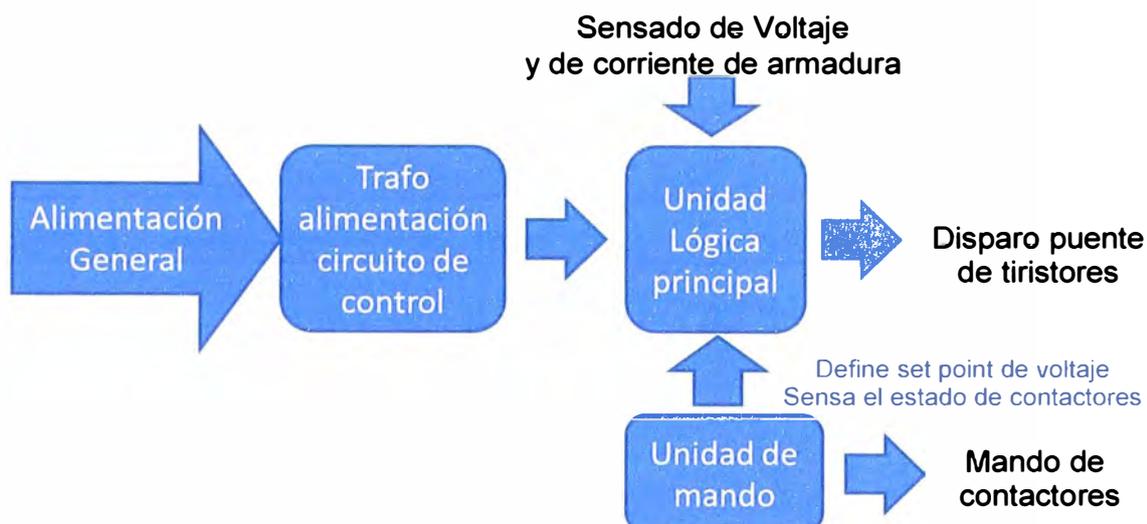


Figura 3.16 Esquema general de la etapa de control electrónico (Fuente: propia)

A continuación se explica cada uno de los bloques.

3.2.1 Transformador de alimentación

En la Figura 3.17 se muestra el transformador.

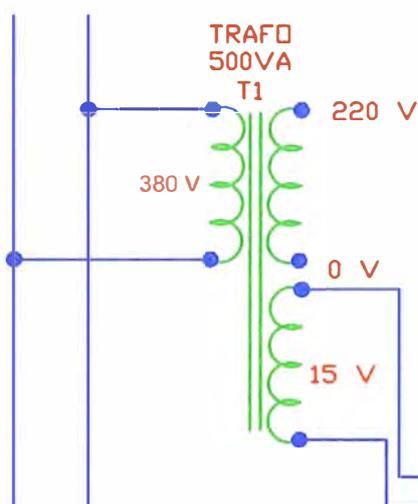


Figura 3.17 Transformador para la alimentación (Fuente: Propia)

El transformador es de 500 VA y posee dos salidas, de 220 V y de 15 V. Este se alimenta a su vez de un par de las líneas trifásicas

3.2.2 Unidad de mando

La Figura 3.18 muestra dicho circuito. Este componente ya se encontraba en la máquina de imprenta. Se aprovechó este elemento para que la filosofía de trabajo de los operadores se mantuviera y además para que no tuvieran acceso a la unidad lógica principal.

Esta unidad gobierna los contactores para avance o retroceso y el contactor de freno de acuerdo al mando del selector “adelante” ó “atrás” y los pulsadores “marcha” y “parada”, como se mencionó en el capítulo anterior.

Adicionalmente, a través de un circuito electrónico incluido, controla un pequeño

motor DC de paso que mueve un potenciómetro de acuerdo al mando del operador a través de pulsadores “incremento” o “decremento”.

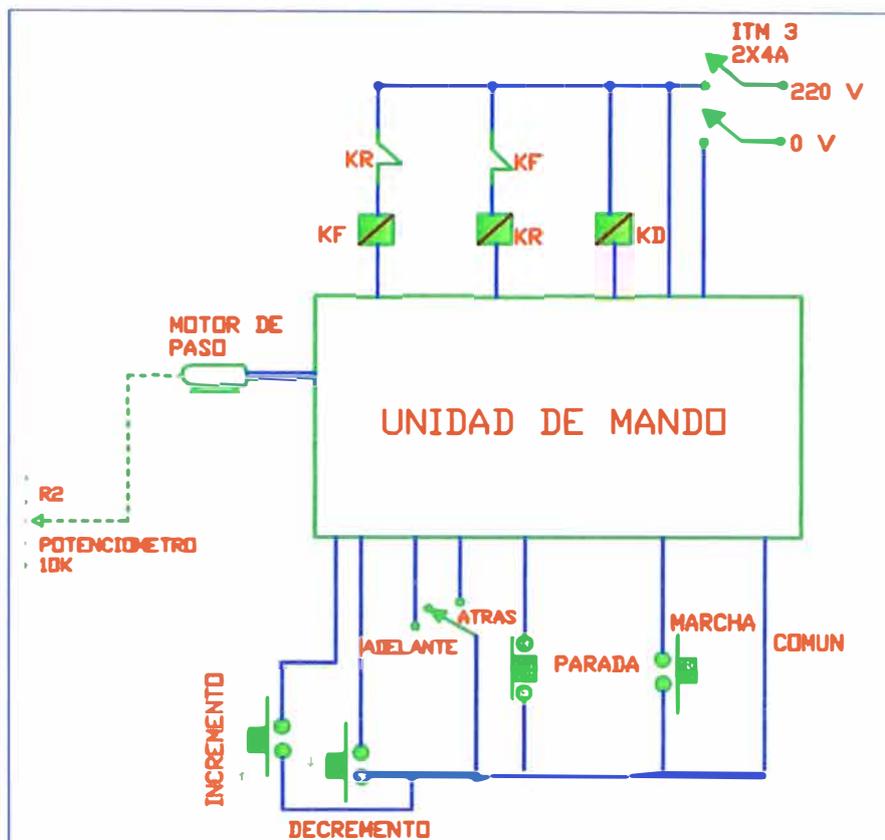


Figura 3.18 Unidad de mando (Fuente: Propia)

La secuencia de operación es así:

- El operador selecciona la dirección “adelante” o “atrás” con el selector correspondiente.
- El operador pulsa “marcha”. En ese momento el contactor de freno KB pega cortocircuitando la resistencia de freno R1. Enseguida el contactor correspondiente a la dirección elegida KF(adelante) o KR(atrás) pega y se produce la “habilitación” de la UNIDAD LOGICA PRINCIPAL el cual empieza a suministrar voltaje a la armadura iniciando el giro del motor.
- Para dar una velocidad de trabajo específica, el operador manipula los pulsadores de velocidad “incremento” o “decremento”, lo que hace que el motor de paso gire en sentido horario o antihorario un ángulo proporcional a la cantidad de pulsos dados. Este movimiento transmitirá a la perilla del potenciómetro el valor del voltaje de armadura deseado, el cual entonces se visualizará en el display de la unidad lógica principal.

Se debe aclarar que la unidad lógica principal recibe la señal del potenciómetro (0 a 12 VDC) cuyo nivel será proporcional al voltaje de armadura que se regule por tanto proporcional a la velocidad requerida.

3.2.3 Unidad lógica principal

En el esquema de la Figura 3.19 se puede apreciar sus entradas y salidas.

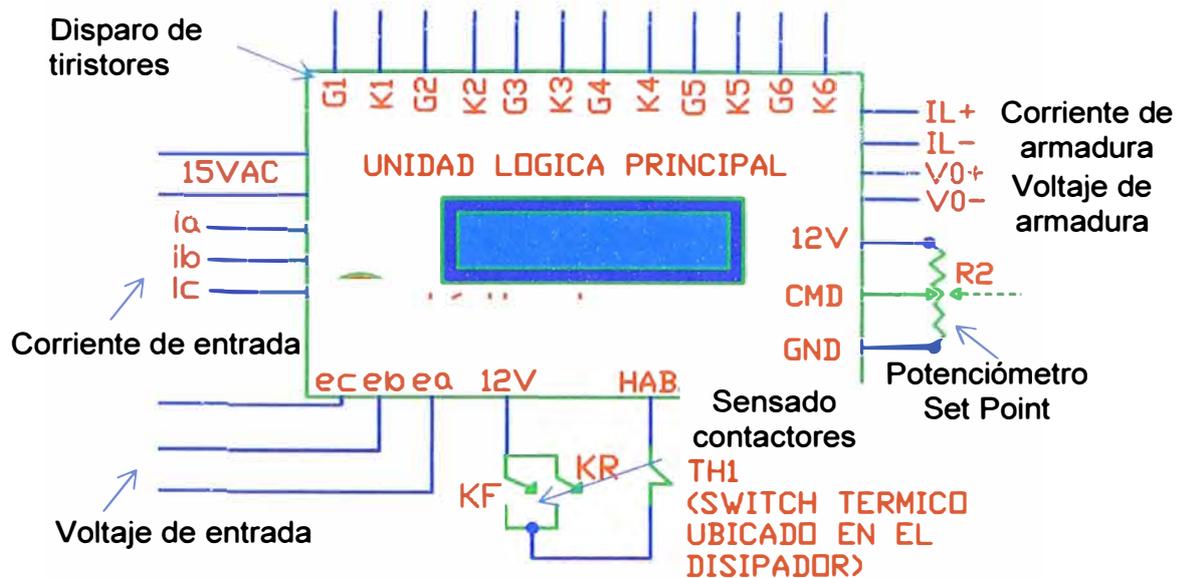


Figura 3.19 Unidad Lógica de Control (Fuente: Propia)

La unidad lógica principal ha sido diseñada de tal manera que maneje adecuadamente las señales de entrada y salida, brindando a su vez un eficiente control del motor.

Esta Unidad Lógica de Control consta de varias etapas que serán explicadas, cada una con sus respectivos diagramas, en las siguientes páginas. En resumen se utiliza el PIC16F877 en conjunto con un display (LCD 2X16 B).

El programa para el control y display se realiza en lenguaje ensamblador usando la plataforma de programación MPLAB V8.3 de MICROCHIP.

Los circuitos principales son el de sincronización, el circuito de disparo, el circuito de arranque suave y el circuito para detección de la pérdida de fase.

a. Microprocesador y display

Para el control digital se emplea el Microcontrolador PIC16F877, el cual realiza las funciones lógicas de control de velocidad así como la interfaz de usuario mediante una pantalla LCD de 2x16 caracteres y 3 pulsadores ("Arriba", "Abajo" y "Entrar"). Figura 3.20.

Este microcontrolador posee una memoria flash de 8K palabras de 14 bits, memoria RAM de 368 bytes y memoria EEPROM de 256 bytes, módulo A/D de 8 canales entre otras características. Estas atribuciones del microcontrolador son suficientes para el objetivo del proyecto.

En la interfaz de usuario se realizan las siguientes operaciones:

- Ajuste del límite de corriente de salida.
- Presentación de medidas de voltaje y corriente tanto de la entrada como de la salida.
- Calibración de las lecturas.

Presentación de Alarmas: Sub tensión o Sobre tensión de entrada AC, pérdida de fase, sobretensión del disipador y sobrecarga en la salida.

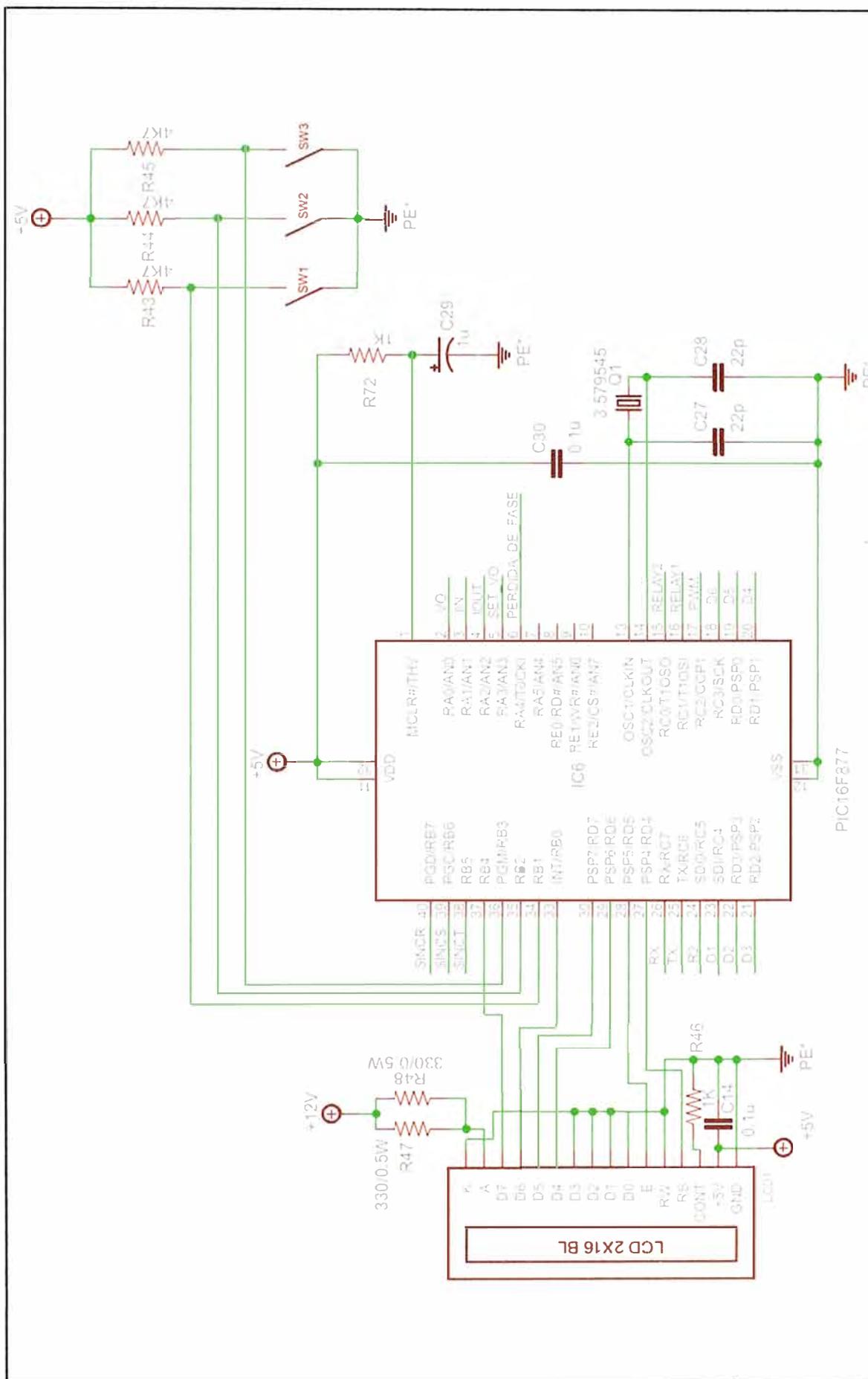


Figura 3.20 Microprocesador y display (Fuente: Elaboración propia)

b. Circuito de sincronización

En la Figura 3.21 se muestra dicho circuito.

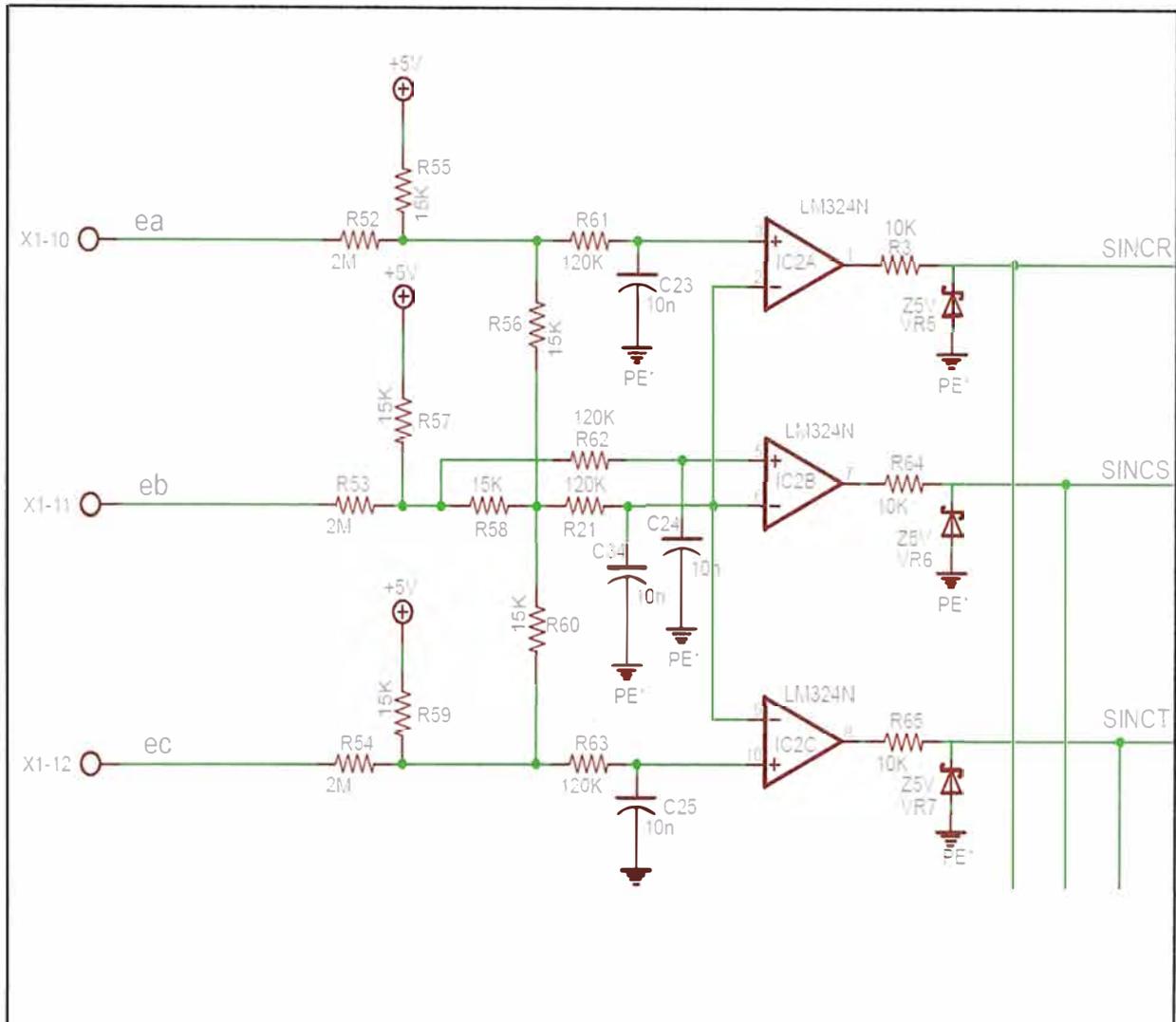


Figura 3.21 Circuito de sincronización (Fuente: Elaboración propia)

Este circuito realizado principalmente en base a comparadores detecta el cruce por cero de cada fase de la onda de entrada. Las salidas SINCR, SINCS y SINCT son ondas cuadradas cuyos flancos de subida y bajada están sincronizadas con los cruces por cero de las ondas de cada fase: R, S y T respectivamente.

De esta manera los flancos de subida y bajada sirven como referencia para el inicio de la temporización del disparo de cada pareja de tiristores, dicho de otro modo son la referencia para el ángulo de disparo.

c. Circuito de detección de pérdida de fase y de arranque suave

En la Figura 3.22 se muestra no solo estos dos circuitos, sino también el de setpoint.

La detección de pérdida de una fase (R, S o T), se hace para poder deshabilitar el disparo de los tiristores cuando ocurra esta falla y evitar así la sobrecarga de los tiristores de las dos fases que quedan y la inestabilidad del disparo.

La pérdida de fase ocurre normalmente cuando se abre una línea de la red trifásica que entrega el proveedor de energía.

La entrada de este circuito es el voltaje del polo positivo del condensador C1.

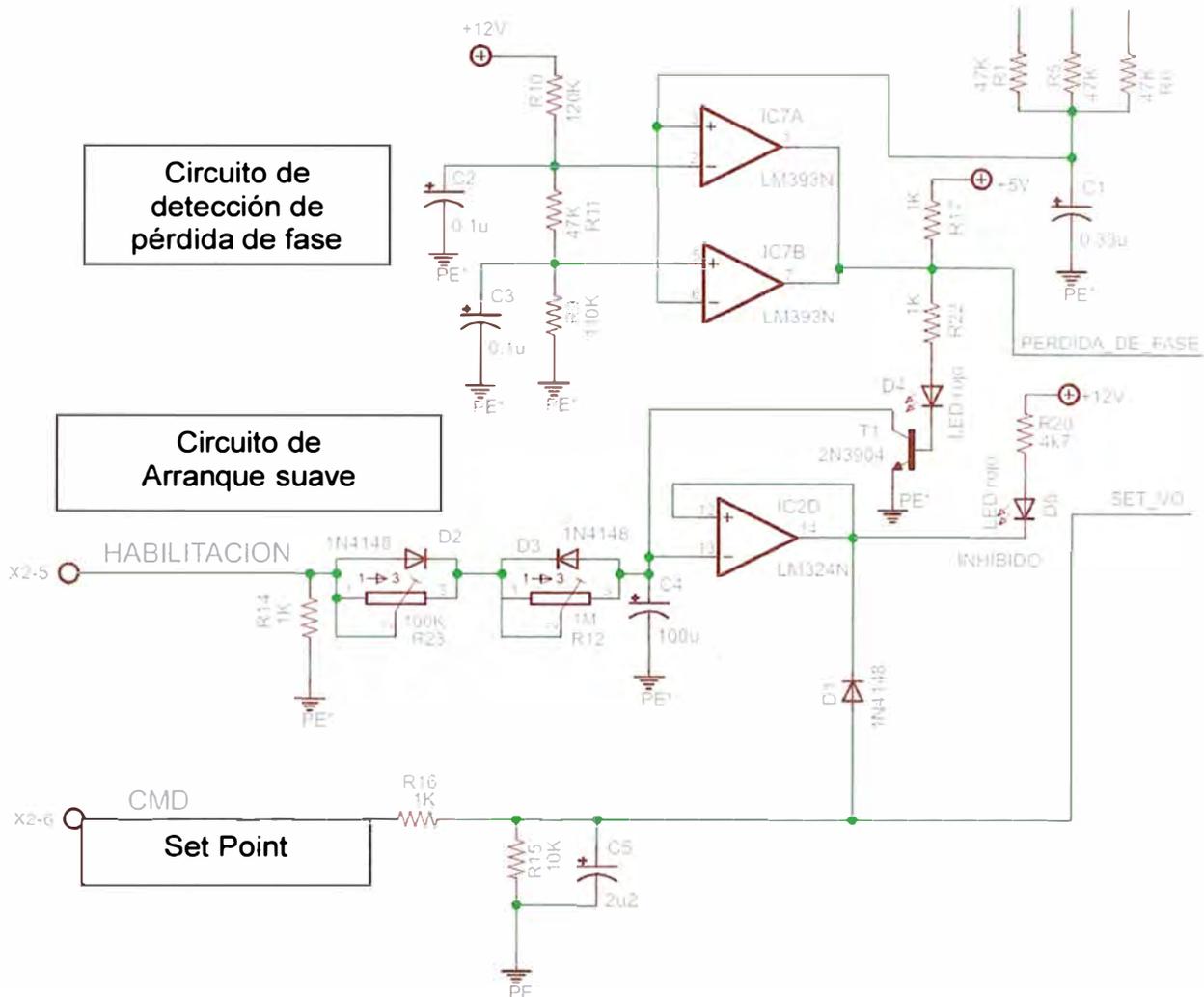


Figura 3.22 Circuito detección de pérdida de fase y de arranque suave (Fuente: Propia)

El circuito de arranque suave permite llegar a una velocidad de consigna o set-point de forma gradual y relativamente lenta para evitar las sobrecargas o picos de corriente de consumo que normalmente aparecen cuando se trata de lograr rápidamente la velocidad de consigna en un motor.

El tiempo de arranque o la “aceleración” es determinada por el potenciómetro R12 y el condensador C4. Opcionalmente se dispone de un circuito de parada suave para aplicaciones donde no se requiere parar rápidamente al motor. El tiempo de parada o la “desaceleración” es determinada por el potenciómetro R23 y el condensador C4.

Para el ingreso del setpoint se cuenta con un circuito simple. El voltaje de ingreso al circuito en este caso es de 0 a 12 VDC que viene de un potenciómetro externo.

Las resistencias R16 y R15 se eligen para que el microcontrolador reciba un nivel máximo de 5 VDC.

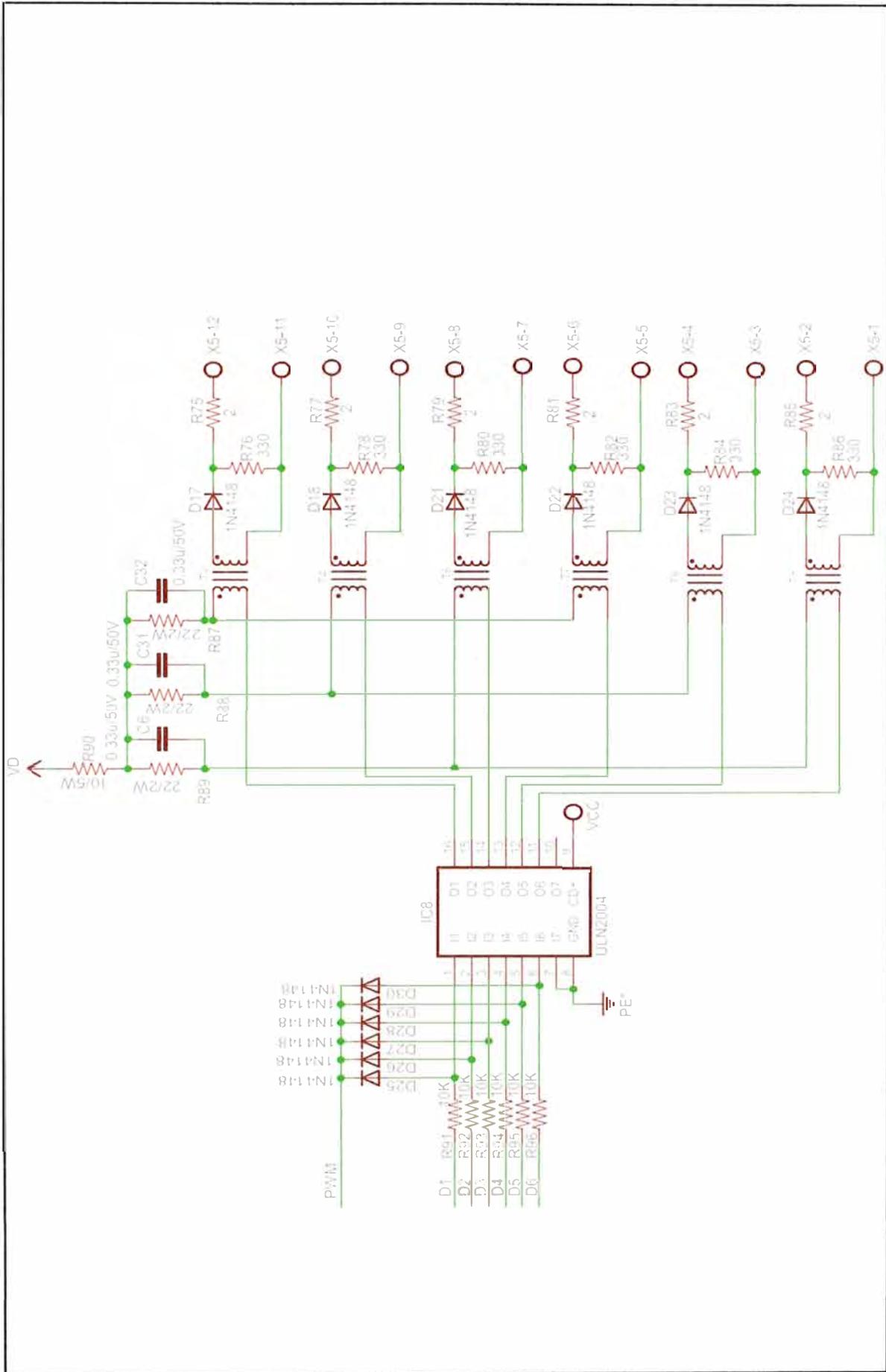


Figura 3.23 Circuito de disparo (Fuente: propia)

d. Circuito de disparo

Las señales de disparo que salen del microcontrolador (D1, D2...D6) son previamente moduladas con una onda de 100KHz para luego ser reforzadas por el ULN2004 (arreglo de transistores Darlington). Finalmente son aisladas y reducidas a un valor adecuado a través de transformadores de ferrita. Ver circuito en Figura 3.23 (página anterior).

e. Relés

En la Figura 3.24 se muestra el circuito respectivo. Nótese a K1 y a K2. Son contactos de salida para alarmas. El contacto K1 se cierra cuando la tensión alterna está fuera del rango. El contacto K2 se cierra cuando hay sobrecarga del motor.

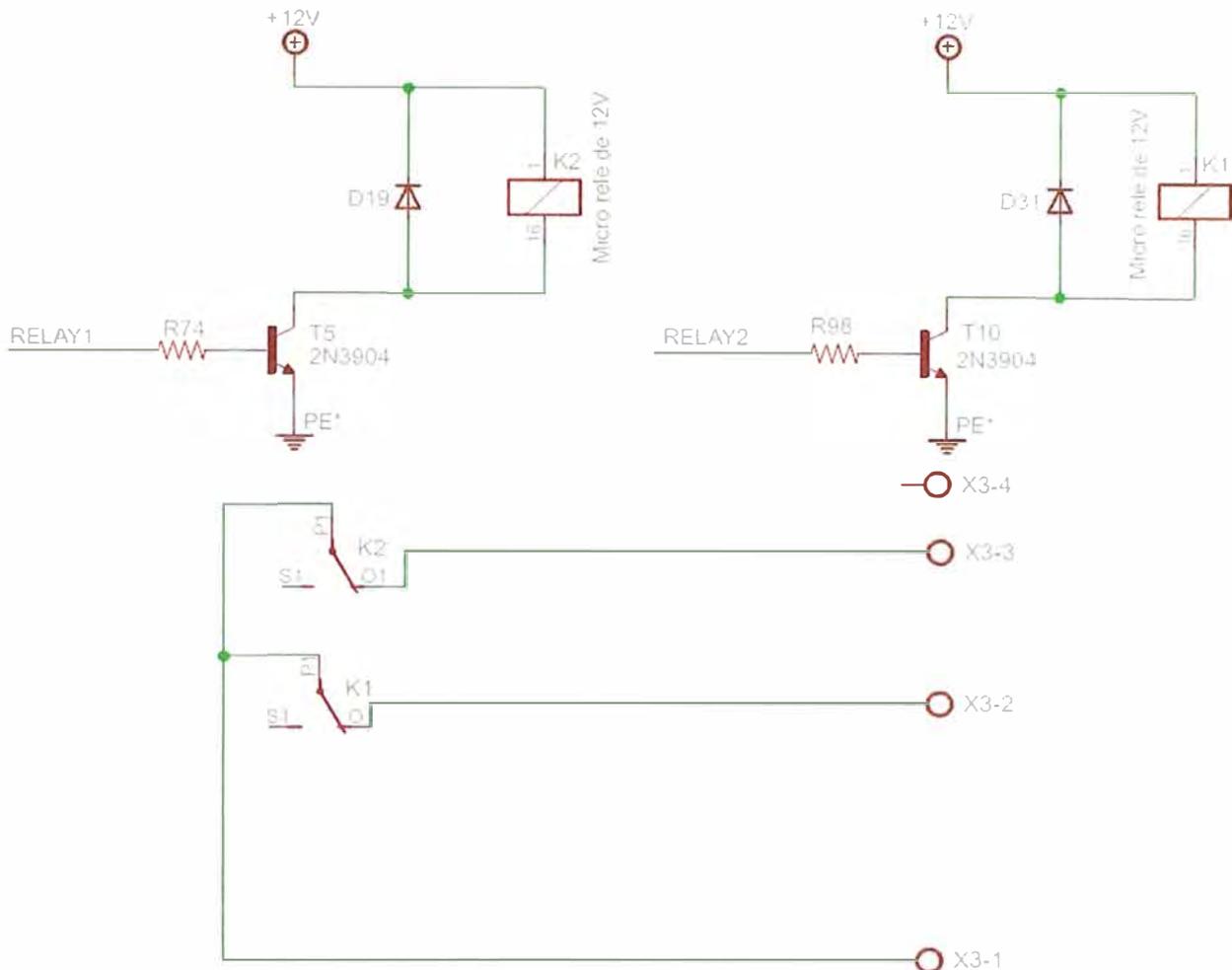


Figura 3.24 Circuito de relés de alarma (Fuente: propia)

f. Circuitos de sensado de voltaje de armadura, y de corriente (E y S)

En la Figura 3.25 se muestra los circuitos respectivos.

El circuito de sensado de voltaje de armadura está compuesto por un amplificador diferencial que recibe la tensión de armadura y la atenúa a un valor continuo entre 0 y 5 voltios.

El circuito de sensado de corriente de entrada consiste de un puente trifásico de diodos que rectifica las tres corrientes de ingreso a un único valor promedio continuo

entre 0 y 5 voltios.

El circuito de sensado de corriente de salida está compuesto por un amplificador diferencial que recibe la señal de corriente de armadura (desde el shunt) y la amplifica a un valor continuo entre 0 y 5 voltios.

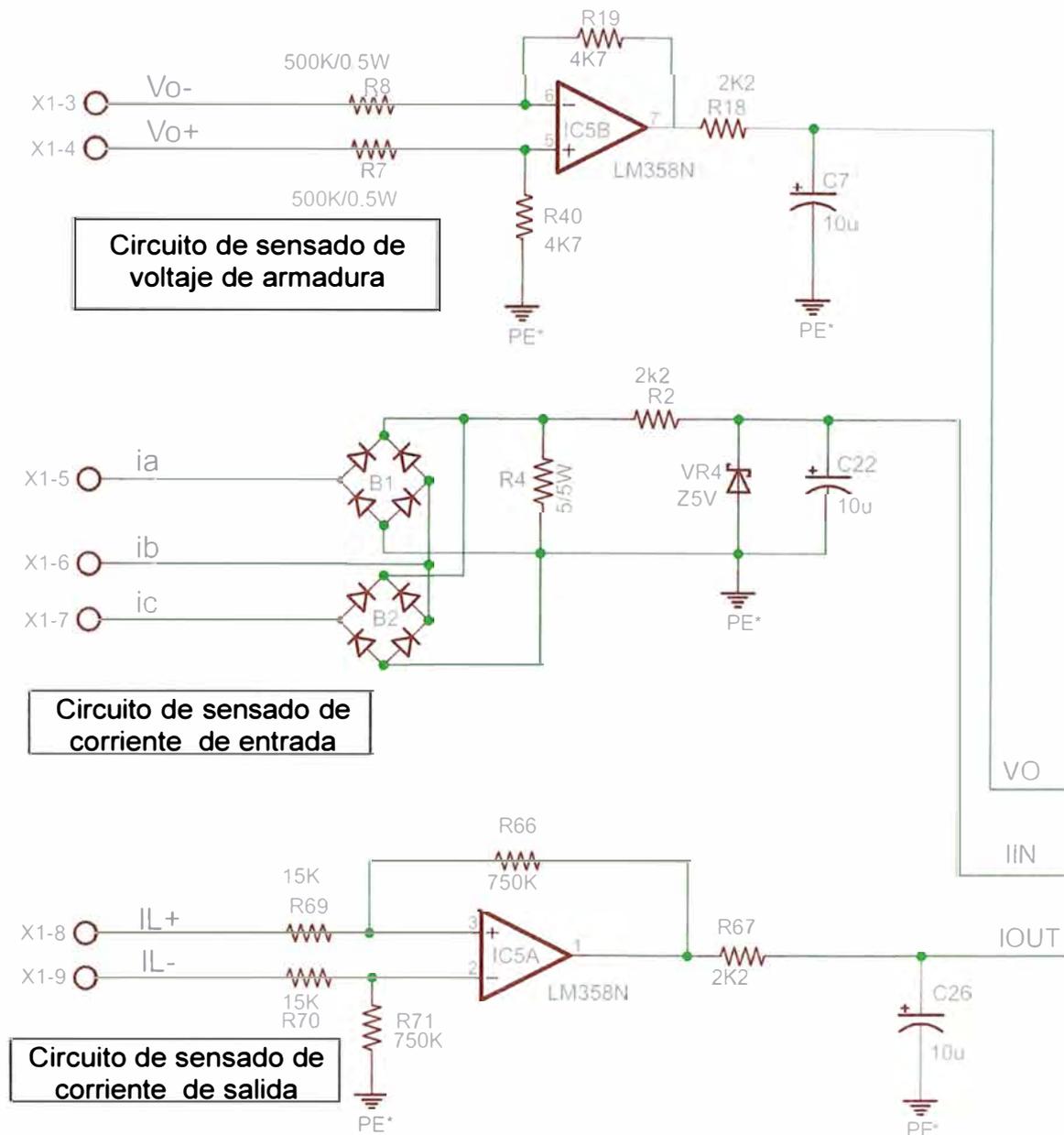


Figura 3.25 Circuitos de sensado de voltaje de armadura, y de corriente

g. Fuente de alimentación

En la Figura 3.26 se muestra el circuito respectivo. Es un circuito básico consistente de un puente de diodos rectificador, un condensador como filtro y reguladores de tensión de 12 (7812) y de 5 voltios (7805), con los cuales se alimentan los circuitos integrados.

En conclusión:

Los circuitos antes descritos fueron implementados en una tarjeta que fue situada en el interior del rectificador.

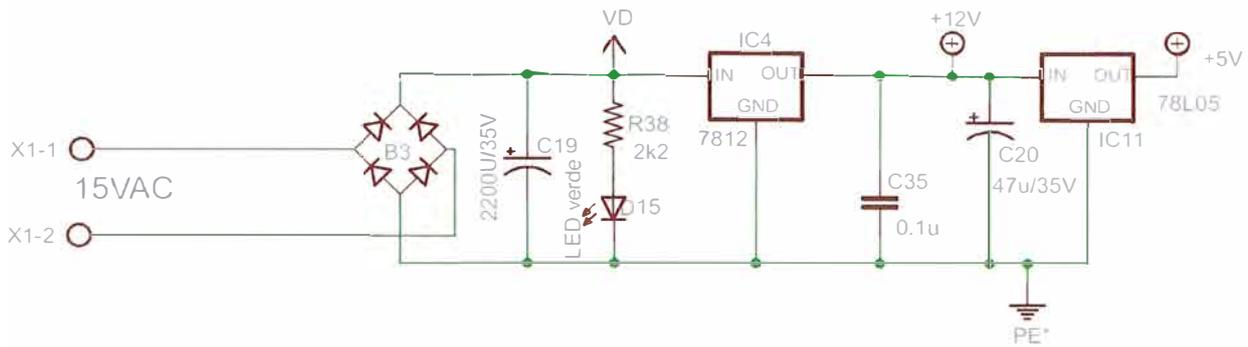


Figura 3.26 Fuente de alimentación (Fuente: propia)

3.3 Sistema de comando

El control del rectificador de onda completa es digital con lazo cerrado PID. La Figura 3.27 muestra el esquema de control, con los Set Points (SP) de voltaje y corriente.

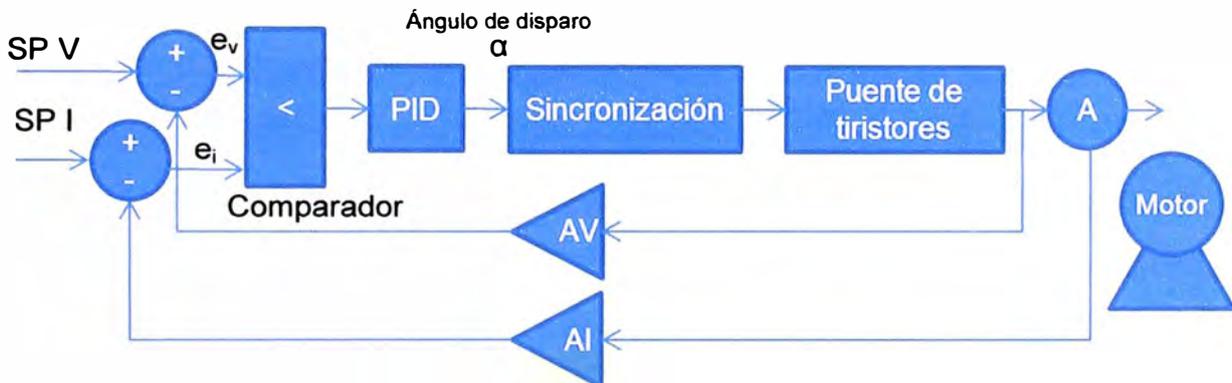


Figura 3.27 Esquema de Control (Fuente: Elab. Propia)

3.3.1 Algoritmo del control PID

Debido a que el control a realizar es digital se usa la transformada Z para hallar una expresión que proporcione el valor del Ángulo de Disparo "α".

Según la teoría la función de transferencia del controlador digital PID es [4][5]:

$$G_{D(z)} = K_p + \frac{K_i}{1-Z^{-1}} + K_d(1-Z^{-1}) = \frac{Y(z)}{e(z)} \quad (3.7)$$

Significa que para una entrada $e(z)$ hacia el controlador, la salida es $Y(z)$ como se muestra en el siguiente diagrama (Figura 3.29):

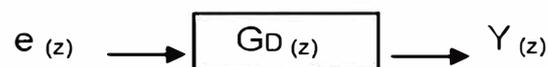


Figura 3.28 Función de transferencia del controlador PID

$Y(z)$ es la función que nos da el tiempo de retardo "Tr" que se espera para activar el disparo de una pareja de tiristores, en otras palabras representa al ángulo de disparo. (Figura 3.32 de la sección 3.3.3).

Resolviendo para $Y(z)$ se tiene que:

$$Y(z) = Z^{-1}Y(z) + (K_p + K_i + K_d)e(z) - (K_p + 2K_d)Z^{-1}e(z) + K_dZ^{-2}e(z) \quad (3.8)$$

Tomando la transformada inversa se tiene que:

$$Y_{(k)} = Y_{(k-1)} + (K_p + K_i + K_d)e_{(k)} - (K_p + 2K_d)e_{(k-1)} + K_d e_{(k-2)} \quad (3.9)$$

Esta es la fórmula recursiva que utiliza el microcontrolador PIC para la obtención del ángulo de disparo.

3.3.2 Tiempo de muestreo

Para un puente de 6 pulsos el período fundamental es de 2.78 ms (sexta parte del período de una onda senoidal de 60 Hz), sin embargo se utiliza un tiempo de muestreo (T_m) de 5.55 ms que es suficiente y el que fue obtenido mediante experimentación con resultados satisfactorios.

El uso de un T_m no muy pequeño permite tener más ventana de tiempo para la realización de diferentes operaciones.

En la Figura 3.29 se muestra la sincronización del muestreo.

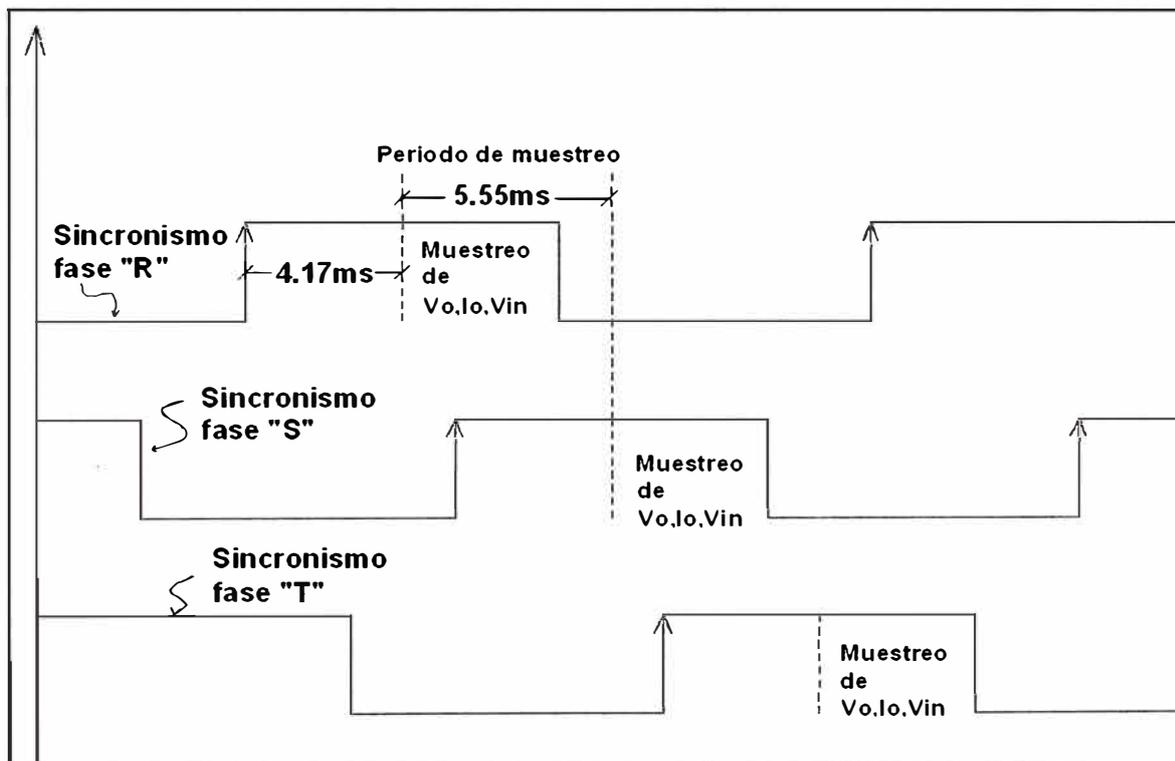


Figura 3.29 Sincronización del muestreo (Fuente: elaboración propia)

Como se aprecia, el muestreo de las señales de voltaje y corriente de salida se hacen conjuntamente con la medición del voltaje de entrada.

Las operaciones de muestreo y control PID para la obtención del " T_r " se hacen seguidamente y con el mismo período de muestreo T_m , según se muestra en la Figura.3.31 de la siguiente sección.

3.3.3 Secuencia de conducción en puente completo

El disparo de los seis tiristores del puente completo (Figura 3.30) está sincronizado según se muestra en la Figura 3.31.

En la Figura 3.31 además se observan los diagramas de tiempo de la onda de salida, disparo sincronizado y las ondas cuadradas de sincronismo de las fases.

Como se observa en esta figura, en cualquier momento solamente están conduciendo 02 tiristores. Los tiristores que conducen se disparan en el flanco de subida y en el flanco de bajada en cada onda cuadrada luego de esperar un tiempo correspondiente al ángulo de disparo α .

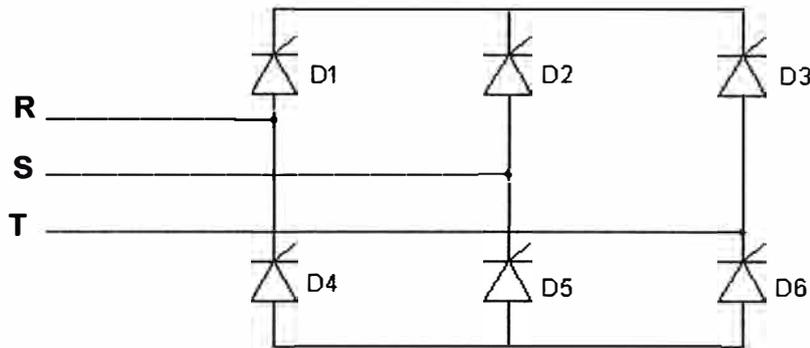


Figura 3.30 Puente completo de tiristores (Fuente: elaboración propia)

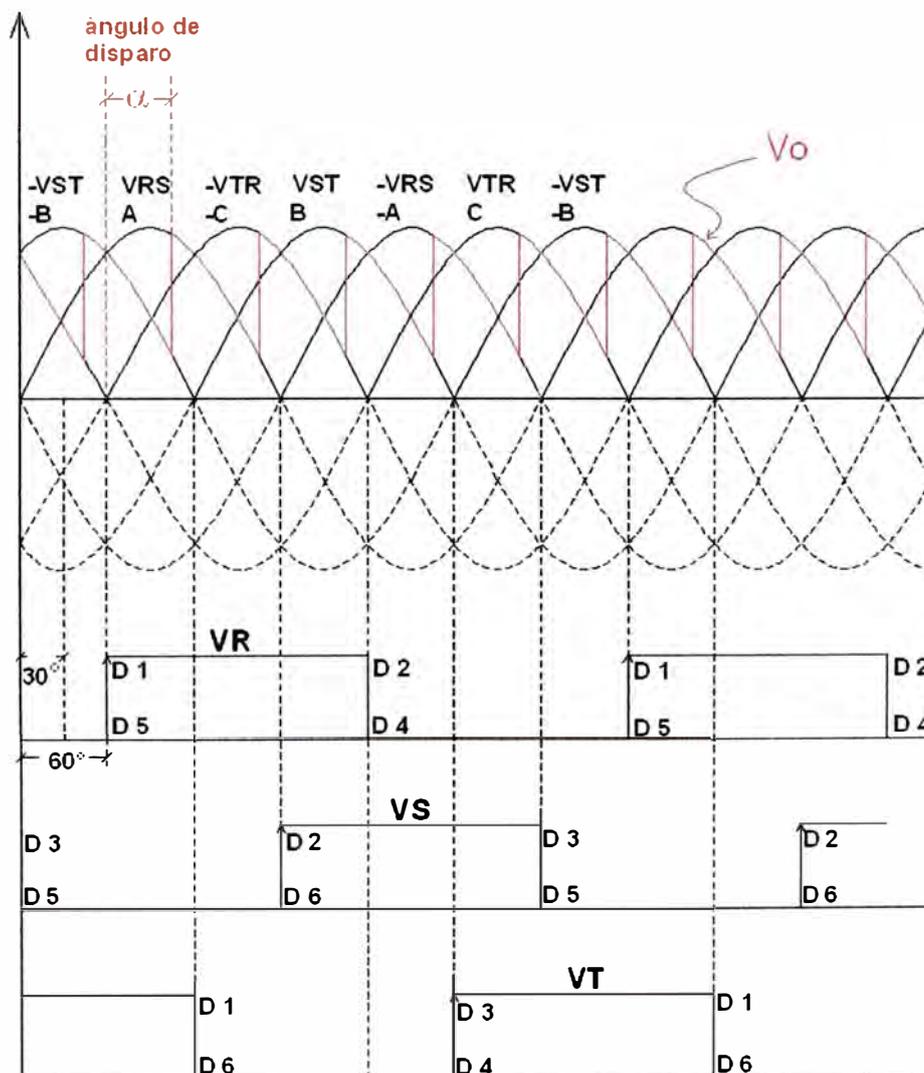


Figura 3.31 Secuencia de conducción en Puente completo (Fuente: Elab. propia)

3.3.4 Sintonización

Se ha ejecutado el segundo método de sintonización de Ziegler-Nichols. Con este método se supone un K_{cu} crítico a partir del cual se presentan oscilaciones con un período T_u como se muestra en la Figura 3.32.

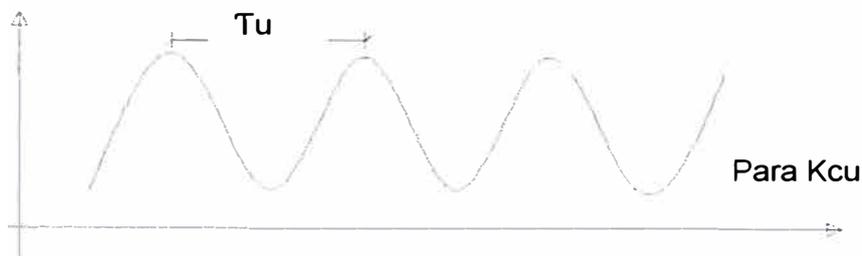


Figura 3.32 Oscilación sostenida con período T_u (Fuente: elaboración propia)

Considerando la ecuación en el dominio del tiempo del controlador PID:

$$m(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{d e(t)}{dt} \right] \quad (3.10)$$

En analógico se elegirían las constantes de control según la Tabla 3.1

Tabla 3.1 Regla de sintonización de Ziegler-Nichols, segundo método (Fuente: propia)

Controlador	K_c	T_i	T_d
P	$K_{cu}/2$	∞	0
PI	$K_{cu}/2.2$	$T_u/1.2$	0
PID	$K_{cu}/1.7$	$T_u/2$	$T_u/8$

En digital interesa hallar los valores K_p , K_i y K_d . Los valores K_p y K_i se han establecido de forma experimental teniendo en cuenta además la limitación por la resolución de bits al momento de hacer cálculos matemáticos con las ganancias.

Así se tiene que:

$$K_p = 0.75$$

$$K_i = 0.125$$

La tarea es hallar K_d , para ello se recurre a la tabla 4.1 y se tiene que $T_i/T_d = 4$

Recurriendo a las relaciones entre ganancias en digital y ganancias analógicas:

$$K_p = K_c \frac{T}{2} \quad (3.11)$$

$$K_i = K_c \frac{T}{T_i} \quad (3.12)$$

$$K_d = K_c \frac{T_d}{T} \quad (3.13)$$

Combinando las ecuaciones convenientemente se llega a que:

$$K_d = \frac{(K_p + \frac{K_i}{2})^2}{4K_i} \quad (3.14)$$

Así se obtiene $K_d = 1.31$

3.3.5 Plataforma de desarrollo

El software se realiza en lenguaje ensamblador usando la plataforma de programación MPLAB V8.3 de MICROCHIP.

Esta plataforma integra ambientes de edición y simulación entre otros que ayudan a construir y depurar cómodamente el programa. Para la grabación del chip se utiliza el programa de grabación PICKit 2 V2.61. Ambos, MPLAB y PICKit 2, se encuentran libres en Internet.

3.3.6 Programa del microcontrolador

En los siguientes diagramas de flujo se sintetiza tanto el programa principal como la rutina de interrupción. (Figura 3.34 y 3.35).

El microcontrolador usado es el PIC16F877A que tiene 8K de memoria Flash de programa, 368 bytes de memoria de datos, 05 puertos de I/O, 3 timers, conversor A/D de 10 bits de 08 canales y otras características.

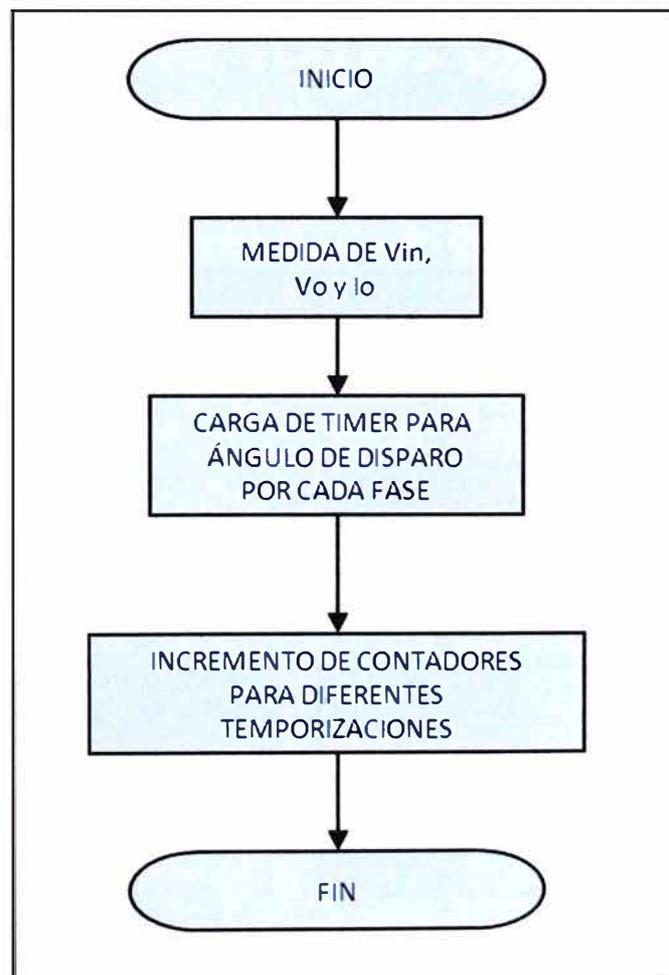


Figura 3.34 Rutina de interrupción (Fuente: Elab. propia)

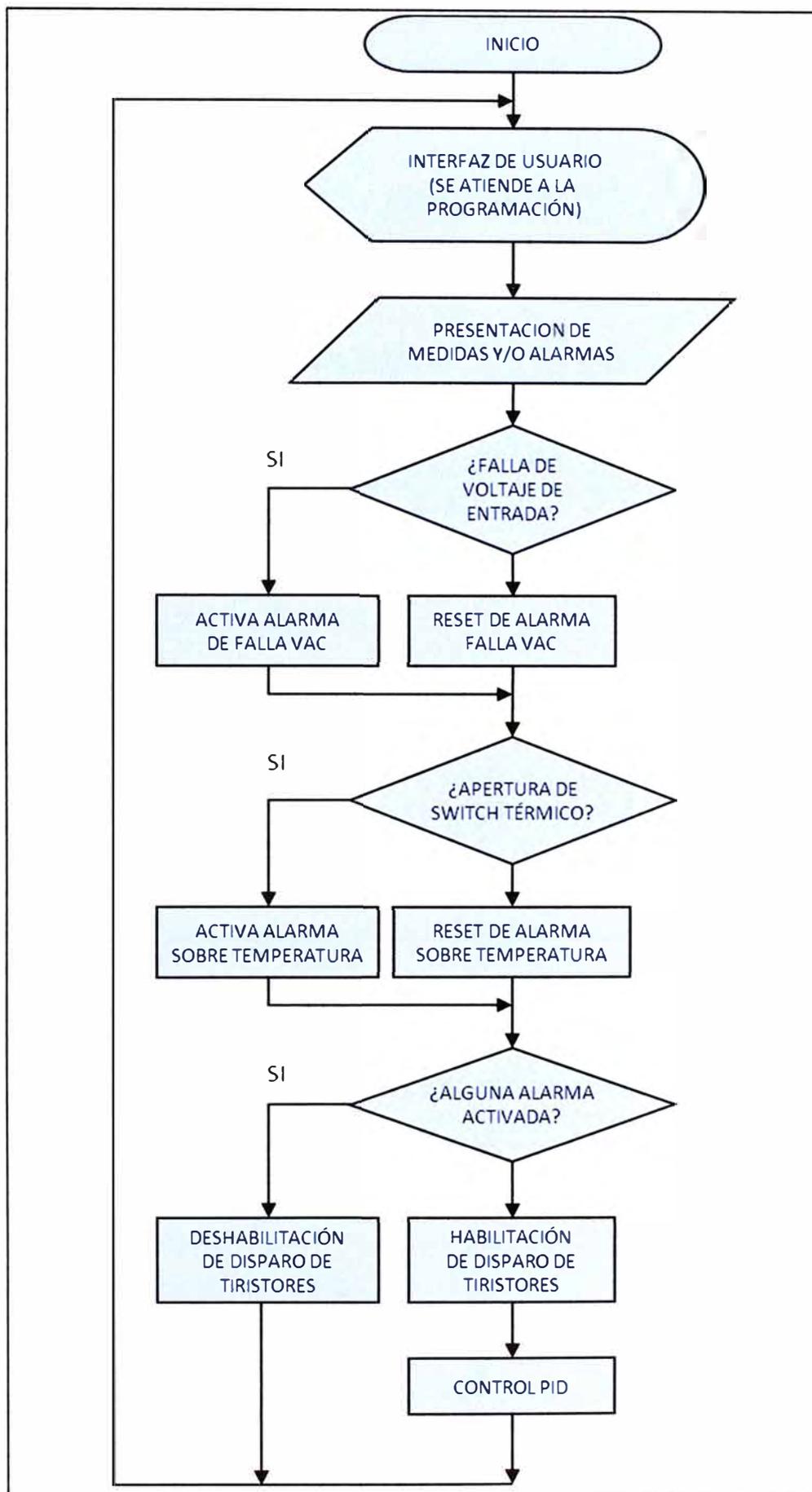


Figura 3.33 Programa principal (Fuente: Elab. propia)

El programa tiene Aprox. 4000 líneas de instrucciones. A manera de referencia se muestran solamente 03 bloques de programación: INTERFAZ DE USUARIO, PROCESO PID y RUTINA DE INTERRUPCION.

a. Interfaz de usuario

En esta parte se desarrolla el MENU que se despliega en la pantalla LCD. Mediante un teclado que consiste de 03 pulsadores (“arriba”, “abajo” y “entrar”) se puede acceder a las opciones de CALIBRACIÓN DE MEDIDAS Y AJUSTE DEL LÍMITE DE CORRIENTE.

a.1 Calibración de medidas

En esta parte el operador con los botones “arriba” y “abajo” va corrigiendo las lecturas de voltajes de entrada (V_{rs} , V_{st} y V_{tr}), voltaje de salida (V_o) y corriente de salida (I_o). Internamente el programa va cambiando solamente el denominador (Den) del factor de escalamiento (Num/Den). El numerador (Num) es una constante. Se guardan los valores presionando el pulsador “entrar”.

Parte del código del programa correspondiente a la calibración de medidas de voltaje y corriente se muestra a continuación:

```

Ptr_CAL_ESCALAR_MEDIDAS
    bsf    PCLATH,3
    call   TXT_ENTRADAS
    call   ACLARAR_LINEA
    bcf    PCLATH,3

    bcf    S_RP0
    movlw  DENOMINADOR_Vin1_H
    movwf  FSR

    clrf   SELECTOR_MEDIDA
    movlw  LCD_LINE2
    movwf  POSICION_EN_LCD
    bsf    S_RP0
    movlw  CALIBRANDO_MEDIDAS
    movwf  PUNTERO
    return

Ptr_CALIBRANDO_MEDIDAS

    btfss  FLAG_PRESENTAR_MEDICION
    goto   REQUERIR_CALIBRACION
    bcf    FLAG_PRESENTAR_MEDICION

    bcf    S_RP0
    movlw  DENOMINADOR_Vin1_H-RESULTADO_Vin1_H
    subwf  FSR,F
    movfw  INDF
    movwf  PROH
    incf   FSR,F
    movfw  INDF
    movwf  PROL
    movlw  DENOMINADOR_Vin1_H-RESULTADO_Vin1_H-1
    addwf  FSR,F

;
    bsf    S_RP0
    movfw  INDF
    movwf  DENOMINADOR_CONVERSION_H
    incf   FSR,F
    movfw  INDF
    movwf  DENOMINADOR_CONVERSION_L
    decf   FSR,F
    bsf    PCLATH,3
    bcf    PCLATH,4
  
```

```

call    CONVERSION128
bcf     PCLATH,3
bsf     PCLATH,4
bsf     S_RP0

;

movfw   POSICION_EN_LCD
bsf     S_RP0

bsf     PCLATH,3
bcf     PCLATH,4
call    PRESENTAR_MEDICION
bcf     PCLATH,3
bsf     PCLATH,4
REQUERIR_CALIBRACION
bcf     S_RP0
btfsc  BOTON_DOWN
goto    $+.10
bsf     S_RP0
call    RETARDO_RESET_TEMPORIZADOR
incf    FSR,F
movlw   1
addwf  INDF,F
decf    FSR,F
btfsc  CARRY
incf    INDF,F
return

btfsc  BOTON_UP
bsf     S_RP0
return
MEDICION_5
movlw   LCD_LINE2+.6
movwf  POSICION_EN_LCD
bsf     S_RP0
return
MEDICION_6
movlw   LCD_LINE2+.12
movwf  POSICION_EN_LCD
bsf     S_RP0
return
GUARDAR_DENOMINADORES
bsf     S_RP0
movlw   DENOMINADOR_Vin1_H
movwf  FSR
movlw   DIR_DENOMINADOR_Vin1_H
movwf  AUX_1
LAZO_GUARDAR_DENOMINADORES
movfw  INDF
movwf  DATA_WRITE
movfw  AUX_1
bcf    PCLATH,4
call   ESCRITURA
bsf    PCLATH,4
incf   FSR,F
incf   AUX_1,F
movfw  AUX_1
xorlw  DIR_DENOMINADOR_lbat_L+1
btfss  S_ZERO
goto   LAZO_GUARDAR_DENOMINADORES
movlw  TXT_MEDICIONES_2
movwf  PUNTERO
return

```

a.1 Ajuste del límite de corriente

Usando los botones del teclado primero se calibra el límite de corriente de salida. Es importante aclarar el valor del límite de corriente es el valor set point de la corriente de salida (SPI) la que junto con el valor set point de voltaje (SPV) entran al algoritmo PID de

doble lazo según la Figura 3.28. El SPV es calibrado por el potenciómetro externo R2 como se apreciaba en la Figura 3.19.

El límite de corriente actúa cuando la carga trata de consumir mayor corriente que el valor SPI, a partir de ese momento el control PID realimenta la corriente, entregando una corriente a la salida correspondiente al valor del SPI en forma constante. Para conseguir la limitación de corriente el control lo que hace es bajar el voltaje de salida de forma apropiada. El lazo de voltaje toma el control nuevamente cuando se sale de la condición de sobrecarga. Parte del código correspondiente al ajuste del límite de corriente se muestra a continuación:

Ptr_TXT_AJUSTE_lo

```
bsf    PCLATH,3
call   TXT_L1_AJUSTE_lo
call   ACLARAR_LINEA
bcf    PCLATH,3
movlw  MEDIDA_lo_AFINADO
movwf  PUNTERO
```

Ptr_MÉDIDA_lo_AFINADO

```
btfss  FLAG_PRESENTAR_MEDICION
goto   REQUERIR_AFINACION_lo
bcf    FLAG_PRESENTAR_MEDICION

movfw  SET_POINT_lo_H
bcf    S_RP0
movwf  PROH
bsf    S_RP0
movfw  SET_POINT_lo_L
bcf    S_RP0
movwf  PROL

bsf    S_RP0
movfw  DENOMINADOR_lo_H
bcf    S_RP0
movwf  DENOMINADOR_CONVERSION_H
bsf    S_RP0
movfw  DENOMINADOR_lo_L
bcf    S_RP0
movwf  DENOMINADOR_CONVERSION_L
bsf    PCLATH,3
bcf    PCLATH,4
call   CONVERSION128
bsf    PCLATH,4
bcf    PCLATH,3
movlw  5
movwf  SELECTOR_MEDIDA
bsf    S_RP0
movlw  LCD_LINE1+.12

bcf    PCLATH,4
bsf    PCLATH,3
call   PRESENTAR_MEDICION
bsf    PCLATH,4
bcf    PCLATH,3
```

REQUERIR_AFINACION_lo

```
bcf    S_RP0
btfs   BOTON_UP
goto   $+5
bsf    S_RP0
call   RETARDO_RESET_TEMPORIZADOR
call   INCREMENTAR_NIVEL_lo
return
```

```

btfsc  BOTON_DOWN
goto   $+5
bsf    S_RP0
call   RETARDO_RESET_TEMPORIZADOR
call   DECREMENTAR_NIVEL_lo
return

btfsc  BOTON_ENTER
return
bsf    S_RP0
call   RETARDO_RESET_TEMPORIZADOR
movfw  SET_POINT_lo_H
movwf  DATA_WRITE
movlw  DIR_SET_POINT_lo_H
bcf    PCLATH,4
call   ESCRITURA
movfw  SET_POINT_lo_L
movwf  DATA_WRITE
movlw  DIR_SET_POINT_lo_L
call   ESCRITURA
;
bcf    FLAG_TURNNO_Vin
bsf    PCLATH,4
movlw  TXT_AJUSTE_lbat
movwf  PUNTERO
return

```

b. Proceso PID

En esta parte se ejecuta la fórmula recursiva de la ecuación (3.9) para obtener el ángulo de disparo. El programa limita el ángulo de disparo a los valores `MINIMO_ANCHO_DE-DISPARO` y `MAXIMO_ANCHO_DE_DISPARO`. Donde:

- $Y(k)$ = Ángulo de disparo a calcular.
- $Y(k-1)$ = Ángulo de disparo anterior.
- $e(k)$ = Error Actual.
- $e(k-1)$ = Error anterior al actual.
- $e(k-2)$ = Error anterior a $e(k-1)$.

Parte del código correspondiente a este proceso se muestra a continuación:

```

.....
.....;PROCESO_CONTROL_PID
.....
CONTINUAR_PROCESO_PID
bcf    CARRY
rlf    Yk_1_L,W
bcf    S_RP1
movwf  SMDO1L
bsf    S_RP1
rlf    Yk_1_H,W
bcf    S_RP1
movwf  SMDO1H

clrf   SMDO1H3
rlf    SMDO1L,F
rlf    SMDO1H,F

rlf    SMDO1L,F
rlf    SMDO1H,F

rlf    SMDO1L,F
rlf    SMDO1H,F
rlf    SMDO1H3,F ;multiplicación 16 x Yk-1

bsf    S_RP1

```

```

movfw Ek_H
bcf S_RP1
movwf MPDORH
bsf S_RP1
movfw Ek_L
bcf S_RP1
movwf MPDORL
movlw A1
movwf MPNDOL
bsf PCLATH,3
call MULTIPLICACION10x8;E(k)xA1

```

```

movfw PROH3
movwf SMDO2H3
movfw PROH
movwf SMDO2H
movfw PROL
movwf SMDO2L
call SUMA24

```

```

.....
bsf S_RP1
movfw Ek_1_H
bcf S_RP1
movwf MPDORH
bsf S_RP1
movfw Ek_1_L
bcf S_RP1
movwf MPDORL
movlw B1
movwf MPNDOL
call MULTIPLICACION10x8 ;E(k-1)xB1

```

```

movfw SUMAH3
movwf MNDOH3
movfw SUMAH
movwf MNDOH
movfw SUMAL
movwf MNDOL
movfw PROH3
movwf STDOH3
movfw PROH
movwf STDOH
movfw PROL
movwf STDOL
call RESTA24

```

```

.....
bsf S_RP1
movfw Ek_2_H
bcf S_RP1
movwf MPDORH
bsf S_RP1
movfw Ek_2_L
bcf S_RP1
movwf MPDORL
movlw C1
movwf MPNDOL

call MULTIPLICACION10x8 ;E(k-2)xC1

```

```

movfw RESTAH3
movwf SMDO1H3
movfw RESTAH
movwf SMDO1H
movfw RESTAL
movwf SMDO1L
movfw PROH3
movwf SMDO2H3
movfw PROH
movwf SMDO2H
movfw PROL
movwf SMDO2L
call SUMA24

```

```

    bcf     PCLATH,3
VER_RANGO_Yk
    btfsc  SUMAH3,7
    goto   MINIMO_ANCHO
;dividiendo entre 16

    bcf     CARRY
    rrf     SUMAH3,W
    movwf  STDOH3
    rrf     SUMAH,W
    movwf  STDOH
    rrf     SUMAL,W
    movwf  STDOL

    bcf     CARRY
    rrf     STDOH3,F
    rrf     STDOH,F
    rrf     STDOL,F
    bcf     CARRY
    rrf     STDOH3,F
    rrf     STDOH,F
    rrf     STDOL,F
    bcf     CARRY
    rrf     STDOH3,F
    rrf     STDOH,F
    rrf     STDOL,F

    clrf   MNDOH3
    movlw  MINIMO_ANCHO_DE_DISPARO_H
    movwf  MNDOH
    movlw  MINIMO_ANCHO_DE_DISPARO_L
    movwf  MNDOL
    bsf    PCLATH,3
    call   RESTA24
    bcf    PCLATH,3
    btfss  CARRY
    goto   $+.7

MINIMO_ANCHO

    bsf    S_RP1
    movlw  MINIMO_ANCHO_DE_DISPARO_H
    movwf  Yk_1_H
    movlw  MINIMO_ANCHO_DE_DISPARO_L
    movwf  Yk_1_L
    goto   GUARDAR_Ek_1_2

    movlw  MAXIMO_ANCHO_DE_DISPARO_H;0x68
    movwf  MNDOH
    movlw  MAXIMO_ANCHO_DE_DISPARO_L;0xDE
    movwf  MNDOL
    bsf    PCLATH,3
    call   RESTA24
    bcf    PCLATH,3
    btfsc  CARRY
    goto   $+.7

MAXIMO_ANCHO

    bsf    S_RP1
    movlw  MAXIMO_ANCHO_DE_DISPARO_H
    movwf  Yk_1_H
    movlw  MAXIMO_ANCHO_DE_DISPARO_L
    movwf  Yk_1_L
    goto   GUARDAR_Ek_1_2

    movfw  STDOH
    bsf    S_RP1
    movwf  Yk_1_H
    bcf    S_RP1
    movfw  STDOL
    bsf    S_RP1
    movwf  Yk_1_L

```

```

GUARDAR_Ek_1_2
    movfw   Yk_1_H
    bcf     S_RP1
    movwf  STDOH
    bsf     S_RP1
    movfw  Yk_1_L
    bcf     S_RP1
    movwf  STDOL
    movlw  CUENTA_TOTAL_TIMER1_H
    movwf  MNDOH
    movlw  CUENTA_TOTAL_TIMER1_L
    movwf  MNDOL
    bsf    PCLATH,3
    call   RESTA16
    bcf    PCLATH,3
    movfw  RESTAH
    bsf    S_RP0
    movwf  RETARDO_TIMER_H
    bcf    S_RP0
    movfw  RESTAL
    bsf    S_RP0
    movwf  RETARDO_TIMER_L

    bcf    S_RP0
    bsf    S_RP1
    movfw  Ek_1_H
    movwf  Ek_2_H
    movfw  Ek_1_L
    movwf  Ek_2_L
    movfw  Ek_H
    movwf  Ek_1_H
    movfw  Ek_L
    movwf  Ek_1_L
    bsf    S_RP0
    bcf    S_RP1

```

c. Rutina de interrupción

En esta parte se miden los voltajes y corrientes y se sincroniza el disparo de los tiristores. Parte del código de programación que sincroniza el disparo de los tiristores asociados a la fase R se muestra a continuación:

```

VER_INT_TMR1
    bsf     S_RP0
    btfss  FLAG_HABILITAR_CARGADOR
    goto   VER_INT_PORTB

    bcf     S_RP0
    btfss  PIR1,TMR1IF
    goto   VER_INT_PORTB
    bcf    PIR1,TMR1IF

    btfss  TURNO_D1_D5
    goto   $+3
    bsf    DIODO_1
    goto   APAGAR_TMR1

    btfss  TURNO_D2_D6
    goto   $+3
    bsf    DIODO_2
    goto   APAGAR_TMR1

    btfss  TURNO_D3_D4
    goto   $+2
    bsf    DIODO_3

APAGAR_TMR1
    bcf    T1CON,TMR1ON

VER_INT_PORTB
    bcf    S_RP0

```

```

btfss   INTCON,RBIF
goto    VER_INT_TMR0
movfw   PORTB
bcf     INTCON,RBIF

EXAMEN_DEL_PIN_SINC_R
btfss   BIT_COPIA_de_SINC_R
goto    $+5
btfsc   SINC_R
goto    EXAMEN_DEL_PIN_SINC_S
bcf     BIT_COPIA_de_SINC_R
goto    POP
btfss   SINC_R
goto    EXAMEN_DEL_PIN_SINC_S
bsf     BIT_COPIA_de_SINC_R
clrf   REG_TURNO_DIODOS
bsf     TURNO_D1_D5
movlw   VALOR_T_MEDIDAS_DE_CONTROL ;retardo del timer0 para poder medir señales de control.
movwf   TMR0
bcf     INTCON,T0IF
clrf   FLANCO_SUBIDA
bsf     BIT_FLANCO_SUBIDA_R
bsf     S_RP0
bcf     FLAG_SINCRONISMO_TMR0
bsf     FLAG_SINCRONISMO_CON_AC
goto    ACTUALIZAR_TIMER1

```

Parte del código que mide el voltaje y la corriente de salida es mostrado a continuación:

MEDIR_SEÑALES_DE_CONTROL

```

movlw   CANAL_Io
call    MEDIR
movfw   ADRESH
movwf   RESULTADO_Io_H
bsf     S_RP0
movfw   ADRESL
bcf     S_RP0
movwf   RESULTADO_Io_L

movlw   CANAL_Vo
call    MEDIR
movfw   ADRESH
movwf   RESULTADO_Vo_H
bsf     S_RP0
movfw   ADRESL
bcf     S_RP0
movwf   RESULTADO_Vo_L

```

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1. El sistema de control fue instalado en la imprenta local EDIT SOL S.R.L. a mediados del año 2012 y hasta la fecha está operando correctamente. Se verificó que el sistema de control del motor DC de 200 HP desarrollado satisface los objetivos planteados inicialmente. Algunos parámetros medidos en pleno funcionamiento se listan a continuación:

- Rango de corriente de entrada de trabajo (por fase) = 20 a 100 A
- Tensión de ingreso (fase-fase) = 370 VAC
- Rango de tensión de salida de trabajo = 20 a 200 VDC.
- Rango de corriente de salida de trabajo = 50 a 200 A

Se puede notar que el sistema está trabajando al 55% Aprox. de carga. Esto es porque la planta no necesita acoplar todos los bloques de impresión.

2. Respecto al control PID para este caso se puede concluir que las constantes digitales obtenidas que han dado un control satisfactorio son:

- $K_P = 0.75$
- $K_I = 0.125$
- $K_D = 1.31$

3. Se debe realizar mantenimientos periódicos en el motor y la parte mecánica de la imprenta, sobre todo en rodajes, piñones, engrase, para evitar problemas de sobrecarga.

4. Así mismo realizar mantenimientos periódicos limpiando los contactos de los contactores.

5. Tomar en cuenta la caída de tensión trifásica, sobre todo cuando se adiciona máquinas de imprenta o similares en la misma planta. La caída de tensión provoca limitación de corriente de salida para el motor DC.

ANEXO A
CRONOGRAMA DE TRABAJO

El cronograma es presentado en la Tabla A.1

Tabla A.1 Cronograma de trabajos

No	Actividades	1er. mes	2do. mes	3er. mes	4to. mes
1	Diseño general del Sistema				
	1.1 Elección del tipo de control				
	1.2 Elaboración del esquema eléctrico general				
2	Diseño de la parte de Potencia				
	2.1 Diseño de inductancia				
	2.2 Calculo de packs				
	2.3 Diseño de la Refrigeración				
3	Diseño del Hardware de Control				
	3.1 Diseño de la unidad lógica principal				
	3.2 Unidad de mandos				
4	Realización de Simulaciones				
	4.1 SEMISEL				
	4.2 PROTEUS				
5	Diseño de Software de control				
	5.1 Elaboracion programa PIC				
6	Implementacion				
	6.1 Armado de placa electronica				
	6.2 Armado de la etapa de potencia				
	6.3 Comprobacion del funcionamiento				
	6.4 Prueba del Rectificador con un Motor DC				
7	Documentacion				
	7.1 Planos electricos				
	7.2 Plano electronico				

ANEXO B
RELACIÓN DE COSTOS

La relación de costos es presentada en la Tabla B.1

Tabla B.1 Relación de costos

Componente	Cantidad	Precio Unid.	Precio Total (S/.)
Gabinete	1	1200	1200
Transformador de corriente 500/5A (TC1,TC2)	2	50	100
Inductancia (L1 ,L2,L3) 0.17mH,300A	3	300	900
Tranformador (T1) 380/220, 500VA	1	250	250
Pack Tiristor-Tiristor 250A, 1200V (PACK1,PACK2,PACK3)	3	360	1080
Condensador 1uF, 1KV (C1,C2...C6)	6	1	6
Resistencia 100 Ohmios, 10W (R3,R4...R8)	6	1	6
Ventilador de 130x130mm	3	50	150
Unidad Logica Principal	1	250	250
Unidad de Mando	1	250	250
Switch Termico Th1	3	5	15
Motor de paso	1	30	30
Puente Diodo 30A 1KV	1	15	15
Fusible F1	1	2	2
Pulsador Normalmente Abierto	3	20	60
Pulsador Normalmente Cerrado	1	20	20
Selector de 03 posiciones	1	40	40
Potenciómetro 10K (R2)	1	30	30
Contactador de 2x350A DC	3	3000	9000
Resistencia de Freno 0.01 ohmios,1KW (R1)	1	500	500
Resistencia shunt 400A,60mV (R9)	1	90	90
Interruptor Termomagnetico ITM1 3x400A	1	1500	1500
Interruptor Termomagnetico ITM2 1x4A	1	20	20
Interruptor Termomagnetico ITM3 2x4A	1	30	30
Cableado	1	750	750
		Total	S/. 16,294.00

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Daniel W. Hart, "Electrónica de Potencia", 2001.
- [2] Semikron, Hoja técnica del SKKT250/12 <http://octopart.com/skkt+250%2F12e-semikron-1005580>
- [3] Semikron, "Semisel Simulation", programa de simulación de potencia <http://www.semikron.com/skcompub/en/index.htm?mode=semisel>
- [4] Katsuhiko Ogata, "Ingeniería de Control Moderna", Prentice Hall, 4ta. edición, 2003
- [5] Katsuhiko Ogata,, "Sistemas de Control en Tiempo Discreto", Segunda edición, 1996
- [6] Retrofit de sistemas con motor de CC mediante controlador electrónico de velocidad. <http://www.emb.cl/electroindustria/articulo.mvc?xid=1219&edi=64>
- [7] Mohan - Power Electronics Converters, Applications, And Design Supplementary Material, 2003