

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**IMPLEMENTACIÓN DE UN MICROCONTROLADOR EN UN
MÓDULO EDUCATIVO VARIADOR DE VELOCIDAD**

INFORME DE COMPETENCIA PROFESIONAL

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

PRESENTADO POR:

CÉSAR EMILIO MEDINA TONG

**PROMOCIÓN
1981- I**

**LIMA – PERÚ
2006**

**IMPLEMENTACIÓN DE UN MICROCONTROLADOR EN UN MÓDULO EDUCATIVO
VARIADOR DE VELOCIDAD DC**

A mi esposa, hijas, hermanos y a la
memoria de mis inolvidables padres.

SUMARIO

El presente trabajo trata del control de un motor de corriente continua del tipo Derivación mediante un microcontrolador Microchip PIC de la gama media. Se emplea un taco generador para tomar la información de velocidad y un freno de polvo magnético para la simulación de carga, además el microcontrolador emplea como, periféricos una pantalla display LCD y opcionalmente una PC. El microcontrolador ejerce un control PID, PI o P sobre el motor y puede gobernar la velocidad del motor a voluntad del usuario.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO I	
CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DC	3
1.1 Tipo de motor	3
1.2 Control por corriente de armadura	4
1.3 Control de la corriente de armadura por ángulo de fase	6
1.3.1 Disparo de tiristores por ráfaga de impulsos	7
1.3.2 Puente rectificador semicontrolado asimétrico	10
1.3.3 Transformador de pulsos	10
1.3.4 Circuito de protección Snubber	11
CAPITULO II	
FUNCIONAMIENTO Y CALIBRACIÓN DEL MÓDULO EDUCATIVO ALEMÁN	13
2.1 Circuito modular educativo	14
2.1.1 Fuente de alimentación	14
2.1.2 Protección del motor	14
2.1.3 Unidad de control y regulador de revoluciones	15
2.1.4 Regulador de corriente	17
2.1.5 Salida de potencia	17
2.1.6 Convertidor de corriente	18
2.2 El circuito de control	21
2.3 El control PID	22
2.4 Puesta en funcionamiento y calibración	25
2.4.1 Equipos necesarios para las pruebas	25
2.4.2 Características del equipo empleado	26
2.4.3 Verificación de la tarjeta reguladora de corriente	28
2.4.4 Ajuste de la tensión diente de sierra	29
2.4.5 Observación de la onda cruce por cero	30
2.4.6 Observación de la onda resultante del comparador	31
2.4.7 Observación y medición de la ráfaga de impulsos de disparo	32
2.4.8 Ajuste del valor máximo de corriente de armadura	34

2.4.9 Establecimiento del máximo número de revoluciones	34
2.4.10 Ajuste del control PID	35
CAPITULO III	
MODELACIÓN DEL CONTROL DE VELOCIDAD	38
3.1 Modelación del motor DC derivación	38
3.2 Deducción de la función de transferencia del motor DC	42
3.3 Determinación de las constantes del controlador PID	44
CAPITULO IV	
APLICACIÓN DEL MC PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD	47
4.1 Control digital de velocidad	47
4.2 Discretización del control PID	48
4.3 El microcontrolador PIC	52
4.3.1 Lógica incrustada	56
4.3.2 La conexión con la PC	56
4.3.3 Entradas y salidas del Microcontrolador	56
4.4 Lenguaje de programación	57
4.5 Periféricos del microcontrolador	59
4.5.1 El display LCD	59
4.5.2 Comunicación con la PC	61
4.6 Interfases necesarias	62
4.6.1 Interfase con el tacogenerador	63
4.6.2 Interfase para la corriente de armadura	63
4.6.3 Detección del cruce por cero	63
4.6.4 Circuito de disparo	64
4.7 Circuito programador	64
4.8 Circuito entrenador	66
CAPITULO V	
PROGRAMA PRINCIPAL	68
5.1 Diagrama de flujo	68
5.2 Lista de instrucciones	68
CAPITULO VI	
RESULTADOS DEL VARIADOR DE VELOCIDAD CON μC	75
6.1 Resultados con el simulador	75
6.2 Resultados con el circuito	79
6.2.1 Pruebas de mantenimiento de la velocidad consigna	79
6.2.2 Pruebas de modificación de constantes	85

VIII

6.2.3 Respuesta al escalón	87
CAPITULO VII	
APLICACIONES DE ESTE TRABAJO	93
CONCLUSIONES	94
ANEXOS	
Anexo A	97
Anexo B	99
Anexo C	101
Anexo D	103
BIBLIOGRAFÍA	105

INTRODUCCIÓN

El control de la velocidad de los motores eléctricos, ocupa un lugar preponderante en la industria; para el estudio de los variadores de velocidad es necesario comenzar con los motores de corriente continua a pesar de que los variadores de velocidad de motores de corriente alterna han desplazado a los sistemas de regulación de velocidad con motores DC. Este trabajo trata sobre los diversos circuitos y controladores que se encuentran en este tipo de regulador, tanto en el ámbito de hardware como, para este trabajo, de software para la enseñanza.

Se establece como punto de referencia el variador de velocidad modular de origen alemán, empleado en la enseñanza del curso de Electrónica Industrial en el Instituto Tecsup-2. Se ha trabajado con la misma etapa de potencia y las interfases empleadas han sido elaboradas de la manera más simple. También se ha elaborado el programa para el microcontrolador.

La metodología empleada lleva de por sí a la comparación entre los variadores, el modular y el elaborado por el autor; siendo de gran utilidad técnica para el estudio del funcionamiento de diversos tópicos aplicados para el control de velocidad DC como: los circuitos electrónicos, la máquina eléctrica así como la lógica programada. Este trabajo puede aplicarse para otros tipos de motores en la parte del análisis que puede realizarse en la PC, con la información del motor capturada por los convertidores AD del microcontrolador. Es posible también, como lo sugiere el uso del microcontrolador, comunicar diversos equipos conectados de la misma forma con una central de supervisión y control. Una limitación de esta aplicación de microcontroladores es la velocidad con la que se adquieren los datos del proceso. Existen mejores alternativas dentro de las opciones que proporciona Microchip, como la serie 18F452 que proporciona mayor velocidad y tiene incorporado en el silicio un control PID, pero queríamos elaborar la rutina del proceso en un microcontrolador de la gama media con fines educativos. El variador electrónico que desarrollamos conlleva una limitación en el control; esta consiste en la imposibilidad de ejercer más de una acción de control en cada periodo de la onda rectificadora lo que prolonga y discretiza el proceso.

En el primer capítulo se aborda el estudio del tipo de motor DC empleado para el control de velocidad con medios electrónicos y la forma más conveniente de hacerlo; comparamos los circuitos modular y el propuesto señalando las ventajas a conseguir.

En el segundo capítulo se presenta el módulo educativo alemán, se explica el funcionamiento de cada parte y en particular el circuito de control, luego se muestra el procedimiento para la puesta en funcionamiento y la calibración del controlador PID. Finalmente se puede apreciar los resultados de respuesta del sistema para un escalón de velocidad.

En el tercer capítulo se establece la función de transferencia del sistema y las magnitudes de los parámetros del controlador PID para obtener una respuesta subamortiguada.

En el cuarto capítulo tratamos la aplicación del microcontrolador para el variador de velocidad, definimos la aproximación de Tustin, el lenguaje de programación a emplear y los periféricos a emplear.

El quinto capítulo contiene la lista de instrucciones del microcontrolador así como el diagrama de flujo

En el sexto capítulo se muestran los resultados del control de velocidad ahora mediante el sistema digitalizado.

Finalmente, en el último capítulo, se señalan las aplicaciones que pueden derivarse de este trabajo y su importancia en el dictado de cursos de formación de Electrotecnia tanto como en cursos de nivel superior.

Agradecemos al Instituto Superior Tecsup-2 en la ciudad de Arequipa, institución en la que presto servicios y donde se desarrolló este trabajo.

CAPITULO I

CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DC

Los primeros motores eléctricos que se construyeron fueron los de corriente continua, la facilidad para controlar la velocidad y la posibilidad de obtener diversas variedades de motores con características distintas, motivaron su uso en la industria. Hoy en día aun se les aprecia por su buena regulación de velocidad aunque están siendo desplazados rápidamente por los motores de inducción trifásicos debido a su sencillez y bajo mantenimiento. Todo depende del costo del variador de velocidad AC necesario [1].

El control de velocidad de motores DC es aun un tema interesante de estudio. La aplicación de control de velocidad de motores DC de excitación independiente en los vehículos mineros para el transporte de minerales; llamados de rueda motorizada; lo demuestra y es necesario recordar que esta tecnología proviene de una más antigua aplicada en ferrocarriles.

1.1 Tipo de motor

De la diversidad de motores DC que se conoce, es preferible emplear el motor de excitación independiente pues tiene separados los circuitos de campo y armadura, pudiéndose trabajar con cada uno independientemente. Presenta también las mejores características de relación torque velocidad como se aprecian en las curvas características de la figura 1.1 [2].

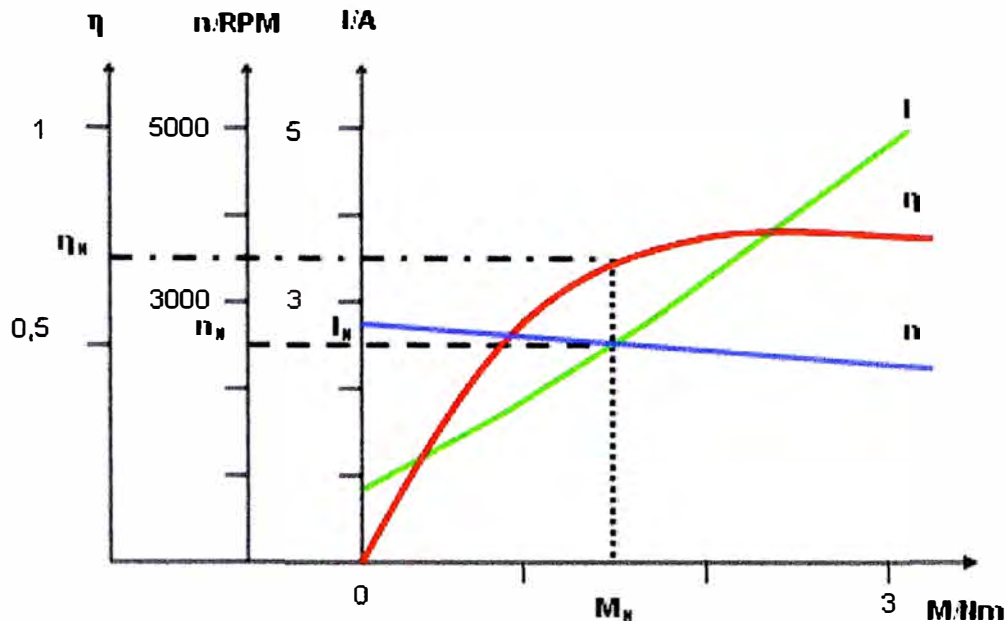


Fig. 1.1 Curvas características del motor de excitación independiente

1.2. Control por corriente de armadura

Existen tres posibilidades de control para el motor derivación:

- Control por corriente de campo.
- Control por corriente de armadura.
- Control simultaneo de corriente de campo y armadura.

Cuando se emplea un control de velocidad tradicional para motores de corriente continua, el control de corriente de campo es el más simple pues tiene por ventaja que la corriente controlada es mucho menor que la corriente rotórica, empleándose por consiguiente resistencias de menor potencia. Tiene por desventaja la desinformación con el torque proporcionado, magnitud que depende de la corriente en la armadura. Un control de este tipo no proporciona una buena regulación de velocidad [1].

Las ecuaciones que describen el comportamiento del motor de corriente continua son:

$$V_A = R_A I_A + C_1 n \Phi \quad (1.1)$$

$$M = C_2 I_A \Phi \quad (1.2)$$

Donde: V_A Tensión de la armadura.
 I_A Corriente de armadura.
 R_A Resistencia de armadura.

- n Velocidad del motor.
- Φ Flujo magnético de la bobina de excitación.
- M Momento del motor.
- C_1, C_2 Constantes del motor.

Si consideramos que el término $C_1 n \Phi$ de la ecuación 1.1, es la tensión que se induce en la armadura y que en motores grandes representa el 90% de la tensión de armadura, podemos simplificar la ecuación que describe la velocidad:

$$n \approx V_A / C_1 \Phi \quad (1.3)$$

La ecuación 1.3, describe el comportamiento de la velocidad con las formas de control que se hacen con los motores de corriente continua, es decir, el control de la tensión de armadura o el control del flujo de excitación a través de la corriente de excitación conocida también como corriente de campo [2].

Como es conocido, la supresión del flujo de excitación origina el incremento de la corriente de armadura y por consiguiente el embalamiento del motor lo que limita el control de corriente de campo y lo hace peligroso.

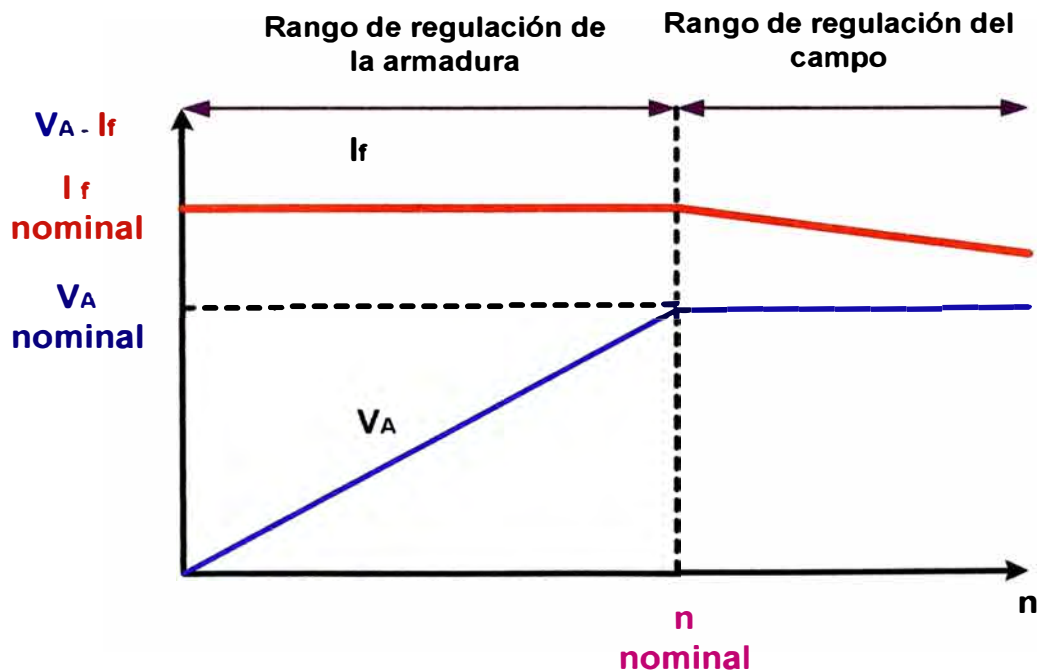


Fig. 1.2 Rangos de regulación de velocidad del motor DC.

En la zona de ajuste del rotor o armadura podemos controlar las revoluciones desde cero hasta la velocidad nominal, observamos en la figura 1.2, la permanencia constante de la corriente de campo.

En la zona de ajuste de campo notamos que no es posible alcanzar el torque nominal puesto que estaría el motor sobrecargado

El control de velocidad por corriente de armadura proporciona información directa del torque proporcionado y por consiguiente una mejor regulación. Este método tiene por desventaja, dentro de los métodos tradicionales, el requerir resistencias de gran potencia lo que ocasiona pérdidas considerables.

El control de corriente de armadura es ideal cuando el proceso se realiza con medios electrónicos ya que el circuito de potencia se hace con tiristores u otros dispositivos semiconductores de potencia como GTO's o transistores Mosfet de potencia [3]. Las pérdidas en estos dispositivos, comparándolas con el método tradicional con resistencias, son mínimas; agregándose a esto una mayor velocidad de operación. El empleo de microprocesadores o microcontroladores para el control de potencia ha elevado la calidad de esta forma de control, aperturándose diversas posibilidades en su aplicación.

Otra característica importante de los controles de campo y armadura es el rango de control de velocidad. En la figura 1.2, se pueden apreciar las zonas de ajuste de velocidad de los motores de corriente continua.

La opción de un control simultaneo de corrientes de campo y armadura con medios electrónicos amplía mas aun la calidad en la regulación; un ejemplo de ello, son los camiones mineros de rueda motorizada quienes emplean este sistema. No debemos dejar de mencionar que el motor DC empleado en estos vehículos, está ya siendo desplazado por motores de corriente alterna trifásicos. En el sector minero nacional existe aún una gran cantidad de camiones eléctricos de ruedas motorizadas con máquinas DC.

1.3. Control de la corriente de armadura por ángulo de fase

Al emplear tiristores en nuestro circuito, mantuvimos los elementos y características del circuito de disparo del módulo educativo que estudiamos y que a continuación describimos.

1.3.1 Disparo de tiristores por ráfaga de impulsos

Para el disparo de tiristores es posible emplear tres modalidades:

- Disparo por corriente continua.
- Disparo por corriente alterna.
- Disparo por impulsos o trenes de ondas.

El circuito básico de disparo se muestra en la figura 1.3, corresponde al disparo por corriente continua.

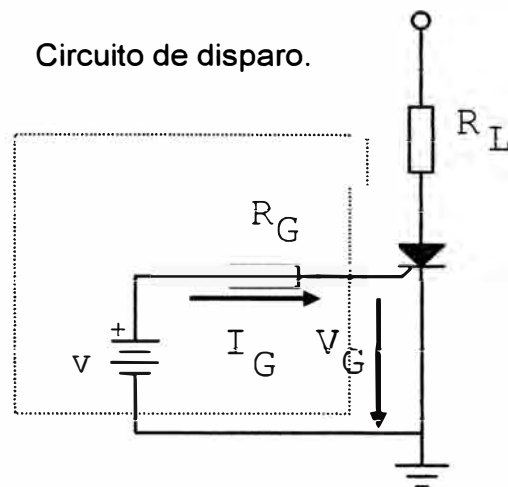


Fig. 1.3 Circuito básico de disparo de Tiristor

La potencia necesaria para el disparo de los tiristores es bastante pequeña, pero es necesario tener la precaución de no sobrepasar la potencia límite del Gate o puerta. Se considera la recta de carga del circuito de control para determinar con seguridad no sobrepasar esta condición.

La recta de carga debe intersecarse con la curva característica de puerta en la región denominada de disparo seguro, lo más próxima a la curva de máxima potencia (figura 1.4). Con este procedimiento debe evitarse además la tensión inversa al circuito de puerta.

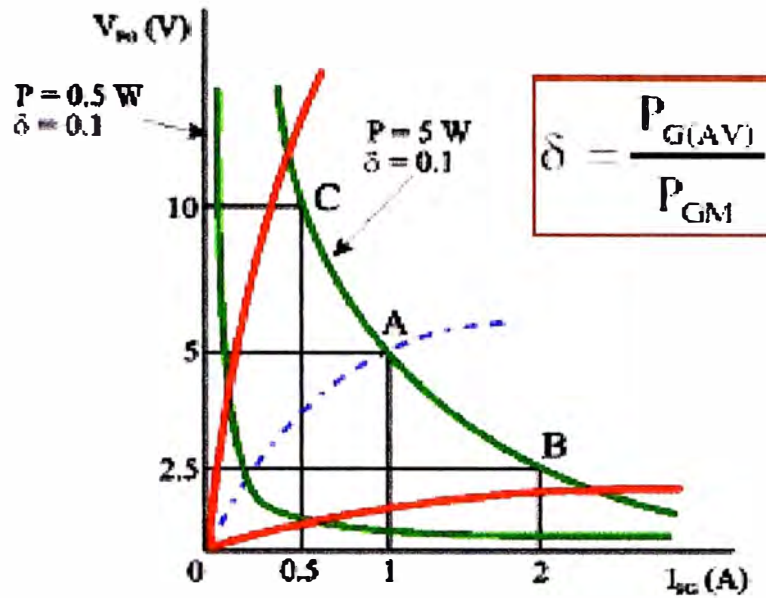


Fig. 1.4 Potencia del circuito de Gate o Compuerta

En esta modalidad se previene la tensión inversa en la puerta con el diodo de protección (figura 1.5). La potencia máxima del circuito de puerta no debe sobrepasar el valor de potencia media y es limitada por la resistencia de Gate R_G .

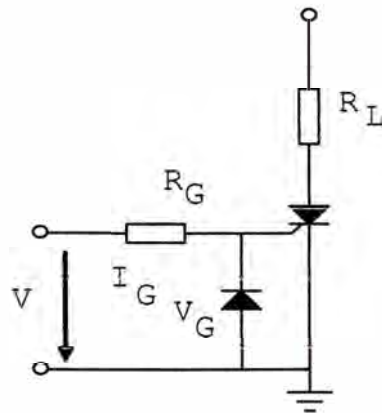


Fig. 1.5 Protección del circuito de Gate o Compuerta

El cebado por impulso único tiene las siguientes ventajas:

- Permite aplicar al circuito de puerta una potencia de pico superior a la potencia media admisible, pudiendo aplicarse criterios de tolerancia más amplios.
- Es posible reducir a un valor mínimo el retardo que existe entre la señal de puerta y la subida de corriente de ánodo, lo que permite obtener una sincronización muy precisa.
- Se reduce la disipación de potencia debida a la corriente residual en las proximidades del nivel de cebado.

Se recomienda anchos de $0,2\mu\text{s}$ - $0,5\mu\text{s}$ de un impulso energético de hasta 5 veces la corriente de puerta máxima.

La modalidad de disparo por trenes de ondas suele considerarse como disparo por corriente continua con la ventaja de tener un menor consumo de energía. Este es el caso del circuito que proponemos.

El fenómeno de la prolongación del estado de conducción de los tiristores por efecto de la carga inductiva (figura 1.6A), es grave en el caso del control de corriente alterna (Triacs o tiristores en antiparalelo) pues el circuito puede convertirse en un rectificador de media onda con consecuencias no esperadas (figura 1.6B). La solución para ello es la prolongación del pulso (figura 1.6C) o enviar un tren de impulsos (figura 1.6D) hasta el término de cada semiciclo [4].

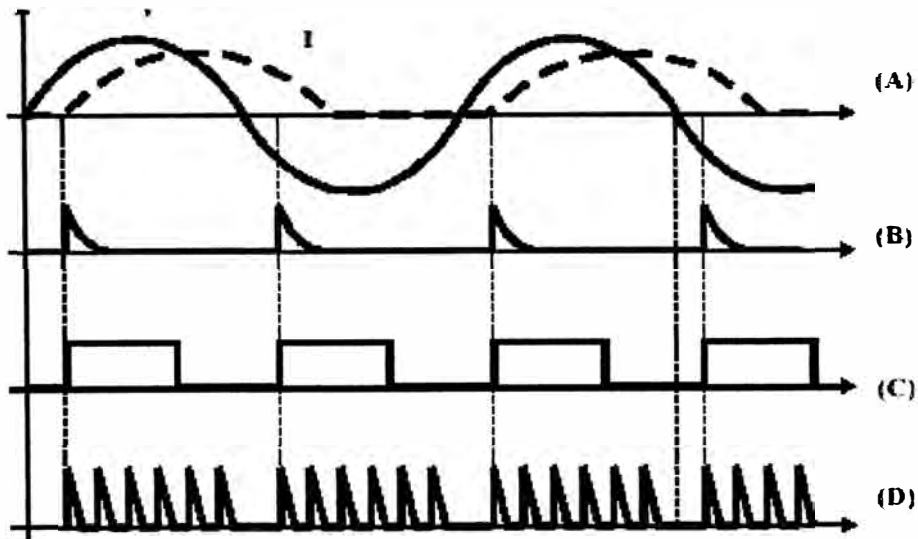


Fig. 1.6 Modalidades de disparo.

Una rectificación totalmente controlada de onda completa con carga inductiva puede ocasionar también el mismo problema con los tiristores, por ello se emplea un puente semicontrolado.

En el módulo alemán el empleo de un puente semicontrolado evita el fenómeno de la prolongación del estado de conducción de los tiristores.

Otra ventaja de emplear trenes de pulsos es la posibilidad de emplear transformadores de pulsos para aislar el circuito de control del circuito de potencia.

1.3.2 Puente rectificador semicontrolado asimétrico

El puente asimétrico (figura 1.7), proporciona dos diodos en serie permitiendo la libre circulación para evitar el efecto de prolongación del estado de conducción de los tiristores por acción de la carga inductiva [5].

En el circuito se aprecia la bobina de conmutación L_{K1} para evitar los impulsos de corriente debido a la superposición del estado de conducción de las parejas diodo – tiristor cuando trabajan con cada semiperiodo; fenómeno debido al tiempo de recuperación que poseen los semiconductores [6].

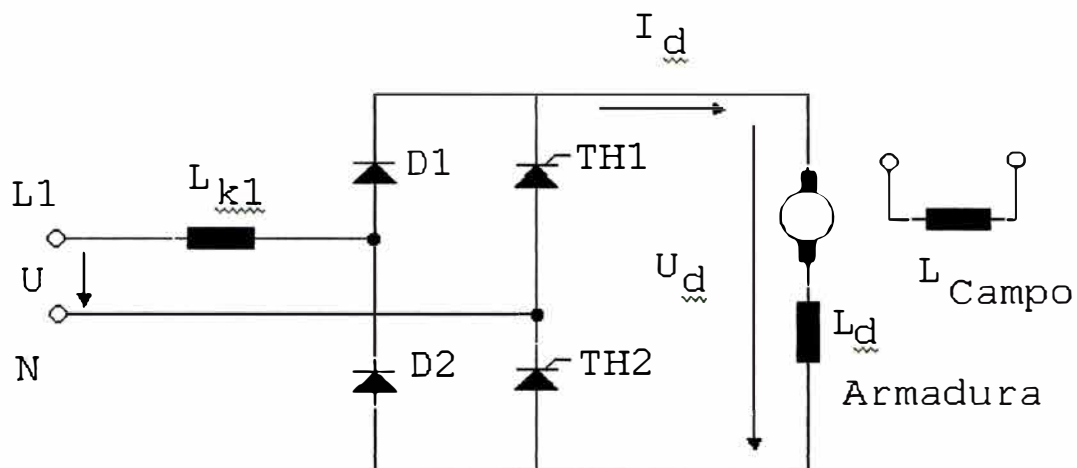


Fig. 1.7 Puente semicontrolado asimétrico.

1.3.3 Transformador de impulsos

Es necesario aislar el circuito de control del circuito de potencia, para ello se pueden emplear dos opciones:

- El transformador de impulsos.
- Optoacopladores.

El modulo alemán emplea únicamente transformador de impulsos, en el circuito alternativo empleamos las dos opciones: el transformador de impulsos de la etapa de potencia original y optoacopladores para aislar el microcontrolador.

Las características nominales de un transformador de impulsos Semikron, como el voltaje de cresta 400V – 650V, (figura 1.8); nos muestra la propiedad de aislamiento del dispositivo.

Absolute Maximum Ratings		Values
Symbol	Conditions	
V_{VDR}	Creel working voltage	400 ... 650 V
V_{ISUL}	A.C. rms, 1 minute, see table below ¹⁾	2,5 ... 5 kV
T_{op}	Operating Temperature	-40 ... +85 °C
T_{stg}	Storage Temperature	-50 ... +90 °C

Pulse Transformers
SKPT 14 to SKPT 27



Fig. 1.8 Características de un transformador de impulsos.

El transformador de impulsos de marca VAC empleado por el módulo es el que se aprecia en la figura 1.9.

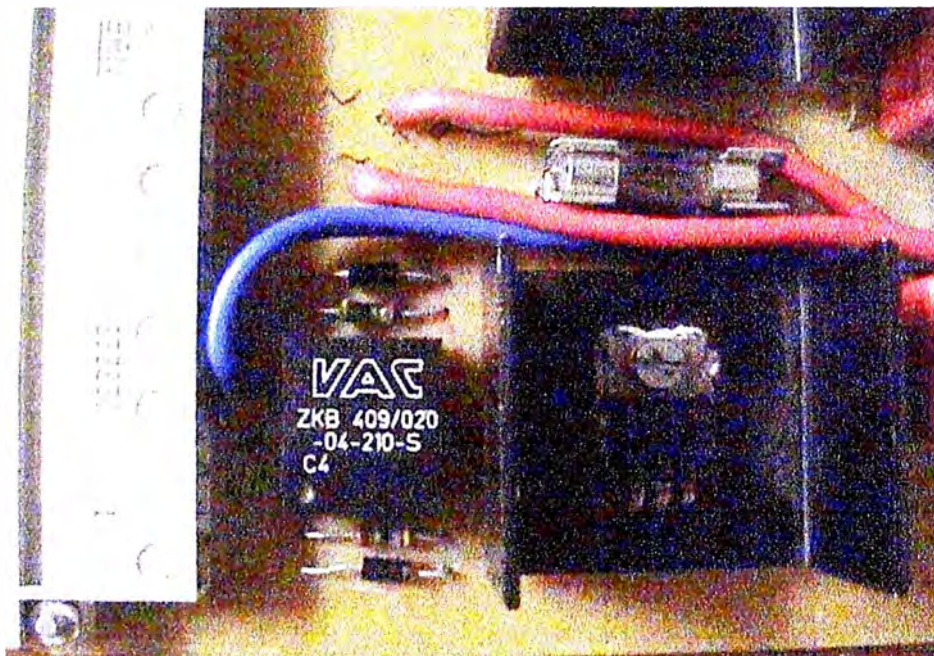


Fig. 1.9 Transformador de pulsos del módulo.

1.3.4 Circuito de protección Snubber

La operación del tiristor origina sobretensiones producidas por el almacenamiento de portadores. Este fenómeno aparece durante el paso del estado de conducción al estado de bloqueo [6].

El tiempo de vida del portador de carga tiene un retraso respecto al cruce por cero; lo que origina que el tiristor continúe conduciendo. Esta corriente cesa bruscamente cuando la capa barrera media es liberada de portadores de carga. En ese momento se genera el pico de tensión superpuesto a la tensión inversa.

Un circuito R-C serie en paralelo con el tiristor evita estas sobretensiones, este circuito es conocido como "snubber" o amortiguador de apagado.

Las sobretensiones que provienen de la red y que podrían disparar el tiristor se evitan con un Varistor en paralelo al tiristor (figura 1.10).

Las magnitudes de R y C del circuito de descongestionamiento se determinan por tablas.

En el circuito se emplean los valores de R y C mostrados en la figura 1.10.

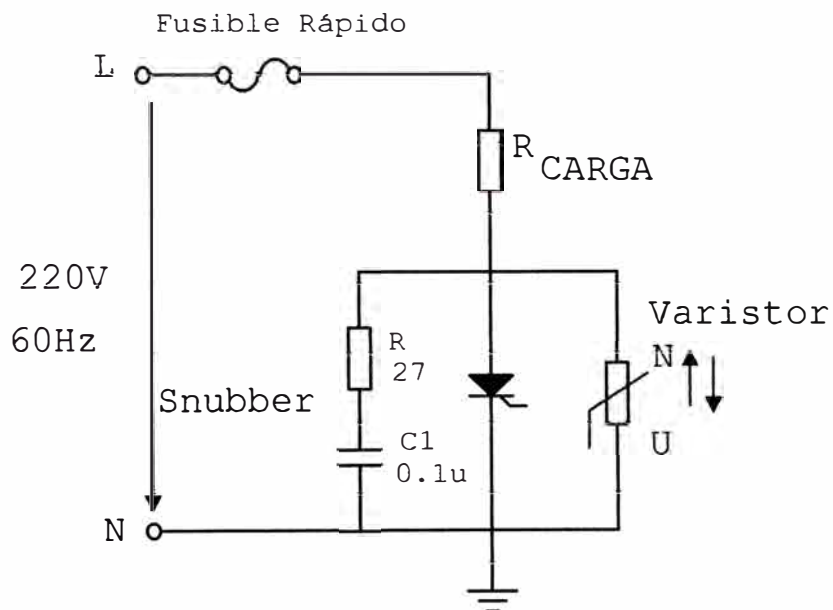


Fig. 1.10 Circuitos de protección del tiristor.

CAPITULO II

FUNCIONAMIENTO Y CALIBRACIÓN DEL MÓDULO EDUCATIVO ALEMÁN

Tecsup cuenta en el laboratorio de Electrónica Industrial con cuatro módulos para la enseñanza del funcionamiento de los variadores de velocidad DC. De origen alemán, son de tipo modular y están elaborados con dispositivos discretos, puertas lógicas y amplificadores operacionales comerciales; lo que hace a estos equipos económicos, resistentes y adecuados para la enseñanza. (figura 2.1). Estos módulos han sido armados en Tecsup por alumnos del ultimo semestre de la especialidad de Electrotecnia Industrial.

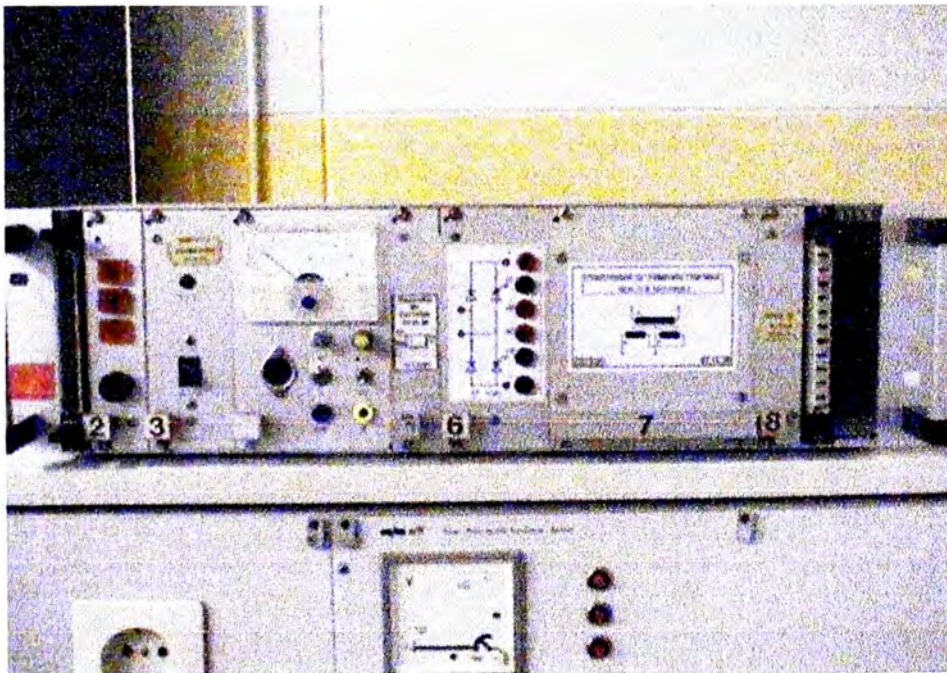


Fig. 2.1 Módulo alemán.

2.1 Circuito modular educativo

Los equipos están contruidos en “racks” desmontables lo que permite el aprendizaje progresivo y sistemático. Están compuestos por las siguientes partes:

- Fuente de alimentación.
- Fusibles del motor.
- Unidad de control y regulador de revoluciones.
- Regulador de corriente.
- Salida de potencia.

Describiremos a continuación las partes mencionadas.

2.1.1 Fuente de alimentación

El variador recibe 220V-60Hz de la red y proporciona un voltaje de alimentación rectificado para el circuito de campo y armadura con una corriente máxima de 5 Amperios. Además proporciona el voltaje simétrico de $\pm 15V$ mediante dos reguladores de voltaje integrados fijos para los amplificadores operacionales (figura 2.2).

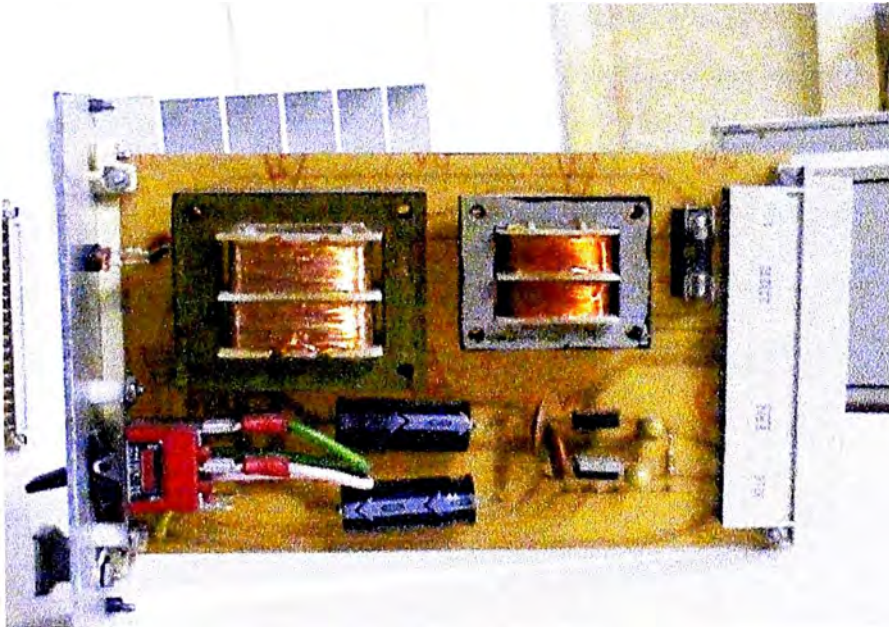


Fig. 2.2 Fuente de alimentación del Módulo

2.1.2 Protección del motor

El campo y la armadura están protegidos con dos pares de fusibles del tipo europeo de 1A y 3A respectivamente (figura 2.3).



Fig. 2.3 Fusibles del Módulo.

2.1.3 Unidad de control y regulador de revoluciones

En esta etapa se encuentran, en la parte exterior, los controles manuales para la asignación del valor consigna, el conmutador para la opción manual o automática, la pantalla análoga para observar el voltaje que representa la velocidad y el terminal de entrada para el taco generador (figura 2.4). En el interior están los circuitos que permiten realizar el lazo de realimentación de velocidad con el regulador de revoluciones y el controlador PID (Anexo B).



Fig. 2.4 Regulador de revoluciones.

El circuito tiene interruptores (figura 2.5), que permiten activar o desactivar los tres tipos de control independientemente permitiendo observar en un ORC el efecto físico sobre el motor de cada uno de los controles.

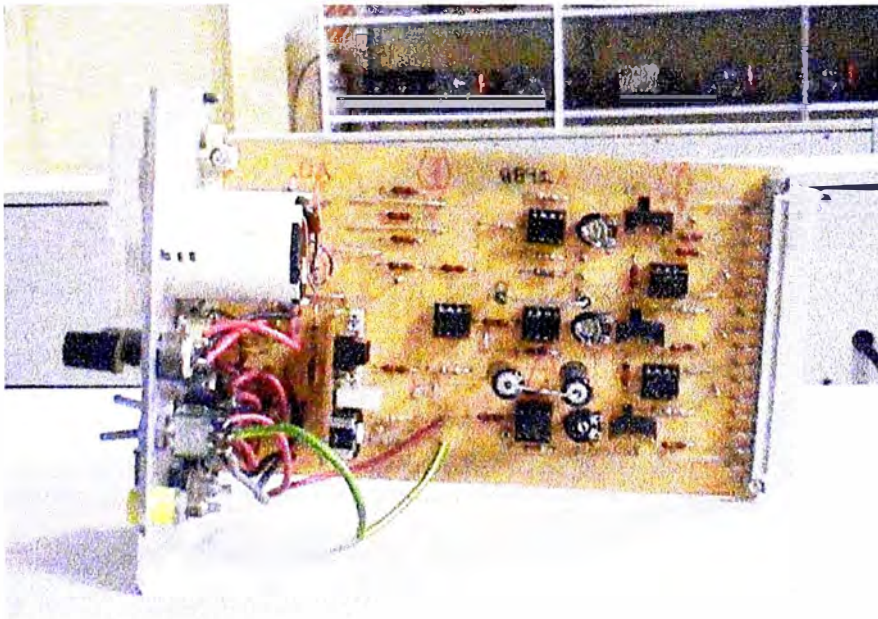


Fig 2.5 Circuitos PID de la tarjeta reguladora de revoluciones.

En forma perpendicular a la tarjeta se encuentra una pequeña placa (Querkarte) con un trimmer que permite controlar la amplificación de un Opamp inversor con el que se regula el máximo número de revoluciones (Anexo B).

2.1.4 Regulador de corriente

En esta tarjeta (figura 2.6), se encuentra el circuito que permite realizar el lazo de realimentación de corriente. Recibe información de la tarjeta reguladora de revoluciones y del convertidor de corriente del circuito de armadura. Contiene la etapa limitadora de corriente, el controlador PI, el detector de cruce por cero, el oscilador diente de sierra, el comparador, el oscilador digital y la etapa transistorizada de potencia que alimenta al transformador de impulsos (Anexo A).

Aquí se calibra la máxima corriente de armadura y la amplitud de la onda diente de sierra ($\pm 10V$).

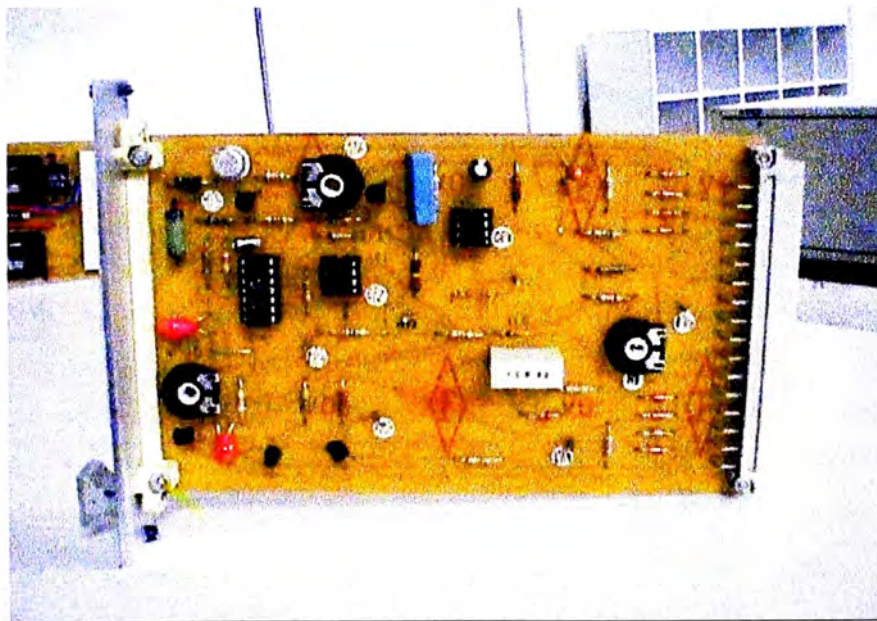


Fig. 2.6 Circuitos del regulador de corriente.

2.1.5 Salida de potencia

Esta etapa (figura 2.7), contiene un puente semicontrolado de simetría vertical, las redes R-C de los circuitos Snubber, un condensador para suprimir el ruido que podría provenir de la fuente de corriente alterna y los circuitos de disparo con el transformador de impulsos (Anexo A).

Los tiristores son cebados desde la última etapa del regulador de corriente a través de transformadores de impulsos.

Esta etapa rectifica y controla la onda de 220V – 60Hz.

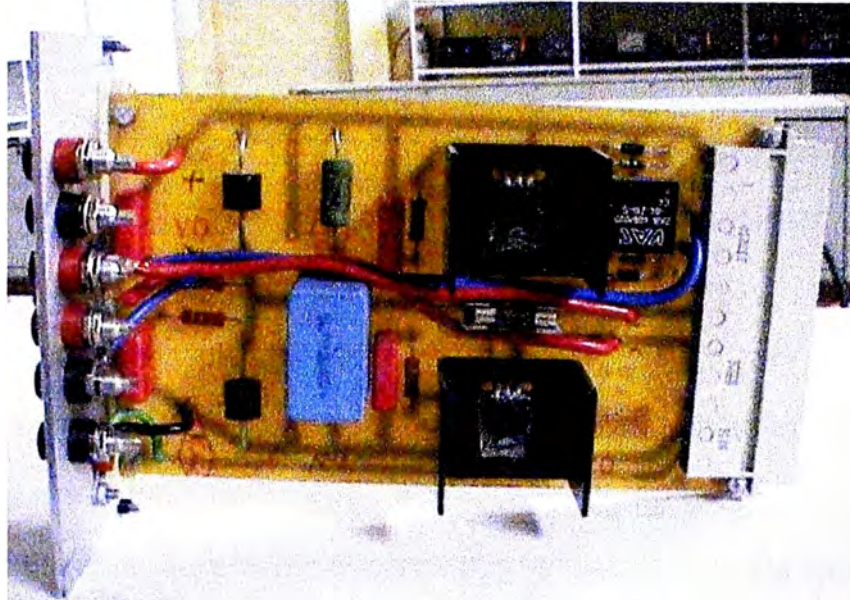


Fig. 2.7 Salida de potencia.

2.1.6 Convertidor de Corriente

El convertidor de corriente es un transformador Kramer. Este transformador trabaja con un flujo magnético continuo que proviene de la corriente rotórica y un flujo magnético alterno producto de una fuente adicional alterna conectada en el secundario. De este modo se puede obtener un voltaje AC con la información de la magnitud de corriente DC que circula por la armadura [6].

El transformador permite aislar el circuito de control de los picos de tensión que podrían suscitarse durante las maniobras del motor por la interrupción de la corriente de armadura.

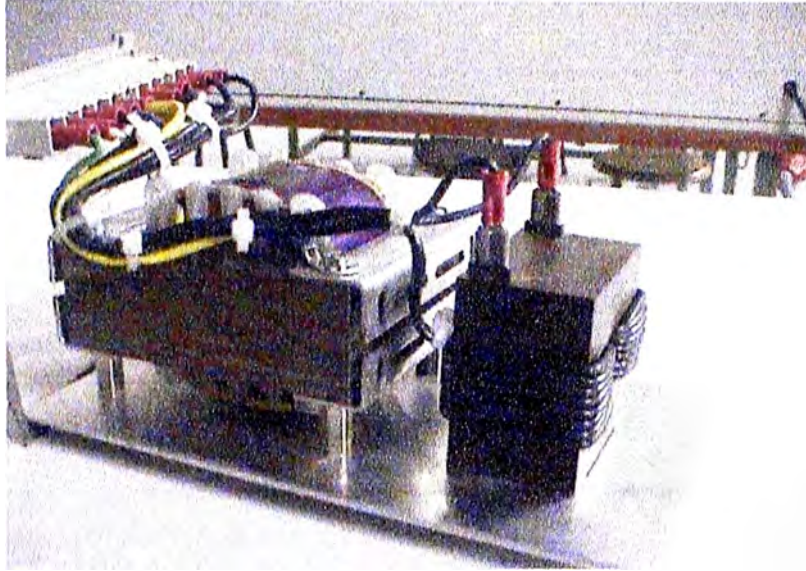


Fig. 2.8 Convertidor de corriente.

En la figura 2.8, se puede apreciar el transformador (izquierda) que introduce el voltaje AC auxiliar en los dos arrollamientos en oposición que forman el secundario del transformador Kramer (derecha).

La corriente continua que se está midiendo fluye a través del bobinado primario (figura 2.9). Esta genera una fuerza magnetomotriz y es la responsable de la premagnetización. Por lo tanto ambas inductancias están en saturación. Los dos bobinados secundarios se conectan en antiserie. Ahora se conduce una corriente alterna desde un transformador auxiliar a través del bobinado secundario de las dos bobinas. Durante el semiciclo positivo, esta corriente compensa la fuerza magnetomotriz presente en una de las dos bobinas transductoras, y compensa a la otra durante el semiciclo negativo. Por lo tanto, esta corriente auxiliar I_{AUX} debe ser proporcional a la corriente principal (corriente de armadura).

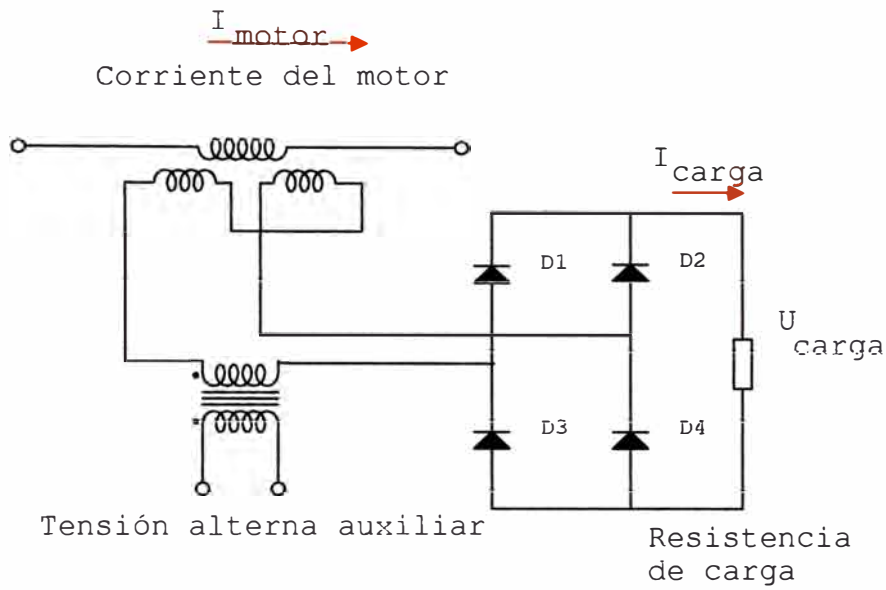


Fig. 2.9 Diagrama esquemático del convertidor de corriente.

Debido a que esta corriente secundaria I_{AUX} es una corriente de magnetización, esta se retrasa en 90° a la tensión alterna auxiliar U_{AUX} . Ésta tiene aproximadamente una curva rectangular (figura 2.10), es rectificadada en un puente rectificador y genera a través de la Impedancia de carga una tensión proporcional a la corriente continua primaria.

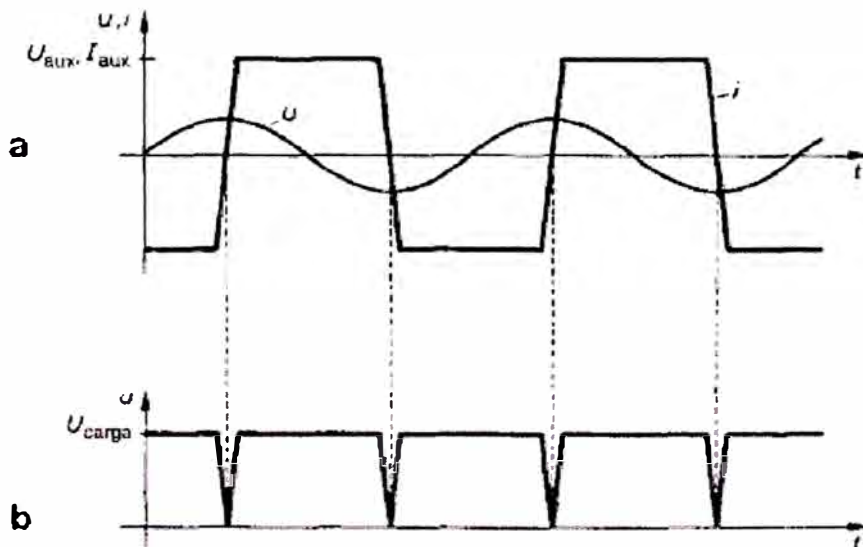


Fig. 2.10 Voltaje y corriente del convertidor.

2.2 El circuito de control

El proceso está formado por dos lazos anidados de control, uno corresponde a las revoluciones del motor y el otro a la corriente de armadura (figura 2.11).

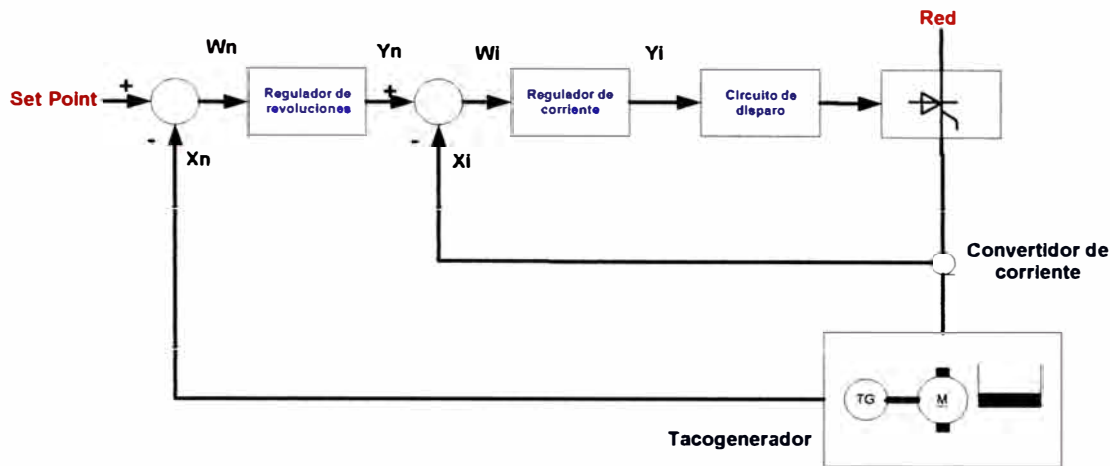


Fig. 2.11 Lazos de control.

Se emplean dos lazos debido a que, si bien teóricamente se puede controlar la velocidad realimentando solamente esta variable, se presenta un problema físico que es el de la inercia del motor [2].

Si suponemos por ejemplo una nueva velocidad consigna, el circuito ordenará un incremento de corriente, la inercia del motor no permite la aparición de la fuerza contraelectromotriz correspondiente y por consiguiente se elevará la corriente de manera brusca pudiendo deteriorar el circuito de armadura.

Es necesario entonces tener también información de la corriente del rotor para mejorar la respuesta del variador de velocidad y no producir daños en la armadura por exceso de corriente. El módulo permite, en el regulador de corriente, la amplificación de la diferencia entre la nueva corriente necesaria y la corriente que está circulando en ese momento, atenuando su variación con una acción proporcional - integral.

La tarjeta reguladora de revoluciones (figura 2.12), permite asignar el set point o valor de velocidad consigna. En realidad este valor ingresa a un Integrador para atenuar el cambio brusco de este valor seguidamente pasa al controlador PID.

En la salida se puede accionar un conmutador para realizar el control manual de velocidad sin pasar por la regulación PID.

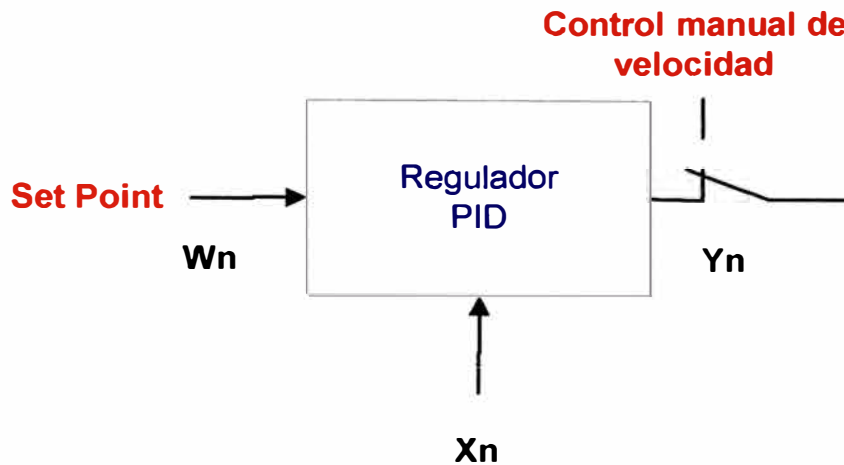


Fig. 2.12 Detalle del regulador de revoluciones.

La tarjeta reguladora de corriente (figura 2.13), recibe el error de velocidad W_i y un potenciómetro permite limitar el valor máximo de corriente de armadura. El regulador PI que continua, procesa el error de velocidad y determina el error de corriente de armadura con el valor X_i y basándose en los dos datos controla el ángulo de disparo de los tiristores. Aquí se genera el tren de pulsos necesario para el funcionamiento del transformador de impulsos.

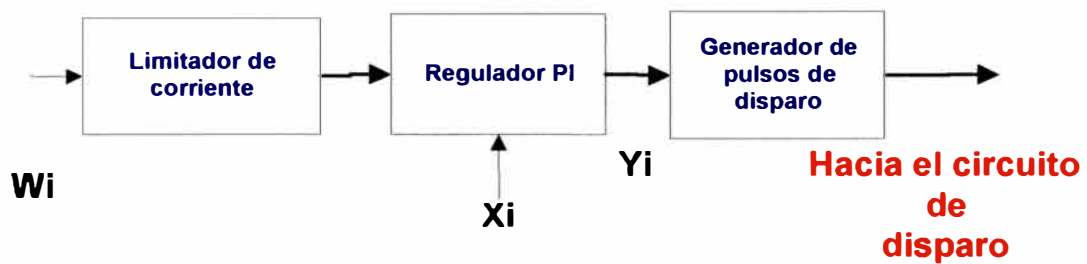


Fig. 2.13 Detalle del regulador de corriente.

2.3 El control PID

Los procesos continuos han sido controlados por lazos de realimentación desde los años 1700, en particular la máquina de vapor, inventada por James Watt en 1788, empleaba un dispositivo centrífugo para regular la velocidad. Posteriormente la Taylor Instrument Company implementó el primer controlador proporcional, integral, derivativo PID en 1940, los elementos básicos establecidos en esa época siguen aun hoy vigentes [7].

Si consideramos un sistema de regulación de velocidad simple de un motor DC con realimentación unitaria como el que se muestra en la figura 2.14.

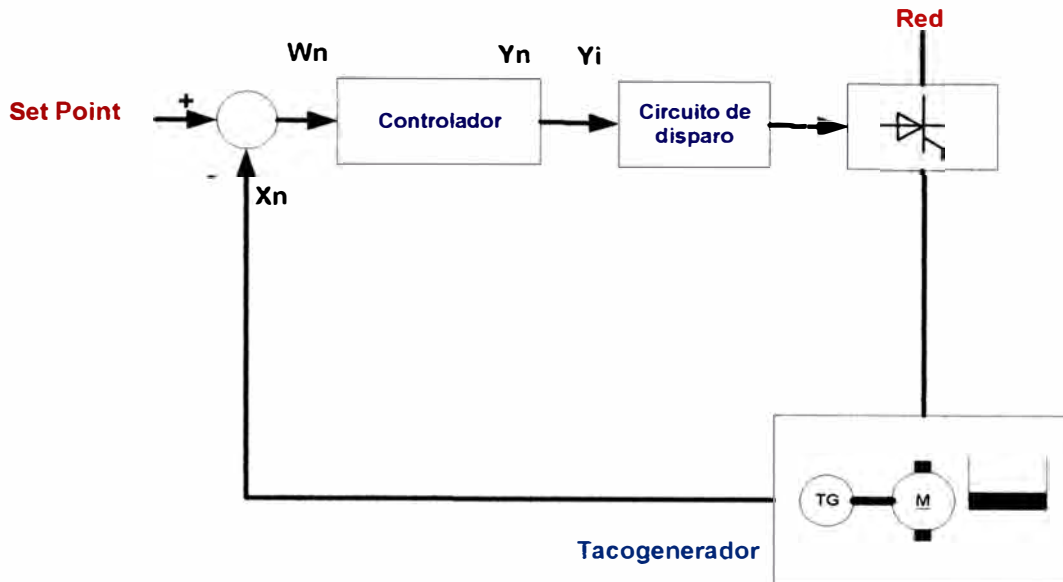


Fig. 2.14 Sistema de regulación de velocidad simple.

La función de transferencia del controlador PID es:

$$k_p + \frac{k_i}{s} + k_D = \frac{k_D \cdot s^2 + k_p \cdot s + k_i}{s} \quad (2.1)$$

Donde:

- K_p = Ganancia proporcional
- K_i = Ganancia integral
- K_D = Ganancia derivativa

Si “e” es el error de seguimiento es decir la diferencia entre el valor deseado de entrada “R” (velocidad consigna o setpoint) y la salida real “Y” (velocidad medida), esta señal es enviada al controlador PID y realizará los cálculos respectivos. La señal de salida “u” será igual a:

$$u = k_p \cdot e + k_i \int e \cdot dt + k_D \cdot \frac{de}{dt} \quad (2.2)$$

La señal "u" se envía al motor y se obtendrá la nueva salida "Y". Esta nueva salida "Y" se reenviará al sensor para hallar la nueva señal de error "e". El controlador toma esta nueva señal de error y la procesará otra vez. El proceso es continuo.

Un controlador proporcional (K_p) tendrá el efecto de reducir el tiempo de elevación y reducirá, sin jamás eliminar, el error de estado estacionario.

Un control integral (K_i) tendrá el efecto de eliminar el error de estado estacionario, pero puede empeorar la respuesta transitoria.

Un control derivativo (K_d) tendrá el efecto de incrementar la estabilidad del sistema, reduciendo el sobrepico, y mejorando la respuesta transitoria.

Los efectos de cada uno de los controladores en un sistema a lazo cerrado se resumen en la tabla 2.1.

Tabla 2.1 Efectos de las constantes de un controlador PID

Respuesta en lazo cerrado	Tiempo de trepada	Tiempo de sobrepico	Tiempo de establecimiento	Error de estado estacionario
K_p	Baja	Sube	Poco cambio	Baja
K_i	Baja	Sube	Sube	Elimina
K_d	Poco cambio	Baja	Baja	Poco cambio

Esta tabla solo es referencial debido a la dependencia entre las tres variables [8].

Para determinar la función de transferencia del sistema emplearemos un método empírico. El ajuste de un controlador PID puede realizarse empíricamente de tres maneras:

- a) El método de oscilación de Ziegler – Nichols
- b) El método de a curva de reacción de Ziegler – Nichols
- c) El método de la curva de reacción de Cohen – Coon

Para el módulo alemán, se puede deducir que la función de transferencia es de la forma:

$$G(s) = \frac{b}{s^2 + a \cdot s + b} \quad (2.3)$$

La función de transferencia es de segundo orden y tiene dos polos complejos. Al aplicársele un escalón proporciona por consiguiente una respuesta subamortiguada [9].

2.4 Puesta en funcionamiento y calibración

El módulo alemán requiere el empleo de un equipo mínimo así como de un procedimiento a seguir para la calibración y puesta en marcha del variador.

2.4.1 Equipos necesarios para las pruebas

El equipo requerido (figura 2.15) es el siguiente:

- Un motor DC de excitación independiente.
- Un tacogenerador.
- Un Osciloscopio digital.
- Una fuente de alimentación simétrica 15V.
- Una fuente simple de 5v.
- Una tarjeta adaptadora.
- Un interruptor.
- Una PC con puerto serial libre.

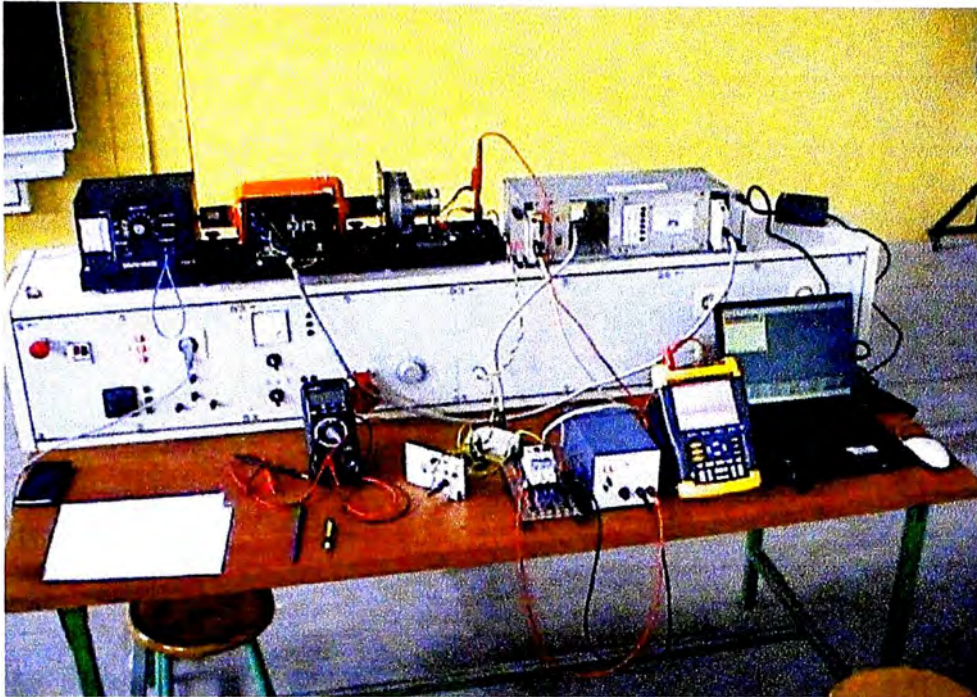


Fig. 2.15 Equipos necesarios para las pruebas.

2.4.2 Características del equipo empleado

a) Características del motor DC (figura 2.16)

Marca: Lucas Nuelle

$220V / I = 1,4A / 2000\text{min}^{-1} / I_f = 0,14A / U_{rr} = 220V / 0,25\text{Kw}$.



Fig. 2.16 Motor DC de excitación independiente.

b) Características del taco generador (figura 2.17)

Marca: Lucas Nuelle

DC24V / 8A / 0,11Kw

Escala: 4,3V : 1000min⁻¹ / 3000min⁻¹.

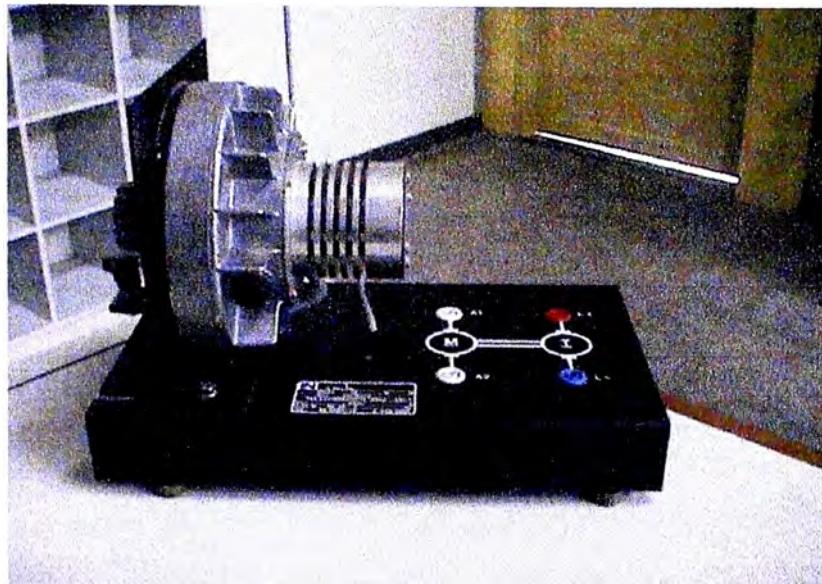


Fig. 2.17 Tacogenerador.

c) Características del freno de polvo magnético (figura 2.18)

Marca: Lucas Nuelle

Torque proporcionado:

0,2-0,22-0,42-0,64-0,87-1,06-1,2-1,32-1,5-1,64-1,72 N-m

Escala: V/Min⁻¹

Control externo 0-10V y protección contra sobrecarga.



Fig. 2.18 Freno de polvo magnético.

2.4.3 Verificación de la tarjeta reguladora de corriente

Esta verificación requiere el empleo de una tarjeta adaptadora y un conector (figura 2.19) para desmontar la etapa del variador y hacerla asequible a la calibración.

La verificación debe ser realizada en cuatro etapas:

- a) Ajuste de la tensión diente de sierra.
- b) Observación de la onda cruce por cero.
- c) Observación de la onda resultante del comparador de voltaje DC de control y diente de sierra.
- d) Observación y medición de la ráfaga de impulsos de disparo.

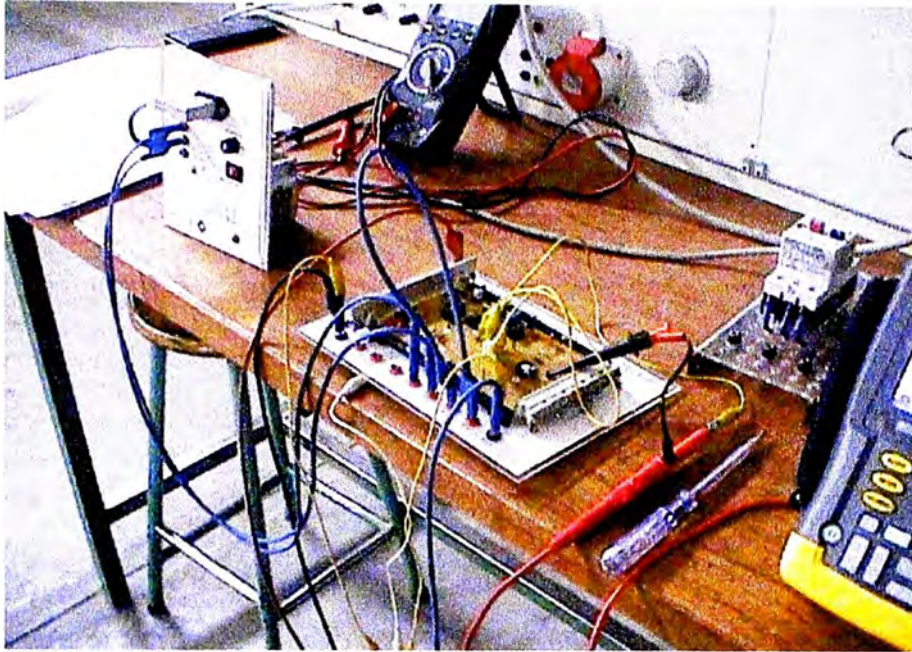


Fig. 2.19 Calibración de la tarjeta reguladora de corriente.

Describiremos a continuación cada una de las etapas mencionadas.

2.4.4 Ajuste de la tensión diente de sierra

Para realizar la calibración de la tarjeta reguladora de corriente (Anexo A) es necesario montar un circuito aparte donde se puentea el condensador del circuito integrador formado por el AOP1 para poder establecer los voltajes máximo y mínimo de la onda diente de sierra que se emplea como voltaje referencia de la onda a controlar pues su frecuencia está sincronizada con la onda senoidal de CA empleada.

El voltaje de la onda diente de sierra (figura 2.20) debe establecerse entre los límites de cero y 10 voltios. El trimmer R18 regula el voltaje máximo y el trimmer R16 el voltaje mínimo de salida. El transistor T3 forma una fuente de alimentación y el transistor T4 linealiza la descarga del condensador C3 formando también la onda diente de sierra.

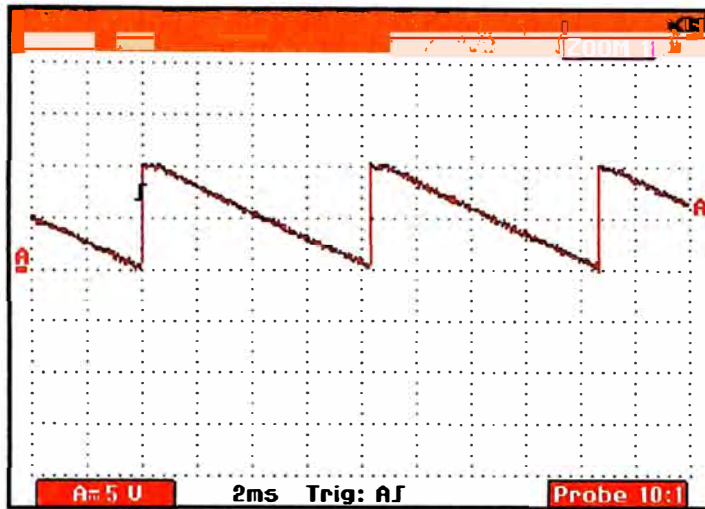


Fig. 2.20 Ajuste de la tensión diente de sierra.

2.4.5 Observación de la onda cruce por cero.

El punto de prueba MP1 (Anexo A), permite observar la onda rectificadada de la fuente de alimentación (figura 2.21).

En el punto de prueba MP2 (Anexo A), se observa la detección del cruce por cero realizada por el transistor T1 (figura 2.22). Este voltaje excitará al transistor T2 estableciendo el sincronismo con la onda diente de sierra.

Debemos notar que el tiempo de cruce por cero es de aproximadamente 0,4 ms.

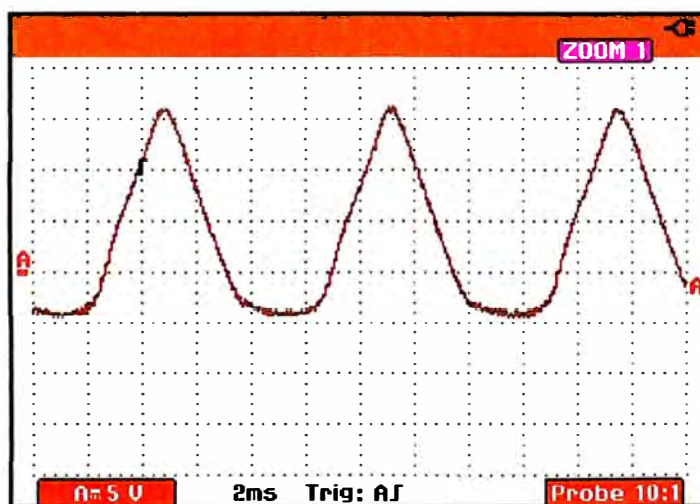


Fig. 2.21 Tensión rectificadada para la detección del cruce por cero

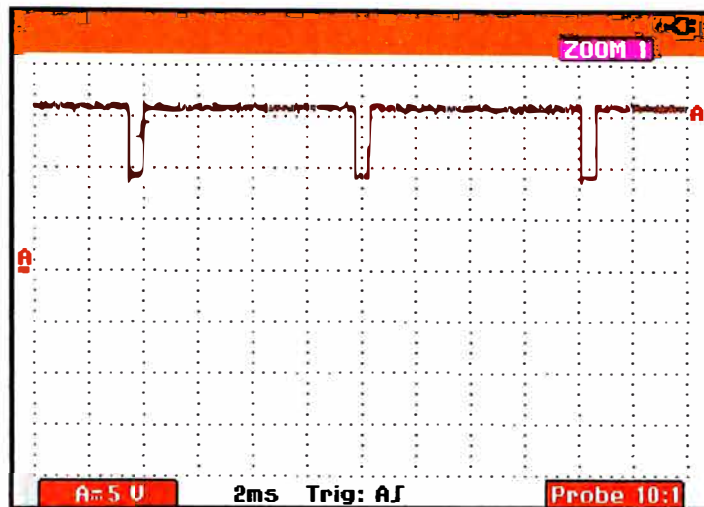


Fig. 2.22 Detección del cruce por cero

2.4.6 Observación de la onda resultante del comparador

El AOP 2 compara los voltajes de control y diente de sierra que se observan en MP6 y MP3 (Anexo A).

La intersección de ambos voltajes, (figura 2.23), determina el cambio de estado del comparador generando una onda rectangular (MP4- Anexo A) que observamos en la figura 2.24. Esta onda puede ser controlada en su periodo de duración de acuerdo al voltaje de control, para la saturación positiva y por consiguiente la saturación negativa.

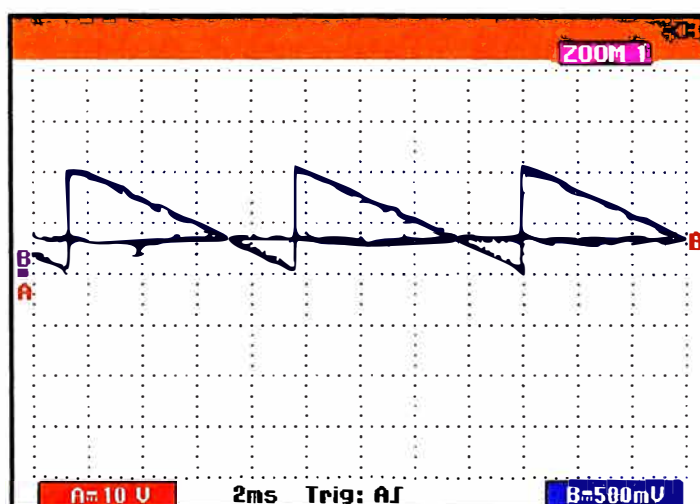


Fig. 2.23 Comparación de los voltajes de control y diente de sierra.

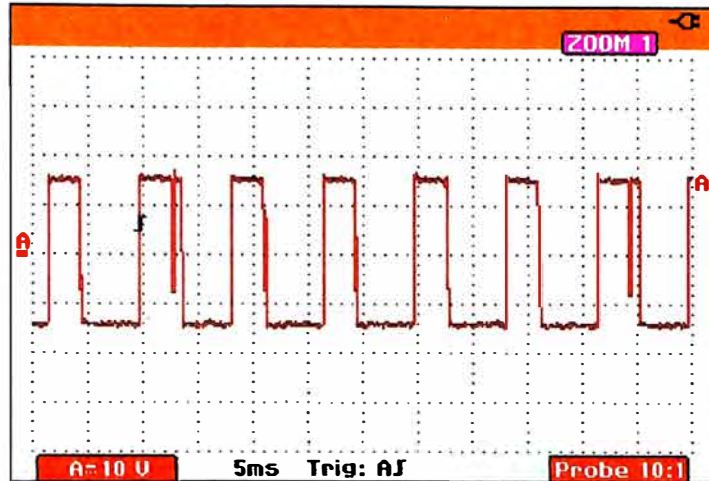


Fig. 2.24 Salida del comparador.

2.4.7 Observación y medición de la ráfaga de impulsos de disparo

La onda rectangular es limitada por un regulador Zener (D11) de 12V para introducirla como excitación del circuito oscilador digital formado por dos puertas lógicas NOR y el condensador C5. Aparece ahora la oscilación superpuesta a la onda rectangular amplificada en corriente por el circuito Darlington (T5-T6), para ser aplicada al transformador de impulsos de la tarjeta de potencia (MP5-Anexo A).

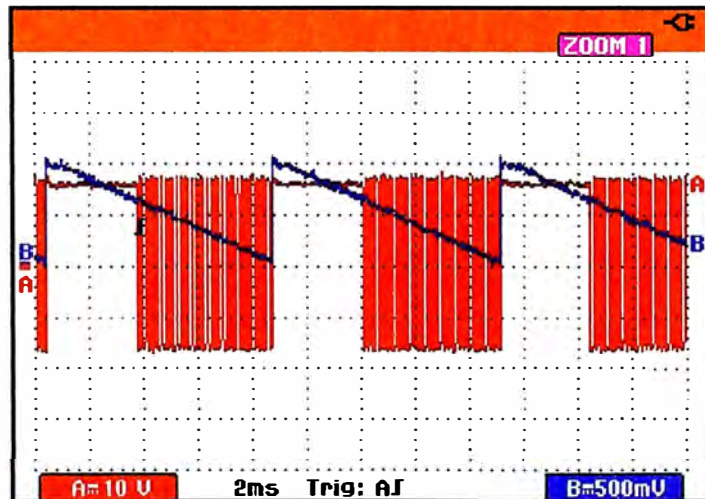


Fig. 2.25 Generación de la ráfaga de impulsos.

El sincronismo entre el voltaje de referencia con el inicio y fin de la ráfaga de impulsos se puede apreciar en la figura 2.25.

Se puede observar también en la misma figura, la relación de fase entre la onda diente de sierra y la ráfaga de impulsos.

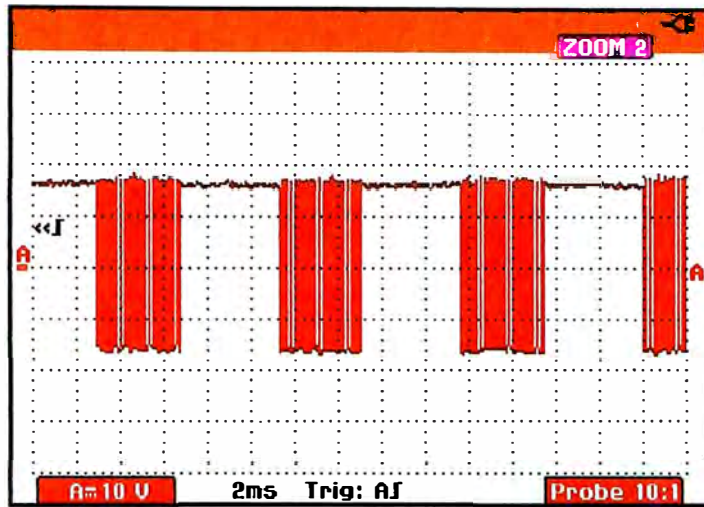


Fig. 2.26 Ráfaga de impulsos de disparo.

El periodo y la frecuencia de los impulsos se pueden determinar en la ampliación de la figura 2.26, la figura 2.27.

$$T = 200\mu\text{s} \quad f = 5\text{kHz.}$$

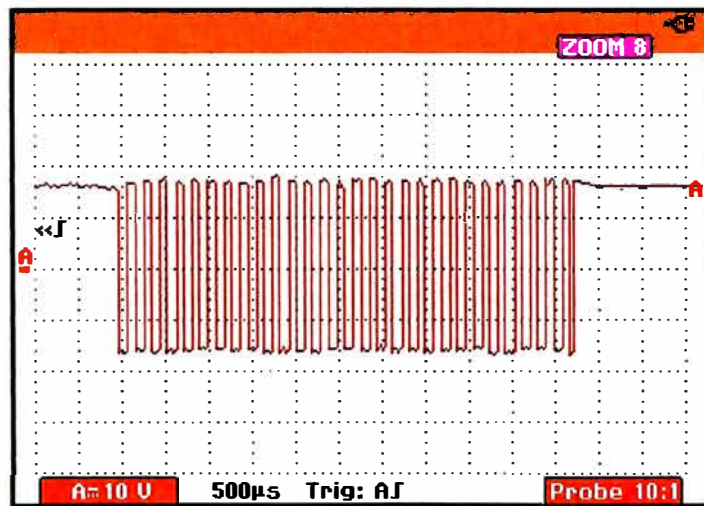


Fig. 2.27 Determinación de la frecuencia de los impulsos de disparo.

Una vez calibrada la tarjeta reguladora de corriente se procede al ajuste del valor máximo de corriente de armadura, la verificación de la corriente de campo y el máximo número de revoluciones del motor.

2.4.8 Ajuste del valor máximo de corriente de armadura

Es necesario establecer el valor máximo de corriente de armadura para no sobrepasar la corriente que puede proporcionar el variador que es en este caso de 2,2 Amperios. Esto se realiza con el trimmer R1 (Anexo A) de la tarjeta reguladora de corriente (figura 2.28). En realidad lo que se hace es disminuir la magnitud del voltaje negativo que el AOP1 suma al voltaje positivo que proviene del convertidor de corriente, limitándose así la diferencia entre ambos voltajes.

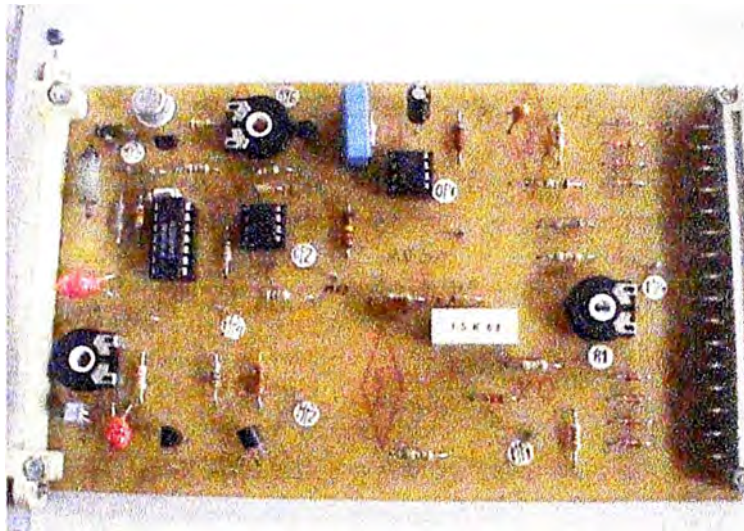


Fig. 2.28 Calibración de la máxima corriente de armadura.

La corriente de campo es de 0,13 Amperios y solo se verifica que no debe sobrepasar, en este caso, 1 Amperio.

2.4.9 Establecimiento del máximo número de revoluciones.

Esta calibración se hace en la tarjeta reguladora de revoluciones (Anexo B) específicamente sobre la tarjeta denominada QuerKarte (Tarjeta vertical) que contiene un AOP integrador regulable (figura 2.29).

Este AOP recibe el voltaje del taco generador cuya magnitud de salida entonces podemos regular para ser enviadas al AOP1 de esta tarjeta que efectúa la suma algebraica del voltaje del taco generador con el del Set Point, limitándose así la máxima diferencia entre ambas y por consiguiente el máximo número de revoluciones.



Fig. 2.29 Calibración del máximo número de revoluciones.

2.4.10 Ajuste del control PID

Para observar la respuesta del controlador al Escalón se introducen 5V al voltaje que proviene del convertidor de corriente y se observa sucesivamente la respuesta del controlador activando sus partes P, I y D. (figura 2.30).

El circuito empleado superpone mediante un interruptor, el voltaje de 5V al valor consigna consiguiéndose de este modo un escalón de velocidad.

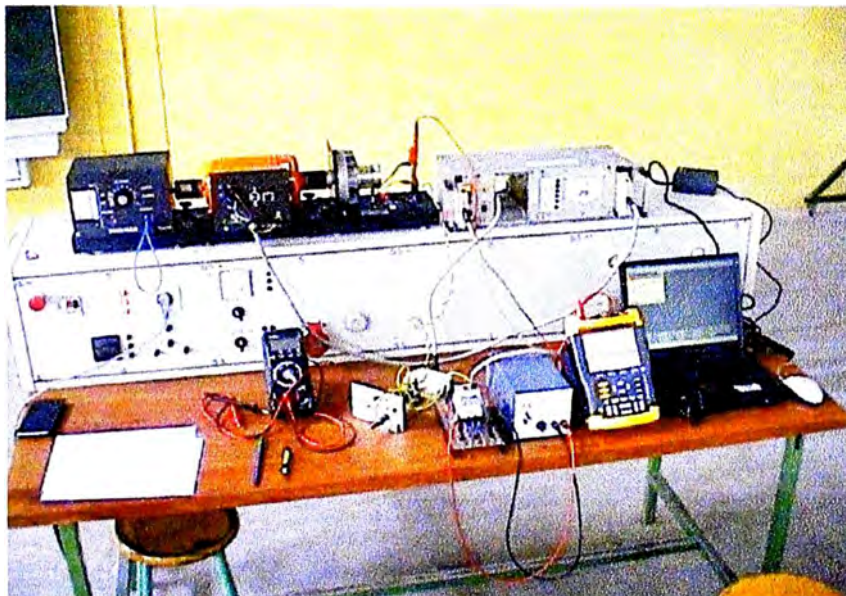


Fig. 2.30 Ajuste de los controles PID.

Primero se ajusta solo el término proporcional abriendo los interruptores de los otros términos. Moviendo el trimmer P3 debe obtenerse una oscilación periódica que se percibe con un golpeteo suave del motor por los incrementos y decrementos en la velocidad del motor (figura 2.31).

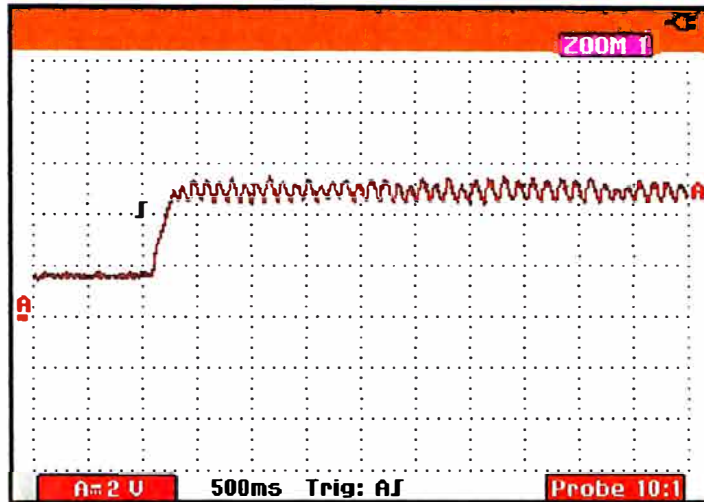


Fig. 2.31 Control P.

El ajuste del término integral requiere la aplicación del escalón y su observación en el Scopmeter.

Moviendo el trimmer P4 debemos obtener la respuesta característica de un sistema subamortiguado [11], como se observa en la figura 2.32.

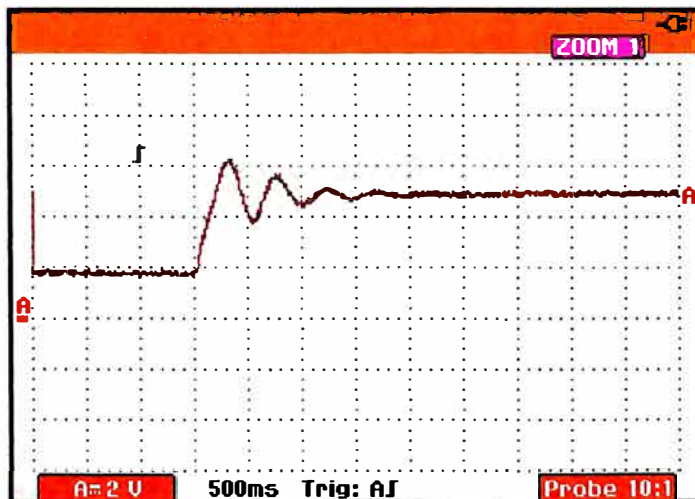


Fig. 2.32 Control PI

El término derivativo se ajusta con el trimmer P5. Con este término podemos controlar las sobre oscilaciones del sistema en general podemos decir que controla la estabilidad de la respuesta, como se observa en la figura 2.33.

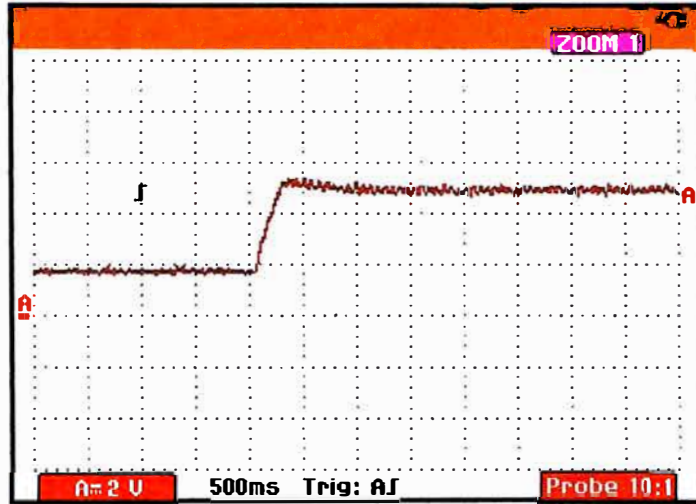


Fig. 2.33 Control PID con carga.

La actuación solamente de un control integral origina un comportamiento inestable del sistema (figura 2.34).

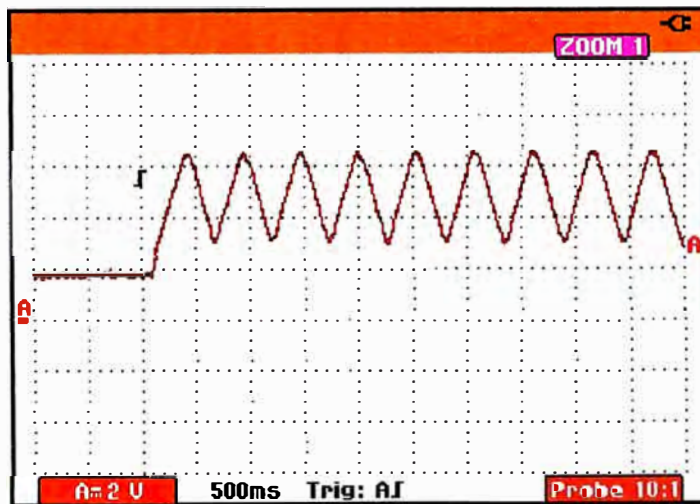


Fig. 2.34 Control solo Integral

CAPITULO III

MODELACIÓN DEL CONTROL DE VELOCIDAD

Es necesario conocer el tipo de respuesta que proporciona el motor DC de excitación independiente para determinar a su vez, el tipo de control que se ajuste a nuestras necesidades.

3.1 Modelación del motor DC derivación

El circuito eléctrico del motor de excitación independiente y el diagrama de cuerpo libre del rotor son representados como se muestran en las figuras 3.1 y 3.2 [10].

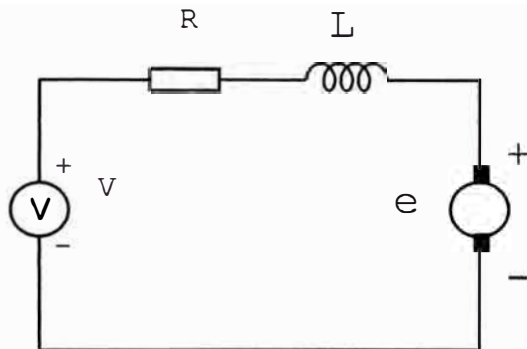


Fig. 3.1 Circuito equivalente del motor DC

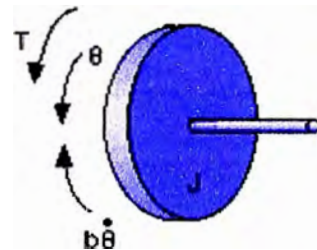


Fig 3.2 Diagrama de cuerpo libre del rotor

Para determinar la función de transferencia es necesario conocer los siguientes parámetros físicos:

J : Momento de inercia del motor [$\text{Kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}^2$]

b : Coeficiente de amortiguamiento del sistema mecánico [$\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$]

$k = k_e = k_t$: Constante de fuerza electromotriz, constante de armadura [$\text{N}\cdot\text{m}/\text{A}$]

R : Resistencia [Ω]

L : Inductancia [H]

V : Voltaje de la fuente de alimentación [V]

θ : Posición del eje [rad]

El torque y la fuerza contraelectromotriz están relacionados con las ecuaciones:

$$T = k_t \cdot i \quad (3.1)$$

$$e = k_e \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (3.2)$$

En las unidades del sistema internacional las constantes k_t y k_e son iguales, por tanto las ecuaciones diferenciales para el motor son:

$$J \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2} + b \cdot \frac{d\theta}{dt} = k \cdot i \quad (3.3)$$

$$L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i = v - k \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (3.4)$$

La transformada de Laplace de ambas ecuaciones diferenciales:

$$s \cdot [J \cdot s + b] \cdot \Theta(s) = k \cdot I(s) \quad (3.5)$$

$$[L \cdot s + R] \cdot I(s) = V(s) - k \cdot s \cdot \Theta(s) \quad (3.6)$$

La función de transferencia a lazo abierto en función de la velocidad de rotación y el voltaje de entrada será:

$$\frac{\Theta(s)}{V(s)} = \frac{k}{[J \cdot s + b][L \cdot s + R] + k^2} \quad (3.7)$$

Esta expresión toma la forma general de un sistema de segundo orden:

$$G(s) = \frac{b}{s^2 + a \cdot s + b} \quad (3.8)$$

El término del numerador es un factor multiplicador o una escala de entrada que puede tomar cualquier valor sin afectar la forma de los resultados [11].

Un sistema general de segundo orden puede ser representado también del siguiente modo:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (3.9)$$

Donde:

ω_n Frecuencia de oscilación del sistema sin amortiguamiento.

ζ Factor de amortiguamiento relativo.

Esta forma de la función de transferencia permite, a través del factor de amortiguamiento, determinar el tipo de respuesta (Tabla 3.1) [11].

Tabla 3.1 Factores de amortiguamiento relativo

ζ Factor de amortiguamiento relativo	Respuesta de segundo orden
0	No amortiguada. Fig 3.3
$0 < \zeta < 1$	Subamortiguada. Fig. 3.4
$\zeta = 1$	Críticamente amortiguada. Fig. 3.5
$\zeta > 1$	Sobreamortiguada. Fig. 3.6

Mostramos a continuación las formas de onda para las diferentes respuestas de un sistema de segundo orden obtenidas con el programa Matlab.

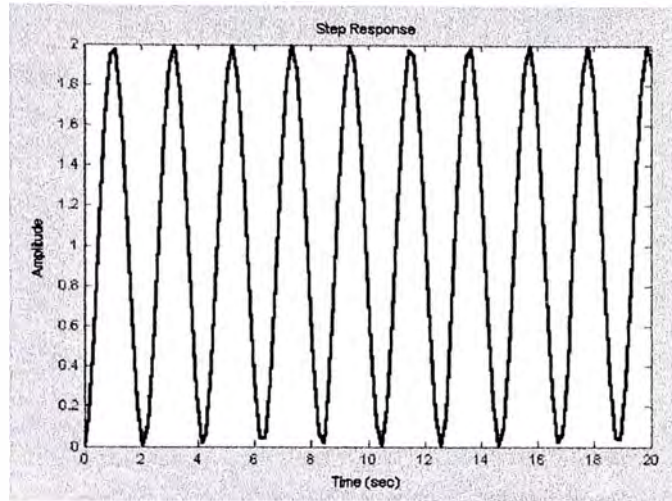


Fig 3.3 Respuesta no amortiguada

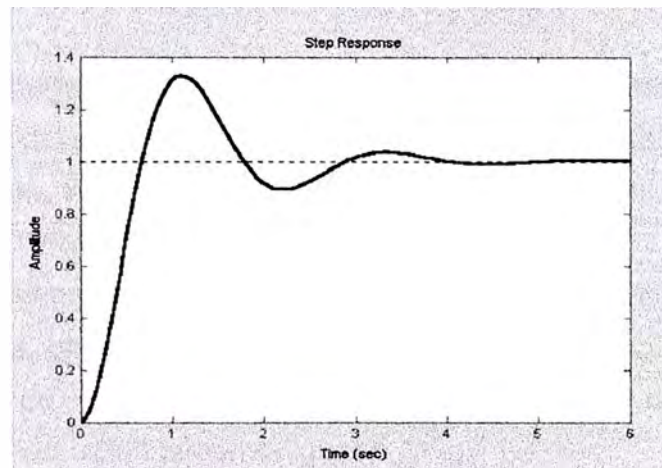


Fig. 3.4 Respuesta subamortiguada.

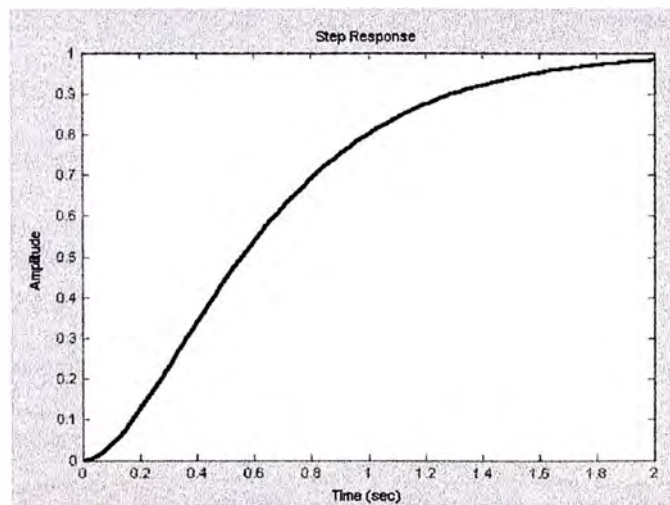


Fig. 3.5 Respuesta críticamente amortiguada

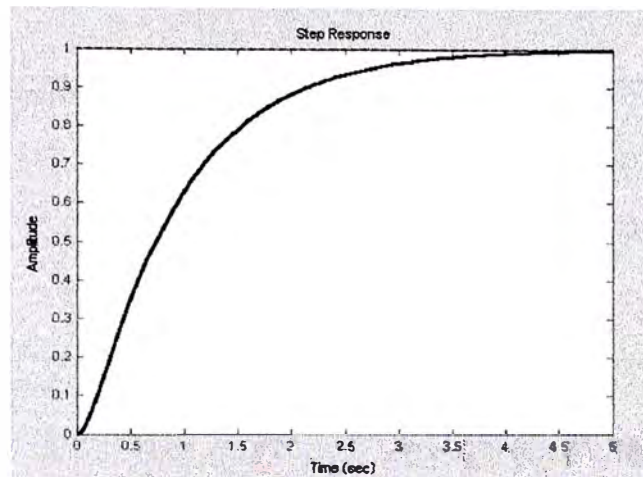


Fig. 3.6 Respuesta sobreamortiguada.

3.2 Dedución de la función de transferencia del motor DC

Determinar las constantes físicas del motor como el momento de inercia o el coeficiente de amortiguamiento del sistema mecánico puede ser bastante trabajoso.

En el módulo alemán, tenemos la posibilidad de suprimir o disminuir las regulaciones de los controles P, I o D independientemente.

Si colocamos los trimmers de los controles P e I al mínimo y abrimos el interruptor del control D; podemos obtener la respuesta al escalón del sistema y observar en el Scopmeter la curva de respuesta (figura 3.7), que como era de esperarse corresponde a un sistema de segundo orden subamortiguado.

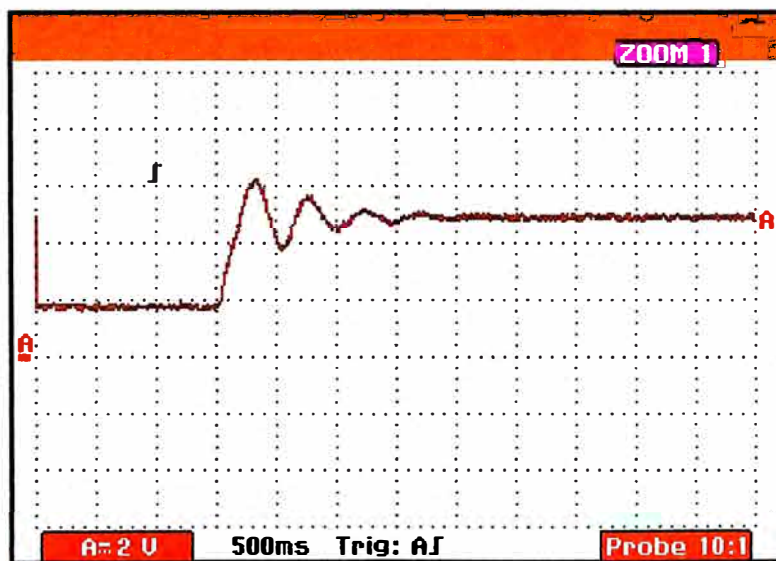


Fig. 3.7 Respuesta al escalón del sistema empleado.

Para la deducción de la función de transferencia, empleamos los criterios explicados por Norman Nise [11].

Para la función de transferencia mostrada en (3.9) se cumple:

$$\zeta = \frac{-\ln(\%OS/100)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(\%OS/100)}} \quad (3.10)$$

$$T_s = \frac{4}{\zeta \cdot \omega_n} \quad (3.11)$$

$$\%OS = \frac{C_{MAX} - C_{FINAL}}{C_{FINAL}} \cdot 100 \quad (3.12)$$

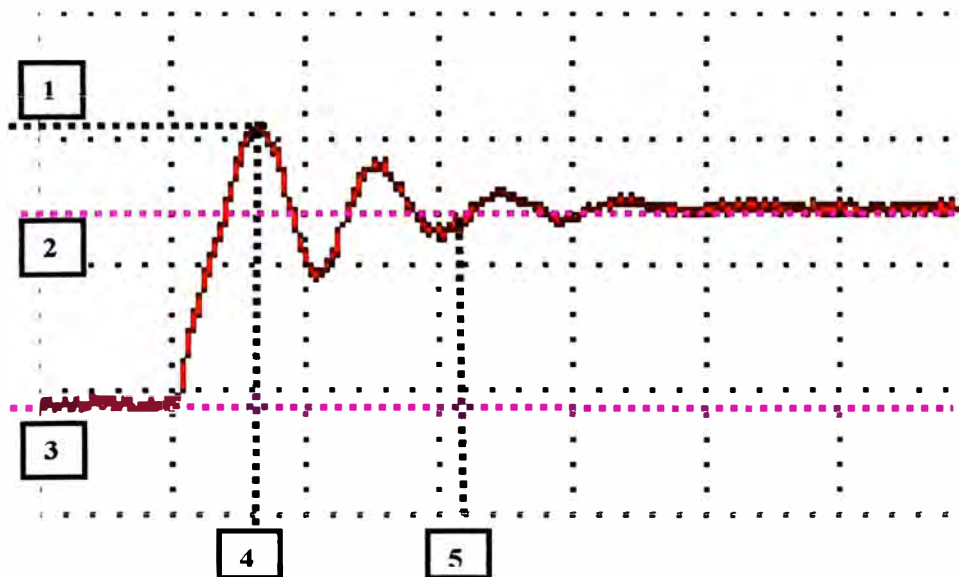
Donde: %OS Sobrepaso en porcentaje.

C_{MAX} Valor máximo de la onda.

C_{FINAL} Valor final o estable.

T_s Tiempo de asentamiento.

La figura 3.8 es una ampliación de la figura 3.7 donde se observan los puntos empleados para las mediciones así como los resultados obtenidos.



3.8 Mediciones para determinar la función de transferencia.

En la figura 3.8 los puntos indicados corresponden a los denominados:

C_{MAX} -----> 1

C_{FINAL} -----> 2

Referencia -----> 3

T_p -----> 4 Tiempo pico.

T_s -----> 5 Tiempo de asentamiento.

La función de transferencia resultante es:

$$G(s) = \frac{164.35}{s^2 + 6.15s + 164.35} \quad (3.13)$$

La respuesta al escalón en lazo abierto que nos proporciona el programa MATLAB para esta ecuación se aprecia en la figura 3.9:

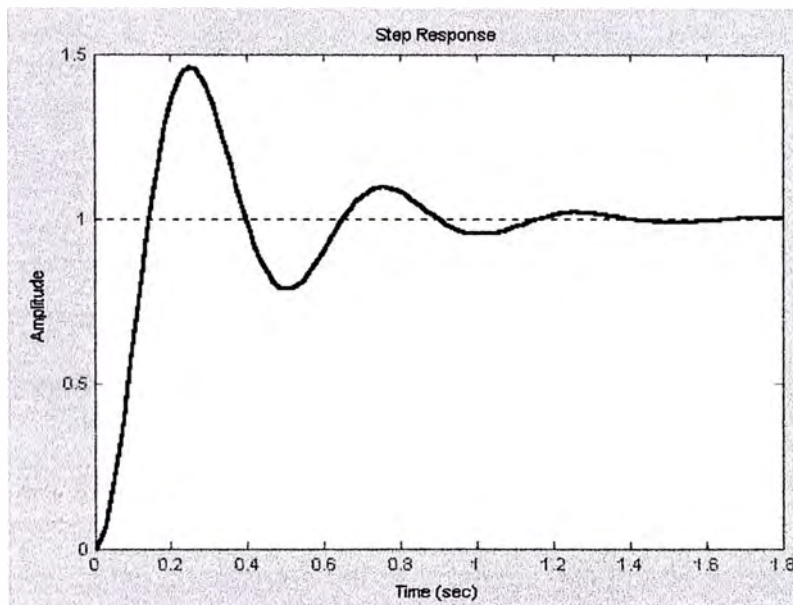


Fig. 3.9 Respuesta al escalón de la función de transferencia deducida.

El resultado obtenido es una aproximación a la función de transferencia real del sistema y la emplearemos para determinar las constantes k_p , k_i y k_D del controlador.

3.3 Determinación de las constantes del controlador PID

El tiempo de establecimiento y valor de sobrepico deben ser lo más pequeños posibles. Los amortiguamientos se hacen mayores en la proximidad del eje imaginario. Las respuestas rápidas se encuentran con raíces alejadas de este eje.

Los polos de la función de transferencia son:

$$-3.0750 + 12.4457i \dots\dots(3.14)$$

$$-3.0750 - 12.4457i \dots\dots(3.15)$$

Que originan una respuesta sobreamortiguada al escalón.

En la figura 3.10 observamos el lugar geométrico de las raíces mencionadas obtenidas con el programa MATLAB. La respuesta es pues sobreamortiguada.

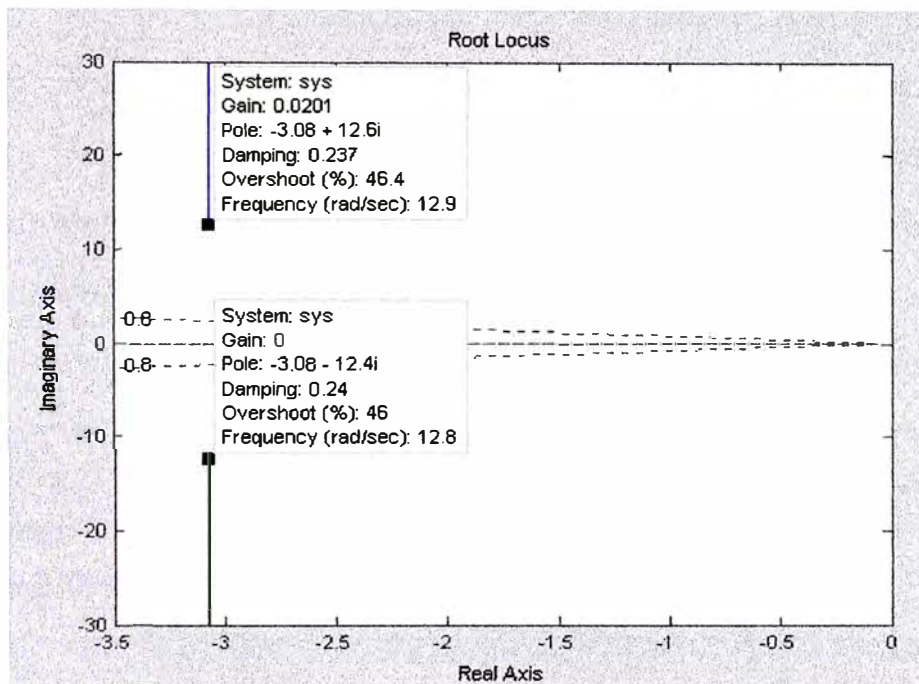


Figura 3.10 Lugar de las raíces de la función de transferencia.

El establecimiento de las constantes del controlador PID puede hacerse de un modo empírico. Hemos determinado para este trabajo, en forma experimental, los valores siguientes:

$$k_p = 10 \quad k_i = 20 \quad k_D = 5 \dots\dots(3.16)$$

Obteniéndose el resultado teórico con el MATLAB que se aprecia en la figura 3.11.

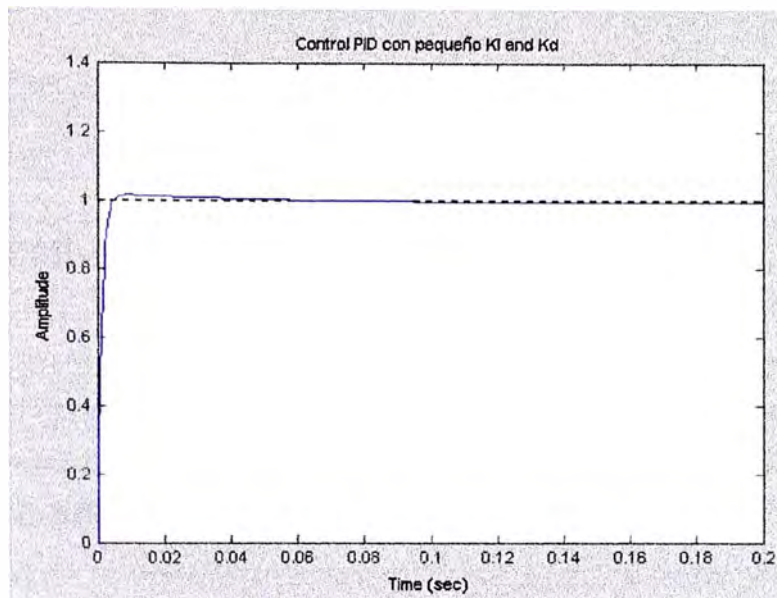


Fig. 3.11 Respuesta del sistema al control PID.

La característica subamortiguada del sistema permite realizar un control eficiente con solo un controlador PI. Razones educativas requieren permitir la posibilidad de conectar el controlador PID.

CAPITULO IV

APLICACIÓN DEL MICROCONTROLADOR PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD

El empleo del microcontrolador requiere la discretización del proceso, se debe establecer un tiempo de muestreo y para el caso nuestro la consideración del tiempo en el que transcurre un semiperiodo en forma de bits.

4.1 Control digital de velocidad

Debemos convertir la función de transferencia continua a una función de transferencia discreta. El método Tustin emplea la aproximación bilineal para la conversión a tiempo discreto de la derivada [12].

La función de transferencia de un controlador PID es:

$$k_p + \frac{k_I}{s} + s \cdot k_D \quad (4.1)$$

La transformación bilineal se realiza aplicando la siguiente relación:

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (4.2)$$

Donde T_s es el tiempo de muestreo y z es la variable de la transformada Z en consecuencia realizando el reemplazo, el controlador de tiempo discreto PID es:

$$\left[\left(k_p + \frac{k_I \cdot T_s}{2} + \frac{2 \cdot k_D}{T_s} \right) \cdot z^2 + \left(k_I \cdot T_s - \frac{4 \cdot k_D}{T_s} \right) \cdot z + \left(-k_p + \frac{k_I \cdot T_s}{2} + \frac{2 \cdot k_D}{T_s} \right) \right] \cdot \left(\frac{1}{z^2 - 1} \right) \quad (4.3)$$

4.2 Discretización del control PID

La implementación de un controlador PID con un microcontrolador requiere la discretización del algoritmo. Es necesario resolver las operaciones de integración y derivación por métodos aproximativos. Consideramos a la variable "e" como la diferencia entre el valor deseado y la salida real; "m" es la salida del controlador PID.

La implementación digital puede ser realizada de dos maneras: el modo posicional y el modo incremental [13].

El algoritmo posicional calcula directamente la posición que toma la salida. El método incremental emplea la aproximación de la función de transferencia. Emplearemos este método llamado también "Aproximación de Tustin".

La ecuación se puede modificar:

$$m_{(t)} = K_p \cdot e_{(t)} + K_i \cdot \int e_{(t)} \cdot dt + K_d \cdot \frac{de_{(t)}}{dt} \quad (4.4)$$

$$m_{(t)} = P_{(t)} + I_{(t)} + D_{(t)} \quad (4.5)$$

El modo proporcional está dado entonces por:

$$P_{(t)} = K_p \cdot e_{(t)} \quad (4.6)$$

El modo integral puede aproximarse de dos maneras. En la primera se requiere almacenar todos los valores de error, en la segunda manera solo se almacena el último valor, este es un algoritmo recursivo. Ambas ecuaciones consideran la aproximación rectangular para el modo integral. (figura 4.1).

$$I_{(nx\Delta t)} = K_i \cdot \sum_{j=0}^n [e_{(jx\Delta t)} \cdot \Delta t] \quad (4.7)$$

$$I_{(nx\Delta t)} = I_{((n-1)\Delta t)} + K_i \cdot [e_{(nx\Delta t)} \cdot \Delta t] \quad (4.8)$$

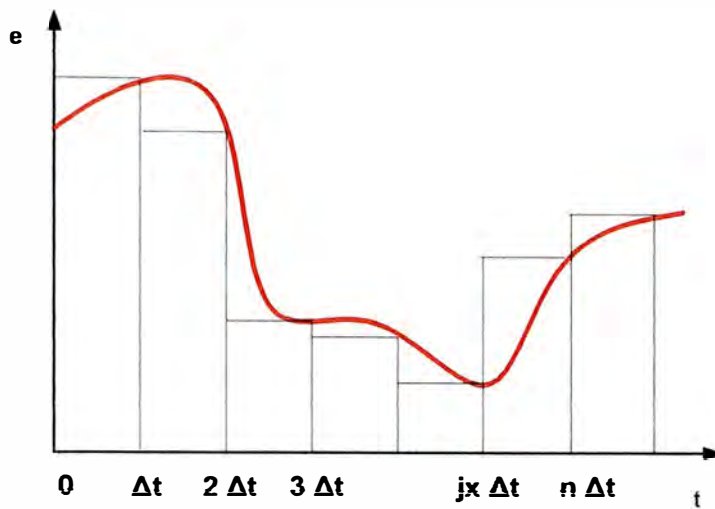


Fig. 4.1 Aproximación rectangular del modo integral.

Si se emplea la aproximación trapezoidal (figura 4.2), el modo integral toma la forma:

$$I_{(nx\Delta t)} = Ki \cdot \sum_{j=0}^n \frac{e_{(jx\Delta t)} + e_{((j-1)x\Delta t)}}{2} \cdot \Delta t \quad (4.9)$$

$$I_{(nx\Delta t)} = I_{((n-1)\Delta t)} + Ki \cdot \frac{e_{(nx\Delta t)} + e_{((n-1)x\Delta t)}}{2} \cdot \Delta t \quad (4.10)$$

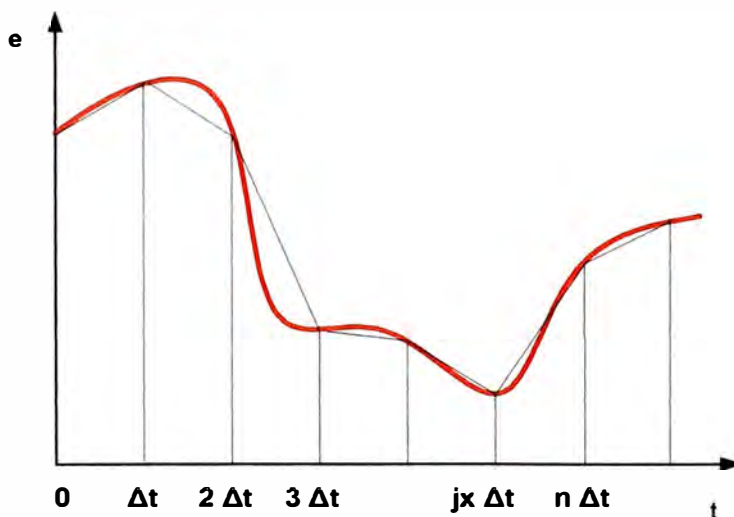


Fig. 4.2 Aproximación trapezoidal del modo integral.

Como se observa, esta ecuación emplea un algoritmo recursivo.

Una aproximación para el modo derivativo es la llamada diferenciación hacia atrás.

Equivale al cálculo de la pendiente entre dos puntos.

$$\frac{de_{(t)}}{dt} = \frac{e_{(t)} + e_{(t-\Delta t)}}{\Delta t} \quad (4.11)$$

$$D_{(t)} = \frac{Kd}{\Delta t} \cdot [e_{(t)} - e_{(t-\Delta t)}] \quad (4.12)$$

Si se hace la diferenciación de la ecuación anterior:

$$\frac{dD_{(t)}}{dt} = \frac{D_{(t)} - D_{(t-\Delta t)}}{\Delta t} = \frac{Kd}{\Delta t^2} \cdot [(e_{(t)} - e_{(t-\Delta t)}) - (e_{(t-\Delta t)} - e_{(t-2\Delta t)})] \quad (4.13)$$

Se reduce a:

$$D_{(t)} = D_{(t-\Delta t)} + \frac{Kd}{\Delta t} \cdot [e_{(t)} - 2e_{(t-\Delta t)} + e_{(t-2\Delta t)}] \quad (4.14)$$

Que es un algoritmo recursivo.

Este algoritmo atenúa las variaciones en el error por ruido en la medición debido al mayor empleo de puntos.

Los algoritmos Posicionales tienen por características:

- a) Requieren un anti reset windup.
- b) Debe resolverse el problema del cambio manual – automático bumpless.

Los algoritmos incrementales calculan el incremento o decremento a aplicar a la salida existente para obtener su nueva posición. En forma general:

$$m_{(t)} = m_{(t-\Delta t)} + \Delta m_{(t)} \quad (4.15)$$

$$\Delta m_{(t)} = \Delta P_{(t)} + \Delta I_{(t)} + \Delta D_{(t)} \quad (4.16)$$

Los incrementos se calculan con la diferencia entre dos estados sucesivos de un algoritmo posicional. Por lo tanto:

$$\Delta P_{(t)} = Kp \cdot (e_{(t)} - e_{(t-\Delta t)}) \quad (4.17)$$

$$\Delta I_{(t)} = Ki \cdot \Delta t \cdot (e_{(t)} - e_{(t-\Delta t)}) \quad (4.18)$$

$$\Delta D_{(t)} = \frac{Kd}{\Delta t} \cdot (e_{(t)} - 2e_{(t-\Delta t)} + e_{(t-2\Delta t)}) \quad (4.19)$$

Podemos escribir las ecuaciones 4.16, 4.17 y 4.18 de un modo más sencillo, considerando que t_s es el tiempo de muestreo:

$$\Delta P = Kp \cdot (x_n - x_{n-1}) \quad (4.20)$$

$$\Delta I = Ki \cdot t_s \cdot (x_n - x_{n-1}) \quad (4.21)$$

$$\Delta D = \frac{Kd}{t_s} \cdot (x_n - 2x_{n-1} + x_{n-2}) \quad (4.22)$$

El algoritmo incremental tiene por características:

- El valor de la salida se limita entre 0 y 100% resolviéndose el problema del reset windup.
- La transferencia bumpless se puede implementar fácilmente ya que los incrementos se aplican directamente a la salida.

Si sumamos los tres términos del controlador PID, obtenemos:

$$\begin{aligned} \Delta P + \Delta I + \Delta D &= \left(Kp + Ki \cdot t_s + \frac{Kd}{t_s} \right) \cdot x_n \\ &- \left(Kp + Ki \cdot t_s + 2 \cdot \frac{Kd}{t_s} \right) \cdot x_{n-1} \\ &+ \left(\frac{Kd}{t_s} \right) \cdot x_{n-2} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Si hacemos:

$$a_0 = Kp + Ki \cdot t_s + \frac{Kd}{t_s} \quad (4.24)$$

$$a_1 = Kp + Ki \cdot t_s + 2 \cdot \frac{Kd}{t_s} \quad (4.25)$$

$$a_2 = \frac{Kd}{t_s} \quad (4.26)$$

$$m_{(t)} = y_n \quad (4.27)$$

$$y_n = a_0 \cdot x_n - a_1 \cdot x_{n-1} + a_2 \cdot x_{n-2} + y_{n-1} \quad (4.28)$$

Esta es la expresión que emplearemos en el programa.

El control que se realizará digitalmente con el microcontrolador considerará solamente el control de velocidad con motivo de simplificar el trabajo y sobretodo la posibilidad de agregar posteriormente a esta propuesta mediante software similar al usado, el parámetro de corriente (figura 4.3).

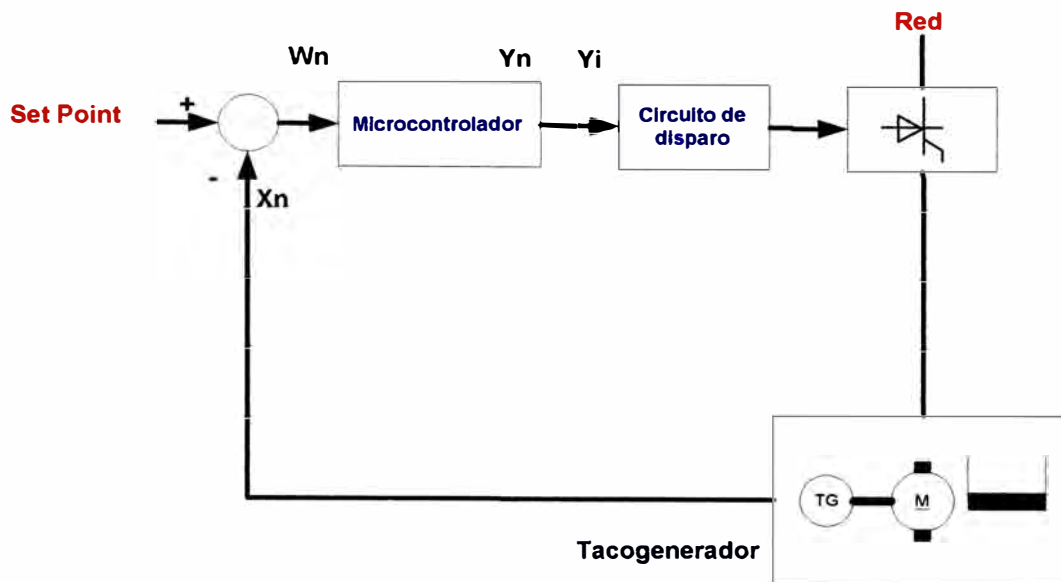


Fig. 4.3 Lazo de control para el sistema con microcontrolador.

4.3 El microcontrolador PIC

Los microcontroladores son dispositivos de amplia utilización en la industria y en el hogar, si bien la creación de este dispositivo se debe a INTEL, diversas empresas han desarrollado, posteriormente, modelos que al igual que el original, mantienen en desarrollo.

Microchip es la empresa fabricante de los microcontroladores PIC, de amplia popularidad y difusión. Las razones que motivan esta difusión son por ejemplo los recursos específicos para cada aplicación que proporcionan las variedades de PICs o el número reducido de instrucciones en comparación con otros microcontroladores, otra razón también es la facilidad para el empleo del software que gratuitamente proporciona Microchip.

Una diferencia importante con los microprocesadores es el empleo de un registro "w" denominado de trabajo, en lugar del Acumulador del microprocesador y su posición dentro del proceso.

Esta ubicación permite que el resultado de la ALU pueda ser depositado en la memoria de datos o en el propio registro "W". Se consigue con esta arquitectura un gran ahorro de instrucciones [14].

El microcontrolador PIC 16F877 de Microchip es de la denominada gama media, y tiene las siguientes características:

- a) CPU RISC.
- b) 35 instrucciones.
- c) Todas las instrucciones se ejecutan en un ciclo de reloj, excepto los saltos que requieren dos.
- d) Frecuencia de operación de 0 a 20MHz (DC a 200ns de ciclo de instrucción).
- e) Hasta 8k x 14 bits de memoria flash de programa.
- f) Hasta 368 bytes de memoria de datos (RAM)
- g) Hasta 256 bytes de memoria de datos EEPROM
- h) Hasta 14 fuentes de interrupción.
- i) Stack de hardware de 8 niveles
- j) Reset de encendido (POR)
- k) Timer de encendido (PWRT)
- l) Timer de arranque del oscilador (OST)
- m) Sistema de vigilancia Watchdog Timer.
- n) Protección programable de código.
- o) Modo SEP de bajo consumo de energía.
- p) Opciones de selección del oscilador.
- q) Programación y depuración en serie "In-Circuit" (iCSP) a través de dos patitas.
- r) Lectura / escritura de la CPU a la memoria flash de programa.
- s) Rango voltaje de operación de 2,0 a 5,5V.
- t) Alta disipación de corriente de la fuente; 25mA.
- u) Rangos de temperatura: Comercial, Industrial y Extendido.
- v) Bajo consumo de potencia:
 - Menos de 0,6mA a 3V, 4MHz.
 - 20uA a 3V, 32kHz.
 - Menos de 1uA corriente de standby.

Los Periféricos del microcontrolador son:

- a) Timer0: Contador / Temporizador de 8bits con pre-escalador.
- b) Timer1: Contador / Temporizador de 16bits con pre-escalador.
- c) Timer2: Contador / Temporizador de 8bits con pre-escalador y post-escalador de 8bits y registro de periodo.

- d) Dos módulos de Captura, Comparación y PWM.
- e) Convertidor Analógico / Digital: de 10bits, hasta 8canales.
- f) Puerto Serie Sincrono (SSP).
- g) Puerto Serie Universal (USART / SCI).
- h) Puerto Paralelo Esclavo (PSP) de 8 bits con líneas de protocolo.

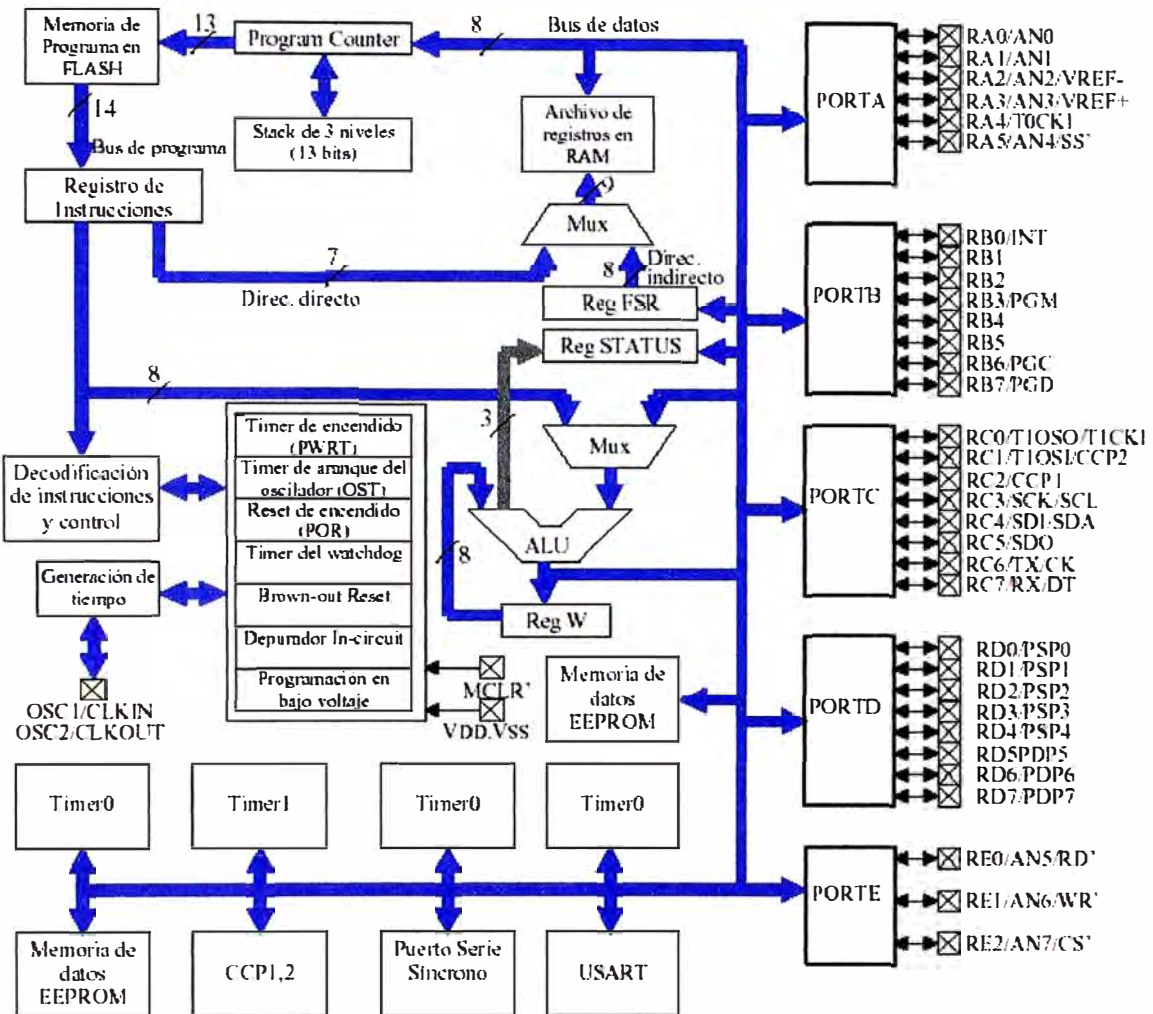


Fig. 4.4 Diagrama de bloques del PIC 16F877

La figura 4.5 nos muestra la disposición de patitas del PIC16F877 y la tabla 4.1 describe la función de cada una.

Pin Diagram

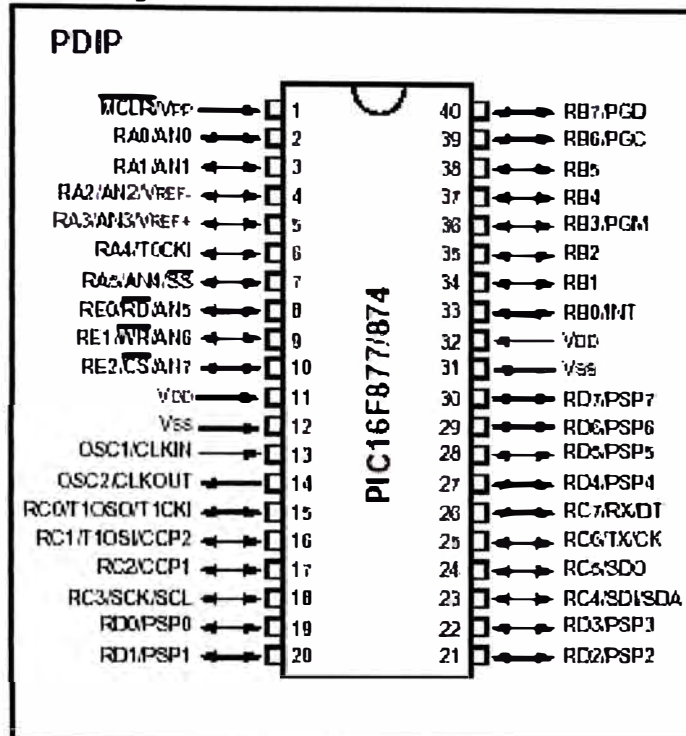


Fig. 4.5 Diagrama de pines del PIC 16F877

Tabla 4.1 Descripción de las funciones de los pines del Microcontrolador

Terminales	Nombre	Función
3-7	Puerto A	Entradas / Salidas digitales o entradas del conversor A-D
3-46	Puerto B	Entradas / Salidas digitales
15-16 23-26	Puerto C	Entradas / Salidas digitales captura PWM Funciones I2C, SPI y USART
19-22 27-30	Puerto D	Entradas / Salidas digitales como puerto paralelo esclavo TTL (PSP – buffer)
8-10	Puerto E	Entradas / Salidas digitales o como entradas para el conversor A-D

4.3.1 Lógica incrustada

La denominada “lógica incrustada” (embedded logic), es la que se refiere al programa del microcontrolador y a los periféricos que lo acompañan en las máquinas. Estos periféricos son en estos casos llamados interfases hombre – máquina, en nuestro caso serán interruptores, potenciómetros y una pantalla LCD.

En este trabajo desarrollamos la operación del microcontrolador realizando un control PID para controlar la velocidad de un motor DC. Es evidente que estas acciones de control pueden realizarse desde un programa en LabView, pero el microcontrolador pasaría a ser un elemento pasivo realizando conversiones análogo-digitales o proporcionando salidas digitales hacia convertidores digital-analógicos.

Podemos emplear el entorno gráfico del LabView para observar la performance del microcontrolador debido a que el 16F877 proporciona la comunicación serial con la PC.

No desarrollaremos en este trabajo esta opción.

Para el funcionamiento del circuito es necesario el ingreso de los siguientes datos:

- Control de velocidad con potenciómetro.
- Ajuste de constantes K_p - K_i - K_d con potenciómetros.

Se observarán en el display las magnitudes:

- Velocidad medida.
- Constantes K_p - K_i - K_d .
- Velocidad consigna o Setpoint.

4.3.2 La conexión con la PC

Se ha establecido comunicación serial con la PC empleando un CI RS232 y el protocolo de comunicaciones que lleva incorporado en el silicio el microcontrolador.

Se observaran los mismos valores de los parámetros que se programaron y observaron en la pantalla LCD.

El desarrollo de esta comunicación con una PC lo dejamos para un trabajo posterior complementario del actual.

4.3.3 Entradas y salidas del microcontrolador

Entradas analógicas:

- RE0 = Sensor de velocidad.
- RE1= Sensor de corriente (Opcional).

- RE2= Sensor de temperatura (Opcional).
- RA0= k_p
- RA1= k_i
- RA3= k_D

Entradas digitales:

- RB1=Selector.
- RB2=Selector.
- RB4 =Detector de cruce por cero.

Salidas digitales:

- RB0= Impulsos de disparo.
- RC0=Led indicador.
- RD0-RD1-RD2-RD4-RD5-RD6-RD7= Display LCD.

Comunicación serial:

- RC6= RX
- RC7= TX

4.4 Lenguaje de programación

Debemos establecer cual es el lenguaje conveniente para programar el microcontrolador.

Los mas empleados en la actualidad son tres:

- a) Lenguaje Assembler o Ensamblador.
- b) Lenguaje Basic.
- c) Lenguaje C.

El lenguaje para los microcontroladores más próximo al de máquina es el Assembler o Ensamblador.

El Empleo del lenguaje Ensamblador tiene por características:

- Relativamente fácil introducción a la programación.
- Manejo del juego reducido de instrucciones (35 para la gama media).
- Software de programación libre.
- Determinación exacta del tiempo empleado.
- Conocimiento profundo del funcionamiento del microcontrolador.
- A medida que el programa se hace más grande se torna más complejo y difícil el seguimiento del proceso.

Los lenguajes superiores como el C o el Basic tienen por características:

- Empleo de poderosas instrucciones lógicas que abrevian su número.

- Facilidad para seguir una secuencia lógica.
- Si se conoce el lenguaje C se puede migrar a diversos programas que emplean la misma estructura.
- Necesidad de un entrenamiento previo en el manejo de estos lenguajes.
- Ocupan más memoria.
- Se ha establecido un promedio de 4 instrucciones de Ensamblador por cada instrucción en "C".

Por el contacto que tenemos con la programación de estos microcontroladores hemos observado, cuando se usa el lenguaje ensamblador, - la tendencia que existe de elaborar rutinas personales para aplicaciones típicas y macros que reproducen instrucciones del lenguaje C o instrucciones adicionales del lenguaje Ensamblador. La lista de instrucciones termina finalmente por parecerse a una escrita en lenguaje C o con instrucciones que superan las 35 del RISC de los PIC.

Debemos señalar también, que la empresa Microchip ha incrementado el número de instrucciones a 77 para los microcontroladores de la gama alta.

Las ventajas del lenguaje C, la tendencia observada y la extensión del programa nos han hecho optar por el empleo de este lenguaje.

Dentro del lenguaje C son populares en la programación de microcontroladores los compiladores:

- a) PCW de CCS.
- b) HighTech.

Empleamos el PCW de CCS por lo amigable de su software. Los compiladores PCW y HighTech, son reconocidos por el programa MPASM de Microchip (Suit tools del MPASM).

Este reconocimiento permite la simulación del programa dentro del MPLAB, aunque con limitaciones que están tendiendo a mejorar.

Existen una gran variedad de simuladores de microcontroladores siendo uno de los más completos el PROTEUS – ISIS que proporciona posibilidades de simulación muy interesantes y adecuadas para nuestro trabajo.

Para la programación empleamos la tarjeta programadora Pro Pic2 PIC Programmer que emplea el software IC-Prog que puede programar casi todas las variedades de PICs.

El presente trabajo agrega al circuito básico del módulo educativo, las características de la lógica incrustada y lo potencia considerablemente con la comunicación serial con la PC y la posibilidad del empleo del entorno gráfico del LabView para la observación de los diversos parámetros como velocidad y corriente.

4.5 Periféricos del microcontrolador

Requerimos emplear circuitos adaptadores entre los parámetros medidos y el microcontrolador o a la inversa, del microcontrolador hacia el circuito de potencia. En todos los casos debe tenerse presente la necesidad del aislamiento galvánico del circuito de control con el de potencia.

En el Anexo C podemos observar en forma global los periféricos empleados.

4.5.1 El display LCD

El display empleado es de 16x2 de la empresa Hitachi que es el más abundante en el mercado. Se establece la comunicación con el microcontrolador que gobierna el display con instrucciones binarias que se detallan en las características del dispositivo.

La pantalla de cristal líquido o LCD (Liquid Crystal Display) es un dispositivo con un microcontrolador de visualización gráfica para la presentación de caracteres, símbolos o incluso dibujos. (figura 4.6).

Dispone de 2 filas de 16 caracteres cada una y cada carácter dispone de una matriz de 5x7 puntos (pixels), aunque los hay de otro número de filas y caracteres. Este dispositivo está gobernado internamente por un microcontrolador Hitachi 44780 y regula todos los parámetros de presentación.



Fig 4.6 Pantalla LCD

Dispone de 2 filas de 16 caracteres cada una y cada carácter dispone de una matriz de 5x7 puntos (pixels), aunque los hay de otro número de filas y caracteres.

Las características principales del display son:

- Pantalla de caracteres ASCII, además de los caracteres Kanjii y Griegos.
- Desplazamiento de los caracteres hacia la izquierda o la derecha.

- Proporciona la dirección de la posición absoluta o relativa del carácter.
- Memoria de 40 caracteres por línea de pantalla.
- Movimiento del cursor y cambio de su aspecto.
- Permite que el usuario pueda programar 8 caracteres.
- Conexión a un procesador usando una interfase de 4 u 8 bits [15].

Para comunicarse con la pantalla LCD podemos hacerlo por medio de sus patitas de entrada de dos maneras posibles, con bus de 4 bits o con bus de 8 bits, este ultimo es el que emplearemos en este trabajo.

El control de contraste se realiza al dividir la alimentación de 5V con una resistencia variable de 10K. Las líneas de datos son triestado, esto indica que cuando el LCD no esta habilitado sus entradas y salidas (Tabla 4.2) pasan a alta impedancia.

Tabla 4.2 Descripción de las funciones de los pines de la pantalla LCD

TERMINALES	SÍMBOLO	DESCRIPCIÓN
1	Vss	Tierra de alimentación GND
2	Vdd	Alimentación de +5V CC
3	Vo	Contraste del cristal liquido. (0 a +5V)
4	RS	Selección del registro de control / registro de datos: RS=0 Selección registro de control RS=1 Selección registro de datos
5	R/W	Señal de lectura / escritura: R/W=0 Escritura (Write) R/W=1 Lectura (Read)
6	E	Habilitación del modulo: E=0 Módulo desconectado E=1 Módulo conectado
7-14	D0-D7	Bus de datos bidireccional.

4.5.2 Comunicación con la PC

Los PIC 16f87x poseen dos módulos de comunicación: el MSSP (Master Synchronous Serial Port) y el USART [16].

El modulo MSSP proporciona una interfaz de comunicación con otros microcontroladores y periféricos como memorias EEPROM serie, conversores A/D, controladores de displays. Este módulo presenta dos alternativas de comunicación síncrona:

- a) Serial Peripheral Interface (SPI).
- b) Inter-Integrated Circuit (I2C).

El modo SPI emplea tres líneas y permite la transferencia de 8 bits por ejemplo para la comunicación entre PICs maestro / esclavos o memorias RAM y EEPROM.

El modo I2C emplea el protocolo I2C de PHILIPS que permite la comunicación con una gran variedad de dispositivos que manejan este protocolo. Emplea solo dos líneas y los datos se transfieren con un formato que incluye bits de reconocimiento, byte de dirección y byte dato.

El USART es llamado también SCI (Serial Communications Interface) y puede trabajar de tres modos:

- a) Asíncrono (Full duplex, bidireccional).
- b) Síncrono-Maestro (Half duplex, unidireccional).
- c) Síncrono-Esclavo (Half-duplex, unidireccional).

El modo asíncrono es el más utilizado. El PIC 16F87X incorpora el hardware para comunicarse vía RS-232 con un ordenador tipo PC [16].

La comunicación se establece con el puerto serie - PIC16F87X con un adaptador de señales del puerto serie del PC (RS-232) que tiene niveles de +12 a -12 V a niveles comprensibles por el microcontrolador que van de +5 a 0 V (TTL), el convertor utilizado es un MAX232 (figura 4.7) o similar, el MAX233 no requiere condensadores externos.

El MAX232 dispone internamente de 4 conversores de niveles TTL al bus standard RS232 y viceversa, para comunicación serie como los usados en los ordenadores y que ahora están en desuso, el Com1 y Com2.

El circuito integrado lleva internamente dos conversores de nivel de TTL a RS232 y otros dos de RS232 a TTL con lo que en total podremos manejar cuatro señales del puerto serie del PC, por lo general las más usadas son; TX, RX, RTS, CTS, estas dos últimas son las usadas para el protocolo handshaking pero no es imprescindible su uso.

Para que el MAX232 funcione correctamente deberemos colocar unos condensadores externos, todo esto lo podemos ver en la figura 4.7, en la que solo se han cableado las líneas TX y RX que son las más usualmente usadas para casi cualquier aplicación [15]

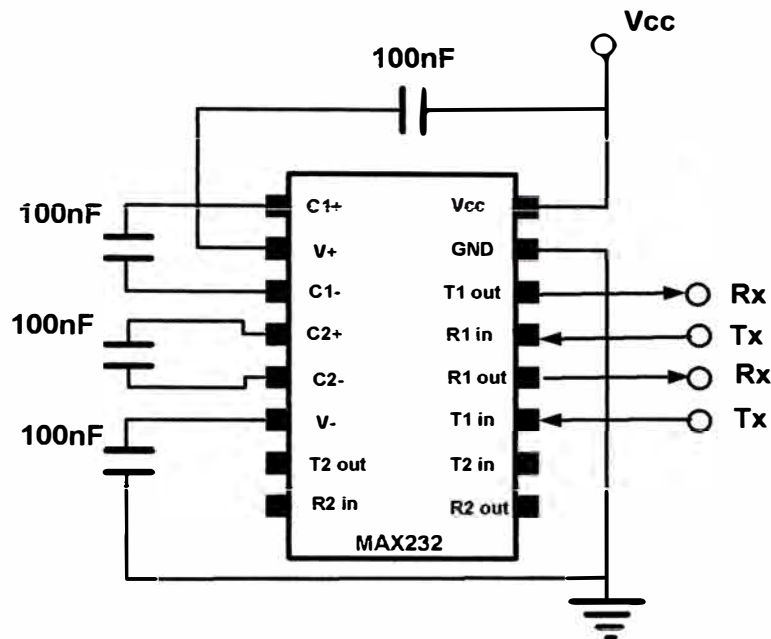


Fig. 4.7 Max232

Este integrado es usado para comunicar un microcontrolador o sistema digital con un PC o sistema basado en el bus serie RS-232.

Para la transmisión de datos por el módulo USART es necesario seguir las siguientes recomendaciones:

- Configurar el pin RC6 como salida y RC7 como entrada.
- Seleccionar el modo USATY (SYNC=0 del registro TXSTA).
- Habilitar el puerto serie (SPEN=1 del registro RCSTA).
- Habilitar las interrupciones si fuera el caso (TXIE=1 del registro PIE1).
- Seleccionar la transmisión a 8bits (TX9=0 del registro TXSTA).
- Seleccionar la velocidad de transferencia de los datos (SPBRG y bit BRGH del registro TXSTA).
- Activar la transmisión (TXEN=1 del registro TXSTA).
- Cargar el valor a transferir en el registro TXREG (inicio de la transmisión) [17].

4.6. Interfases necesarias

Emplearemos las interfases para la conexión del uc al tacogenerador, al circuito de armadura, la detección del cruce por cero y el circuito para el disparo de los tiristores que describiremos seguidamente.

4.6.1 Interfase con el tacogenerador

El tacogenerador genera una tensión DC proporcional a la velocidad en un factor de $4,3V / 1000RPM$. El voltaje proporcionado es ruidoso por lo que requiere un filtrado. El filtrado origina un retardo en la velocidad de respuesta por lo que es necesario considerar éste con cautela.

Debemos limitar el voltaje de ingreso al convertidor AD del PIC a un máximo de 5V, para lo cual empleamos un divisor de tensión y un "buffer" tal como se aprecia en la figura 4.8.

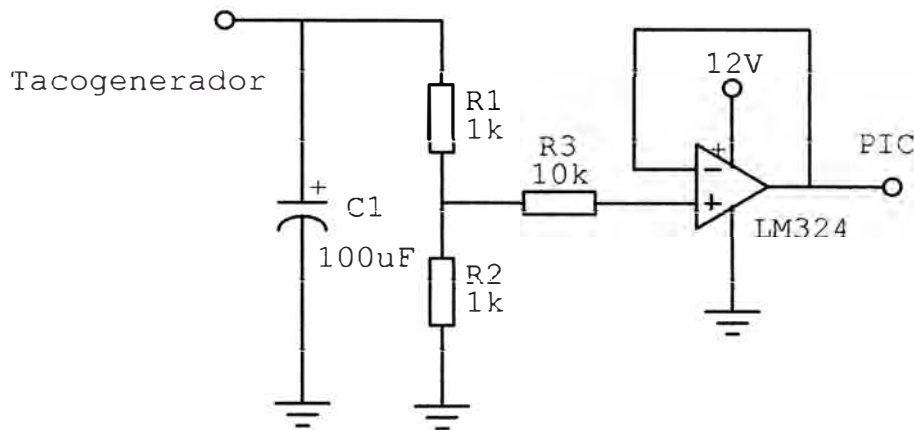


Figura 4.8 Interfase con el tacogenerador

4.6.2 Interfase para la corriente de armadura

La medición de la corriente de armadura y su aplicación al controlador con la etapa PI, puede pasar a ser opcional debido al carácter "sin saltos" (bumpless) del control proporcional incremental.

Esta característica la pudimos observar primero en el simulador Proteus y luego en el circuito implementado. donde detectamos un golpeteo del motor, producido durante la calibración de las constantes en particular la constante integral que en un valor excesivo, produce inestabilidad del sistema en forma oscilatoria constante.

4.6.3 Detección de cruce por cero

Empleamos un transformador 220V/8V y un circuito con transistores operando como interruptores para la detección del cruce por cero. El circuito se aprecia en la figura 4.9.

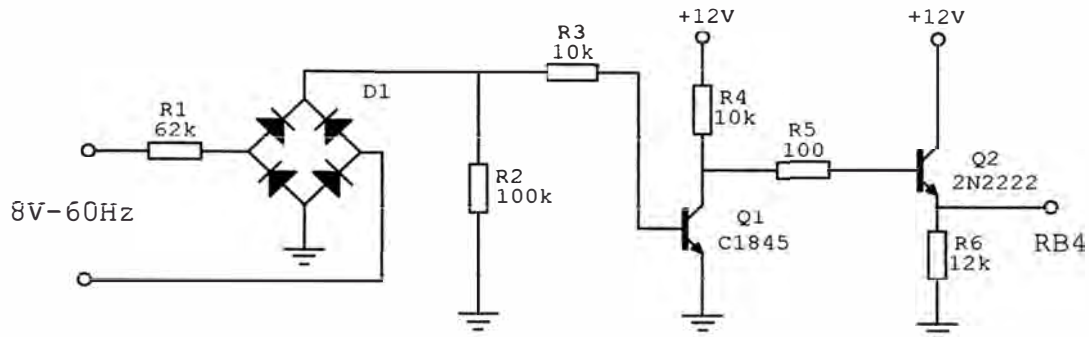


Figura 4.9 Detector de cruce por cero

4.6.4 Circuito de disparo

Aprovecharemos la etapa de potencia del módulo alemán que contiene el transformador de impulsos, el puente semicontrolado y sus dispositivos de protección. Agregaremos una etapa adicional de aislamiento y amplificación a la salida generadora del tren de pulsos del microcontrolador mediante un optoacoplador para proteger el circuito de control de los fuertes transitorios de la carga inductiva.

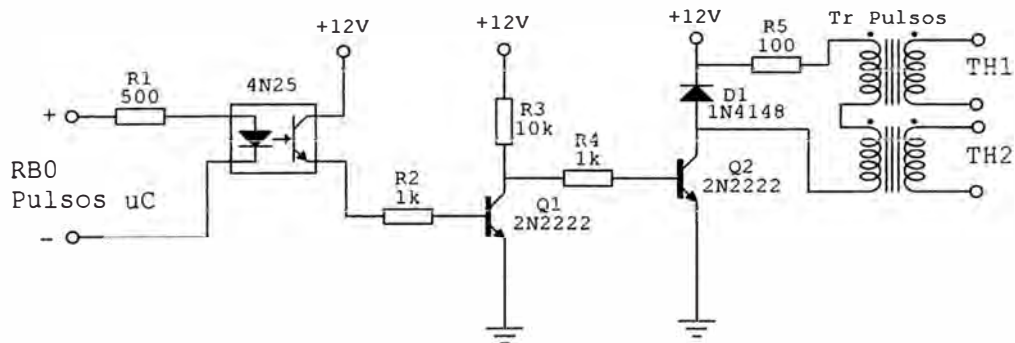


Figura 4.10 Circuito de disparo de los tiristores.

4.7. Circuito programador

Empleamos un grabador ProPic con ZIF Socket (figura 4.11), que trabaja con el puerto paralelo y con una fuente adicional de 12V - 5V.

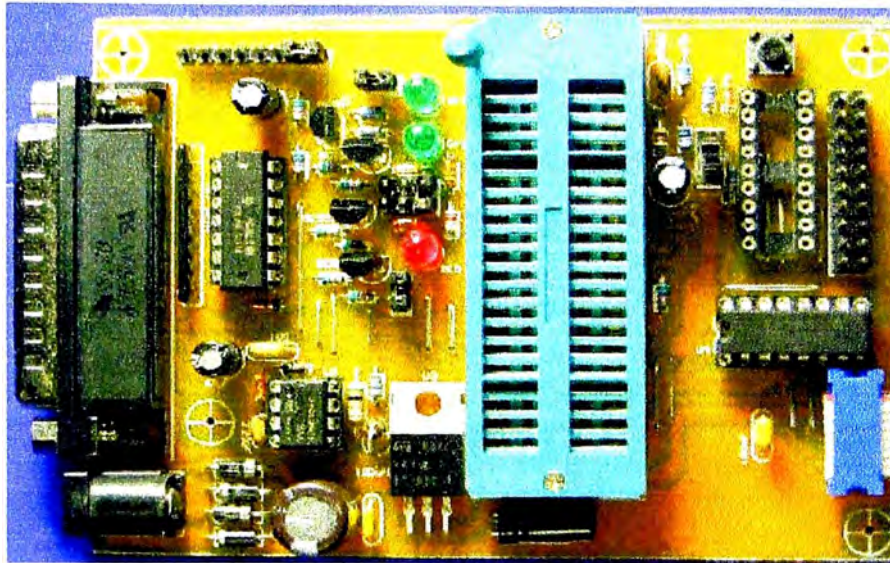


Figura 4.11 Grabador PROPIC

El software de programación es el IC-ProG 1.05C. Este es un software programador de prototipos gratuito muy amigable (figura 4.12) y permite trabajar con una amplia variedad de PICs. Como todos los compiladores, introduce el programa en lenguaje de máquina a partir del archivo hexadecimal.

En el mercado existen un gran número de programadores de uso libre, como ya indicamos, este es uno de los motivos por los que se ha difundido el empleo de los PICs.

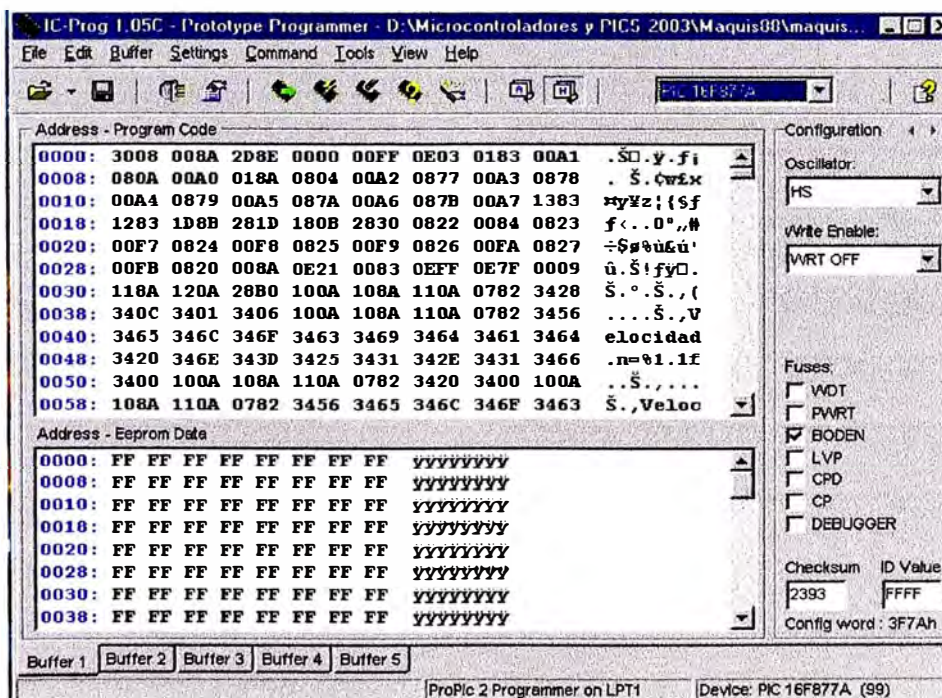


Figura 4.12 Software IC ProG 1.05C

El compilador C que empleamos es el PCW –C Compiler IDE (figura 4.13), de bastante difusión y con versiones Demo gratuitas. Este compilador tiene buena documentación y es también muy amigable.

Este compilador puede conectarse al software de Microchip, el MPASM con un “Plug-In”. Microchip acepta en su ambiente de programación este compilador pudiéndose emplear las ventajas del MPASM tanto como las del compilador PCW.

```

15 #include <led.c>
16 #fuses HS, NOWDT, NOPROTECT, NOVP
17 #use delay(clock=2000000)
18 #use rs232(baud=9600,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_D7) //Agregado para transmision
19 #use fast_io(c)
20 #use standard_io(c)
21 float val_med1,val_med2,val_med3,setp1,kp,ki,kd,yn,yn_1,xn,xn_1,xn_2,ts,n;
22 float a0,a1,a2,un,un_1,vu;
23 int y,i,p,b0;
24
25 ///////////////////////////////////////////////////////////////////
26 #byte PORTB=0x06
27 void control(void);
28 void leer(void); //Declaracion de rutinas
29 void releer(void);
30 void constantes(void);
31 void display(void);
32 void pc(void);
33 ///////////////////////////////////////////////////////////////////
34 #int rb
35 void disparo(){
36     set_tris_b(0b11110110);
37     i=0;
38     do{ //Demora para el disparo-periodos de 32us max. 255 veces 8160us
39         i++;
40         delay_us(32);
41     }while(i<=y);

```

Fig. 4.13 Software PCW de CCS

4.8. Circuito entrenador

Empleamos la placa entrenadora para microcontroladores HFK-001 (Fig. 4.14) para ejecutar el circuito de prueba pues contiene los dispositivos necesarios básicos para el módulo propuesto.. Las características del entrenador según el manual de operación, son las siguientes:

- Salidas a LCD 2X16 y LEDs.
- Salida IR, parlante, PWM/DTMF.
- Salida para servomotores.
- Teclado de 16 pulsadores (Keypad).
- Tres potenciómetros en entradas análogas.
- Entrada para módulo infrarrojo.
- Comunicación serial vía RS232, y zócalo para RS485.
- Entrada para grabador externo.

- Entrada para ICD2 de Microchip.
- Zócalos para memorias seriales Microwire, SPi, I2C.
- Zócalos para integrados ADC, RTC, Temperatura.
- Zócalo para cristal.
- Etapa de regulación de 5 voltios.
- Zócalo ZIF para inserción segura del PIC.
- Jumpers para cada pin del PIC.
- Botón de reset.

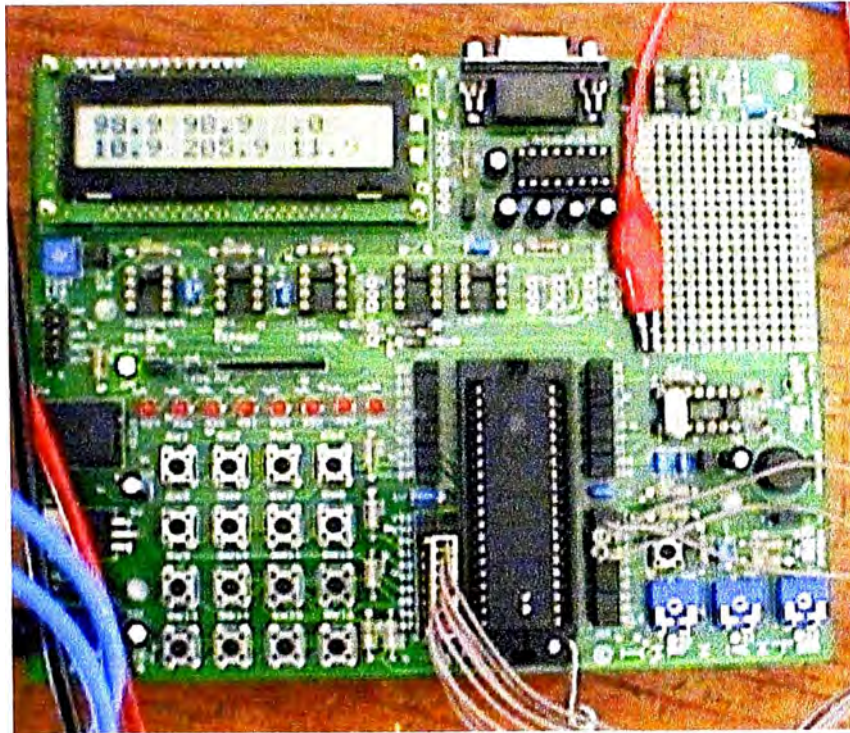


Figura 4.14 Circuito entrenador

CAPITULO V

PROGRAMA PRINCIPAL

El control digital de velocidad concentra el problema en las instrucciones del programa, la calidad de la solución dependerá también de la calidad del algoritmo diseñado.

El objetivo de reproducir digitalmente el control analógico del módulo alemán se ha conseguido empleando básicamente el concepto de interrupciones de los microcontroladores y transformando el tiempo de un semiperiodo en bits, para realizar los procesos matemáticos, establecer el disparo de los tiristores y la duración de la ráfaga de impulsos.

5.1 Diagrama de flujo

El diagrama de flujo (Anexo D) muestra la relativa sencillez del programa. Consideramos que esto se debe a la potencia del lenguaje C y sus rutinas pre-establecidas.

La detección del cruce por cero se realiza con el concepto de interrupción, muy característico de los microcontroladores.

Se advierte también la utilización de lazos iterativos y condicionales, estos tres conceptos básicos permiten el “flujo” del programa.

5.2 Lista de instrucciones

El programa tiene tres archivos y 196 instrucciones en lenguaje C que ocupan 709 líneas equivalentes a 4604 líneas en lenguaje ensamblador.

Se está ocupando el 59% de la memoria ROM y el 57% de la memoria RAM según lo determina la ventana Debugger del compilador PCW.

Mostramos a continuación la lista de instrucciones:

```
//Maquis 88 versión Julio-2006
//Control de velocidad para motor DC con regulación PID.
#include <16F877A.h>
#include <lcd.c>
```

```

#fuses HS,NOWDT,NOPROTECT,NOLVP
#use delay(clock=20000000)
#use rs232(baud=9600,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7) //Agregado para transmisión
#use fast_io(c)
#use standard_io(c)

float val_med1,val_med2,setp1,setp2,kp,ki,kd,yn,yn_1,xn,xn_1,xn_2,ts,n;
float a0,a1,a2,un,un_1,vn;
int y,i,p,result;

////////////////////////////////////
#byte PORTB=0x06
void control(void);
void leer(void);           //Declaracion de rutinas
void releer(void);
void constantes(void);
void display(void);
void pc(void);
void rutina1(void);
void rutina2(void);
////////////////////////////////////
#int_rb
void disparo(){
set_tris_b(0b11110110);
output_low(pin_b0);      // Limite de emision de pulsos
delay_us(800);          // Demora por detector de cruce por cero
i=0;
do{ //Demora para el disparo-periodos de 27us max. 255 veces aprox. //7000us
i++;
delay_us(27);
}while(i<=y);
p=0;                    //<-----minimo numero de pulsos
do{
p++;
if(p<=33){             //<----- limite de pulsos
output_high(pin_b0);  //Disparo-disparo-disparo● tren de pulsos
delay_us(100);
}
}
}

```

```

output_low(pin_b0);
delay_us(100);
}
else
goto salir;
}while(p<=(255-y)/8);
salir: output_low(pin_b0); //<-----limite de emisi3n de pulsos*****
releer (); //introducci3n de datos
}
////////////////////////////////////Rutina principal////////////////////////////////////
void main() { //1a
set_tris_b(0b11110110);
while(true){ //2a
setup_adc_ports(all_analog); //**
setup_adc(adc_clock_internal); //**
lcd_init();
//*****
while(!(input(pin_b1))){ //3a interruptor OFF ajustes de constantes
output_high(pin_b3);
leer ();
if (input(pin_b2))
pc ();
else
display ();
} //3b
//*****
while((input(pin_b1))){ //4a interruptor ON rutina normal
enable_interrupts(INT_RB);
enable_interrupts(GLOBAL);
setup_adc_ports(all_analog);
setup_adc(adc_clock_div_32);
output_low(pin_b3);
constantes ();
while (true){ //5a bucle infinito
control(); //*****llamando rutina de control pid
} //5b

```

```

} //4b
} //2b
} //1b
////////////////////////////////Rutina pid+pi////////////////////////////////
void control (){//1a
val_med2=setp1;
releer();
setp1=(setp1+val_med2)/2; //Filtro digital
result=setp1-val_med2;
if(result==0)
{
rutina1(); //AUTO se realiza con setp1 fijo result=0
}
else { // MANUAL se realiza con setp1 variable
rutina2();
}
} //1b
////////////////////////////////rutina leer-mostrar ADC////////////////////////////////
void leer (){
set_adc_channel(5); //val_med1=velocidad (tacometro)
delay_us(20);
val_med1=read_adc();
delay_us(20);
set_adc_channel(4); //setp1=velocidad consigna (potenciometro)
delay_us(20);
setp1=read_adc();
delay_us(20);
set_adc_channel(0); //kp (potenciometro)
delay_us(20);
kp=read_adc();
delay_us(20);
set_adc_channel(1); //ki (potenciometro)
delay_us(20);
ki=read_adc();
delay_us(20);
set_adc_channel(3); //kd (potenciometro)

```

```

delay_us(20);
kd=read_adc();
delay_us(20);
}
////////////////////////////////////
void releer (){
set_adc_channel(5); //val_med1=velocidad (tacometro)
delay_us(20);
val_med1=read_adc();
delay_us(20);
set_adc_channel(4); //setp1=velocidad consigna (potenciometro)
delay_us(20);
setp1=read_adc();
delay_us(20);
}
////////////////////////////////////
void constantes (){
ts=1 ;
a0=kp+ki*ts+kd/ts;
a1=kp+ki*ts+2*kd/ts;
a2=ki/ts;
}
////////////////////////////////////
void display (){
lcd_gotoxy(1,1);
printf(lcd_putc,"%1.1f %1.1f %1.1f\n%1.1f %1.1f
%1.1f ",setp1,val_med1,val_med2,kp,ki,kd);
}
////////////////////////////////////
void pc (){
printf("Velocidad n=%1.1f",val_med1); //TX
puts(" "); //TX
printf("Velocidad consigna Sp=%1.1f",setp1);
puts(" "); //TX
printf("P=%1.1f",kp);
puts(" "); //TX

```

```

printf("l=%1.1f",ki);
puts(" "); //TX
printf("D=%1.1f",kd);
puts(" ");
}
/////////////////////////////////////////////////////////////////
void rutina1 (){ // Rutina del valor medido1 para variaciones de carga
xn=setp1-vai_med1;
if(xn>0){ //3a Frenado -alfa disminuye
yn=(a0*xn-a1*xn_1+a2*xn_2); // suaves incrementos
xn_2=xn_1;
xn_1=xn;
yn=val_med1+yn;
} //3b
else{ //4a Aceleración - alfa aumenta
xn=val_med1-setp1;
yn=(a0*xn-a1*xn_1+a2*xn_2); //suaves decrementos
xn_2=xn_1;
xn_1=xn;
yn=val_med1-yn;
} //4b
//*****Banda muerta
if(xn<10)
y=255-setp1;
else{ //-+-+-+--+--+--+--+--+--+--+--+--+--+
//*****+
y=yn;
} //-+-+-+--+--+--+--+--+--+--+--+--+--+
}
/////////////////////////////////////////////////////////////////
void rutina2 (){ // Rutina del setp1 para variación de la velocidad de consigna
xn=setp1-vai_med1;
if(xn>0){ //3a
yn=(a0*xn-a1*xn_1+a2*xn_2); // setp1 sube alfa disminuye-suaves decrementos
xn_2=xn_1;
xn_1=xn;

```


CAPITULO VI

RESULTADOS DEL VARIADOR CON MICROCONTROLADOR

El comportamiento del variador con el microcontrolador ha sido probado primeramente con un simulador virtual, allí se han hecho las mejoras del programa y ha sido una poderosa herramienta para conseguir el objetivo final con el circuito real.

6.1 Resultados con el simulador

El programa Proteus-Isis proporciona la simulación de diversos tipos de microcontroladores por lo que, de los simuladores que se encuentran en el mercado, es sin duda el más avanzado para el trabajo con una gran variedad de microcontroladores.

Dos características resaltantes que empleamos de este simulador son: simular los convertidores A/D y la comunicación serial con una PC.

Hemos empleado ambas características en nuestro programa y en las imágenes que siguen podemos observar los resultados.

En la figura 6.1 podemos apreciar el circuito virtual que empleamos y la información de las constantes del control AID en el display.

También pueden apreciarse los potenciómetros y el circuito virtual para la detección de cruce por cero.

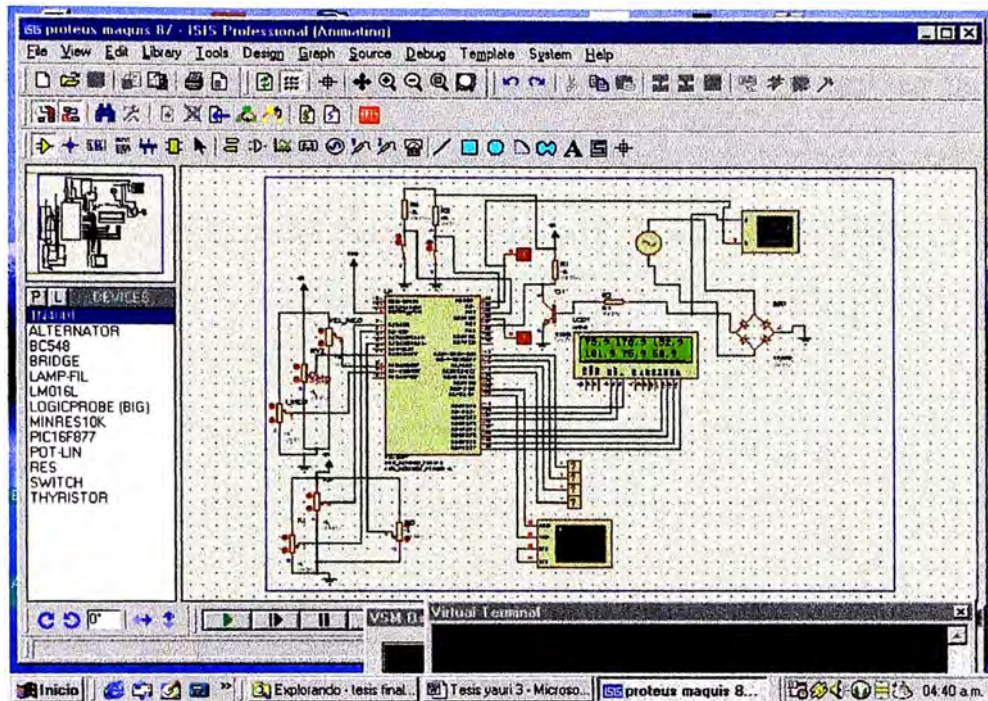


Fig. 6.1 Pantalla del simulador Proteus Isis.

El terminal virtual es también simulado (figura 6.2), y el microcontrolador está programado para transmitir los valores de las constantes como también las velocidades medida y de consigna o setpoint.

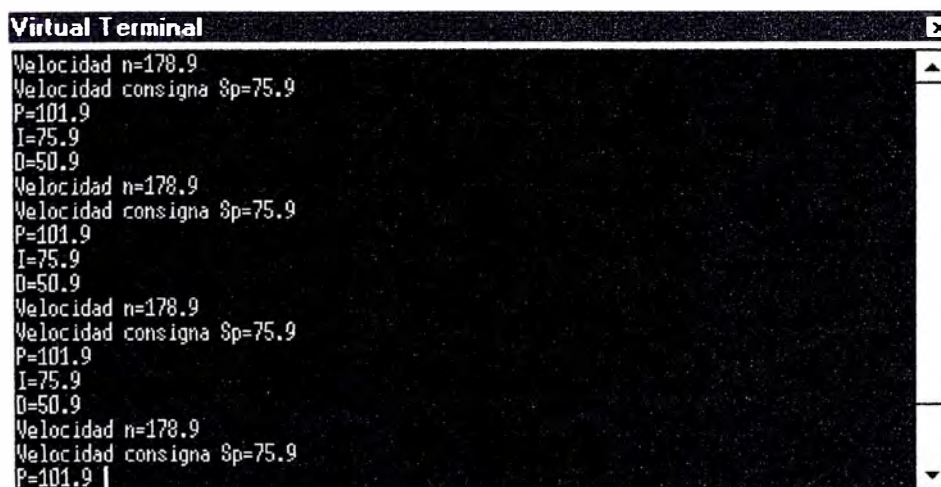


Fig. 6.2 Terminal Virtual del simulador Proteus Isis.

El tren de pulsos que emplea el módulo alemán es reproducido con el microcontrolador. En la figura 6.3 apreciamos el disparo para la velocidad máxima.

En la figura 6.4 podemos observar el disparo para un ángulo de 90° de la tensión senoidal.

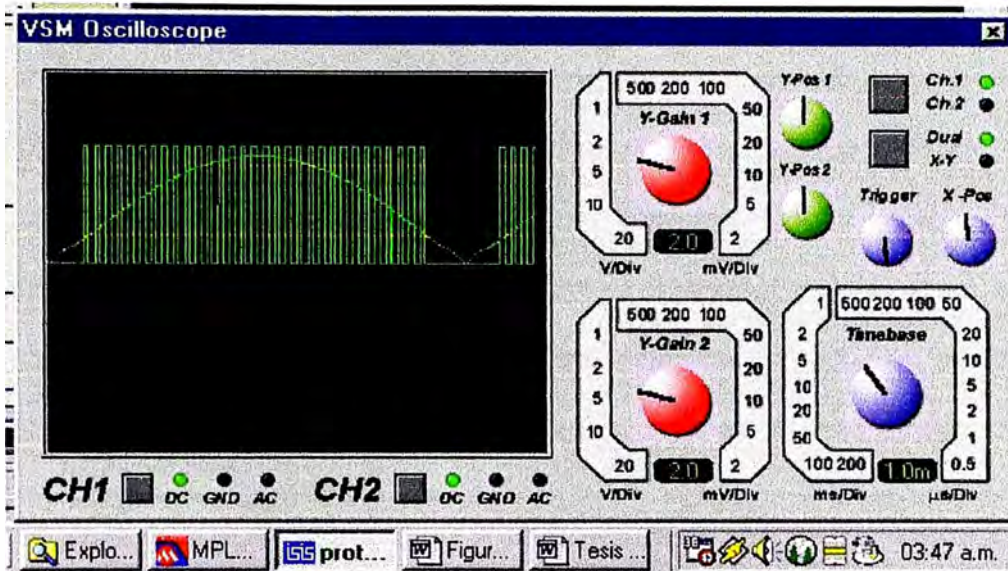


Fig. 6.3 Onda Senoidal y ráfaga de impulsos para velocidad máxima.

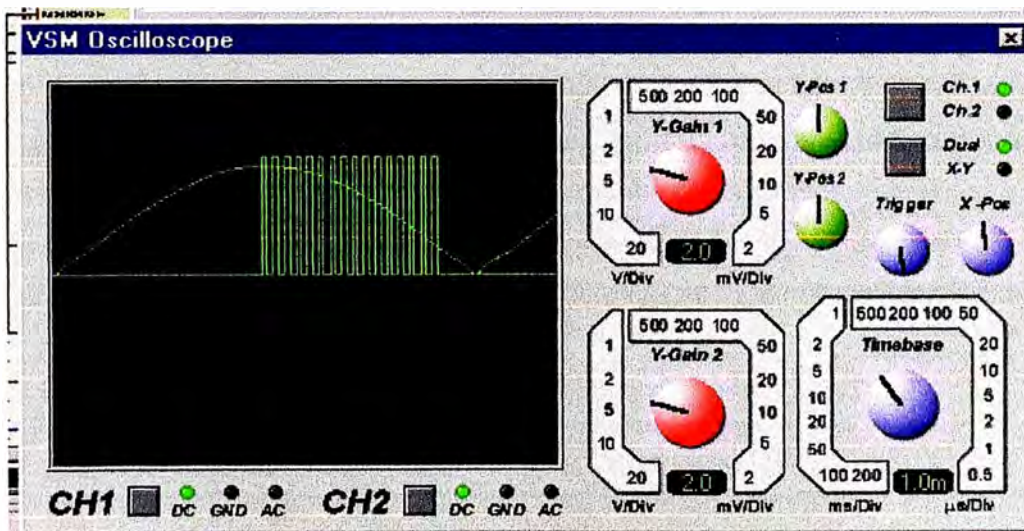


Fig. 6.4 Disparo para un ángulo de 90°

El control digital ha sido ajustado para un disparo máximo alejado del siguiente cruce por cero. Así evitamos un disparo accidental en el otro semiperiodo y sobretodo está la consideración de la tensión de armadura que inhibe el control de los tiristores a voltajes menores a este.

En la figura 6.5 se puede observar el ángulo de retardo máximo empleado. También se ha considerado el tiempo que demora la detección de cruce por cero.

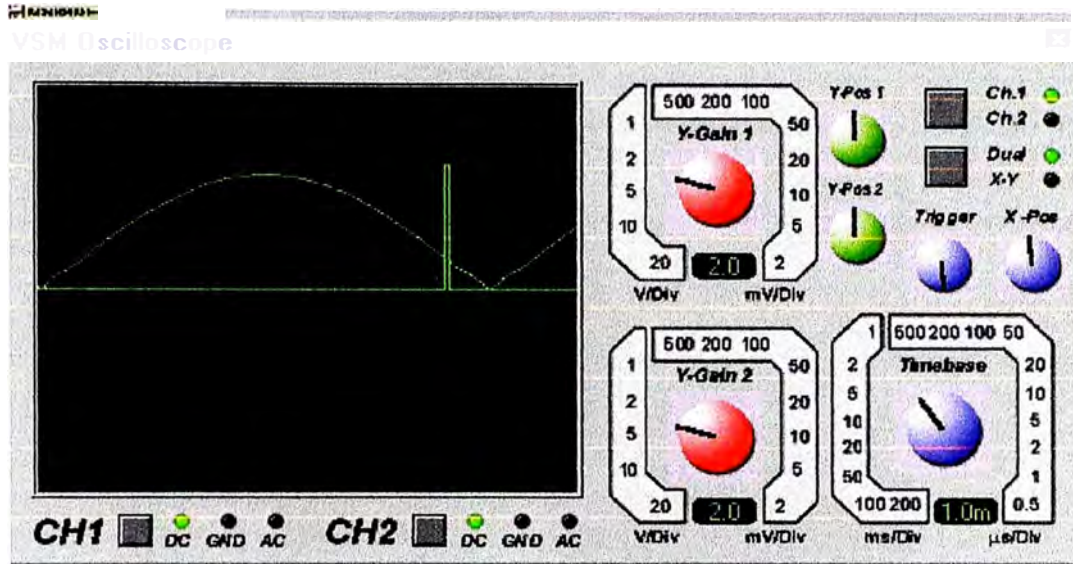


Fig. 6.5 Disparo para la velocidad mínima.

El voltaje de armadura impide de igual manera el control de los tiristores al inicio de la onda senoidal de tensión.

Los pulsos de disparo tienen un periodo de 200µs, como en el circuito analógico, por lo que la frecuencia es de 5KHz. Aseguramos así un control bastante preciso del ángulo de disparo y el funcionamiento adecuado del transformador de impulsos.

En la figura 6.6 se observa la información que muestra el display virtual, en este caso las velocidades medida y de consigna así como los tres valores de las constantes del control PID.

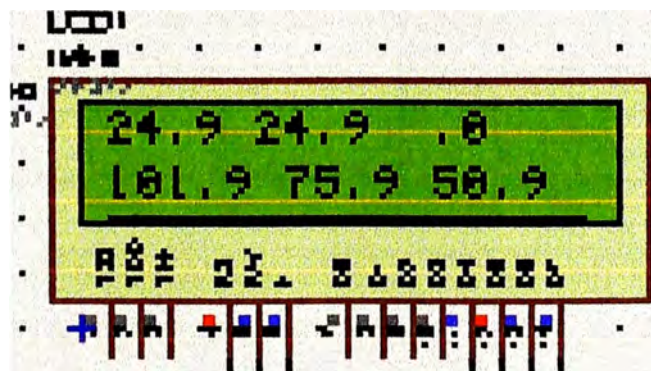


Fig. 6.6 Imagen del display del simulador Proteus Isis.

6.2 Resultados con el circuito

Para las pruebas del circuito se ha utilizado la etapa de potencia del módulo alemán. Se ha adaptado la interfase de disparo con el microcontrolador (figura 6.7) para aislarla galvanicamente del circuito de potencia con un optoacoplador, también se ha conectado el circuito para la detección de cruce por cero.

Del circuito original del módulo alemán se ha empleado solamente la etapa de potencia.

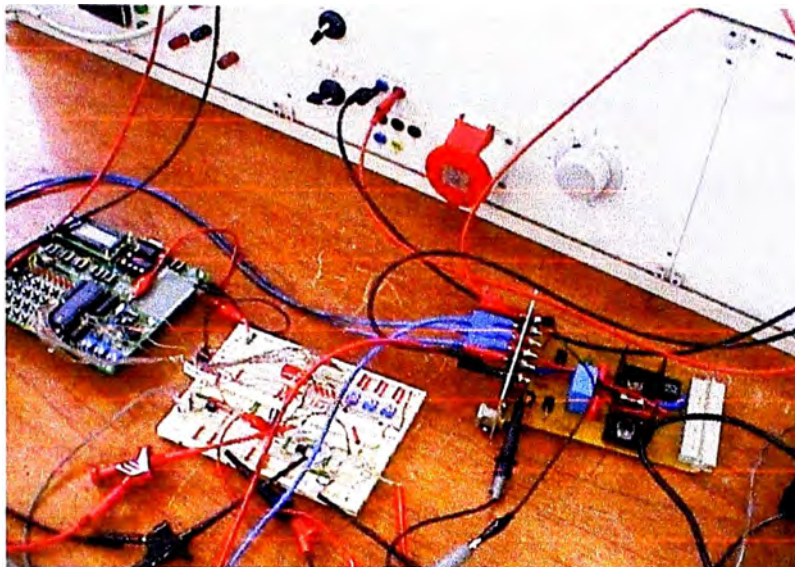


Figura 6.7 Interfaces Microcontrolador-Motor

Los controles de las constantes K_P , K_I y K_D se realizan con trimmers así como el valor de la velocidad consigna.

El tacogenerador se conecta a un circuito adaptador a 5V como máximo para el convertidor A/D del microcontrolador.

Las pruebas realizadas son las siguientes:

- Pruebas de mantenimiento de la velocidad consigna.
- Pruebas de modificación de constantes K_P , K_I y K_D y respuesta al escalón.

6.2.1 Pruebas del mantenimiento de la velocidad consigna

En estas pruebas comprobamos el disparo de los tiristores para diferentes valores consigna empleando primero una carga resistiva.

En la figura 6.8 observamos la onda rectificada, donde se ha detectado el cruce por cero. El ancho de los pulsos es de aproximadamente 600us, valor que descontamos dos veces en el programa, para determinar el tiempo a controlar del semiperiodo.

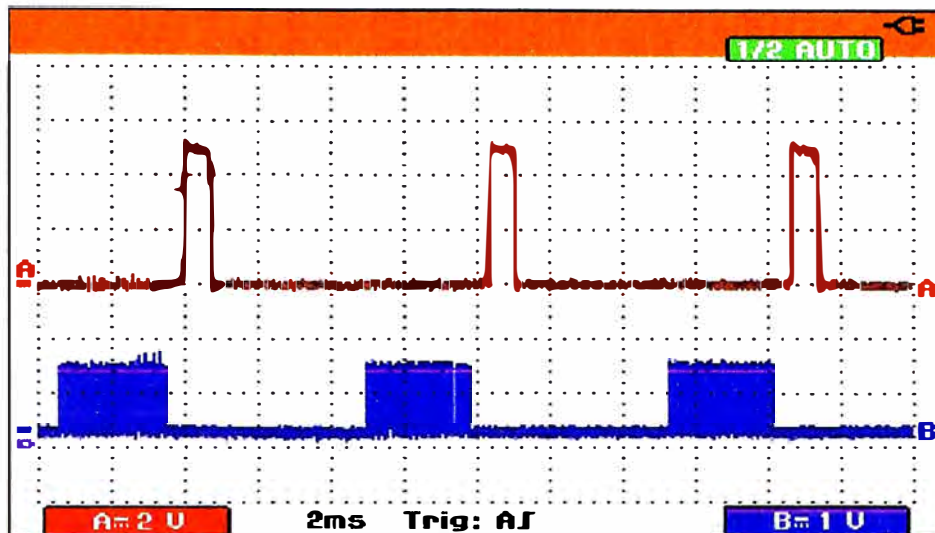


Figura 6.8 Pulsos de sincronismo y pulsos de disparo del circuito real

Luego obtuvimos la onda rectificada para un ángulo de disparo máximo de aproximadamente 145° con carga puramente resistiva (figura 6.9).

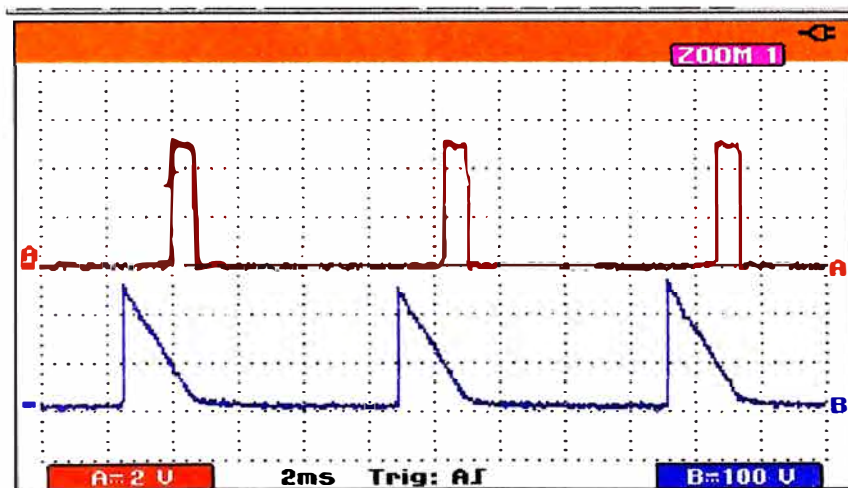


Figura 6.9 Pulsos de sincronismo y voltaje sobre una carga resistiva, ángulo de disparo máximo.

El circuito empleado inicialmente fue una lámpara incandescente (figura 6.10).

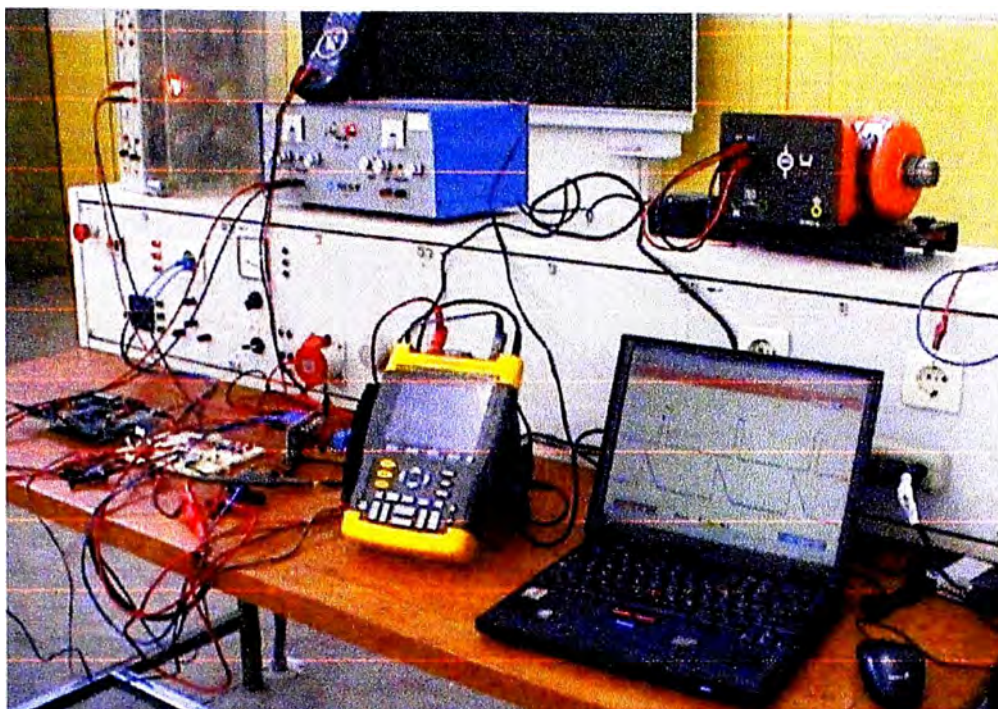


Figura 6.10 Prueba con carga resistiva, ángulo de disparo máximo.

Probamos también el ángulo de disparo mínimo (figura 6.11).

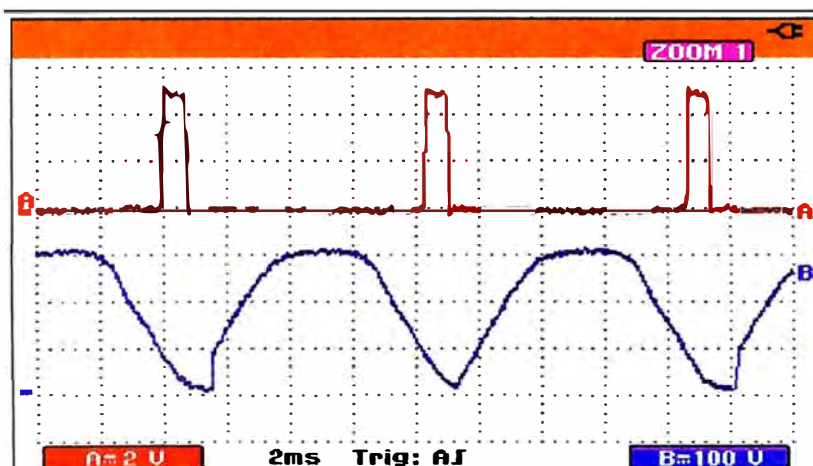


Figura 6.11 Pulsos de sincronismo y voltaje sobre una carga resistiva, ángulo de disparo mínimo.

El resultado con el circuito se puede apreciar en la figura 6.12.

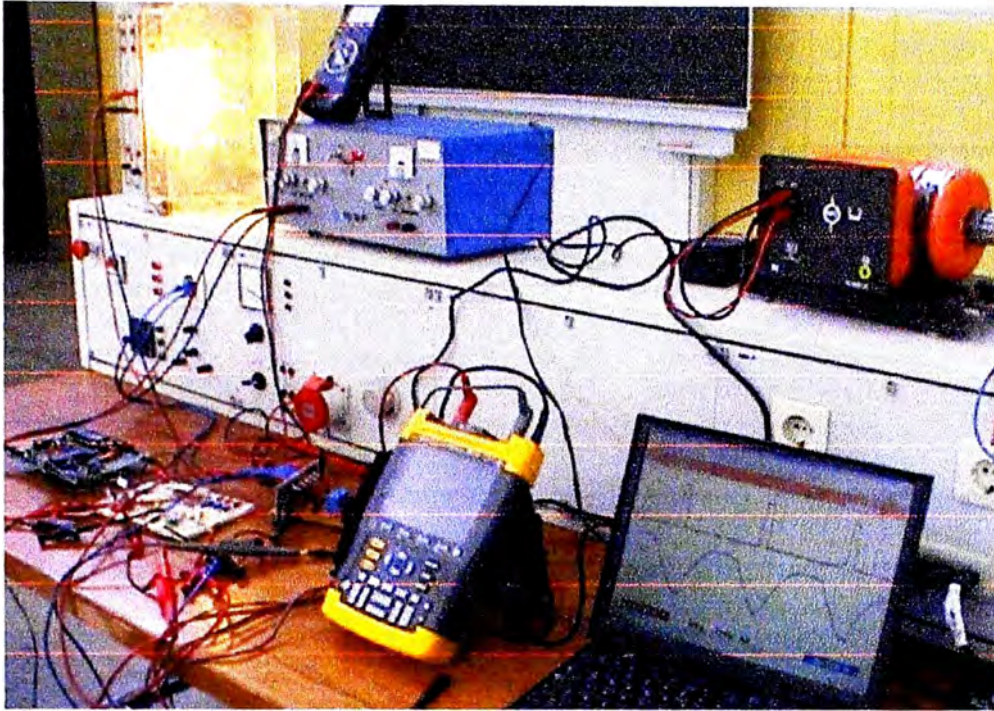


Figura 6.12 Prueba con carga resistiva, ángulo de disparo mínimo.

Los impulsos de disparo de los tiristores trabajan sincronizados con los pulsos de cruce por cero, así en la figura 6.13 se puede ver claramente el rango de control del circuito junto con el voltaje en la carga resistiva para un ángulo de disparo de aproximadamente 90°

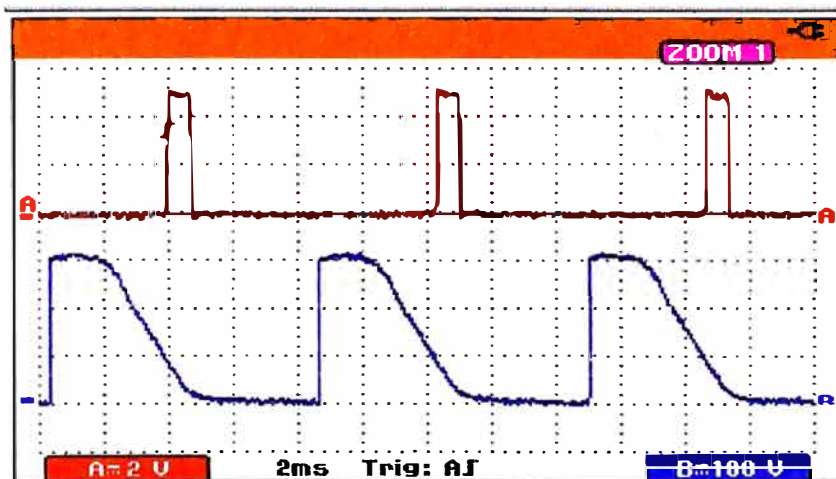


Figura 6.13 Pulsos de sincronismo y voltaje sobre una carga resistiva, ángulo de disparo de aproximadamente 90°

Finalizadas las pruebas con carga resistiva conectamos el motor DC y observamos de manera semejante a como hicimos con la carga resistiva, el comportamiento para diferentes velocidades consigna.

Empezamos dando al motor la mínima velocidad y se observaron los pulsos de sincronismo y el voltaje de armadura.

En la figura 6.14 observamos una ondulación permanente en un voltaje que aparece antes del disparo, este voltaje nos permitimos llamarlo "velo de novia"

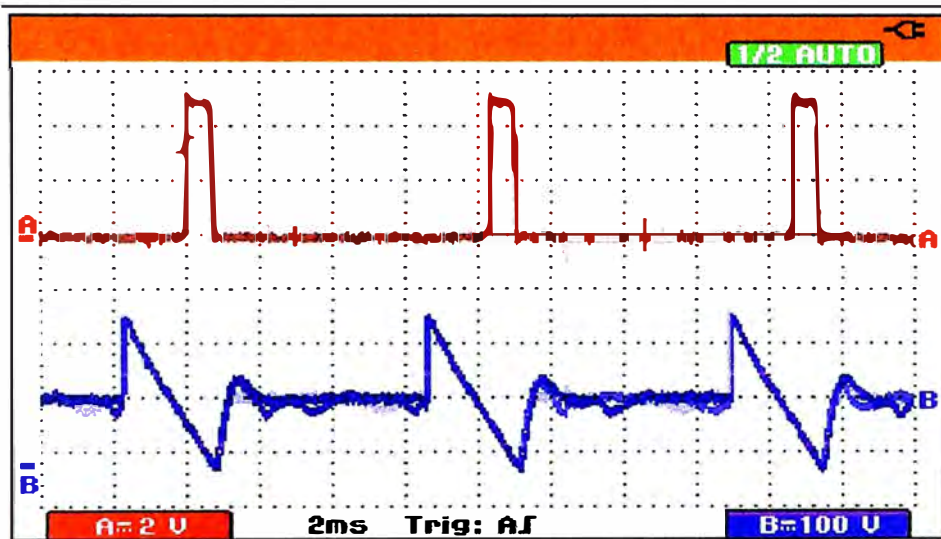


Figura 6.14 Pulsos de sincronismo y voltaje sobre al armadura.

En la figura 6.15 apreciamos el circuito con motor.

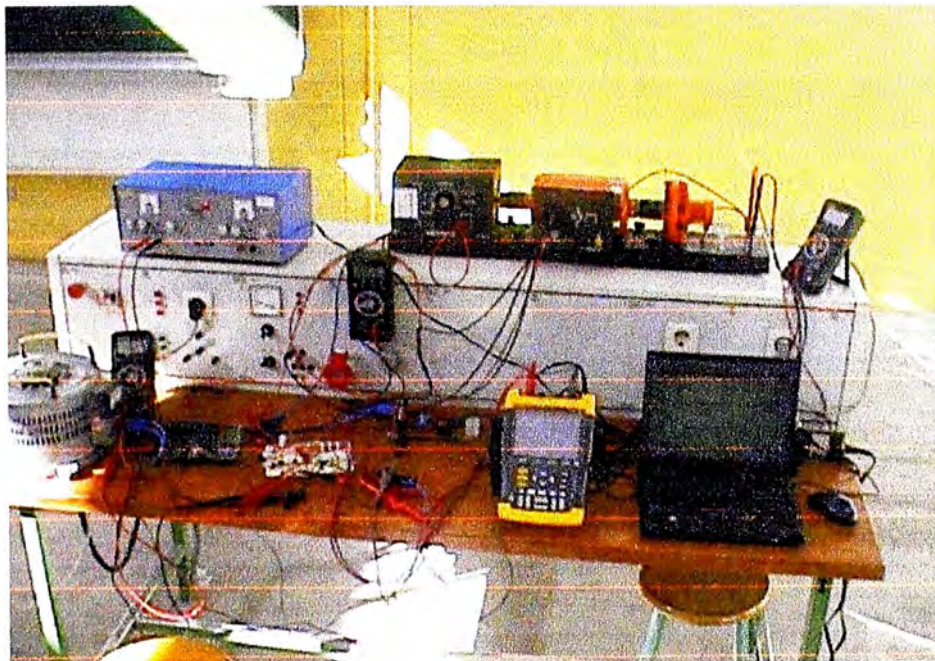


Figura 6.15 Circuito microcontrolador-motor

El "velo de novia" se debe al voltaje inducido sobre la armadura por el circuito de campo, a pesar de no estar disparados los tiristores ya que como sabemos el voltaje de campo no es controlado y la armadura se encuentra girando bajo este flujo magnético. Este voltaje, como se observa es considerable aunque "sin fuerza".

Podemos evitar apreciarlos colocando solamente un diodo entre el puente y la armadura. En la figura 6.16 hemos congelado este voltaje para una mejor apreciación.

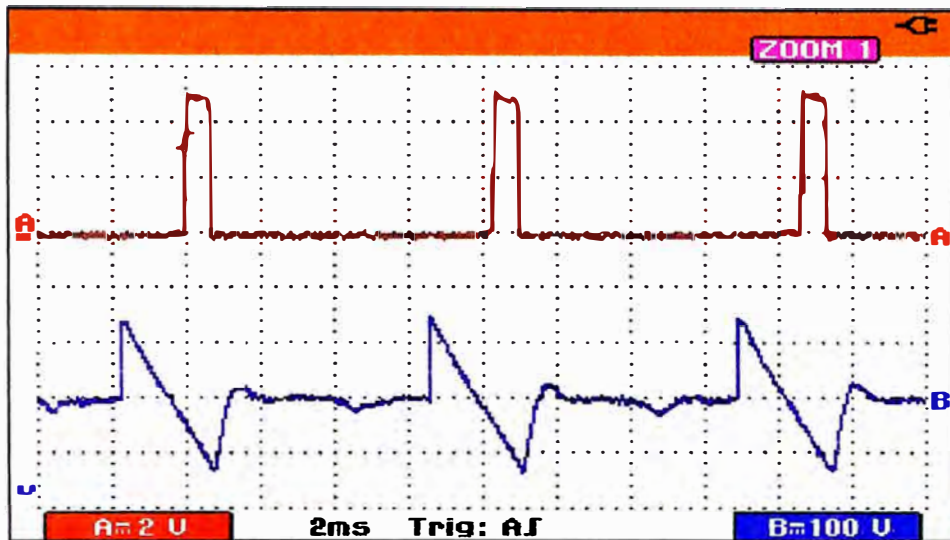


Figura 6.16 Voltaje sobre la armadura antes del disparo.

Para una velocidad correspondiente a 3,4V del tacogenerador, 790RPM, se han obtenido las ondas de la figura 6.17.

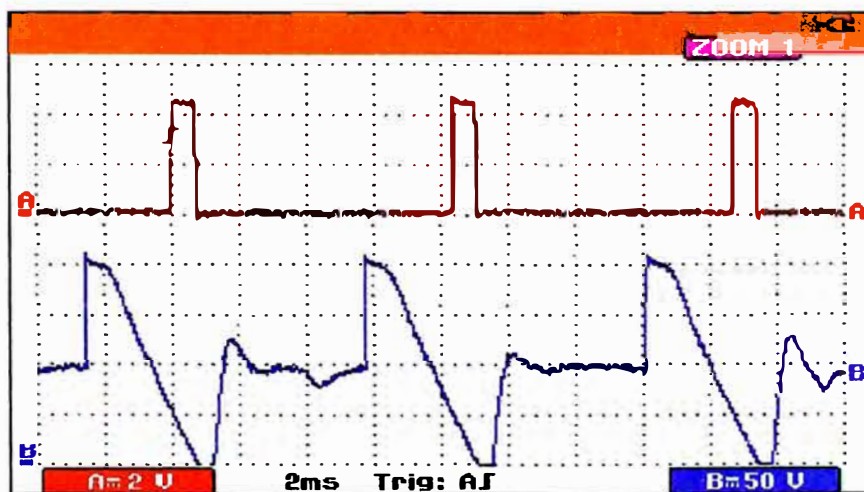


Figura 6.17 Voltaje sobre la armadura para una velocidad de 790RPM.

La velocidad máxima con un ángulo de disparo mínimo permite mostrar también un efecto particular de la carga inductiva sobre el voltaje de armadura como se observa en la figura 6.18.

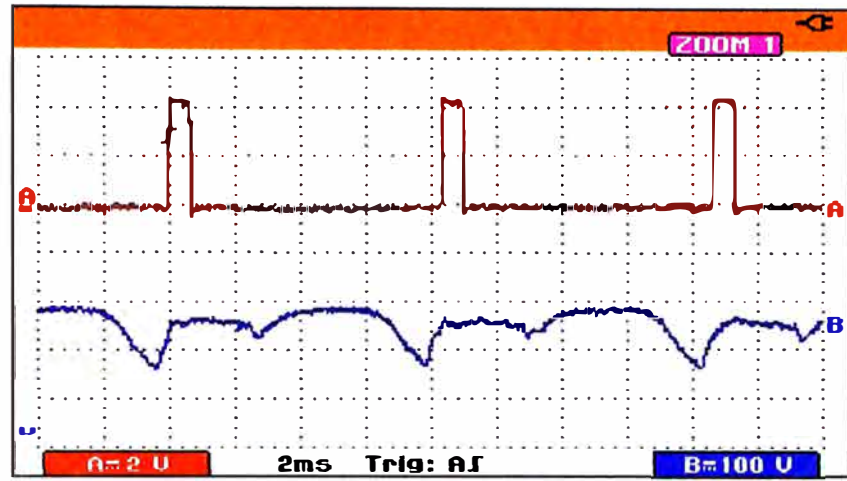


Figura 6.18 Voltaje sobre la armadura a 2000RPM.

La velocidad del motor y la corriente de armadura ocasionan una tensión inducida remanente bastante fuerte que impide la caída ostensible del voltaje. Es decir se produce un “filtrado” del voltaje.

6.2.2 Pruebas de modificación de constantes

El circuito obedece la variación de la velocidad consigna incrementando la corriente de armadura. Modificando el freno se ha observado también el retorno a la velocidad consigna, en este caso el retorno a la velocidad consigna, es automático; consiguiéndose mediante la reducción del ángulo de disparo si la velocidad disminuye y lo contrario si la velocidad aumenta.

La marcha a nuevas velocidades o la recuperación de la velocidad consigna se hacen con el controlador PID.

El ajuste de las constantes K_P , K_I y K_D se hace con el motor apagado ajustando tres Trimmers (figura 6.19). Accionando un interruptor se ingresa al modo de trabajo del motor. Los valores de las constantes están limitados entre cero y 255 que es lo que corresponde a los 8 bits de la memoria de datos.

Los valores de las constantes pueden ser enviados a la pantalla LCD o a la PC vía puerto serial. Ambos se pueden seleccionar y están programados aunque solo empleamos la pantalla LCD.

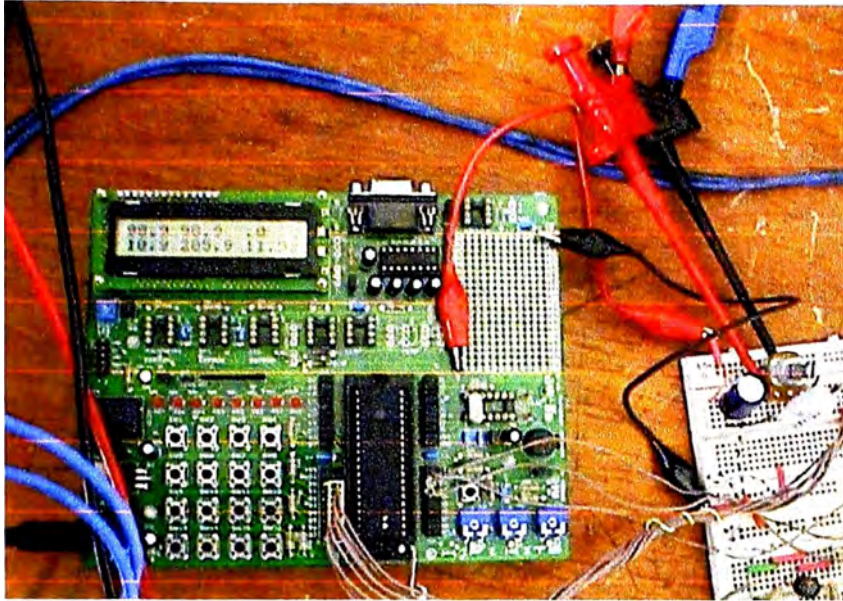


Figura 6.19 Tarjeta con el microcontrolador y los ajustes PID.

La interfase con el tacogenerador, el detector de cruce por cero así como el trimmer del Setpoint se hicieron en protoboard como se muestra en la figura 6.20.

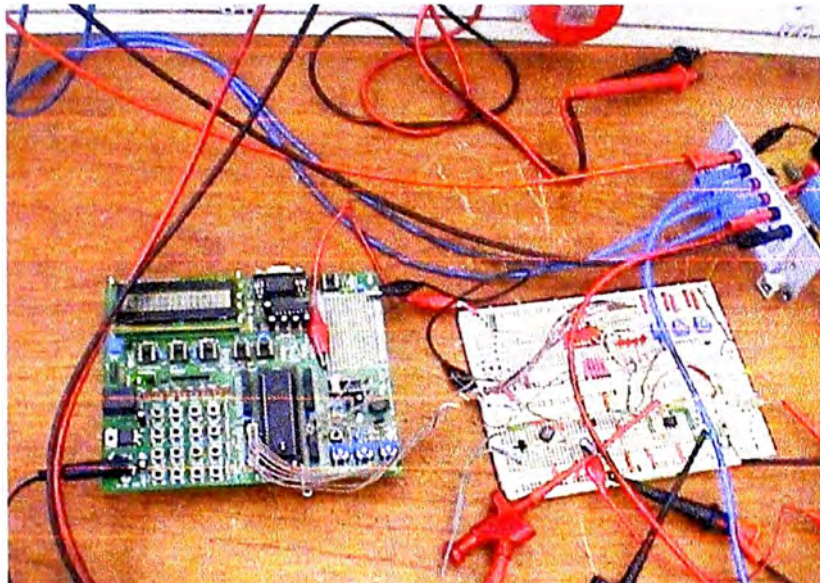


Figura 6.20 Microcontrolador e interfases.

La repuesta del sistema a las modificaciones de las constantes se manifiesta de manera parecida al módulo analógico.

La primera prueba que realizamos la hicimos forzando a que el error x_n sea cero; esto se consiguió uniendo los terminales de Setpoint y Velocidad medida del tacogenerador. Aquí se pudo observar la naturaleza de la respuesta típica del motor DC necesariamente subamortiguada (figura 6.21).

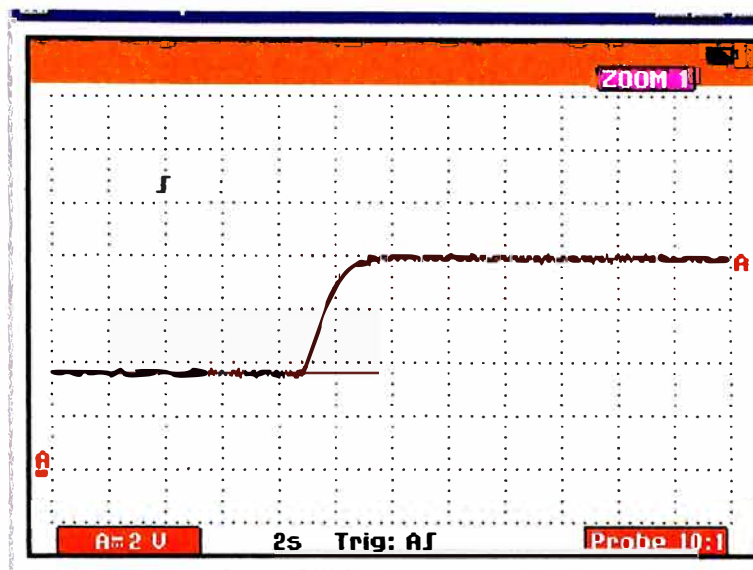


Figura 6.21 Respuesta sin controlador

En la figura 6.22 se ha expandido la respuesta. Apreciamos que el tiempo de respuesta es de aproximadamente 3,4 segundos.

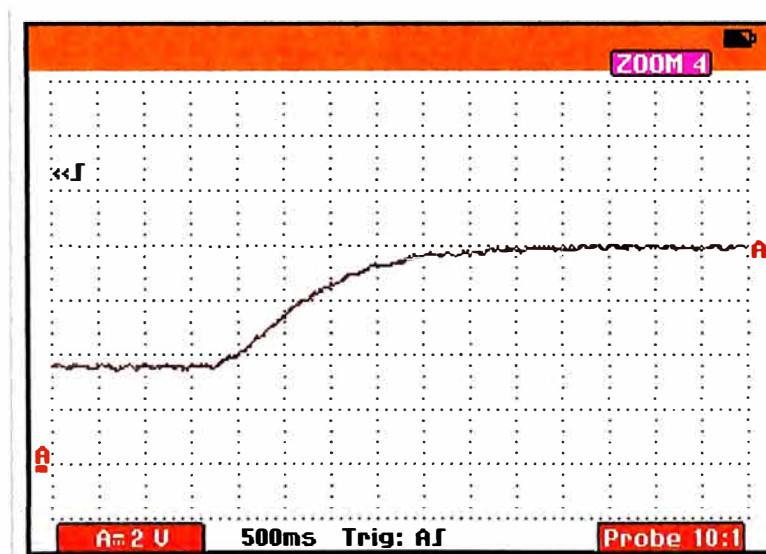


Figura 6.22 Ampliación del tiempo de respuesta del motor sin controlador, aproximadamente 3,5 segundos.

6.2.3 Respuesta al escalón

El escalón se provoca de manera muy parecida al del módulo alemán. Debe superponerse un voltaje setpoint súbito. En nuestro caso, encendemos el motor con el

interruptor (un contacto de Dip Switch) y observamos la respuesta de manera semejante a como hicimos con el módulo alemán.

La respuesta a una variación escalón de la velocidad consigna se puede apreciar en la figura 6.23. Hemos realizado las modificaciones a los parámetros k_P , k_I y k_D y se han obtenido las respuestas que aparecen en las figuras 6.24, 6.25 y 6.26.

En los tres casos mostrados se ha hecho la constante derivativa igual a cero ya que es posible, por la naturaleza del motor DC, conseguir un buen resultado con un controlador PI.

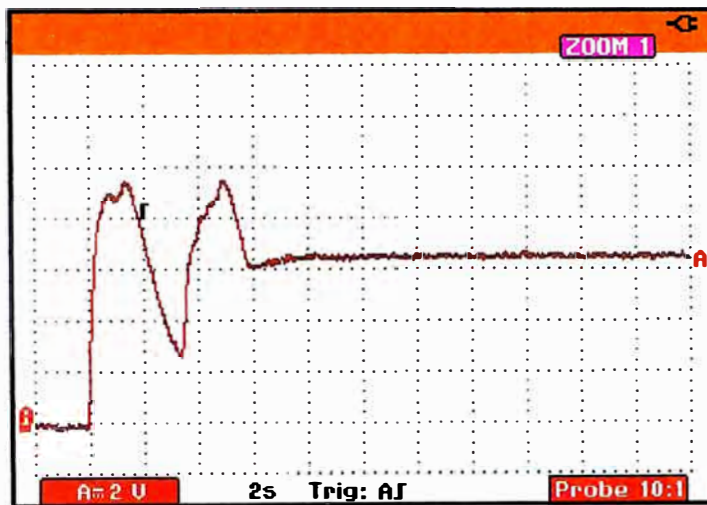


Figura 6.23 Respuesta al escalón $k_P=11$ $k_I=21$ $k_D=0$

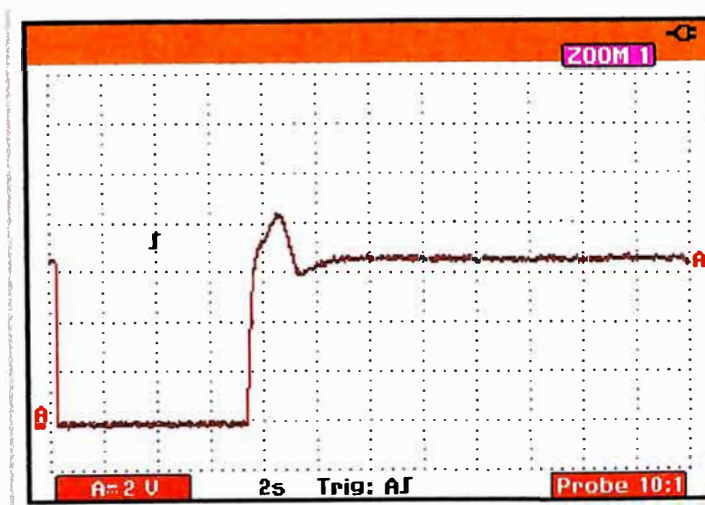


Figura 6.24 Respuesta al escalón $k_P=24$ $k_I=40$ $k_D=0$

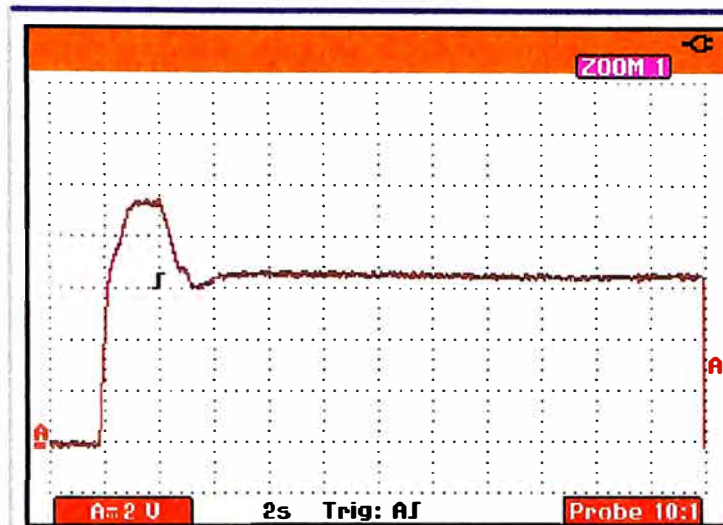


Figura 6.25 Respuesta al escalón $k_p = 30$ $k_i = 55$ $k_D = 0$

Ajustando las constantes del controlador PI se ha conseguido la respuesta de la figura 6.26.

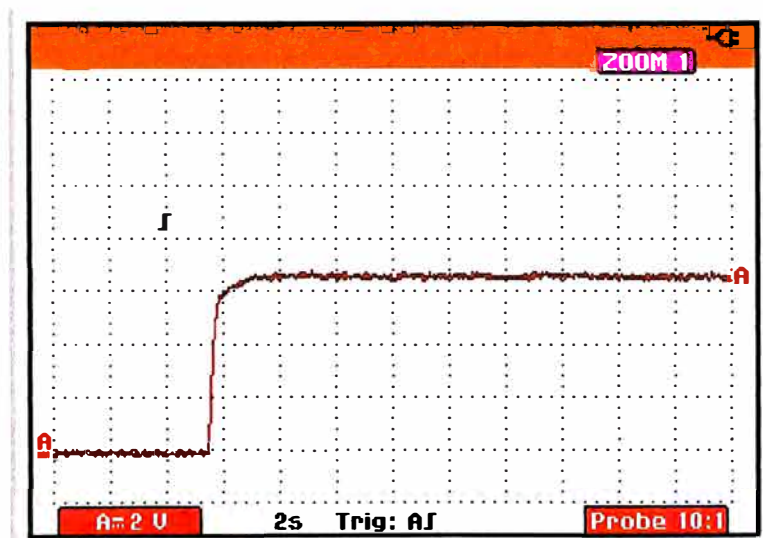


Figura 6.26 Respuesta al escalón $k_p = 30$ $k_i = 58$ $k_D = 0$

Agregando un valor a la constante derivativa se obtiene la respuesta de un controlador PID cuyo resultado es mostrado en la figura 6.27, donde apreciamos la elevación marcada en el sobreimpulso producida por este parámetro.

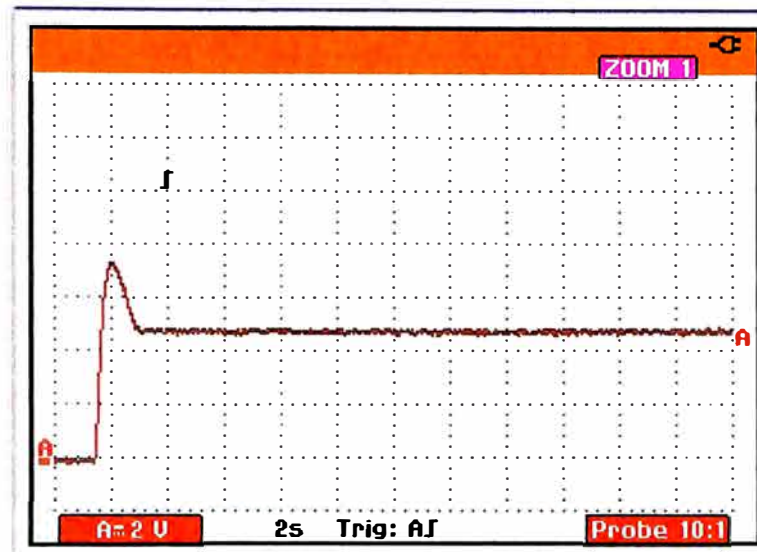


Figura 6.27 Respuesta al escalón $k_p=20$ $k_i=40$ $k_D=5$

Una nueva modificación al controlador PID se puede apreciar en la figura 6.28. Se ha conseguido atenuar el sobreimpulso disminuyendo la constante proporcional e incrementando la constante derivativa.

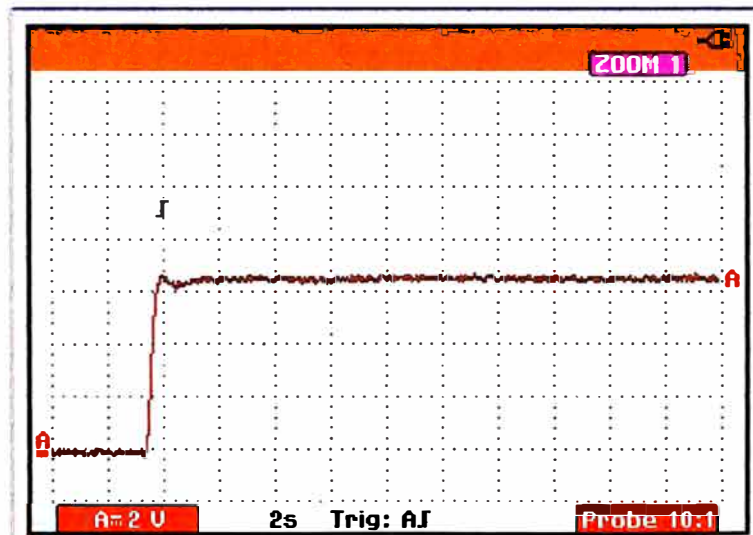


Figura 6.28 Respuesta al escalón $k_p=15$ $k_i=40$ $k_D=10$

Hemos realizado pruebas de frenado para observar la recuperación de la velocidad consigna. En la figura 6.29 se aprecia una disminución de velocidad de 1465RPM a 1348 RPM y su recuperación con un controlador calibrado con las constantes $k_p=24$ y $k_i=50$

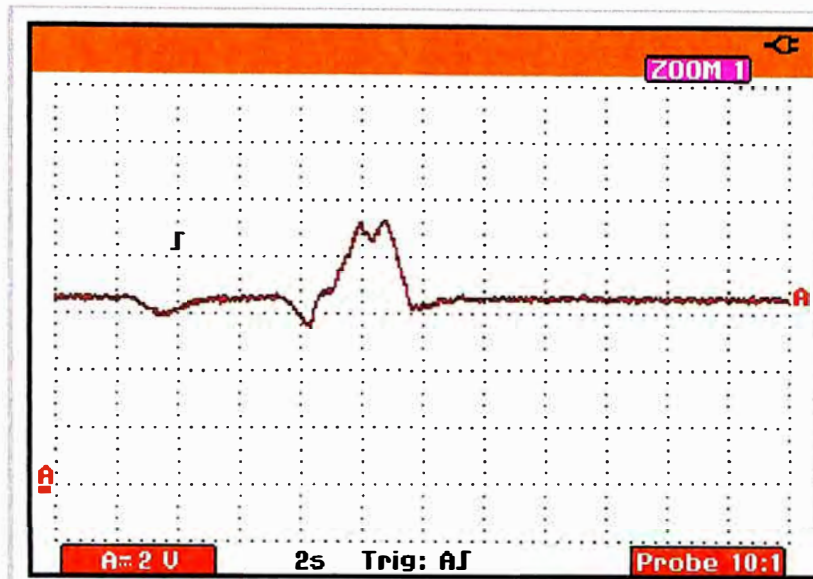


Figura 6.29 Respuesta al frenado $k_p=24$ $k_i=50$ $k_D=0$

Modificando los parámetros se puede obtener otro tipo de respuesta (figura 6.30).

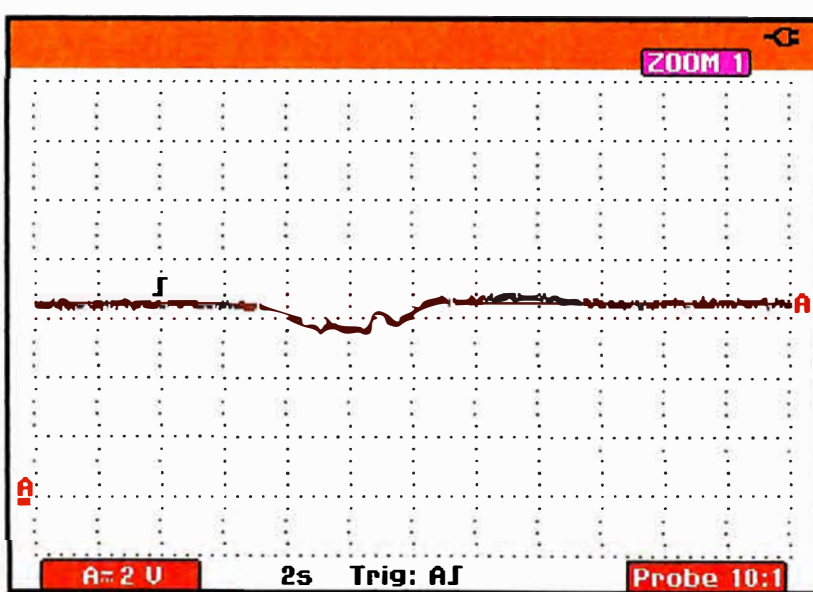


Figura 6.30 Respuesta al frenado $k_p=15$ $k_i=40$ $k_D=0$

Un problema que hemos encontrado y que es importantísimo para la obtención de buenos resultados en el controlador digital, es el de la necesidad de establecer en forma estable y con un margen de error mínimo el voltaje del tacogenerador. Además debe coincidir con el nivel de voltaje del Setpoint. Hemos estabilizado este voltaje mediante condensadores y amplificadores operacionales conectados como Buffers pero aun así es necesario profundizar este punto con la solución digital del problema. En el software se

ha colocado una instrucción adecuada y bastante empleada llamada filtro digital pero esta no es la solución definitiva.

El problema se manifiesta con cierta inestabilidad del controlador por la deficiencia en resolver el problema de la estabilidad de la velocidad medida cuando colocamos una carga considerable al motor . El resultado se puede observar en la figura 6.31.

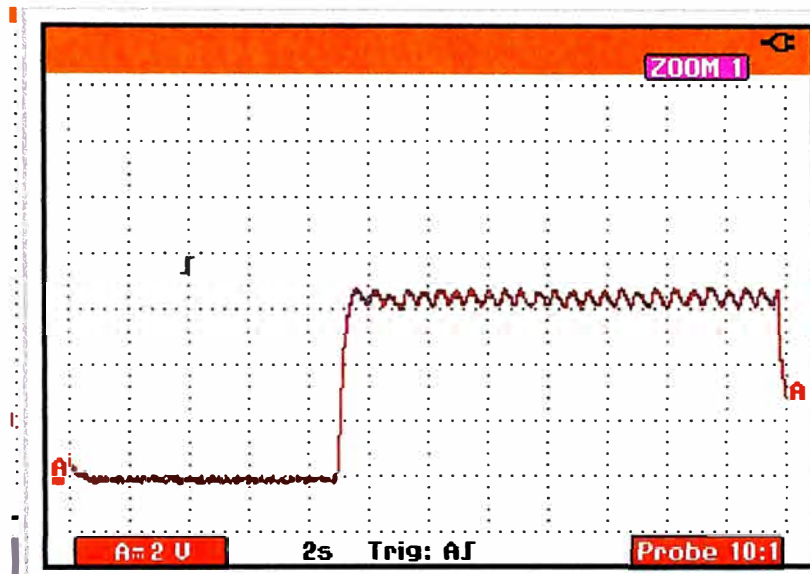


Figura 6.31 Respuesta al escalón con el motor cargado fuertemente $k_p=10$ $k_i=5$ $k_D=0$

Este punto requiere estudio que el autor está realizando con la implementación de módulos de visualización con displays de sensores hidráulicos de presión.

Se ha conseguido probar con estos resultados la calidad del software diseñado para el controlador PID además de resolver diversos problemas con la sincronización del disparo y el inicio y fin de la ráfaga de impulsos.

CAPITULO VII

APLICACIONES DE ESTE TRABAJO

1. Este trabajo permite mostrar las características de un controlador digital en comparación con un controlador analógico.
2. Es una aplicación de microcontroladores con circuitos electrónicos de potencia que puede extenderse con desarrollos de software mas sofisticados.
3. Consideramos exitoso el software diseñado pero debe ser perfeccionado.
4. Puede emplearse para aplicaciones diversas de control de tiristores, desde interruptor simple hasta por ejemplo control por paquetes de ondas.
5. Es posible realizar un circuito modular de control de tiristores para diversas aplicaciones con motores AC o DC.
6. A partir del software elaborado se puede diseñar arrancadores suaves para motores DC o AC.
7. Es una pequeña contribución a las aplicaciones de microcontroladores.
8. Es una contribución para el desarrollo del control de motores del curso de Electrónica Industrial que se desarrolla en Tecsup 2.
9. Este trabajo posibilita una alternativa para la mejora del curso de sensores binarios y analógicos permitiendo elaborar diversos circuitos para facilitar el estudio de los sensores industriales como por ejemplo los de proximidad, presión o temperatura.
10. En general consideramos que este trabajo contribuirá, directa o indirectamente, a la mejora de la didáctica en la enseñanza de la Electrónica de Potencia.

CONCLUSIONES

1. El estudio del variador de velocidad alemán, permitió apreciar su calidad lo que a su vez motivó el análisis detallado de su funcionamiento.
2. Esta investigación permitió mejorar el conocimiento de la máquina eléctrica DC cuando trabaja con controladores electrónicos.
3. Nos causó mucha admiración la solución armoniosamente sencilla del problema del control de velocidad del motor DC en el módulo alemán.
4. El problema mas fuerte que se encontró fue el desarrollo del software que permitiera realizar las operaciones matemáticas del control PID y el desplazamiento del momento del disparo en la onda senoidal de voltaje.
5. Las rutinas matemáticas deben considerar la limitación de bits y el escalamiento que debe hacerse para poder ingresar valores de velocidad y parámetros del circuito controlador PID.
6. Aprovechamos parte de los circuitos que se usan en el módulo alemán para hacer mas evidente la posibilidad de evolucionar de un sistema hacia otro.
7. El uso de etapas del módulo alemán, requirió la comprensión del funcionamiento completo de esas etapas.
8. Lo problemático de la carga inductiva se manifestó también en el control del disparo de los tiristores. La tensión inducida de armadura por ejemplo retarda el momento de disparo de los tiristores.

9. Inicialmente se pensó desarrollar el software en Lenguaje ensamblador pero finalmente optamos por el potente Lenguaje C y en particular las librerías incorporadas del compilador PCW de CCS.
10. La comunicación con la PC se ha dejado abierta en el software, solo estamos enviando información de velocidades y parámetros del controlador PID hacia el puerto serial.
11. Enviar la data de velocidad y corriente a tiempo real del microcontrolador hacia la PC y ejercer la acción de control, no es factible con el mismo microcontrolador.
12. Agregando otro microcontrolador tomando los datos analógicos y enviándolos, a tiempo real, al puerto serial es muy sencillo. El nuevo trabajo sería procesar estos datos con programas como el Visual Basic, el Lab View o el Matlab.
13. Esta aplicación "transparente" del microcontrolador no se ha considerado en este trabajo.
14. Es necesario profundizar el estudio de la captura, estabilización y escalamiento respecto al control Setpoint del voltaje proveniente del tacogenerador tremendamente ruidoso por el uso de escobillas ya que se trata de un generador DC.
15. El estudio de este problema deberá considerar la solución digital del problema mencionado donde deberán primar las herramientas proporcionadas por la lógica programada.
16. El software diseñado para el controlador PID es operativo pero también requiere perfeccionarse realizando pruebas más exigentes.
17. En la elaboración de este trabajo siempre ha primado la vocación docente del autor para una labor de difusión de estos conocimientos entre los alumnos de Electrotecnia Industrial del Instituto Tecsup N°2.

ANEXOS

ANEXO A

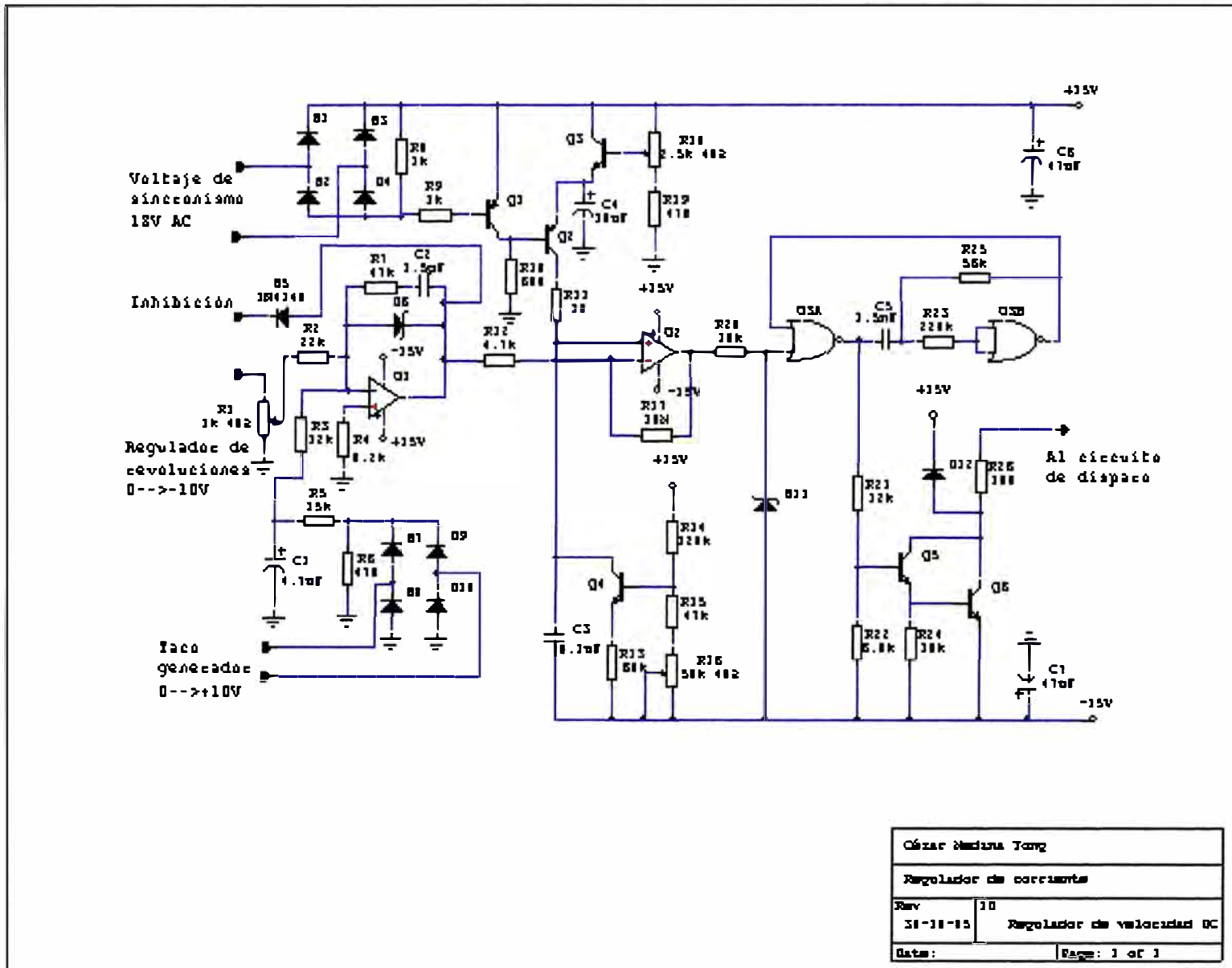
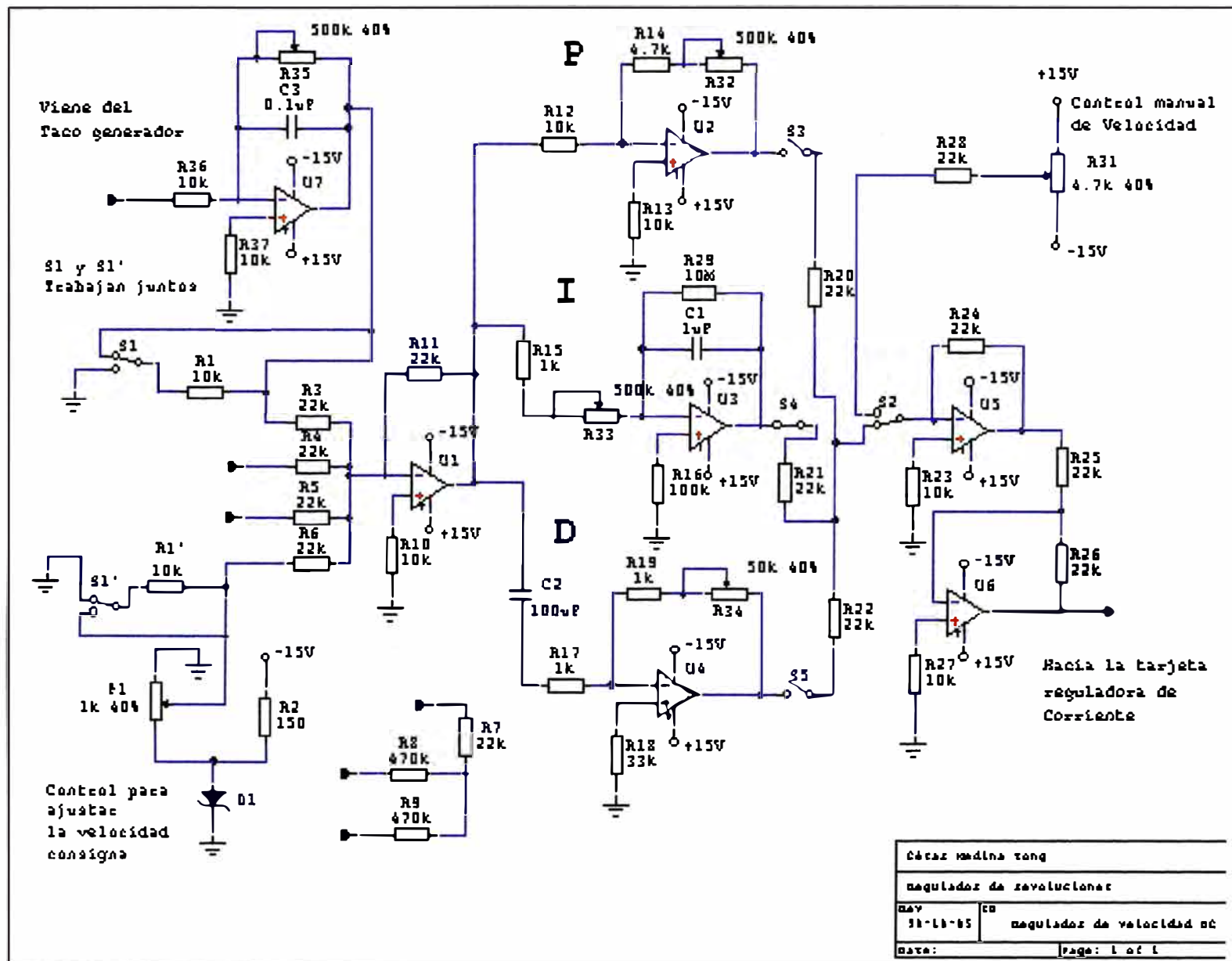


Figura A1 Diagrama Esquemático del Regulador de Corriente

ANEXO B



César Medina Tong	
regulador de revoluciones	
may 31-11-85	regulador de velocidad cc
date:	Page: 1 of 1

Figura B1 Diagrama Esquemático del Regulador de Revoluciones

ANEXO C

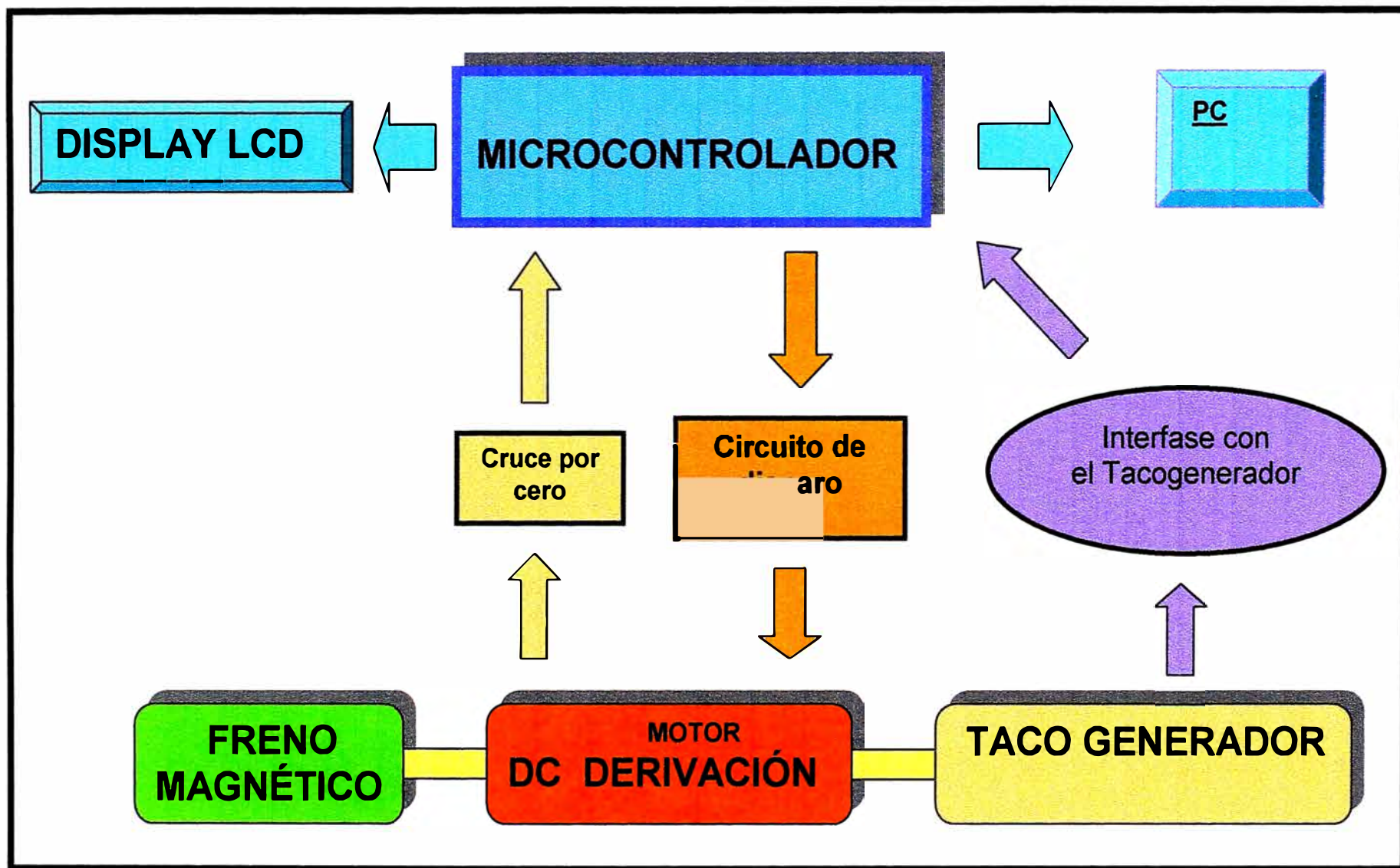


Figura C1 Diagrama de Bloques del trabajo realizado

ANEXO D

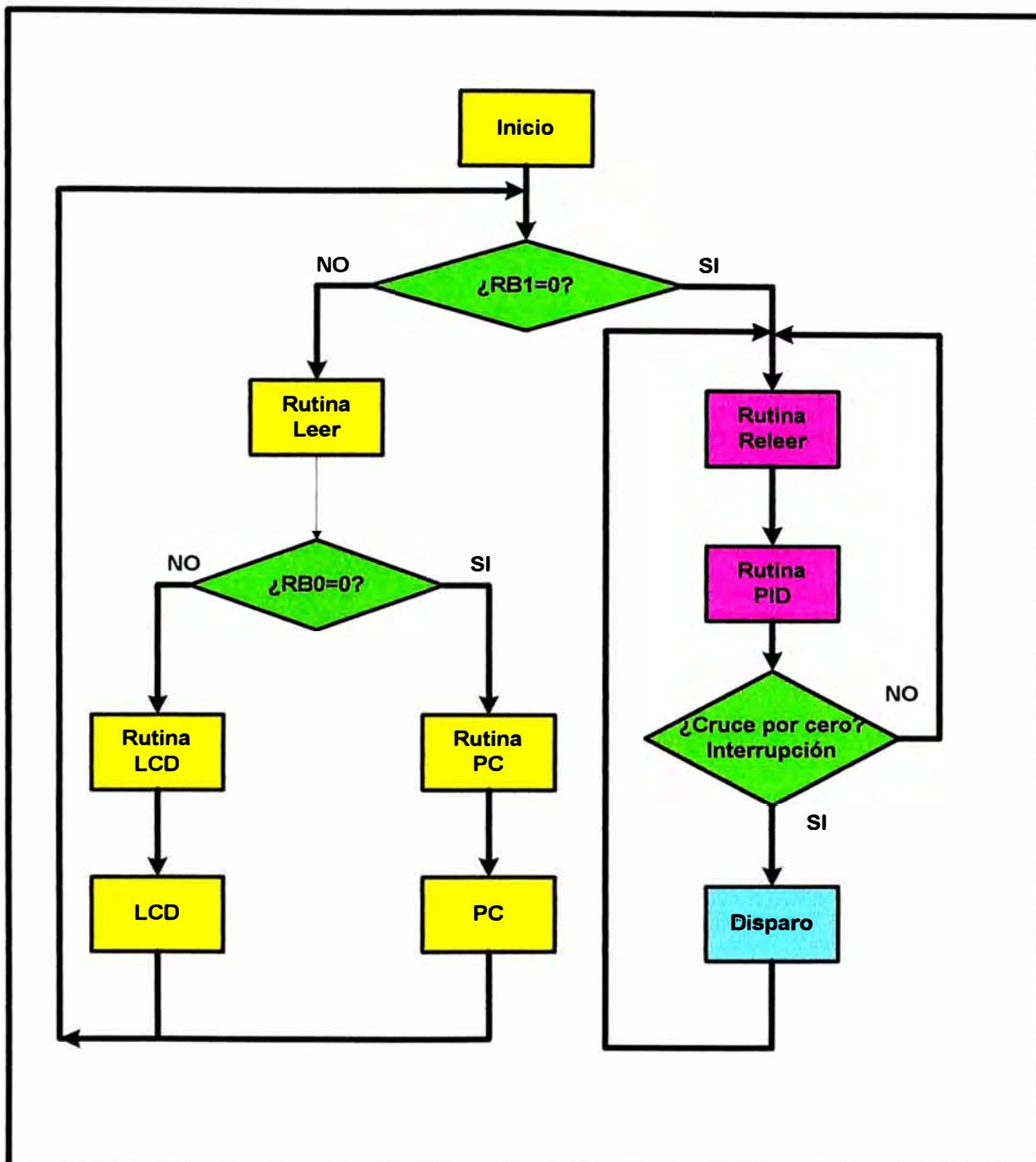


Figura D1 Diagrama de Flujo del trabajo realizado

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Tecsup/BID, "Variadores de velocidad", Tecsup, Perú, 2005.
- [2] GTZ, "Manual de laboratorio", Heinz-Piest- Institut für Handwerkstechnik en la Universidad de Hannover, Alemania, 1991.
- [3] Tecsup/BID, "Electrónica Industrial", Tecsup, Perú, 2005.
- [4] J. Aguilar, "Tiristores, circuitos de control", Universidad de Jaén, España, 2005.
- [5] Muhammad H. Rashid, "Electrónica de Potencia", Purdue University at Fort Wayne, USA, 1995.
- [6] GTZ, "Electrónica de Potencia", Heinz-Piest- Institut für Handwerkstechnik en la Universidad de Hannover, Alemania, 1991.
- [7] Microchip, "Boletín 00907a", USA, 2006.
- [8] Carnegie Mellon, "Tutoriales PID", Universidad de Michigan, USA, 2005.
- [9] Katsuhiko Ogata, "Ingeniería de Control Moderna", University of Minnesota, USA, 1995.
- [10] Carnegie Mellon, "Velocidad del motor de CC Modelación", Universidad de Michigan, USA, 2005.
- [11] Norman S. Nise, "Sistemas de control para Ingeniería", California State Polytechnic University", USA, 2004.
- [12] Carnegie Mellon, "Control Digital de Velocidad del motor de CC con Control PID", Universidad de Michigan, USA, 2005.
- [13] Facultad de Ingeniería Electrónica, "Curso de Control", Universidad Católica Santa María, Perú, 2004"
- [14] Enrique Palacios, Fernando Remiro, Lucas Lopez, "Microcontroladores PIC16F84 Desarrollo de proyectos", España, 2005.
- [15] <http://www.x-robotics.com> "Rutinas", Argentina, 1998.
- [16] José Angulo, Susana Romero, Ignacio Angulo, "Microcontroladores PIC16F877", España, 2004.
- [17] Alfredo Granados Ly, "Proyectos Electrónicos con Microcontroladores PIC"; Inictel, Perú, 2005.