

Instituto Tecnológico de Costa Rica

Escuela de Ingeniería en Electrónica



NeoElectronics S.A.

**“Modernización de la máquina texturizadora térmica (RAMA)
en la Compañía Textil Centroamericana”**

**Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniero
en Electrónica con el grado académico de Licenciatura**

Jorge Luis Delgado Rodríguez

Cartago, Febrero 2005

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA

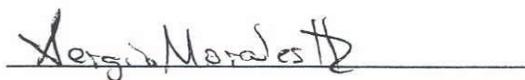
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRONICA

PROYECTO DE GRADUACIÓN

TRIBUNAL EVALUADOR

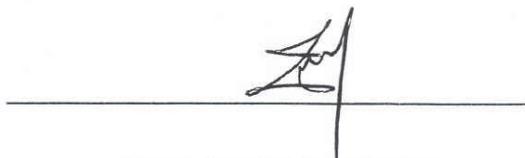
Proyecto de Graduación defendido ante el presente Tribunal Evaluador como requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura, del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Miembros del Tribunal



Ing. Sergio Morales

Profesor lector



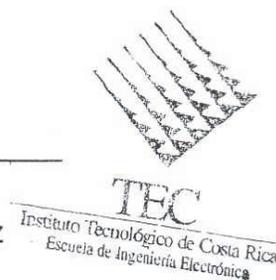
Ing. Marvin Hernández

Profesor lector



Ing. Juan Carlos Jiménez

Profesor asesor



Los miembros de este Tribunal dan fe de que el presente trabajo de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica.

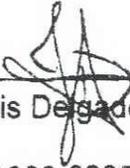
Cartago, 28 de enero del 2005

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado enteramente por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos propios.

En los casos en que he utilizado bibliografía, he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas.

En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.

Cartago, 28 de enero del 2005



Jorge Luis Delgado Rodríguez
Céd: 1-1098-0225

Resumen

Como parte de un proceso de texturización de tela, se encuentra el atrapamiento de la misma por medio de unos brazos metálicos, compuestos por agujas, para luego ser desplazada dentro de un horno. Como la tela es irregular se debe variar el punto de atrapamiento de los brazos. Para realizar esta función se cuenta con motores CD que mueven el extremo de los brazos por donde entra la tela.

El control del movimiento de estos motores se realiza mediante un sistema electrónico compuesto por tres módulos: el transductor de borde de tela, la tarjeta de control y la tarjeta de potencia. Por antigüedad y desgaste el sistema electrónico original fue desechado y el sistema implementado contiene muchas deficiencias en el manejo de potencia, en el sensado del contorno y en el procesamiento.

Como solución a este problema se realizó un sistema completo con el fin de eliminar todas las deficiencias. Mediante dispositivos MOSFET de potencia en configuración de puente H, se controló la potencia del motor y el sentido de giro; se diseñaron 2 opciones de transductores, uno óptico y uno magnético, para identificar la posición del borde y realizar un control distinto al utilizado eliminando o modificando el que se encuentra en funcionamiento; y se sustituyó la tarjeta de procesamiento por una basada en un microcontrolador, programado para realizar un control proporcional ajustable.

Este sistema contiene todas las características del sistema anterior (señales on-off, sentido de giro, habilitador) y se le agregan otras con la finalidad de mejorar el proceso (freno, posición de la tela, control ajustable).

Palabras claves: puente H; transductor; motor CD; microcontrolador; control

Abstract

As part of the process of adding texture to fabric, the preprocessed fabric is trapped by metallic arms with lateral needles into a furnace. Since the fabric comes in irregular order it is necessary to change the point of the arms entrapment. To accomplish this task direct current motors are used to move the end of the arms when the fabric approaches.

The control of movement of these motors is done by means of an electronic system composed of three modules: The transducer of the edge of the fabric, the control board and the power board. Age and wear of the original electronic system caused its dismissal and the currently implemented system contains many deficiencies in the management of power, in the sensing of the contour and in processing.

In solution to this problem a complete system was implemented in order to eliminate all the deficiencies. By means of power MOSFET devices in H bridge configuration, the sense of rotation and power control of the direct current motors was accomplished; two options of transducers were designed, optical and magnetic, to identify the position of the edge and to bring forth a different control to eliminate the one that is currently functioning; and the processing board was replaced with a microcontroller-based one, programmed so that an adjustable proportional control was possible.

The solution system proposed contains all the characteristics of the previous system (on-off signals, sense of rotation, habilitation control) and others with the purpose of improving the process (such as brake, position of the fabric indicator, adjustable control).

Key words: H bridge, transducer, DC motor, microcontroller, control

Dedicatoria

A mis padres, que gracias a su apoyo, sacrificio y dedicación lograron hacer realidad la finalización de mis estudios profesionales

Agradecimiento

A Dios por ayudarme a cumplir otra etapa de mi vida

A mi familia por su amor, soporte y entrega en todo momento.

A la familia Arroyo Araya por sus constantes muestras de cariño, me han acogido como un miembro más; a todas mis amistades y a Luis Leiva por permitirme realizar este proyecto dentro de su empresa.

Índice general

CAPITULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 PROBLEMA EXISTENTE E IMPORTANCIA DE SU SOLUCIÓN.....	1
1.2 SOLUCIÓN SELECCIONADA	3
CAPITULO 2. META Y OBJETIVOS	6
2.1 META	6
2.2 OBJETIVO GENERAL.....	6
2.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	6
2.3.1 <i>Etapas de potencia</i>	6
2.3.2 <i>Transductor de contorno</i>	6
2.3.3 <i>Tarjeta de control</i>	6
2.3.3.1 Objetivos de Hardware	6
2.3.3.2 Objetivos de Software	7
2.3.4 <i>Objetivo de documentación</i>	7
CAPITULO 3. PROCEDIMIENTO METODOLÓGICO	8
3.1 RECONOCIMIENTO Y DEFINICIÓN DEL PROBLEMA	8
3.2 OBTENCIÓN Y ANÁLISIS DE INFORMACIÓN	8
3.3 EVALUACIÓN DE LAS ALTERNATIVAS Y SÍNTESIS DE UNA SOLUCIÓN.....	9
3.4 IMPLEMENTACIÓN DE LA SOLUCIÓN	9
3.5 REEVALUACIÓN Y REDISEÑO.....	10
CAPITULO 4. DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA SOLUCIÓN.....	11
4.1 TARJETA DE POTENCIA	11

4.1.1 Principio de funcionamiento del puente H.....	11
4.1.2 Escogencia de los dispositivos de Potencia.....	12
4.1.3 Circuito de Disparo.....	13
4.2 TRANSDUCTOR DE BORDE DE TELA	19
4.2.1 Transductor óptico	19
4.2.1.1 Características ópticas y separación entre sensores	19
4.2.1.2 Sistema emisión-detección.....	21
4.2.1.3 Decodificador.....	25
4.2.2 Transductor Magnético	27
4.2.2.1 Acondicionador de señal	27
4.2.2.2 Implementación del sensor.....	29
4.3 TARJETA DE CONTROL	30
4.3.1 Hardware	30
4.3.2 Software.....	31
4.3.2.1 Modelo Matemático	31
4.3.2.2 Cálculo del controlador proporcional ajustable.....	34
4.3.2.3 Cálculo de controlador PID.....	34
4.3.2.4 Rutina Principal	38
4.3.2.5 Rutina de servicio de la interrupción del ADC	42
4.3.2.6 Rutina de servicio de la interrupción del teclado	43
4.3.2.7 Rutina de servicio de la interrupción de los temporizadores	44
CAPITULO 5. ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	46

5.1 TARJETA DE POTENCIA	46
5.2 TRANSDUCTOR	49
5.2.1 <i>Transductor óptico</i>	49
5.2.2 <i>Transductor magnético</i>	52
5.2.3 <i>Comparación entre transductores</i>	53
5.3 TARJETA DE CONTROL	54
CAPITULO 6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	56
6.1 CONCLUSIONES	56
6.2 RECOMENDACIONES.....	57
BIBLIOGRAFÍA	58
APÉNDICES	59
A.1 GLOSARIO, ABREVIATURAS Y SIMBOLOGÍA.....	59
A.2 CIRCUITOS IMPRESOS	60
A.3 ESQUEMÁTICOS DE LOS CIRCUITOS	64
A.4 MANUAL DE CONEXIÓN Y PUESTA EN MARCHA.....	71
ANEXOS	77

Índice de figuras

FIGURA 1.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA.....	5
FIGURA 4.1 CONFIGURACIÓN PUENTE H.....	11
FIGURA 4.2 CIRCUITO DE DISPARO DEL MOSFET CANAL P.....	13
FIGURA 4.3 CIRCUITO DE DISPARO DEL MOSFET CANAL N.....	14
FIGURA 4.4 CIRCUITO COMPLETO CON LA PROTECCIÓN DISCRETA.....	15
FIGURA 4.5 SEPARACIÓN ENTRE SENSORES.....	20
FIGURA 4.6 TRIANGULO PARA DETERMINAR LE VALOR DE D.....	21
FIGURA 4.7 SISTEMA EMISOR-DETECTOR.....	22
FIGURA 4.8 CIRCUITO CONVERSOR DE DIGITAL A ANALÓGICO.....	27
FIGURA 4.9 CIRCUITO COMPLETO DEL TRANSDUCTOR MAGNÉTICO.....	28
FIGURA 4.10 UBICACIÓN DEL IMÁN.....	29
FIGURA 4.11 SISTEMA MECÁNICO A CONTROLAR.....	31
FIGURA 4.12 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA RUTINA PRINCIPAL PARA COMPENSADOR PROPORCIONAL.....	40
FIGURA 4.13 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA RUTINA PRINCIPAL PARA REGULADOR PID.....	41
FIGURA 4.14 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA RUTINA DE SERVICIO DE LA INTERRUPCIÓN DEL ADC	42
FIGURA 4.15 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA RUTINA DE SERVICIO DE TECLADO.....	43
FIGURA 4.16 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA RUTINA DE SERVICIO DE LA INTERRUPCIÓN DEL TEMPORIZADOR.....	44
FIGURA 5.1 CONDICIÓN DE UNA LÍNEA ACTIVA.....	46

FIGURA 5.2 CONDICIÓN DE LAS 2 LÍNEAS ACTIVAS.....	47
FIGURA 5.3 DETECCIÓN DE TELA SIN REALIMENTACIÓN.....	50
FIGURA 5.4 DETECCIÓN DE TELA CON REALIMENTACIÓN.....	50
FIGURA 5.5 DETECCIÓN DE TELA REALIZADA CON EL SISTEMA ÓPTICO COMPLETO.....	51
FIGURA 5.6 DETECCIÓN DE TELA REALIZADA CON EL SISTEMA MAGNÉTICO COMPLETO.....	53
FIGURA A.1 CIRCUITO IMPRESO DE LA TARJETA DE POTENCIA.....	60
FIGURA A.2 CIRCUITO IMPRESO DEL DECODIFICADOR DEL TRANSDUCTOR ÓPTICO.....	61
FIGURA A.3 CIRCUITO IMPRESO DEL TRANSDUCTOR MAGNÉTICO.....	62
FIGURA A.4 CIRCUITO IMPRESO DE LA TARJETA DE CONTROL.....	63

Índice de tablas

TABLA 1.1 REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA.....	4
TABLA 4.1 MÉTODO EN CADENA CERRADA	37
TABLA 5.1 VALORES DE VOLTAJE OBTENIDOS EN LA TARJETA.....	48
TABLA 5.2 COMPARACIÓN ENTRE SISTEMAS	54

CAPITULO 1.

INTRODUCCIÓN

1.1 Problema existente e importancia de su solución

La Compañía Textil Centroamericana cuenta, en su proceso de producción, con una máquina encargada de darle un tratamiento térmico a la tela. Para su ejecución, esta máquina debe desplazar la tela de manera que pase a través de un horno con el fin de recibir el proceso químico correspondiente. El desplazamiento se realiza mediante unos brazos mecánicos formados por una banda compuesta de agujas. Debido a que el borde de la tela es irregular (se sensa por medio de un transductor mecánico) cada brazo cuenta con un motor CD (40 V, 5 A) que le brinda el movimiento necesario para poder sujetarla en su propio contorno. Como se debe de girar en los 2 sentidos, se cuenta con un sistema electrónico encargado de cambiar la dirección de la corriente de armadura, para que responda al contorno de la tela según lo indique el transductor. Este sistema está compuesto por 3 módulos: El transductor de borde de tela, la tarjeta de control y la etapa de potencia.

Por motivos de antigüedad, la máquina en cuestión, ha sufrido mucho desgaste. Desde el punto de vista de control electrónico varios de sus componentes originales han desaparecido del mercado por que están obsoletos. Al no poder conseguir los reemplazos adecuados para las tarjetas originales los encargados tuvieron que escoger la opción de reemplazar todo el sistema electrónico.

Como medida de emergencia optaron por la puesta en marcha de un sistema muy ineficiente en todos los aspectos.

Como transductor se utilizó un palpador cuyo funcionamiento consiste en encender o apagar (sistema on-off) 2 sensores magnéticos por medio de una placa metálica. Para poder modificar la respuesta de los motores ante las variaciones de la tela, los operarios debían de estar desarmando el transductor para cortar o cambiar la placa metálica, con el fin de aumentar o disminuir la zona muerta (zona dentro de la cual los motores no se desplazan) y de esta forma mejorar el atrapamiento de la tela.

El procesamiento de las señales de los transductores la realizaban en un Logo de Siemens. Como el sistema de control es basado en un algoritmo on-off, su única función era retardar las señales del transductor a los motores y por medio de un habilitador, interrumpirlas en caso de que el operario lo requiera.

La etapa de potencia se implementó por 4 contactores que conforman un puente H para el sentido de la corriente del motor.

A pesar de que la máquina funciona con este sistema emergente, su implementación trajo consigo varios problemas:

El transductor debe modificarse dependiendo del tipo de tela y solo funciona con algoritmos de control on-off.

El procesamiento por medio del Logo no realiza ninguna función significativa. Además sus salidas están formadas por relés que periódicamente se deben cambiar.

La etapa de potencia esta formada por contactores que manejan las 4 líneas necesarias de los motores (2 por motor). Para poder activar el motor se debe de cerrar 2 contactores a la vez. Esta no cuenta con los circuitos de protección y además desgasta mucho los motores. Periódicamente se debe de cambiar los contactores ya que se deterioran.

La ineficiencia de esta máquina, presenta un problema considerable para la compañía; específicamente, porque crea mucho desperdicio de material y porque se le debe de dar mantenimiento periódicamente lo que hace que la empresa este incurriendo en gastos regularmente. Aunado a lo anterior, este problema encarece la actividad por el tiempo de paro para realizar el mantenimiento, lo que atrasa la producción. Dependiendo del caso, el paro puede ser de un tiempo muy significativo.

Por este motivo la empresa esta urgida de solucionar estos problemas lo más pronto posible. Su prioridad es el cambio de la etapa de potencia ya que es la que genera mayor gasto en cambio de piezas, además de que puede provocar la destrucción de motores muy singulares y de alto valor. La empresa espera que al eliminar los contactores y poner una circuitería más especializada se logre evitar el gasto que se incurre en ellos y aumentar la vida útil de los motores.

Como segunda prioridad esta el reemplazo del transductor por uno que permita el manejo de la respuesta de los motores ante las variaciones de la tela. El cambio del transductor implica un cambio en la tarjeta de control.

1.2 Solución seleccionada

La solución consistió en reemplazar todo el sistema electrónico que tiene implementado la empresa. Esta debe incluir todos los requerimientos expuestos por la empresa textilera (tabla 1.1) para la realización de la misma. Como el proyecto lo brinda Neoelectronics a la empresa textilera, la primera determinó que la solución consta de 2 etapas: una que termine en la puesta en marcha de las tarjetas de potencia y otra en que se generen prototipos de transductores y de tarjetas de control.

Como requerimiento adicional se deja el sistema actual como respaldo, por lo tanto se incluye un selector de sistema. La interrelación entre módulos se da como se observa en el diagrama de bloques de la figura 1.1.

Tabla 1.1 Requerimientos del sistema

Módulo	Requerimiento
Tarjeta de potencia	a) Manejo corriente de hasta 5 A b) Selección de sentido de giro y de freno c) Protección contraelectromotriz
Transductor	a) Generar señales on-off b) Permitir variar la respuesta de los motores ante variaciones en la tela
Tarjeta de control	a) Variar la respuesta de los motores ante las variaciones de la tela b) Manejar las tarjetas de potencia c) Monitorear los sensores de fin de corrida

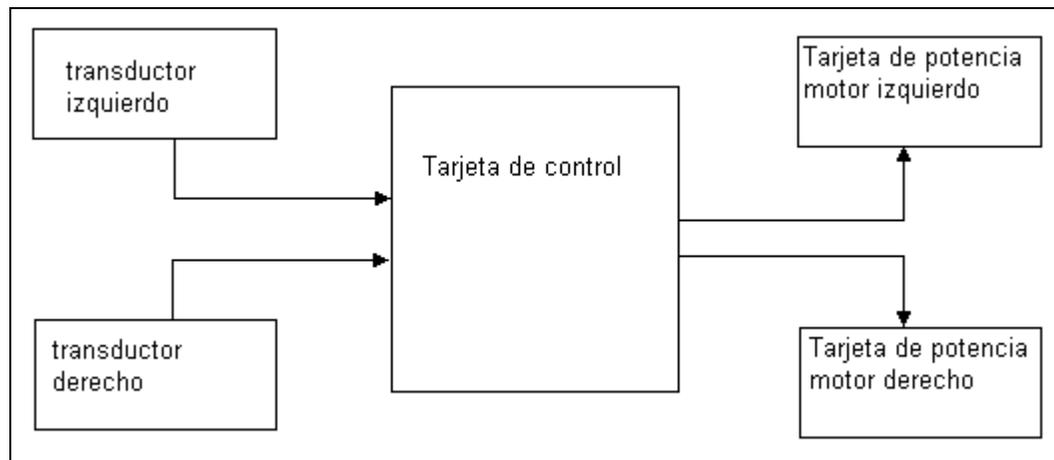
La tarjeta de potencia se implementó con transistores MOSFET en configuración de puente H, la cuál contiene además, los componentes de protección contraelectromotriz y esta aislada ópticamente con la tarjeta digital. Los circuitos de disparo permiten la selección del sentido de giro y de detener el motor por medio de 2 líneas de 5 voltios.

En el caso del transductor se implementaron (prototipos) 2 opciones:

Un transductor óptico integrado por 16 líneas infrarrojas (emisión y detección) y un decodificador que genera en una línea analógica, la posición del borde con respecto a las líneas ópticas; además, genera 2 líneas digitales on-off con la opción de modificar la zona muerta por medio de un selector de 10 posiciones (solo se utilizan 8 por tener 16 líneas ópticas y se ensancha la zona con una línea de cada lado).

La segunda opción es un transductor magnético integrado por un chip de sensado que varía su salida, de forma lineal, ante variaciones en el sentido de las líneas del campo magnético externo, de un amplificador de instrumentación y un amplificador de propósito general que acondicione la señal del chip y un imán montado sobre el eje del palpador.

El procesamiento digital se realizó con un microcontrolador Motorola, el cual debe procesar la señal de los sensores, las señales de respuesta del motor y en base al algoritmo seleccionado, generar las 4 líneas (2 por motor) que controlan las tarjetas de potencia. Para dar solución a la respuesta de los motores se programaron 2 opciones: una manejada por los operarios, que consiste en un controlador proporcional ajustable por medio de potenciómetros y una automática que consiste en un controlador PID obtenido de forma heurística. Cada opción maneja la característica de poder seleccionar que los motores operen con las señales on-off (requerido por la empresa).



Paint

Figura 1.1 Diagrama de bloques del sistema

CAPITULO 2.

META Y OBJETIVOS

2.1 Meta

Eliminar las deficiencias del atrapamiento de los brazos metálicos para mejorar el proceso de texturización que recibe la tela en su producción y disminuir los gastos en mantenimiento.

2.2 Objetivo general

Realizar el control electrónico de desplazamiento de los brazos metálicos de la máquina texturizadora térmica en la Compañía Textil Centroamericana.

2.3 Objetivos específicos

2.3.1 Etapa de potencia

- a) Manejar la corriente de armadura de motores de 40 V, 5 A.
- b) Controlar mediante 2 señales el sentido de giro y el paro del motor.
- c) Aislar esta etapa de las señales de control digital para asegurar que un sobrevoltaje no dañe la etapa digital.

2.3.2 Transductor de contorno

- a) Diseñar y construir un prototipo de sistema de sensores que detecten el contorno de la tela.
- b) Diseñar y construir un prototipo del decodificador que genere las señales on-off y la señal analógica de la posición de la tela.

2.3.3 Tarjeta de control

2.3.3.1 Objetivos de Hardware

- a) Manejar los diferentes puertos hacia los módulos complementarios
- b) Manejar por medio de botones las opciones de run, stop y selección de algoritmo de control.

2.3.3.2 Objetivos de Software

- a) Generar la rutina de control automático (PID y proporcional).
- b) Generar la rutina para controlar los motores de forma on-off.
- c) Generar la rutina de servicio de interrupción de las teclas.
- d) Generar las rutinas de servicio de interrupción de los temporizadores.
- e) Generar la rutina de servicio de interrupción del convertidor analógico a digital.

2.3.4 Objetivo de documentación

Realizar la documentación de interconexión entre módulos

CAPITULO 3.

PROCEDIMIENTO METODOLÓGICO

3.1 Reconocimiento y definición del problema

El factor más importante que se tomó en cuenta para reconocer el problema que presentaba la máquina, fue la observación en campo y los comentarios que realizó el técnico encargado de darle mantenimiento. Él puntualizó los problemas que más adolecía la máquina, tomando en consideración el mantenimiento que se debía realizar y las necesidades prácticas. Además el operario colaboró en brindar algunas mejoras que podría traer la solución, con respecto a la instalación.

Partiendo de la definición de este problema se planteó en conjunto con el asesor de la empresa el rumbo del proyecto, estableciendo prioridades y definiendo lo que se quería dejar instalado y lo que se realizaría a modo de prototipo. Se definieron los objetivos por módulo y se estableció varias opciones para la solución.

3.2 Obtención y análisis de información

Durante el inicio del diseño, la fuente primordial de obtención de información fue la red internet; de la cual se obtuvo las tendencias utilizadas a nivel mundial para dar solución a problemas similares. A partir de ahí se analizaron distintas soluciones implementadas por otros ingenieros, tomando en cuenta las ventajas y desventajas de estas, en busca de implementar un mejor diseño.

Los datos técnicos del motor fueron obtenidos del encargado en la empresa de darles mantenimiento. Estos, fueron la base para determinar la capacidad de la tarjeta de potencia.

Durante las pruebas realizadas se fueron recolectando más datos para mejorar la solución; por ejemplo, se obtuvieron datos claves como la ubicación destinada al transductor, el tipo de tela que debía detectar y la selección del modo de control a implementar.

Asimismo, se llevaron a cabo diversas reuniones con el ingeniero asesor de la empresa para revisar el diseño y realizar los cambios necesarios.

3.3 Evaluación de las alternativas y síntesis de una solución

A partir de las necesidades detectadas, se dedicó una etapa para diseñar varias opciones para cada módulo hasta reconocer la mejor opción. Como punto importante en la metodología utilizada, el proyecto se elaboró a partir de la consecución de los módulos, es decir cuando se finalizaba uno se comenzaba con el otro, por lo tanto las alternativas que se generaban en un módulo debían ser congruentes con el módulo anterior o sino se desechaba.

Una herramienta que se utilizó para evaluar las alternativas fueron las simulaciones en computadora y las pruebas en laboratorio.

3.4 Implementación de la solución

Teniendo el resultado de las pruebas y habiendo analizado cada módulo se realizó el circuito impreso para ser probado en la máquina.

Hay que recordar que dentro de las exigencias de la empresa estaba que cada módulo fuera acoplable al sistema en funcionamiento de modo que solo se tuviera que cambiar un módulo para ser probado.

En el caso del sensor se establecieron 2 soluciones viables de implementar, por lo tanto se construyó el prototipo para que en un futuro cercano uno de los 2 sea montado.

En esta etapa del proyecto la opinión del técnico también fue muy importante por que ayudó a encontrar ventajas y desventajas, así como, mejoras a realizar con respecto a la instalación.

Dentro de las modificaciones que se realizaron a la hora de implementar la solución, se encuentra la de los potenciómetros de ajuste, los cuales no estaban planteados en la solución.

3.5 Reevaluación y rediseño

Dentro de las mejoras que se le pueden realizar al proyecto esta el control de un PID con ganancia proporcional ajustable, para que la función integral y derivativa se utilice en telas que no tengan variaciones muy bruscas.

Si se selecciona la opción del transductor magnético se debería buscar un método de colocar el palpador sin utilizar resortes.

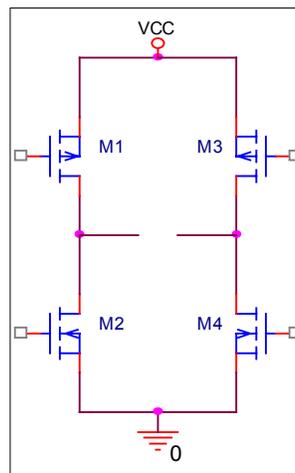
CAPITULO 4.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA SOLUCIÓN

4.1 Tarjeta de Potencia

4.1.1 Principio de funcionamiento del puente H

Dentro de la solución del problema se requiere poder controlar el sentido de giro de 2 motores CD de 48 voltios y 5 amperios. Con este propósito en mente, se investigó distintos circuitos que logran controlar los motores de la forma requerida. La configuración que se determinó como la más aceptable es la llamada puente H (figura 3.1), debido a que se ha consolidado como una de las mejores maneras de control de sentido de giro y por esto es de gran uso en este tipo de aplicaciones. La razón es la poca caída de voltaje que se da entre las terminales de los dispositivos de potencia en los lazos de alimentación al motor.



Orcad, Capture

Figura 4.1 Configuración puente H

Esta formado por cuatro dispositivos que tengan la capacidad de funcionar como un interruptor, es decir dejar pasar la corriente en los momentos necesarios o en caso contrario abrir el circuito. Se le llama puente H porque su configuración se asemeja a la letra H como se muestra en la figura 4.1.

Su principio de funcionamiento es muy sencillo. Cuando se requiere dar un sentido determinado de giro al motor se accionan o disparan solo 2 componentes ubicados en las esquinas contrarias de la H. De esta forma las terminales del motor se conectan a la alimentación por medio de dos dispositivos de potencia por los cuales fluirá la corriente que pondrá a funcionar el motor.

Por la naturaleza inductiva del motor se deben colocar diodos en forma paralela a los MOSFETS para que en los cambios de sentido de giro estos no se dañen por los picos de voltaje que genera el motor.

4.1.2 Escogencia de los dispositivos de Potencia

Para aumentar la eficiencia del puente se optó por emplear dispositivos MOSFETS. Estos sobresalen, respecto de otros (BJT), por las siguientes características: su baja caída de voltaje entre las terminales de drenaje y fuente, gracias a su baja resistencia interna $R_{ds(on)}$, su alta impedancia en la puerta y que se activan por medio de voltaje y no de corriente.

A la hora de seleccionar el dispositivo que formaría parte del diseño, se tomaron en cuenta criterios como: valores de voltaje y corriente máxima mucho mayor a las que funcionaría el circuito, una muy baja resistencia $R_{ds(on)}$ por lo mencionado anteriormente, entre otros.

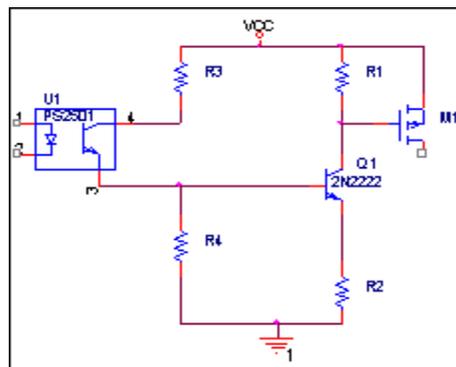
Finalmente, después de definir los dispositivos de potencia que se utilizarían (IRF5210-canal P; IRF11310N- canal N) se procedió a diseñar los circuitos de disparo respectivos, tomando en cuenta los requerimientos de voltaje y corriente del motor, el acople de la tarjeta con la parte digital y los cuidados o precauciones a la hora de manejar los MOSFETS. Dentro de estas precauciones está: no dejar desconectado la puerta, ya que provocaría la destrucción de los componentes, es decir, se requieren resistencias de pull up y de pull down; no activar los 2 MOSFETS de la misma rama ya que genera un corto entre Vcc y tierra, lo que también provoca la destrucción de los componentes.

Como protección se debe conectar un diodo en paralelo a cada MOSFET para que genere la ruta de regreso del motor a la fuente de la EMF.

4.1.3 Circuito de Disparo

El paso inicial para diseñar los circuitos de disparo fue determinar, para cada tipo de MOSFET, el valor de voltaje con el cuál se debía alimentar la puerta. Solo se explicará medio puente debido a que la otra mitad es exactamente igual.

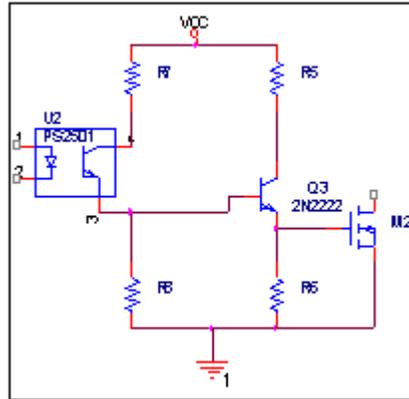
En el caso del MOSFET de canal P, la figura 1 de la hoja de datos respectiva arrojó que un valor de $V_{gs} = -10V$ conduciría a valores aceptables de voltaje y corriente entre drenaje y fuente (-0.25 V para 5 A). Para generar este valor de voltaje, a partir de la alimentación, se debe conectar la fuente a los 40 V para que V_{gs} sea negativo y alimentar la puerta con el circuito mostrado en la figura 4.2. En este se emplea un divisor de tensión por medio de R1 y R2, que se adapta perfectamente debido a que la alta impedancia del MOSFET ayuda a que este no se cargue. Este divisor debe ser interrumpido cuando se quiera que no haya conducción por el MOSFET, por esto se utiliza un transistor BJT (Q1) de propósito general como interruptor. Nótese que la puerta de M1 esta conectado al colector de Q1 para que cuando este se pone en corte la resistencia R1 sirva de pull up para la puerta. La base de este transistor la maneja la señal del microcontrolador respectiva por medio de un acople óptico y de las resistencias R3 y R4.



Orcad, Capture

Figura 4.2 Circuito de disparo del MOSFET canal P

En el caso del canal N el circuito de disparo es similar. Las diferencias radican en que como V_{gs} debe ser positivo, la fuente se conecta a la tierra y la puerta de M2 se conecta al emisor de Q3 para que R6 sirva de resistencia de pull down cuando Q3 se encuentre en corte. (figura 4.3)

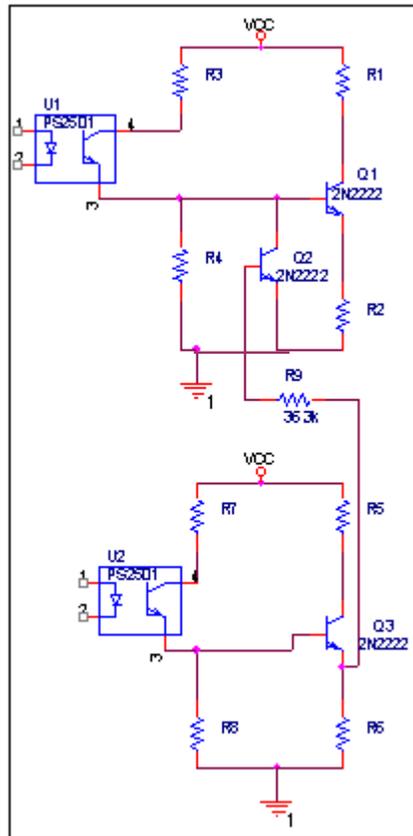


Orcad, Capture

Figura 4.3 Circuito de disparo del MOSFET canal N

Como se requiere que cuando M2 conduzca; M1, por el contrario, no lo haga, se utilizó el transistor Q2. Su función es detectar por medio de su base cuando hay un valor de 10 V en la puerta de M2 (activado) y conectar a tierra la base de Q1 para que M1 se desactive independientemente de la señal del microprocesador. (figura 4.4)

Habiendo determinado el circuito a utilizar se procede a escoger los valores de las resistencias con base a lo estipulado anteriormente (cálculos con referencia a la figura 4.4). Estos valores se encuentran para los casos en que solo M1 esta activado y para cuando los 2 están activados. Los otros dos no son necesarios ya que están contemplados en los anteriores o cuando se abren los circuitos y se conectan a tierra las bases de los transistores.



Orcad, Capture

Figura 4.4 Circuito completo con la protección discreta

Tomando como criterios de diseño:

Criterio 1: Cuando se desee que exista saturación fuerte se sigue la regla de 10:1. En donde $I_c = 10I_b$.

Criterio 2: Cuando se desee que una corriente, no distorciona significativamente un divisor de tensión se aplica la regla 20:1. La corriente en el divisor debe ser 20 veces mayor a la de la carga.

Criterio 3: Se supone un valor de 0.2 V entre colector y emisor para cuando el transistor esta saturado y $I_c = I_e$.

Solo M1 activado.

Al estar desactivado M2 el voltaje en su puerta es igual a 0 V lo que provoca que el transistor Q2 se ponga en corte, lo que genera que el valor de voltaje en la base de Q1 este determinada solo por las resistencias R3 y R4. Como se desea que M1 este activado los transistores Q1 y el interno del acople óptico deben estar en saturación.

Para realizar estos cálculos se parte de la necesidad de tener 10 V en R1 y de la determinación por prueba y error de los cálculos de una corriente de 0.294 mA por esta resistencia.

Entonces:

$$R_1 = \frac{V_{R_1}}{I_{CQ_1}} = \frac{10}{0.000294} = 34K\Omega \quad (5.1)$$

$$V_{R_2} = 40 - (V_{R_1} + 0.2) = 29.8V \quad (5.2)$$

Como $I_c \cong I_e$

$$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_{EQ_1}} = \frac{29.8}{0.000294} = 101.4K\Omega \quad (5.3)$$

Aplicando criterio 1

$$I_{BQ_1} = 29.4\mu A \quad (5.4)$$

Aplicando criterio 2

$$I_{R_4} \approx I_{R_3} \approx 0.587mA \quad (5.5)$$

Haciendo un análisis de malla se obtiene

$$V_{R_4} = V_{R_2} + 0.7 = 30.5V \quad (5.6)$$

$$R_4 = \frac{V_{R_4}}{I_{R_4}} = \frac{30.5}{0.000587} = 52K\Omega \quad (5.7)$$

$$V_{R_3} = 40 - (V_{R_4} + 0.2) = 9.3V \quad (5.8)$$

$$R_3 = \frac{V_{R_3}}{I_{R_3}} = \frac{9.3}{0.000587} = 15.84K\Omega \quad (5.9)$$

M1 y M2 activados.

Al estar activado M2 el voltaje en su puerta es igual a 10 V. Con este voltaje se debe de saturar el transistor Q2 de manera que R4 queda cortocircuitada y R3 pasa a ser la resistencia de colector. Como se supone que M1 esta activado, los transistores Q1 y el interno del acople óptico deben estar en saturación; pero el transistor Q2 provoca que Q1 este en corte, desactivando M1

Para realizar estos cálculos se parte de la necesidad de tener 10 V en R6 y de los cálculos anteriormente obtenidos.

$$V_{R_3} = 40 - 0.4 = 39.6V \quad (5.10)$$

$$I_{CQ_2} = \frac{V_{R_3}}{R_3} = \frac{39.6}{15.84K\Omega} = 2.5mA \quad (5.11)$$

Aplicando criterio 1

$$I_{BQ_2} = 250\mu A \quad (5.12)$$

$$V_{R_9} = V_{R_6} - 0.7 = 9.3V \quad (5.13)$$

$$R_9 = \frac{V_{R_9}}{I_{R_9}} = \frac{9.3}{0.00025} = 37.2K\Omega \quad (5.14)$$

Aplicando criterio 2

$$I_{R6} \approx I_{R5} \approx 5mA \quad (5.15)$$

$$R_6 = \frac{V_{R6}}{I_{R6}} = \frac{10}{0.005} = 2K\Omega \quad (5.16)$$

$$V_{R5} = 40 - (V_{R6} + 0.2) = 29.8V \quad (5.17)$$

$$R_5 = \frac{V_{R5}}{I_{R5}} = \frac{29.8}{0.005} = 5.96K\Omega \quad (5.18)$$

Aplicando criterio 1

$$I_{BQ3} = 500\mu A \quad (5.19)$$

Aplicando criterio 2

$$I_{R7} \approx I_{R8} \approx 10mA \quad (5.20)$$

Haciendo analisis de malla

$$V_{R8} = V_{R6} + 0.7 = 10.7V \quad (5.21)$$

$$R_8 = \frac{V_{R8}}{I_{R8}} = \frac{10.7}{0.010} = 1.07K\Omega \quad (5.22)$$

$$V_{R7} = 40 - (V_{R8} + 0.2) = 29.1V \quad (5.23)$$

$$R_7 = \frac{V_{R7}}{I_{R7}} = \frac{29.1}{0.010} = 2.91K\Omega \quad (5.24)$$

De esta forma se finaliza el escalamiento de la etapa de potencia y solo falta agregar los disipadores de los MOSFETS. El disipador que debe llevar cada uno depende de la cantidad de potencia que el MOSFET debe disipar. Se distinguen 3 situaciones distintas en donde se disipa distinta cantidad de potencia: activado, potencia cuando la corriente es máxima y el voltaje mínimo; desactivado, potencia cuando la corriente es mínima y voltaje máximo y en conmutación, es la potencia

que debe disipar en la transición entre los 2 estados. En este caso se puede escogió un disipador semejante a los que se utilizan en los reguladores de voltaje debido a que no se disipa mucha potencia.

Refiérase al apéndice A.3 para observar el circuito completo. El esquemático contiene los valores de resistencia comercialmente conseguibles. La simulación se llevo a cabo con estos valores y se puede observar que, debido a su gran similitud con los valores calculados, se cumple con lo planteado en el diseño.

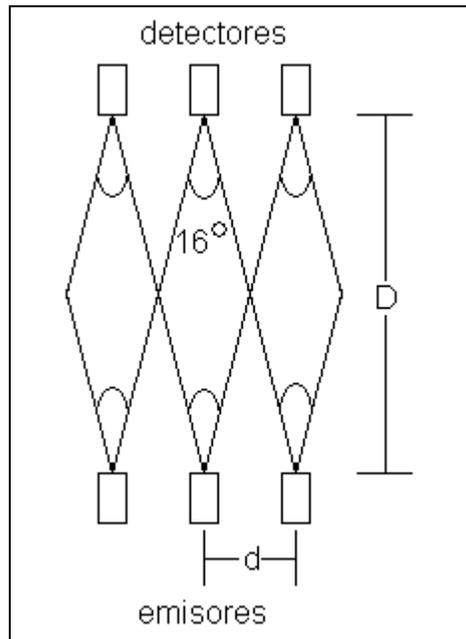
4.2 Transductor de borde de tela

4.2.1 Transductor óptico

Este cuenta con 16 líneas de detección óptica con un espaciamiento entre puntos medios de los sensores de 4 mm. Esta dimensión se determinó observando las necesidades o características de la producción. Como las líneas de luz no son perfectas y tienen un ángulo de abertura se debe determinar de qué forma esta separación hace que una influya sobre otra, para eliminar posibles malas detecciones.

4.2.1.1 Características ópticas y separación entre sensores

Los sensores que se escogieron son los diodos emisores infrarrojos QEC122 y los transistores sensibles al infrarrojo QSC112. Las características tomadas en cuenta para su elección son: el tamaño (se pueden colocar en un espacio de 4mm), el ángulo de apertura del rayo infrarrojo (± 8 grados), igualdad de longitud de onda en que emite el rayo, etc.

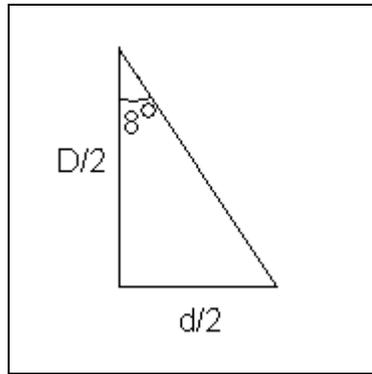


Paint

Figura 4.5 Separación entre sensores

Como los sensores tienen un ángulo de apertura a la hora de emitir y de detectar la luz se tuvo que considerar el efecto que una línea emitida por un diodo, podría causarle al detector que se encuentre ubicado a la par del correspondiente al diodo (figura 4.5). Esta consideración dará como resultado la distancia máxima que debe de existir entre la tarjeta de emisión y la tarjeta de detección.

De la figura anterior se desprende, el triángulo rectángulo de la figura 4.6. Como se observa, del anterior se puede obtener, gracias a la relación trigonométrica de la tangente, el valor de distancia buscado.



Paint

Figura 4.6 Triangulo para determinar le valor de D

$$\tan(8^\circ) = \frac{\frac{d}{2}}{\frac{D}{2}} = \frac{d}{D} \quad (5.25)$$

$$D = \frac{d}{0.14054} \quad (5.26)$$

Para el valor de $d = 4\text{mm}$ se obtiene que $D_{\text{max}} = 28,5 \text{ mm}$.

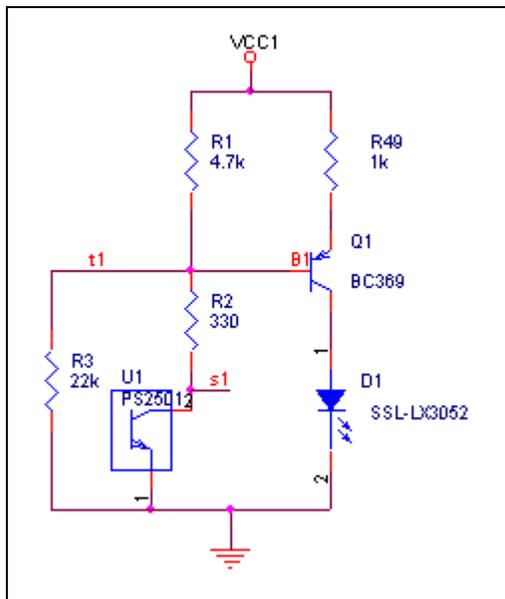
4.2.1.2 Sistema emisión-detección

Como se mencionó anteriormente, para poder detectar la presencia de la tela, se utilizó una configuración de diodo emisor colocado en frente a un detector. La finalidad es generar un rayo de forma continua, el cual mantenga activado al transistor (cortocircuito) y cuando un objeto, en este caso tela, interrumpe este rayo, este se desactiva (circuito abierto). De esta forma se generan 2 estados: presencia de tela y ausencia de esta.

La forma más sencilla de generar el rayo basta con generar una corriente que circule por el diodo (fuente, resistencia y diodo en serie) y para obtener los valores de los 2 estados se puede colocar el detector de la misma forma.

Esta configuración es válida para detectar objetos que interrumpan el rayo completamente; pero en el caso de ciertas telas este rayo se atenúa pero no se interrumpe, lo que provoca que el detector siempre este conduciendo un poco de corriente y generando un valor de voltaje diferente de 0 V.

La solución a este problema es disminuir la intensidad del rayo para que atenuación realizada por la tela sea suficiente para desactivar al detector. El problema de disminuir la intensidad es que el valor de 5 V cuando esta activo se disminuye considerablemente llegando hasta valores que puedan ser no reconocidos como 1 lógico por la circuitería digital. Entonces la solución consiste en generar un rayo potente cuando no hay nada que lo interrumpa y disminuirlo cuando algo lo este atenuando. Esto se logró controlando la corriente del diodo infrarrojo por medio de un transistor PNP (figura 4.7). La idea consiste en que cuando no haya presencia de tela, la corriente por el diodo sea máxima y, en caso contrario, sea mínima.



Orcad, capture

Figura 4.7 Sistema emisor-detector

El circuito, mostrado en la figura 4.7, cumple con este propósito ya que el valor de corriente lo fija la resistencia de emisor del PNP y su voltaje, el cual está determinado por el detector y las resistencias R1, R2 y R3.

Cuando no hay tela el detector se encuentra en saturación lo que establece un divisor de voltaje entre R1 y R2, el que, junto con el voltaje del diodo de base-emisor del PNP generan un voltaje en R4 semejante a 3.6 V. Este valor es el máximo que se debe generar a esta resistencia porque el diodo emisor y el PNP tienen que consumir los otros 1.4 V. La resistencia R3 no interfiere en este divisor debido a que su valor es muy grande comparado con R2; pero su presencia se justifica para el caso en que el detector se encuentre en corte.

Si un pedazo de tela atenúa el rayo el valor de voltaje en el divisor aumenta, lo que provoca que el voltaje en R4 disminuya y de esta forma la corriente en el diodo emisor. Conforme disminuye esta corriente la intensidad del diodo disminuye y la detección es menor, generando de esta forma un ciclo hasta que el valor de voltaje en el detector sea similar a 4 V.

Cuando la detección es mínima se debe seguir generando un valor pequeño de corriente por el diodo emisor (no se debe poner completamente en corte al PNP) para que cuando la tela se retire se detecte un poco de luz infrarroja y se disminuya el voltaje en el detector y comience el ciclo en sentido inverso hasta aproximarse a 0 V.

La función de R3 es precisamente establecer un divisor de voltaje con R1 que genere de la misma forma un voltaje que polarice al transistor PNP y genere una corriente mínima al diodo emisor. En este caso R2 no interfiere ya que el detector impide que fluya corriente por ella.

Los valores de resistencia se obtienen tomando en cuenta los estados de detección máxima y mínima anteriormente planteados y un valor de corriente de 3.6 mA para el diodo en intensidad máxima. Este valor se determinó realizando pruebas con una tela clara hasta que se asegurara que el circuito cumplía con las expectativas. También se establece un valor máximo de 1 mA cuando el detector esta saturado.

Cálculo de los valores de las resistencias. (Basado en figura 4.7)

Condición de radiación máxima

$$I_D = 3.6mA \quad (5.27)$$

$$V_T = 0.2V \quad (5.28)$$

$$V_D = 1.2V \quad (5.29)$$

$$V_S = 0.4V \quad (5.30)$$

$$I_1 = 1mA \quad (5.31)$$

$$V_{R4} = 5 - (V_T + V_D) = 3.6V \quad (5.32)$$

$$R_4 = \frac{3.6V}{3.6mA} = 1K \quad (5.33)$$

$$V_{R1} = V_{R4} + 0.7V = 4.3V \quad (5.34)$$

$$R_1 = \frac{4.3V}{1mA} = 4.3K \quad (5.35)$$

$$V_{R2} = 5 - (V_{R1} + 0.4V) = 0.3V \quad (5.36)$$

$$R_2 = \frac{0.3V}{1mA} = 0.3K \quad (5.37)$$

Condición de radiación y detección mínima

$$V_{R4} = 0.2V \quad (5.38)$$

$$I_D = 0.2mA \quad (5.39)$$

$$V_{R1} = V_{BE} + V_{R4} = 0.9V \quad (5.40)$$

$$I_1 = \frac{0.9V}{4.3K} = 0.2mA \quad (5.41)$$

$$V_{R3} = 5 - V_{R1} = 4.1V \quad (5.42)$$

$$R_2 = \frac{4.1V}{0.2mA} = 19.6K \quad (5.43)$$

4.2.1.3 Decodificador

Después de conseguir valores lógicos confiables, se obtuvo 16 bits en donde se indica la posición del borde. Como se explicó en la sección de requerimientos del transductor, las salidas deseadas constan de 2 señales on-off, en donde se pueda ajustar la zona muerta por medio de un interruptor y una señal analógica que indica la posición exacta. Para poder cumplir con estas características se diseñó un circuito decodificador que toma las 16 salidas de la emisión y detección y las convierte en las tres ya mencionadas.

Después de varias propuestas, la solución más adecuada esta constituida por 2 GAL, un multiplexor, un conversor de digital a analógico y un interruptor codificado. Por medio del interruptor se escoge la zona muerta deseada dentro de las 8 posibles combinaciones que se generan a partir de tres bits. La diferencia entre una y otra es de 8mm, comenzando en 4mm y terminando en 60mm. A partir de esta combinación y de 8 señales de posición de la tela, cada GAL se encarga de generar la señal correspondiente on-off (izquierda o derecha) y 3 bits con la combinación correspondiente a la entrada.

Además de estas señales, se agregó a la GAL de la parte más significativa, una señal con el fin de distinguir en que sección, a partir de la guía, se encuentra la tela. Esta señal corresponderá al bit más significativo en la combinación de 4 bits que determina la posición dentro de todas las 16 detecciones. La activación de esta señal se da cuando un detector de la parte más significativa se encuentra activado, caso contrario, se desactiva.

Los tres bits de salida, de cada GAL, que indican la posición entre las ocho entradas correspondientes, se multiplexan para generar la combinación de 4 bits, la señal de selección es la misma línea más significativa que se acaba de comentar.

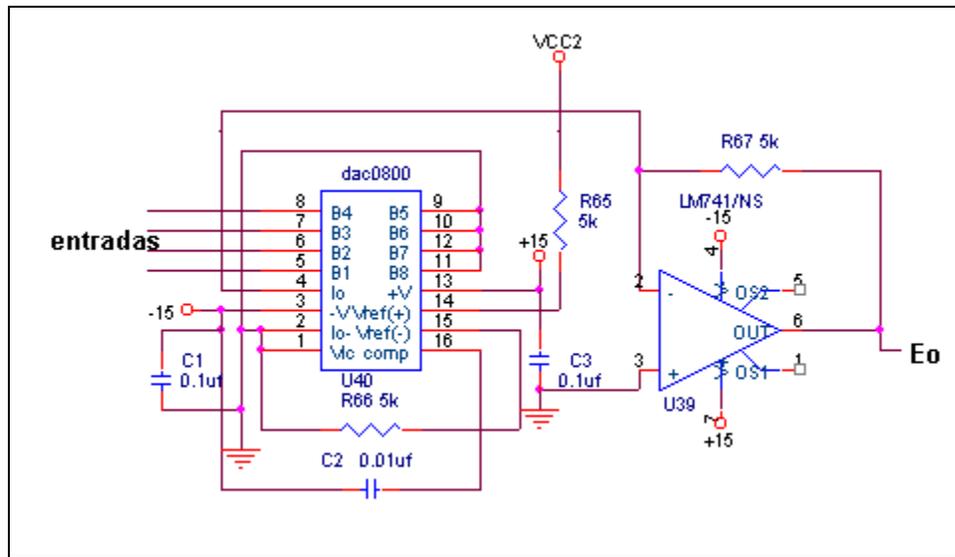
A partir de esta combinación de 4 bits se obtiene la señal analógica por medio del DAC; cabe destacar que estos bits se conectan a las entradas más significativas del mismo y sus entradas menos significativas se conectan a tierra. Esta conexión se realiza de esta forma para poder obtener una señal analógica que varíe en todo el rango de 0 a 5 V.

El circuito de la figura 4.8 se utiliza para convertir señales digitales a analógicas, este se puede encontrar en las hojas de datos del correspondiente conversor (DAC0800) y su salida se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$E_O = \frac{5V}{R_{65}} * \frac{x}{256} * R_{67} \quad (5.44)$$

donde x es la combinación digital de entrada.

Las conexiones completas del decodificador se muestran en el apéndice A.3.



Orcad, Capture

Figura 4.8 Circuito conversor de digital a analógico

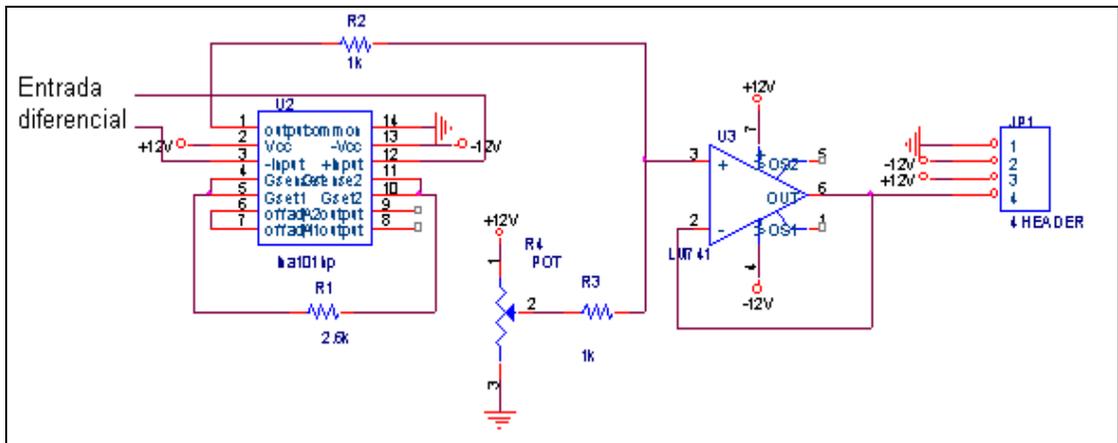
4.2.2 Transductor Magnético

Surgió de la necesidad de reducir el tamaño del transductor (no se cuenta con la integración de componentes necesaria). Este cuenta con un chip superficial pequeño (HC1501) con la capacidad de medir el ángulo de las líneas magnéticas entre 2 polos.

4.2.2.1 Acondicionador de señal

Como se observa en las hojas de datos del sensor la salida diferencial obtenida varía entre -60 y 60 mV, por lo cual se le debe acondicionar para poder ser medida por el ADC del microcontrolador.

Para realizar esta función se escogió un amplificador de instrumentación en cascada con un amplificador de propósito general. El primero cumple con la función de amplificar la señal a un valor que varíe entre -2 y 2V y el segundo agrega un offset de 2.5V para que la señal varíe de 0.5 a 4.5V.



Orcad, Capture

Figura 4.9 Circuito completo del transductor magnético

En la figura anterior, la resistencia R1 está encargada de dar el valor de ganancia deseado. Este valor se deriva a partir de la siguiente fórmula, obtenida del fabricante:

$$G = 1 + \frac{40k}{R1} \quad (5.45)$$

Como el valor de la entrada diferencial varía entre -60 y 60 mv la ganancia que se necesita para aumentar este valor a 2 V es el siguiente:

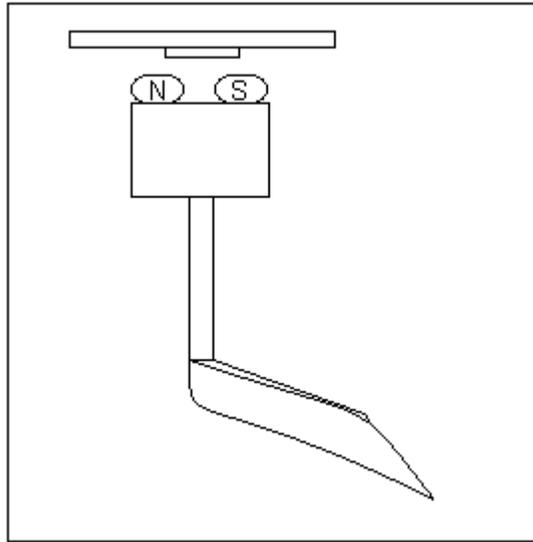
$$G = \frac{2}{0.06} = 33.33 \quad (5.46)$$

A partir de esta ganancia y con la ecuación 5.45 obtenemos un valor para la resistencia de 1.3k

Después de amplificar la señal se le agrega un offset sumándole a la señal un voltaje de 2.5V por medio de un potenciómetro.

4.2.2.2 Implementación del sensor

Dentro de las hojas de datos del sensor, se observó que este se debe ubicar en el centro de los 2 polos de un imán. Como se utilizó el eje del palpador, se le agregó un imán redondo de 2 polos en la cara. El chip se encuentra a unos milímetros de distancia del imán en el centro de este, como se muestra en la siguiente figura:



Paint

Figura 4.10 Ubicación del imán

Todo el circuito está ubicado dentro de la placa (Apéndice A.2) que se montó por encima del imán.

4.3 Tarjeta de control

Habiendo finalizado la parte de potencia y el transductor de borde, se requiere un controlador que regule el movimiento del motor según lo indique el transductor. Para lograr este objetivo se utilizó un microcontrolador motorola 68HC908GP32, con la función de realizar un muestreo de la señal periódicamente y realizar los cálculos de control automático.

4.3.1 Hardware

El hardware implementado para esta tarjeta solo consta de una fuente de alimentación de 5, 12 y -12 voltios (que también alimenta al transductor), las conexiones propias del microcontrolador, como lo es el cristal, el botón de reset, etc; y los conectores con las otras tarjetas (entradas de los transductores, salidas a las tarjetas de potencia y a los potenciómetros de ajuste).

Para realizar la fuente de alimentación, se utilizó un transformador de 110 V a 18 V con derivación central, para disminuir la cantidad de voltaje. Este voltaje en AC, se rectifica por medio de un puente de diodos de onda completa y con un par de capacitores se obtiene una señal de $\pm 14V$ sin regulación. A partir de los integrados Lm7912, Lm7812 y Lm7805 se regulan los voltajes de -12, 12 y 5V respectivamente.

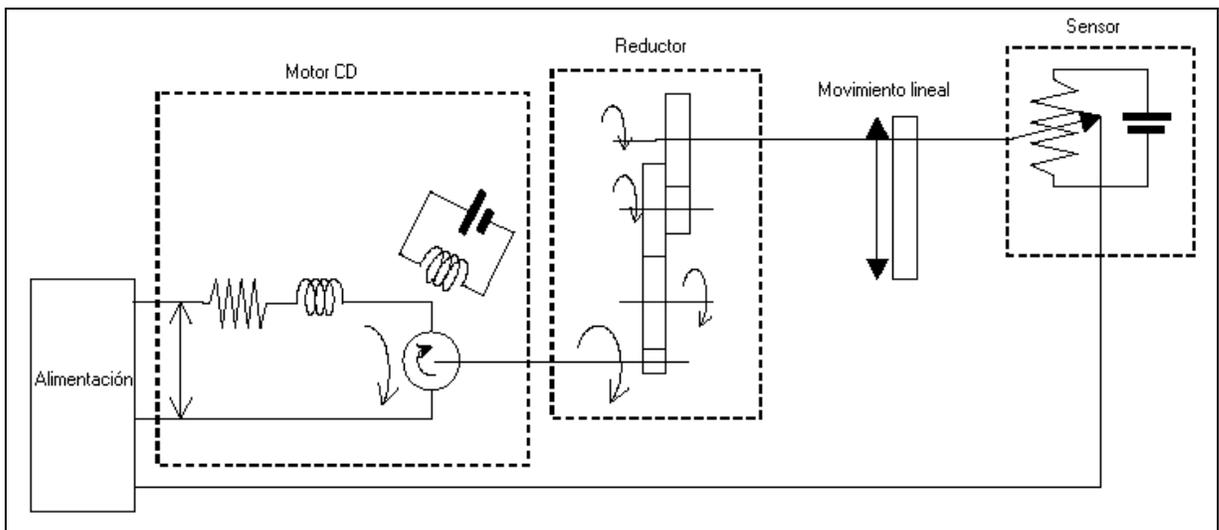
La asignación de pines se estableció según la función de la entrada o por la cantidad de corriente que debe entregar la salida del microcontrolador, por ejemplo: las entradas del sensor que requieren ser de tipo analógica; los botones, para los cuales se les asignó las entradas de teclado y las salidas de control de la tarjeta de potencia, las cuales requieren 20 mA y solo el puerto C puede entregar esta cantidad de corriente.

4.3.2 Software

Al igual que el transductor de borde de tela, la implementación del software para controlar el movimiento de los motores arrojó 2 distintas soluciones: control con compensador proporcional ajustable y control con regulador PID. En general, la programación de ambas soluciones es similar, con excepción del cálculo de control de potencia que se le debe entregar al motor por PWM. Por esta razón varias rutinas son iguales o muy similares por lo que solo se explican una vez.

4.3.2.1 Modelo Matemático

Como se ha mencionado anteriormente, el sistema a controlar consta de un motor CD, conectado a un sistema reductor para manejar el movimiento lineal de un extremo del brazo metálico. EL sistema a controlar se puede aproximar de la forma en que se muestra en la figura 4.11.



Paint

Figura 4.11 Sistema mecánico a controlar

Se debe recordar que el sensor lo que determina es el borde de la tela y no la posición del brazo, por lo tanto la información que este suministra es el desplazamiento que se debe dar en un sentido u otro.

Esta realimentación se le da al microcontrolador y este controla, lo que en la anterior figura esta denominado como la alimentación, que para este caso correspondería a la tarjeta de potencia, que en términos de control automático cumple la función de actuador.

De la figura 4.11, se pueden obtener las ecuaciones matemáticas que modelan su comportamiento.

Para modelar un motor se debe considerar la parte eléctrica y la parte mecánica. La primera consta de un circuito de armadura, integrado por una resistencia, una inductancia, una fuente de voltaje y un voltaje contra electromotriz; y la segunda consta de un eje con características de inercia y fricción. Las relaciones que unen de forma matemática una parte con la otra son las siguientes:

El motor genera un par $t = k * I_a$, donde K es la constante de par del motor e I_a es la corriente de la armadura.

El giro de la armadura induce un voltaje contraelectromotriz $E = k_f * \frac{d\theta}{dt}$ donde k_f es una constante del voltaje contraelectromotriz, $\frac{d\theta}{dt}$ es la velocidad angular y θ es el desplazamiento angular de la flecha del motor.

De este sistema se desprenden 4 variables de estado: la corriente de armadura, la velocidad angular, el desplazamiento angular y el desplazamiento lineal.

A partir del circuito eléctrico se puede obtener la primera ecuación en variables de estado.

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a * i_a + E = E_a \quad (5.47)$$

Y utilizando las relaciones anteriormente citadas se obtiene

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a * i_a + k_f \frac{d\theta}{dt} = E_a \quad (5.48)$$

Y como $\frac{d\theta}{dt} = \omega$ (es la segunda ecuación), se puede escribir la ecuación de la siguiente forma

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a * i_a + k_f \omega = E_a \quad (5.49)$$

La tercera ecuación en variables de estado es la correspondiente a la velocidad angular y se obtiene relacionando los pares del sistema

$$T_m = T_j + T_b + T_l \quad (5.50)$$

$$K_i * i_a = J \frac{d\omega}{dt} + B * \omega + T_l \quad (5.51)$$

La cuarta y última ecuación se obtiene con la relación entre desplazamiento angular y desplazamiento lineal.

$$X = R_2 * \theta_2 \quad (5.52)$$

$$\frac{dX}{dt} = R_2 * \omega \quad (5.53)$$

En esta ecuación el subíndice 2 indica que estos valores son después del reductor. Para hacer la relación entre el antes y el después del reductor se utilizan las siguientes relaciones:

$$R_1 * \theta_1 = R_2 * \theta_2 \quad (5.54)$$

$$T_1 * \theta_1 = T_2 * \theta_2 \quad (5.55)$$

4.3.2.2 Cálculo del controlador proporcional ajustable

Este controlador solo está basado en dar a la salida un valor proporcional al error, sin importar la planta a la cual se le aplique, como se muestra en la siguiente ecuación:

$$U(k) = K * e(k) \quad (5.56)$$

Como la constante de proporcionalidad es variable, la salida puede tomar valores de potencia máxima en casos en donde la ganancia sea máxima aunque el error sea mínimo. La razón de este método es que hay casos en donde la tela varía de forma muy brusca y se debe seguir este movimiento lo mejor posible.

4.3.2.3 Cálculo de controlador PID

Debido a que lo obtenido en el modelo de variables de estado no puede ser aplicado para resolver el problema por la razón de que no se pueden medir los parámetros necesarios, se tuvo que recurrir al método de ajuste empírico de un regulador PID, ampliamente utilizado en control de procesos. Este método se puede utilizar ya que las exigencias de control no son muy fuertes (se sobreentiende esto ya que para la empresa un simple control por on-off les resulta eficiente).

Su representación matemática es la siguiente:

$$U(t) = K \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (5.57)$$

Siendo U la variable de control y e la diferencia entre la referencia y la salida, es decir la señal de error. Se observan, dentro del corchete, tres términos representando la acción proporcional, integral y derivativa respectivamente.

La acción proporcional es el control por realimentación más simple que se pueda obtener. Su función es generar una señal proporcional al error. Con este simple método de control se incorporan ventajas en el comportamiento dinámico del sistema en lazo cerrado, como por ejemplo la velocidad del sistema, además en sistemas sencillos de primer orden, a medida que K aumenta, la ganancia tiende a uno, objetivo buscado en el control para hacer que el error en régimen permanente sea cero. Pero en sistemas más complejos aumentar la ganancia implicaría transitorios oscilantes o directamente sistemas inestables.

De aquí surge la idea de la acción integral cuya función es eliminar el error en régimen estacionario. El segundo término de la ecuación 5.57 muestra que esta acción es proporcional a la integral del error. Por lo tanto este factor dejará de integrar, es decir se estabilizará, solo cuando el error sea nulo, que es el objetivo buscado.

Por último el término D es utilizado para mejorar los transitorios del sistema y el comportamiento frente a perturbaciones. Como lo indica su nombre, su tarea es oponerse a cualquier cambio brusco en el error. Por ejemplo, en los casos en que el error esté próximo al cero, pero variando con una cierta velocidad, el término P no tendría casi efecto pero sí el aporte derivativo.

La mayoría de los controladores comerciales están basados en microprocesadores u otros elementos de cálculo digital. En este caso el regulador será implementado en un motorola 68hc908gp32, por lo tanto la forma que toma el regulador PID es la de su representación discreta.

Si se utiliza, la aproximación llamada operador derivada y siendo T el período de muestreo, resulta

$$U(k) = K \left[e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^k e_j + \frac{T_d}{T} (e(k) - e(k-1)) \right] \quad (5.58)$$

Del mismo modo en el instante siguiente

$$U(k-1) = K \left[e(k-1) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^{k-1} e_j + \frac{T_d}{T} (e(k-1) - e(k-2)) \right] \quad (5.59)$$

Restando miembro a miembro y haciendo $K = k_p$, $k_D = \frac{T_d}{T}$ y $k_i = \frac{T}{T_i}$, se obtiene

$$U(k) - U(k-1) = k_p [e(k) - e(k-1) + k_i e(k) + k_d (e(k) - 2e(k-1) + e(k-2))] \quad (5.60)$$

Por último se deja solo la salida actual $U(k)$ para obtener la ecuación de diferencias que se debe programar.

$$U(k) = U(k-1) - k_p [(1 + k_i + k_d)e(k) - (1 + 2k_d)e(k-1) + k_d e(k-2)] \quad (5.61)$$

Después de obtener la ecuación de diferencias, falta conseguir los valores de los parámetros de esta ecuación. Existen muchos métodos para el cálculo de K , T_i y T_d ya sea en forma empírica o analítica. Los más clásicos son los métodos de Ziegler-Nichols (1942) tanto a partir de la respuesta al escalón como de la respuesta en frecuencia.

Para las dificultades que se presentaron con respecto a la escasez de equipo de medición, la opción que se puede realizar es el basado en la respuesta de frecuencia. Este método de Ziegler-Nichols, llamado también en cadena cerrada, consiste en lo siguiente: Se realimenta la planta con un regulador proporcional aumentando su ganancia hasta que el sistema presente una oscilación no amortiguada y se mide la ganancia crítica k_c y el período t_c de las oscilaciones ajustando los parámetros del regulador según la tabla siguiente:

Tabla 4.1 Método en cadena cerrada

Controlador	kp	Ti	Td
P	$0.5 \cdot k_c$		
PI	$0.45 \cdot k_c$	$0.833 \cdot t_c$	
PID	$0.6 \cdot k_c$	$0.5 \cdot t_c$	$0.125 \cdot t_c$

4.3.2.4 Rutina Principal

Esta es quizá la rutina que mas tiene cambios entre una solución y la otra, debido a que en esta se encuentra el cálculo de potencia que se debe entregar al motor. Como se observa en la figura 4.12, la rutina principal del compensador proporcional inicia con una configuración de las funciones del microcontrolador, entre estas: el teclado, los temporizadores, los convertidores ADC y los puertos de propósito general; para luego realizar un ciclo infinito, que periódicamente, realiza un muestreo de la señal de error y de las señales de ajuste para controlar la respuesta de los brazos metálicos.

El ciclo inicia con una verificación de los sensores de fin de corrida (estos se encargan de determinar en que momento el brazo se encuentra al final del riel y en caso de ser así detener los motores para que no se sufra ningún daño), en caso de que no se encuentren activados se pregunta que método de control se desea utilizar (on-off o proporcional), este se elige por medio de un botón (para poder realizar esta selección se debe haber pulsado el botón de run con anterioridad), al cual se le brinda servicio en la rutina de interrupción del teclado que se explicará posteriormente.

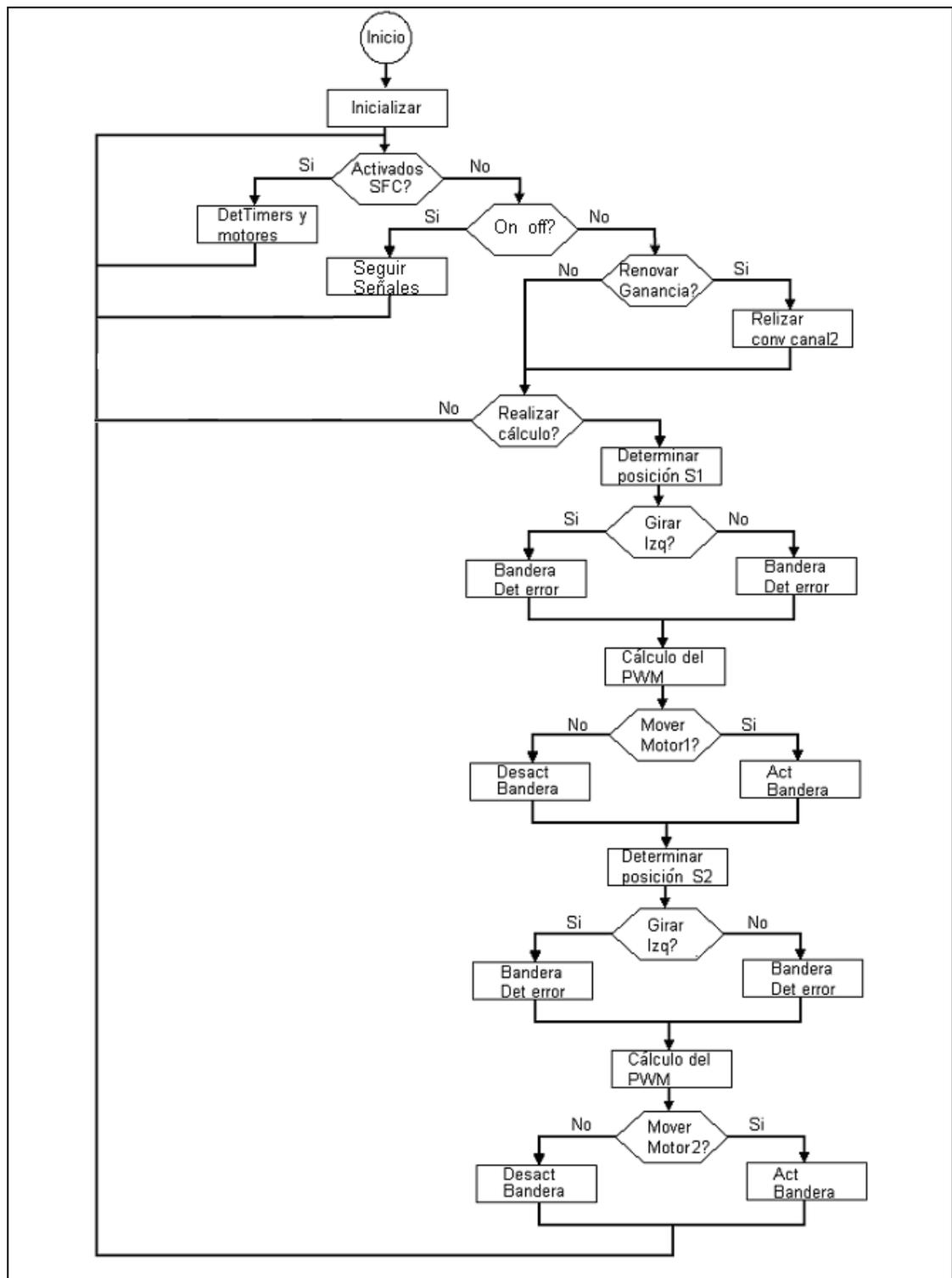
De ser on-off la opción seleccionada la salida de las puertas deben ser igual a la entrada de las líneas de on-off provenientes de los sensores, caso contrario, se inicia el primer muestreo (este lo inicia el botón que escoge el tipo de control, activando la conversión del ADC e iniciando el conteo de los temporizadores; pero los demás muestreos los determina el temporizador 1), leyendo primero los valores de los sensores y luego los valores de los potenciómetros para calcular la ganancia.

Después de obtener estos datos se procede a realizar los cálculos del valor del ancho de pulso requerido en este muestreo. Este cálculo se realiza primero para un motor y luego para el otro, por esto es que en el diagrama de flujo se encuentran 2 secciones exactamente iguales una detrás de la otra.

Cada una de estas debe encontrar el valor de la posición del sensor con respecto a la guía (referencia) para así determinar el sentido de giro que se debe dar al motor y el error. En el diagrama se observa que las 2 ramificaciones que parten del sentido de giro están nombradas igual, esto es debido a que ambas cumplen la misma función pero las operaciones son diferentes y el valor de la bandera es diferente.

Con el valor de error establecido y la ganancia fijada se procede a realizar la multiplicación de ambos términos para que el resultado represente el ancho de pulso requerido. Por último se determina si el valor obtenido es diferente de cero y es necesario mover el motor, caso contrario se desactivan las señales.

Este proceso se repite para el sensor 2 y luego se vuelve al inicio del ciclo, el cuál se repetirá después de 3 conteos completos del temporizador 1. Siempre se inicia con un muestreo de las señales de los sensores y de los valores de los potenciómetros de ajuste.

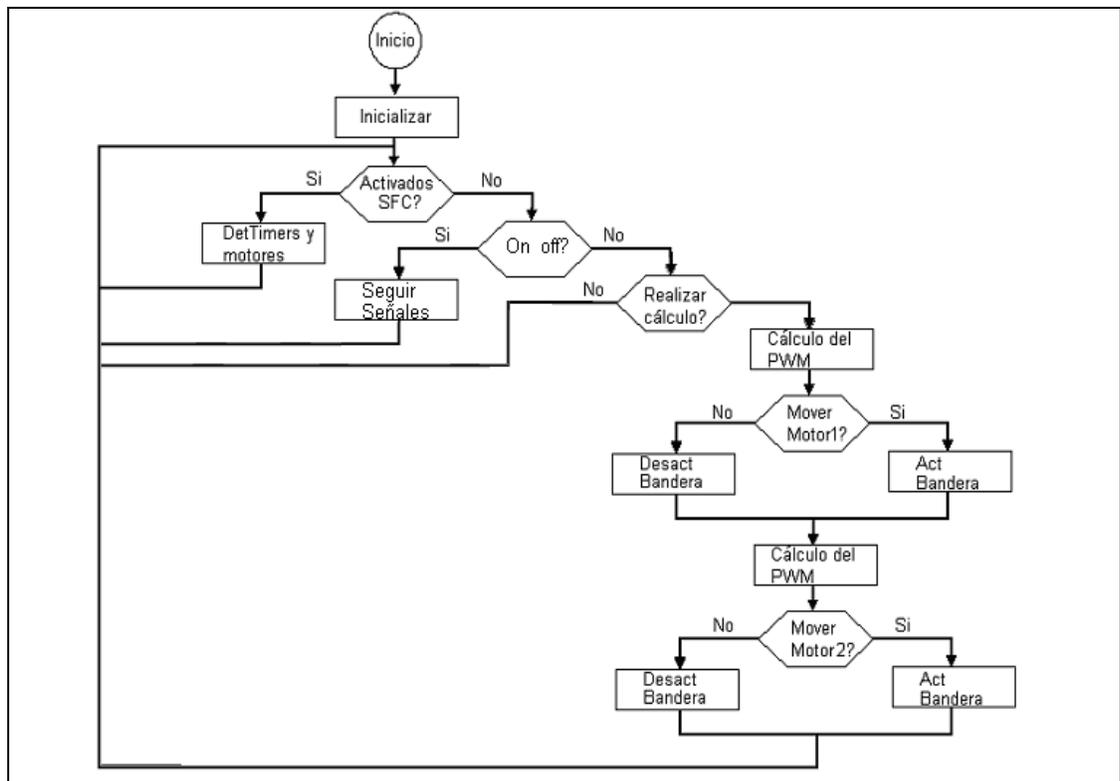


Paint

Figura 4.12 Diagrama de flujo de la rutina principal para compensador proporcional

Para el caso de la rutina principal del regulador PID la diferencia se encuentra, como se observa en el diagrama de la figura 4.13, a partir del inicio del muestreo; por la razón de que el error se determina independientemente del sentido de giro, de forma en que primero se realizan los cálculos de la ecuación de diferencias y luego el resultado equivale al ancho de pulso necesario y el signo al sentido de giro. Otra diferencia que se debe recordar es que no se realizan las conversiones correspondientes a los potenciómetros de ajuste.

Dentro de la rutina del PID se determina el error restando la posición del sensor con la guía, además se obtienen los valores de error y de salida anteriores y con estos datos se realiza la ecuación de diferencias mostrada anteriormente.

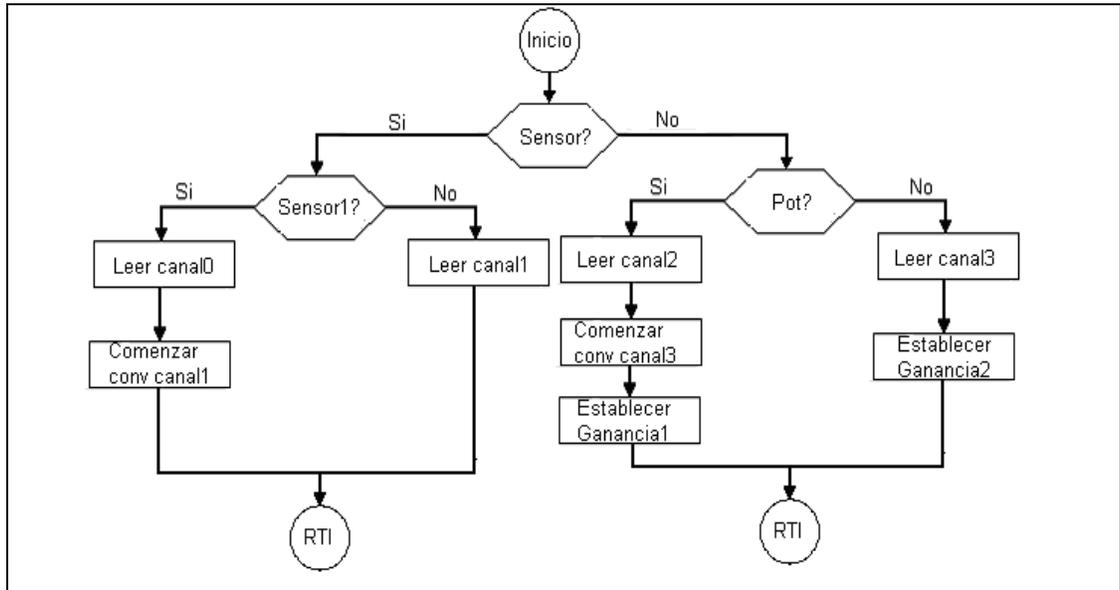


Paint

Figura 4.13 Diagrama de flujo de la rutina principal para regulador PID

4.3.2.5 Rutina de servicio de la interrupción del ADC

Esta es otra rutina que varía entre un método y el otro, debido a que en el caso del compensador proporcional se deben realizar 2 lecturas adicionales para los potenciómetros de ajuste.



Paint

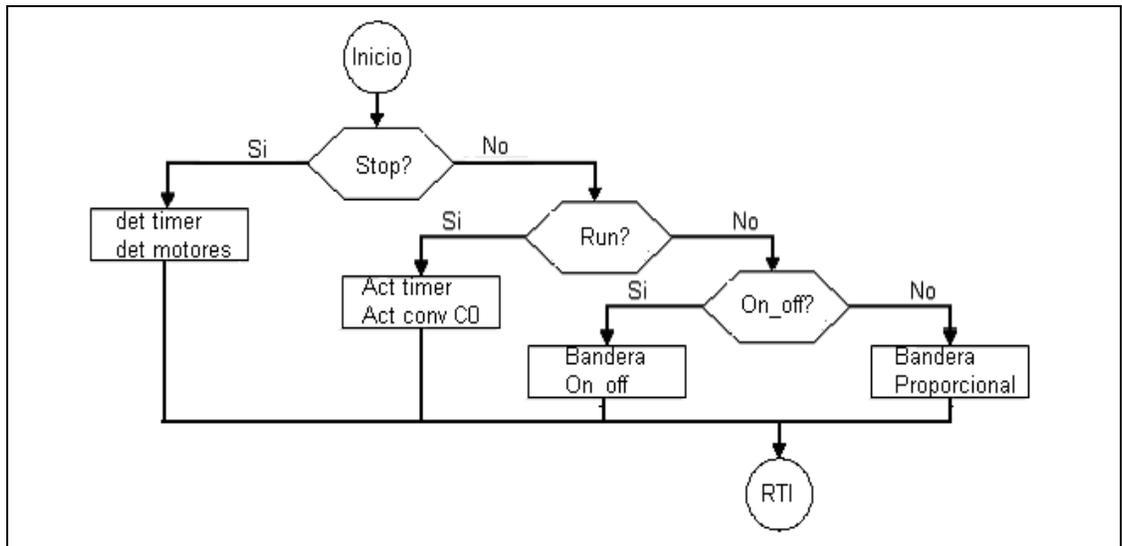
Figura 4.14 Diagrama de flujo de la rutina de servicio de la interrupción del ADC

Como se observa en la anterior figura, primero se pregunta si la lectura se debe a un sensor o a un potenciómetro para luego preguntar a cual de los dos corresponde en cada caso. Cabe destacar que el inicio de la lectura de los canales 0 y 2 son externos a esta rutina; pero para los canales 1 y 3 su inicio se realiza cuando se leen los canales 0 y 2 respectivamente.

Para el caso del regulador PID el diagrama consiste en la parte izquierda del de la figura 4.14 que ya ha sido explicado.

4.3.2.6 Rutina de servicio de la interrupción del teclado

Esta rutina es igual en ambos casos y consta solo en la identificación de la tecla presionada y de las funciones correspondientes a esa tecla.



Paint

Figura 4.15 Diagrama de flujo de la rutina de servicio de teclado

En la anterior figura, se puede observar que se efectúa la identificación de la tecla y dependiendo del resultado se realiza la función correspondiente. Dentro de esas funciones se debe activar o desactivar una bandera para run y stop y otra para on-off y proporcional o PID, estas banderas definirán el rumbo del curso dentro de la rutina principal.

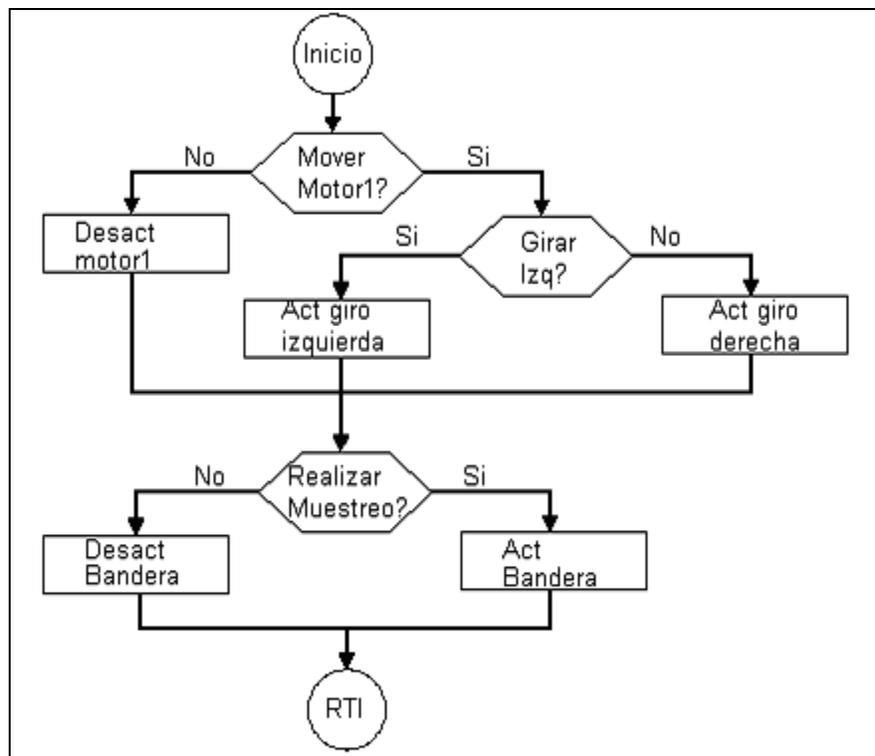
Con el botón de stop se detiene el conteo de los temporizadores y se frenan los motores, además de inicializar las variables.

Con el botón de run se activan los temporizadores y se habilita el inicio del primer muestreo; este no se da hasta que se presione el último botón.

Con el botón de selección de control se inician los muestreos, en caso de ser necesario, o solo se activa una bandera para que las salidas igualen las entradas. Este botón solo puede ser presionado después de haber presionado run

4.3.2.7 Rutina de servicio de la interrupción de los temporizadores

Esta rutina es la encargada de generar la señal de PWM y la realiza activando el pin de salida al inicio de la rutina de servicio y con la interrupción de canal 0 del mismo desactivar este pin. La rutina del canal 0 no se muestra debido a que solo realiza la función de desactivar los pines de salida cuando el temporizador se encuentra en el valor obtenido con anterioridad por los cálculos.



Paint

Figura 4.16 Diagrama de flujo de la rutina de servicio de la interrupción del temporizador

Esta rutina consta de 3 preguntas: la primera es si se debe mover el motor, en caso de que la respuesta es positiva se cuestiona en que sentido de giro es el movimiento para activar las señales correspondientes y por último se pregunta si es necesario realizar el siguiente muestreo.

Las respuesta a las primeras dos preguntas fueron determinadas previamente en los cálculos del ancho de pulso y sentido de giro.

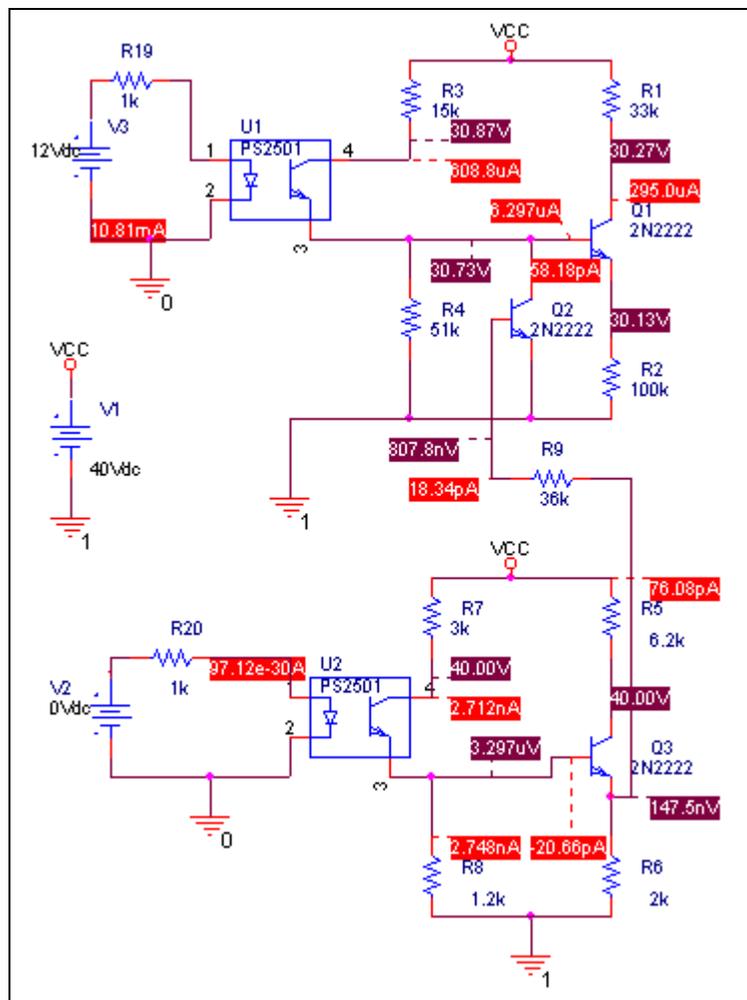
La respuesta a la última se da cuando el temporizador 1 haya completado 3 ciclos. Este valor se determinó tomando en cuenta la velocidad de desplazamiento de la tela y el período del temporizador 1.

CAPITULO 5.

ANÁLISIS DE RESULTADOS

5.1 Tarjeta de potencia

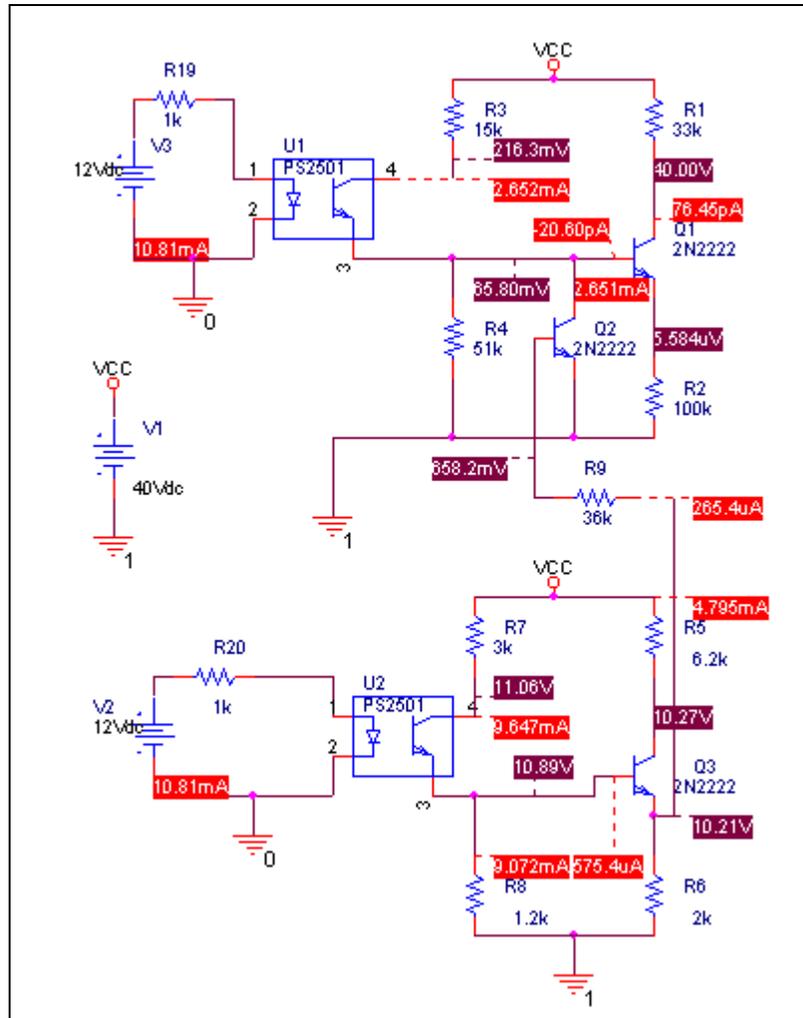
A modo de simulación (figura 5.1 y figura 5.2) se demostró el buen funcionamiento de los circuitos de disparo. La saturación de los transistores es completa, por lo tanto la caída de tensión entre colector y emisor es mínima, logrando de esta forma establecer el divisor de tensión entre las resistencias de la rama y obteniendo el voltaje esperado en la puerta del MOSFET.



Orcad, Capture

Figura 5.1 Condición de una línea activa

Como se observa, los valores de resistencias no son idénticos a los obtenidos en el proceso de escalamiento, mas bien corresponden a los valores comercialmente encontrados para la construcción de la misma. Esta simulación se realizó con el fin de comprobar que los valores encontrados no distorsionarían el funcionamiento esperado.



Orcad, Capture

Figura 5.2 Condición de las 2 líneas activas

En la tabla 5.1, se presentan los valores medidos directamente en la tarjeta, con el fin de presentarse con mayor claridad. Las mediciones son las mismas que se realizaron en la simulación.

Tabla 5.1 Valores de voltaje obtenidos en la tarjeta

Ubicación del punto de medición	Condición de una línea activa (V)	Condición de dos líneas activas (V)
Pin 4 U1	31	0.222
Resistencia 4	30.7	0.0575
Colector Q1	30.4	40.3
Resistencia 2	30.3	0.0005
Pin 4 U2	40.3	11.81
Resistencia 8	0.0005	10.88
Colector Q3	40.3	10.31
Resistencia 6	0.0005	10.2
Base Q2	0.0005	0.66

Nota: El valor de 5 mV es el menor que presentó el instrumento de medición, por lo tanto estos valores pueden ser menores.

En la tabla anterior, se observa que la caída de voltaje en los transistores, en su estado de saturación, es mayor a la presentada en las simulaciones, aunque es despreciable. Al verificar estos resultados con la simulación se comprueba el buen funcionamiento del sistema.

La tarjeta puede modificarse para eliminar la rama de las resistencias 7 y 8, pertenecientes al disparo del MOSFET de canal N, ya que el mismo transistor del acople puede disparar el MOSFET. Esta situación no se puede realizar con el disparo del MOSFET de canal P debido a que se tiene un transistor encargado de desactivar el disparo en caso de que se activen las dos líneas. Por lo tanto, si se disparara con el acople no se podría ubicar el transistor Q2

Hay que recalcar que el transistor Q2 permite que con 2 líneas se pueda controlar aparte del sentido de giro, el freno del motor. Por esto las dos líneas de más que se pusieron para activar los 4 MOSFETS por separado son innecesarias. De modo que el chip de acople debe ser de 2 líneas en vez de 4.

Una ventaja que posee el diseño es que no necesita que el voltaje de motor sea exacto, es más puede ser alimentado en un amplio intervalo de voltajes tomando como valor mínimo lo equivalente a más de 4 veces el voltaje necesario en la puerta para activarse. Con respecto a las limitaciones máximas de la tarjeta, el circuito de disparo está alimentado con la misma tensión del voltaje del motor por lo tanto no se debe utilizar la tarjeta a más de 60 V (voltaje máximo entre colector y emisor de los transistores) ya que los transistores se quemarían.

5.2 Transductor

Los dos prototipos que se construyeron tienen sus puntos a favor y sus puntos en contra; pero lo importante es que cualquiera de los 2, si se modifican, como se comentará posteriormente, pueden ser implementados.

5.2.1 Transductor óptico

Como parte de los resultados obtenidos en la detección óptica de tela se encuentra que la realimentación realizada por parte del transistor Q1 (refiérase a la figura 4.7) mejora significativamente el valor del voltaje de salida, cuando se detectaba una tela traslúcida.

La figura 5.3 muestra el voltaje de salida cuando se interrumpe la línea óptica con una tela delgada. Como se observa, el valor que corresponde al estado alto se encuentra alrededor de los 1.5 V, el que, para el fin requerido, no satisface el valor de alto en la lógica TTL.

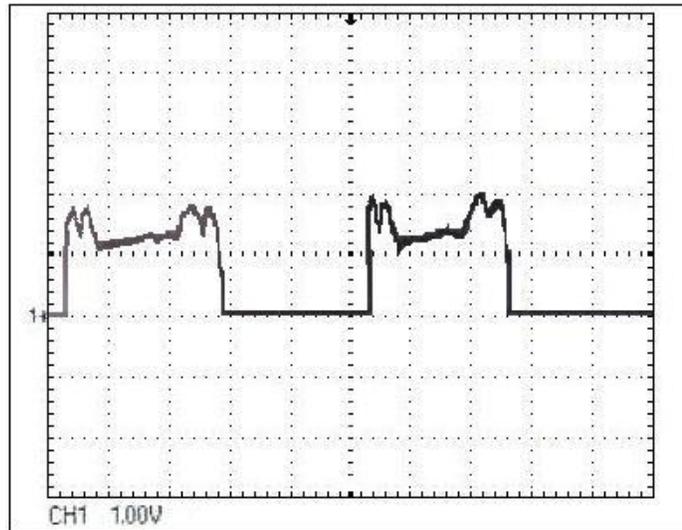


Figura 5.3 Detección de tela sin realimentación

Al controlar la corriente del diodo emisor mediante el transistor, se logró aumentar este valor a 4 voltios, como se muestra en la figura 5.4. Esto se debe a, que aunque sea delgada, la tela logra atenuar un poco la línea; esta atenuación la detecta el transistor y disminuye la corriente de emisión generando el ciclo explicado en la sección anterior.

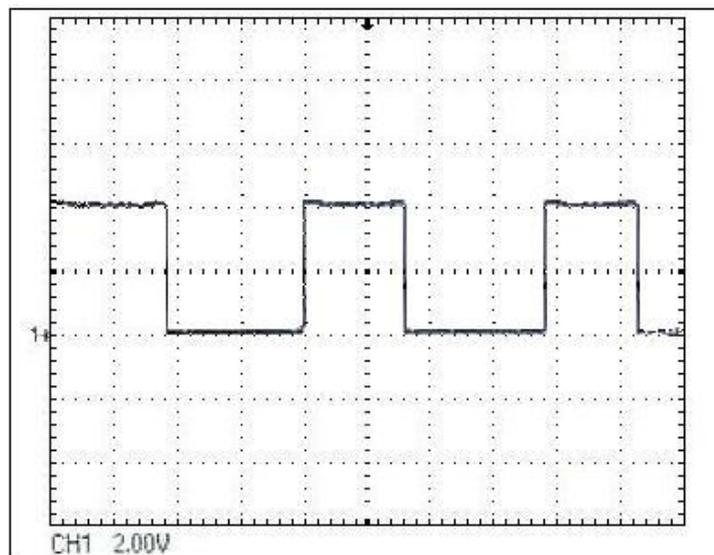


Figura 5.4 Detección de tela con realimentación

Dentro de los resultados obtenidos en el prototipo construido, se encontró que la detección de tela se realiza por completo solo en los casos en donde la tela es oscura o tiene un cierto espesor. La figura 5.5 muestra la detección de una tela oscura; su forma se debe a que se desplazó la tela de izquierda a derecha por todas las posiciones. En esta figura se puede notar la naturaleza discreta de la detección la observarse unas gradas en la salida.

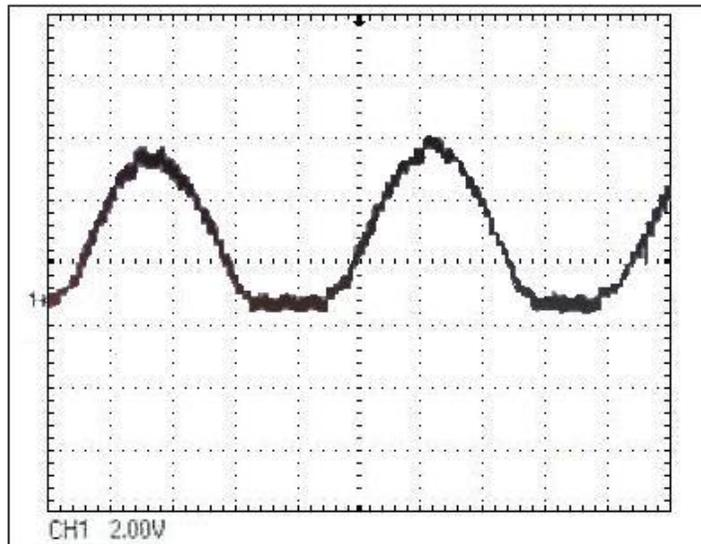


Figura 5.5 Detección de tela realizada con el sistema óptico completo

La tela traslúcida no se detectó completamente, resultado que no se esperaba por la razón de que las pruebas realizadas con anterioridad si detectaban por completo esta misma tela (figura 5.4). Este resultado se debe a que la alineación de las líneas no son perfectas e interfieren unas con otras.

Al construirse el modelo final se debe garantizar el alineamiento de los diodos emisores con sus respectivos detectores para evitar este problema. En caso de que no se solucione completamente se debe aumentar la resistencia de corriente del diodo.

Por su parte física, el tamaño de los LEDS y el modelo prototipo del sistema de sensores no permitió el acomodo del sistema en la posición destinado a estar. Al construirse el modelo final se debe buscar una mejor integración de todo el sistema para poder ser ubicado.

Con respecto al decodificador, dependiendo de la cantidad de líneas disponibles en los puertos del microcontrolador es mejor eliminar la conversión de digital a analógico y enviar las 4 líneas digitales. Esta modificación reduce el tamaño del circuito decodificador y se eliminan las entradas de $\pm 12V$ para la alimentación de estos componentes. Además en caso de no requerirse las líneas on-off (el control siempre será por posición) se puede eliminar el interruptor codificado y las 16 líneas pueden conectarse a una sola GAL, por lo tanto, también se eliminaría el multiplexor, quedando solo una GAL como decodificadora.

5.2.2 Transductor magnético

Al igual que el anterior, se comprobó el funcionamiento del transductor desplazando una tela de izquierda a derecha, de modo en que el eje rotara el imán ubicado en su extremo superior; el resultado obtenido (figura 5.6) satisface el rango necesario por la tarjeta de control.

La mayor desventaja que presenta este transductor es que no tiene las dos líneas on-off requeridas por la empresa y se utilizarán las ya existentes en el palpador actual, por lo tanto se debe realizar un circuito reductor de voltaje para pasar los pulsos de 12 voltios a 5 voltios.

Con respecto al tamaño, los pocos componentes que lo integran, logran que sea pequeño, lo que facilita la instalación.

El mayor cuidado que se debe tener con respecto al funcionamiento, es la ubicación del imán con respecto al sensor, ya que este lee el ángulo de las líneas de flujo magnético.

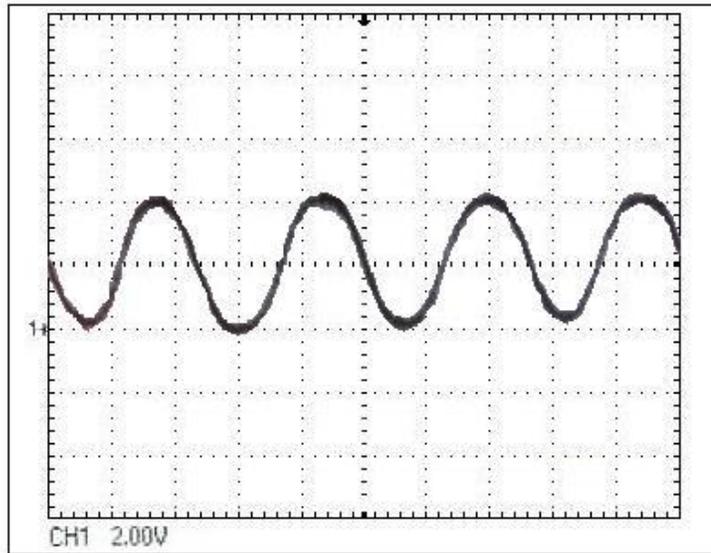


Figura 5.6 Detección de tela realizada con el sistema magnético completo

El hecho de que utilice un palpador, implica que se debe de estar dando mantenimiento a la parte mecánica, para que no afecte las detecciones de borde.

5.2.3 Comparación entre transductores

Como consecuencia de la realización de 2 transductores se debe comparar sus ventajas y desventajas para recomendar uno de los 2.

Como se puede observar de la tabla, los sistemas poseen características opuestas. El criterio para recomendar uno de los 2 es la funcionalidad de estas características.

Como la parte on-off es relativamente insignificante, debido a que el controlador tiene un control más eficiente, estas pasarían a un plano emergente, por lo tanto no es tomada muy en cuenta para la decisión.

Con respecto al contacto con la tela, se debe verificar que tan bien funciona el palpador, de modo en que no sea un factor que distorsione las mediciones. En este caso el palpador no sería desventaja.

Tabla 5.2 Comparación entre sistemas

Transductor	Ventajas	Desventajas	Características a tomar en cuenta
Óptico	No contacto con tela No contiene partes mecánicas Produce líneas on-off	Tamaño Difícil de montar	Detección discreta
Magnético	Tamaño reducido Fácil de montar Variación suave En caso de daño es más fácil reemplazar	Mantenimiento periódico al palpador Se debe reutilizar las líneas on-off	Detección analógica

Por último el tamaño del transductor óptico se convierte en la parte crítica a la hora de decidir. Como este no se puede variar, a no ser que se siga lo comentado en la sección 6.2.1, se debe seleccionar el transductor magnético.

Otra característica que favorece la elección, es que se detecte analógicamente lo que provoca una mejor lectura de la posición del borde de la tela.

5.3 Tarjeta de control

Con respecto al hardware, se puede eliminar un botón y 2 LEDS que no fueron utilizados.

En el software no se encontró ningún inconveniente que pudiera distorsionar el buen funcionamiento del sistema.

Dentro de los resultados más significativos es la preferencia de un control proporcional ante el PID, esto se debe a que, por la naturaleza de operación de la máquina, en ciertas ocasiones se debe poner a desplazar el motor a toda potencia, para que pueda responder a variaciones muy severas. Por lo tanto, el control PID, limita la acción brusca del sistema por su parte derivativa, reduciendo de esta forma la posibilidad de lograr seguir el cambio severo de la tela.

CAPITULO 6.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 Conclusiones

- a) La tarjeta de potencia puede manejar motores de hasta 60V y 15 amperios.
- b) La condición necesaria para que la tarjeta de potencia se emplee en otro motor, es que el voltaje de armadura sea 4 veces el voltaje necesario en la puerta para manejar la corriente de armadura.
- c) El freno se logró añadir a los sentidos de giro a las funciones manejadas con 2 líneas, gracias al transistor encargado de desactivar el MOSFET de canal P en ocasiones que el canal N este activo.
- d) Las líneas infrarrojas generan interferencia entre ellas si no se encuentran bien alineadas.
- e) Una mayor integración permitiría poder ubicar el sensor óptico en el espacio requerido.
- f) Para los transductores construidos, la detección magnética es analógica, mientras que la óptica es discreta.
- g) La posición del imán en el eje y entre el chip determina la calidad de la medición por que se realiza con base en el ángulo entre las líneas magnéticas y el sensor.
- h) El control que mejor respondió a las necesidades del proceso es el proporcional ajustable debido a que se puede variar la respuesta para que responda a variaciones muy severas en la tela.

6.2 Recomendaciones

- a) Las líneas on-off son innecesarias al utilizarse el control proporcional, por lo tanto se pueden eliminar para reducir el tamaño del transductor
- b) Agregar al control PID un ajuste de ganancia proporcional para que en ciertas situaciones que se requiera prevalezca su aporte.
- c) Eliminar por completo el sistema antiguo y agregar un emergente de las mismas características al diseñado

BIBLIOGRAFÍA

- Coughlin, Robert F.; Driscoll, Frederick F. Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales. México, Prentice Hall, Quinta Edición, 1999.
- <http://www.barello.net/Papers/H-Bridge.pdf>. En esta página se encontró información sobre el diseño de un puente H.
- <http://www.cs.uwa.edu.au/~maf/robot/blanch-h-bridge.html> En esta página se encontró información sobre el diseño de un puente H.
- <http://www.digikey.com> Página de venta de componentes electrónicos, y descarga de hojas de datos.
- <http://www.iaci.unq.edu.ar/Materias/Cont.Digital/Apuntes/ApuntePagina/15-PID.pdf>. Página con información sobre un controlador PID obtenido de forma heurística.
- <http://www.pemicro.com>. Página de donde se descarga el software de programación del microcontrolador y su hoja de datos.
- Kuo, Benjamin C. Sistemas de control automático, México, Prentice Hall, séptima edición, 1996.
- Malvino, A.P., "Principios de Electrónica". México, McGraw-Hill, quinta edición.
- Rashid, Muhammad H. Electrónica de Potencia. México, Prentice Hall, segunda edición, 1995.

APÉNDICES

A.1 Glosario, abreviaturas y simbología

ADC. Convertidor analógico a digital

DAC. Convertidor digital a analógico

PID. Proporcional integral derivativo

PWM. Modulación de ancho de pulso

Rds(on). Resistencia entre drenaje y fuente activo

Vgs. Voltaje entre puerta y fuente

A.2 Circuitos impresos

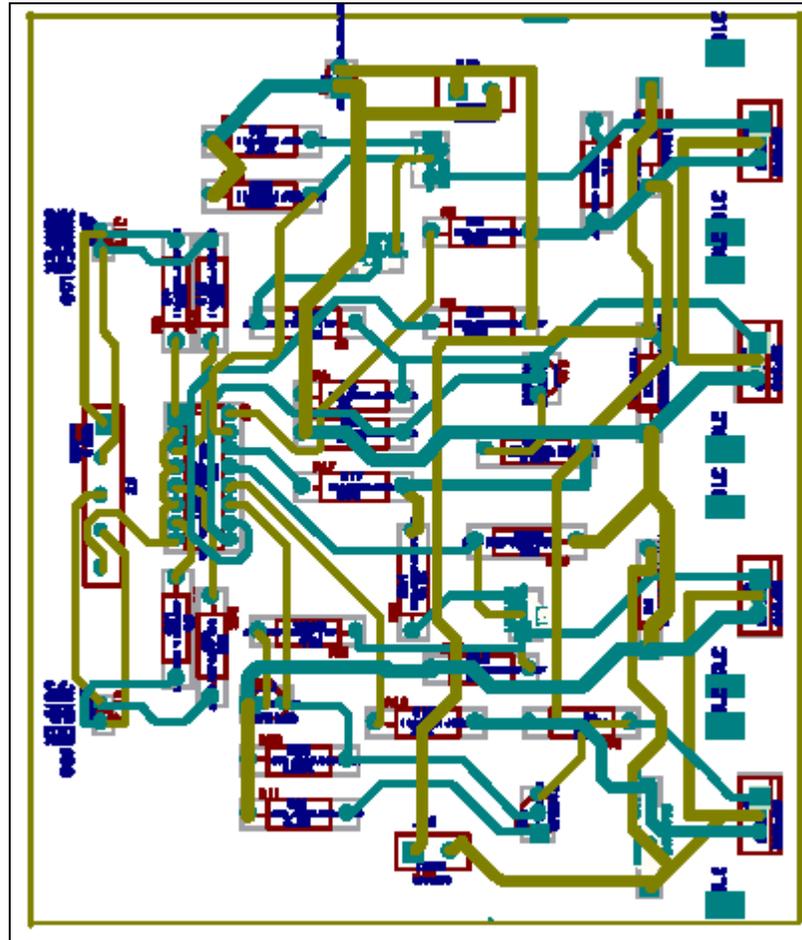


Figura A.1 Circuito impreso de la tarjeta de Potencia

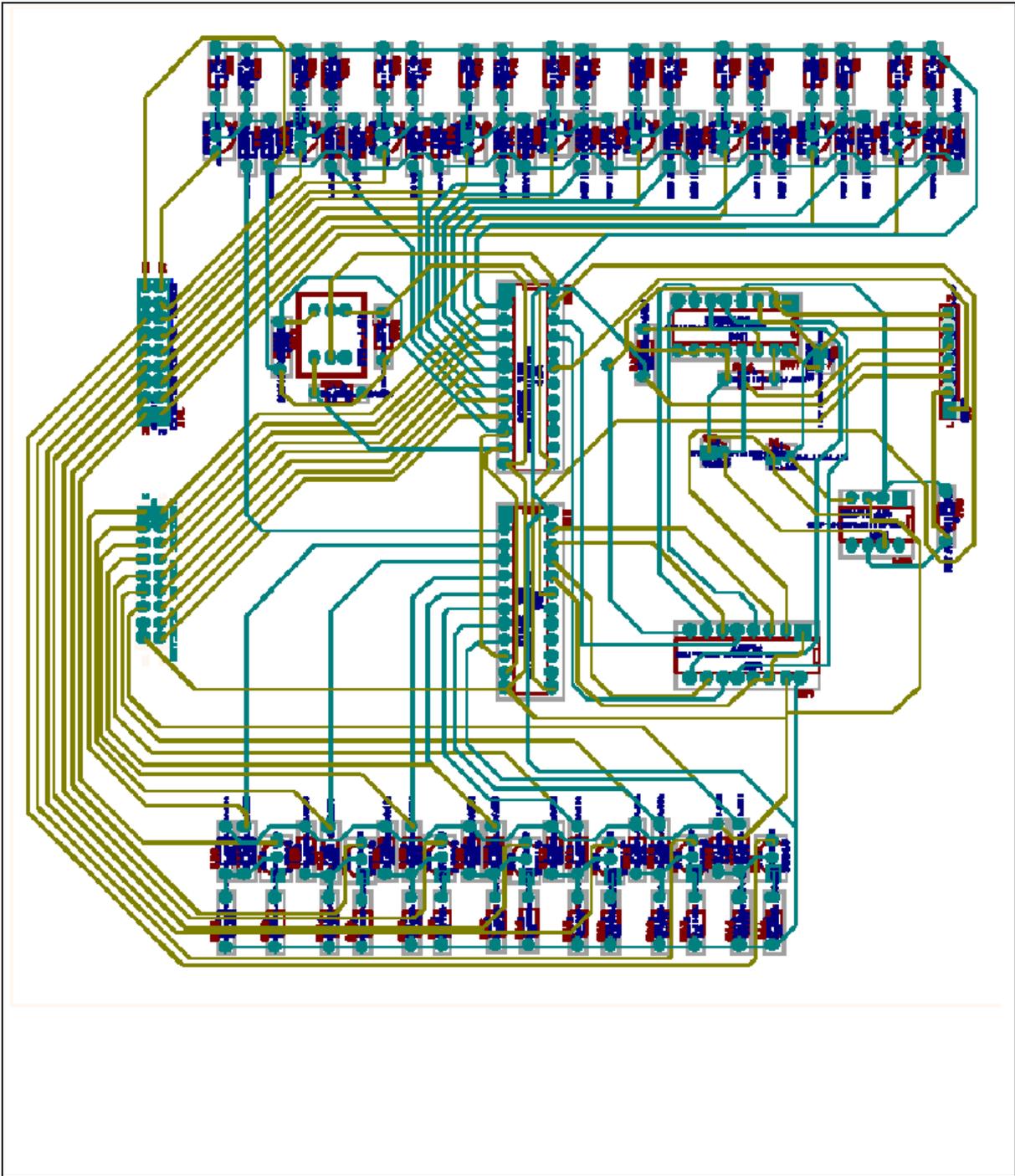


Figura A.2 Circuito impreso del decodificador del transductor óptico

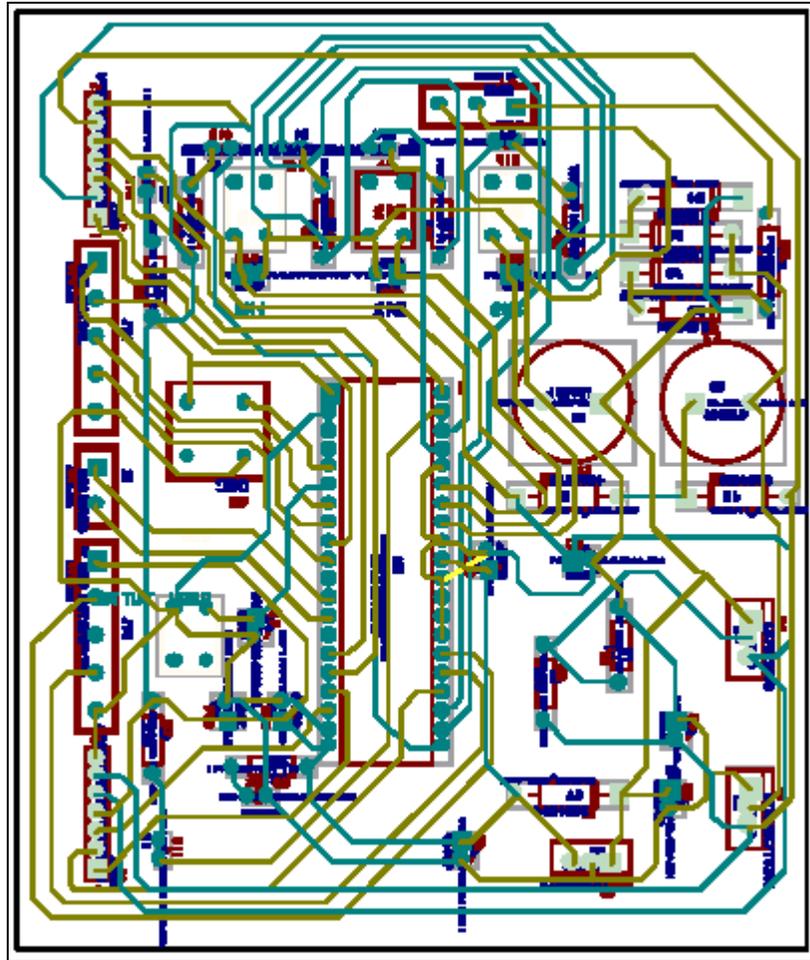
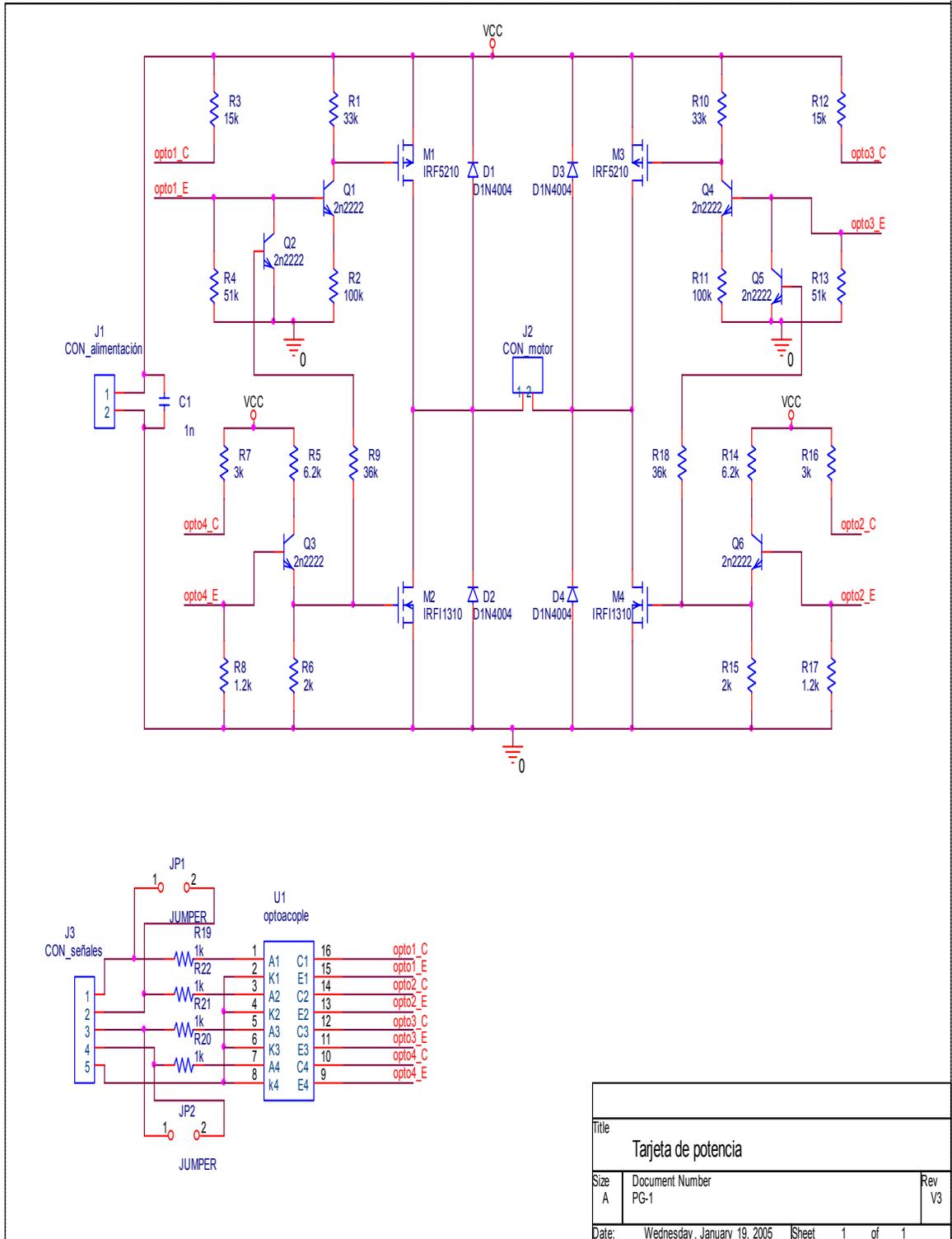
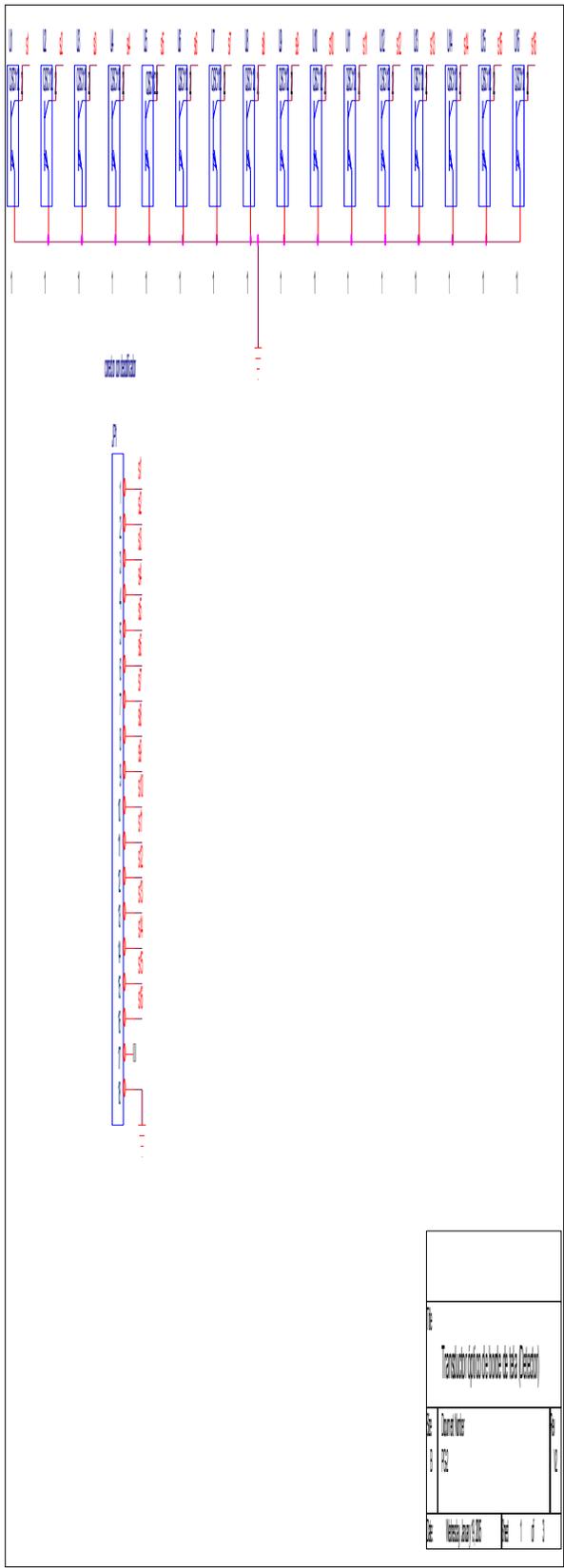


Figura A.4 Circuito impreso de la tarjeta de control

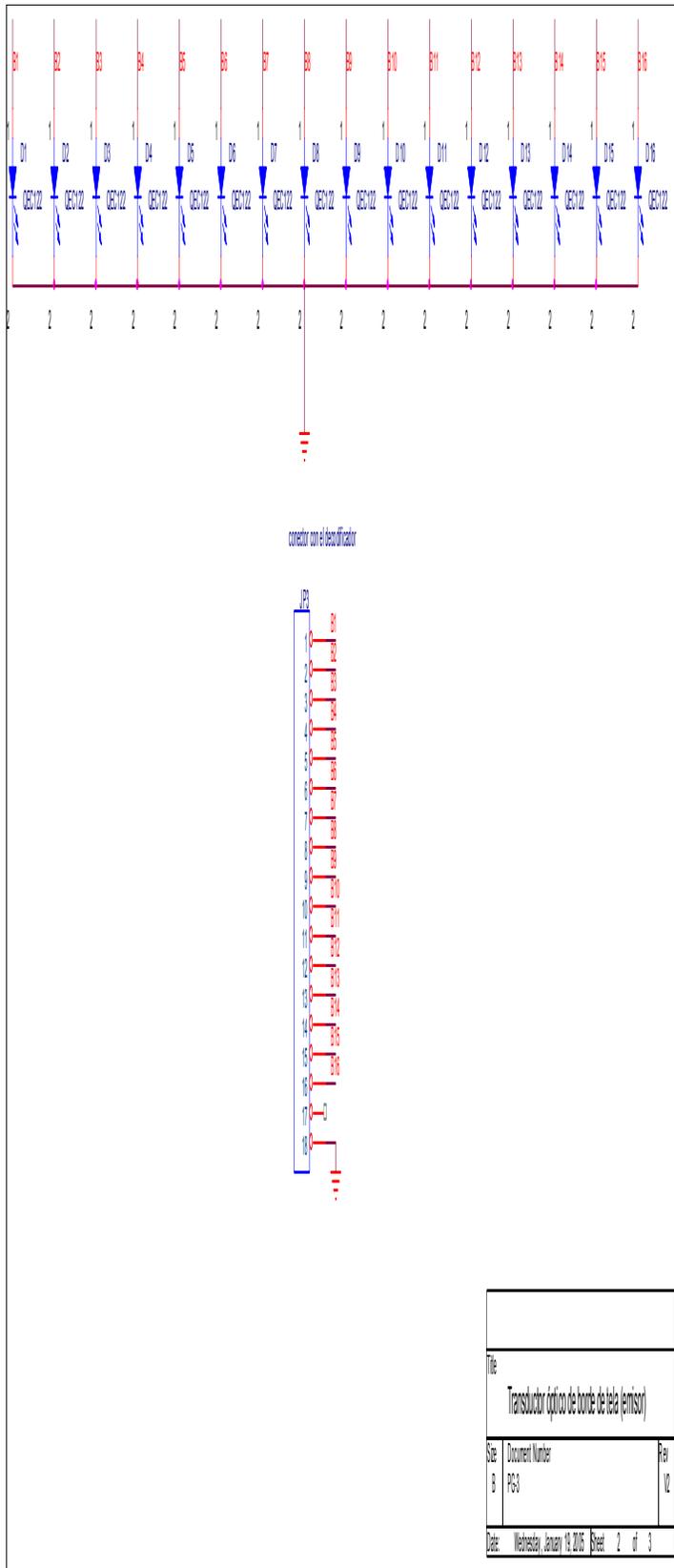
A.3 Esquemáticos de los circuitos

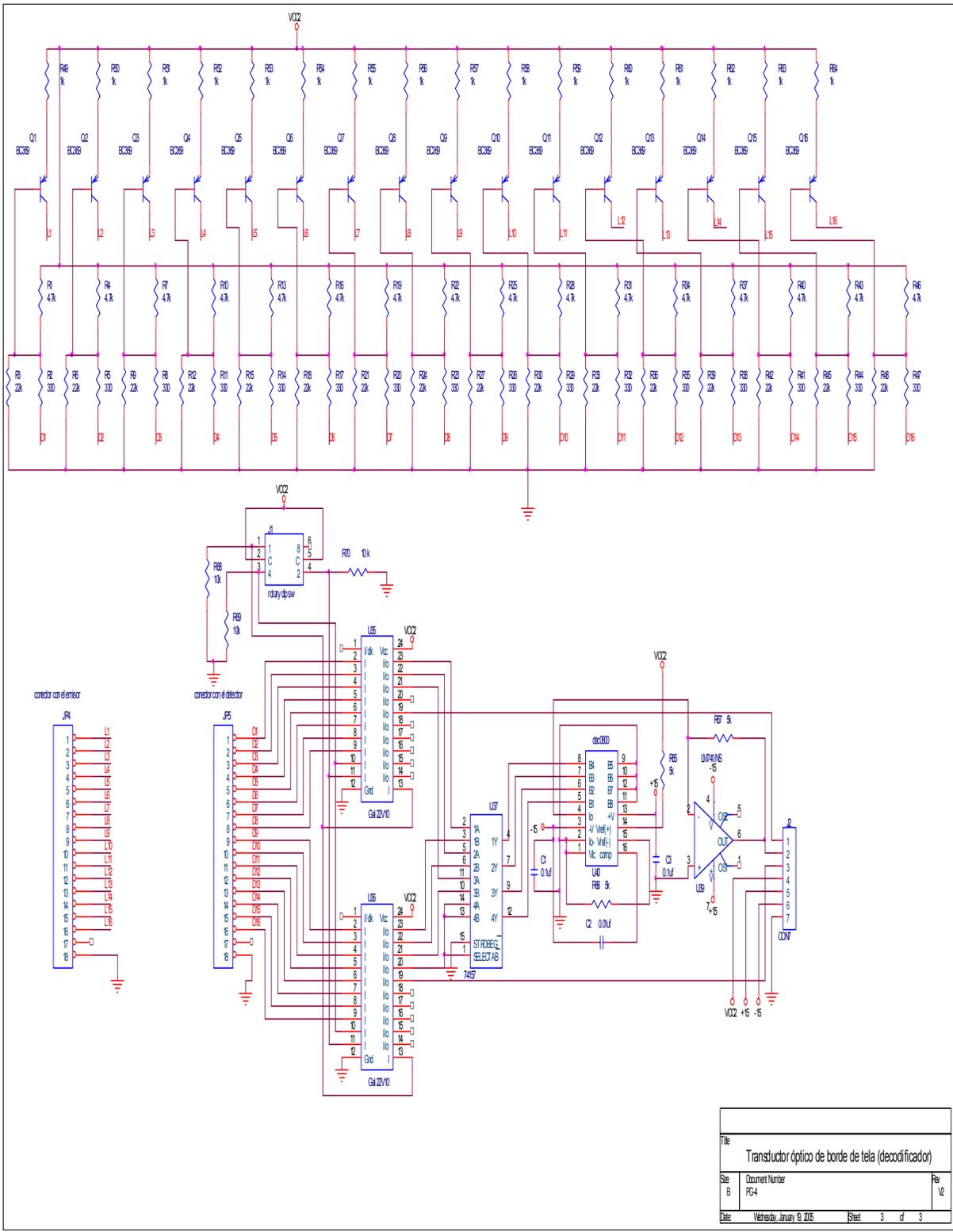


Title		
Tajeta de potencia		
Size	Document Number	Rev
A	PG-1	V3
Date:	Wednesday, January 19, 2005	Sheet 1 of 1

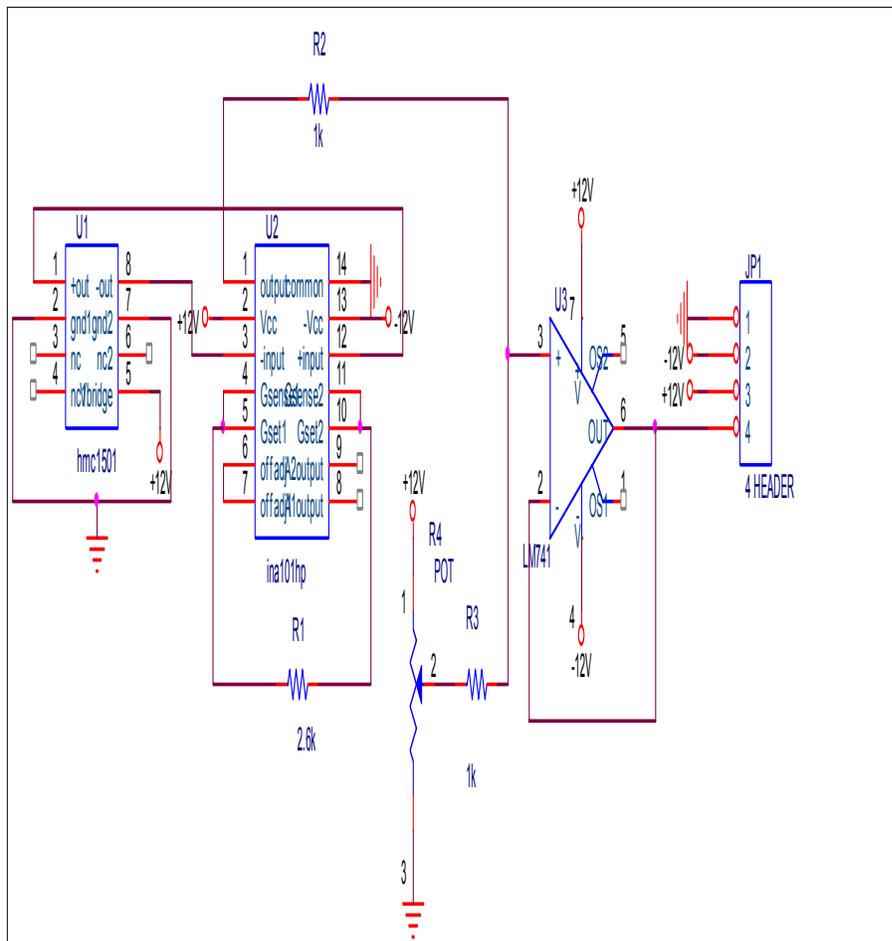


Proje: Yenişehir (Konya) - 1. Etaj (Kesit)	
No: 3	Ölçü: 1/20
Hazırlayan: Y. ÖZ	Kontrol: Y. ÖZ

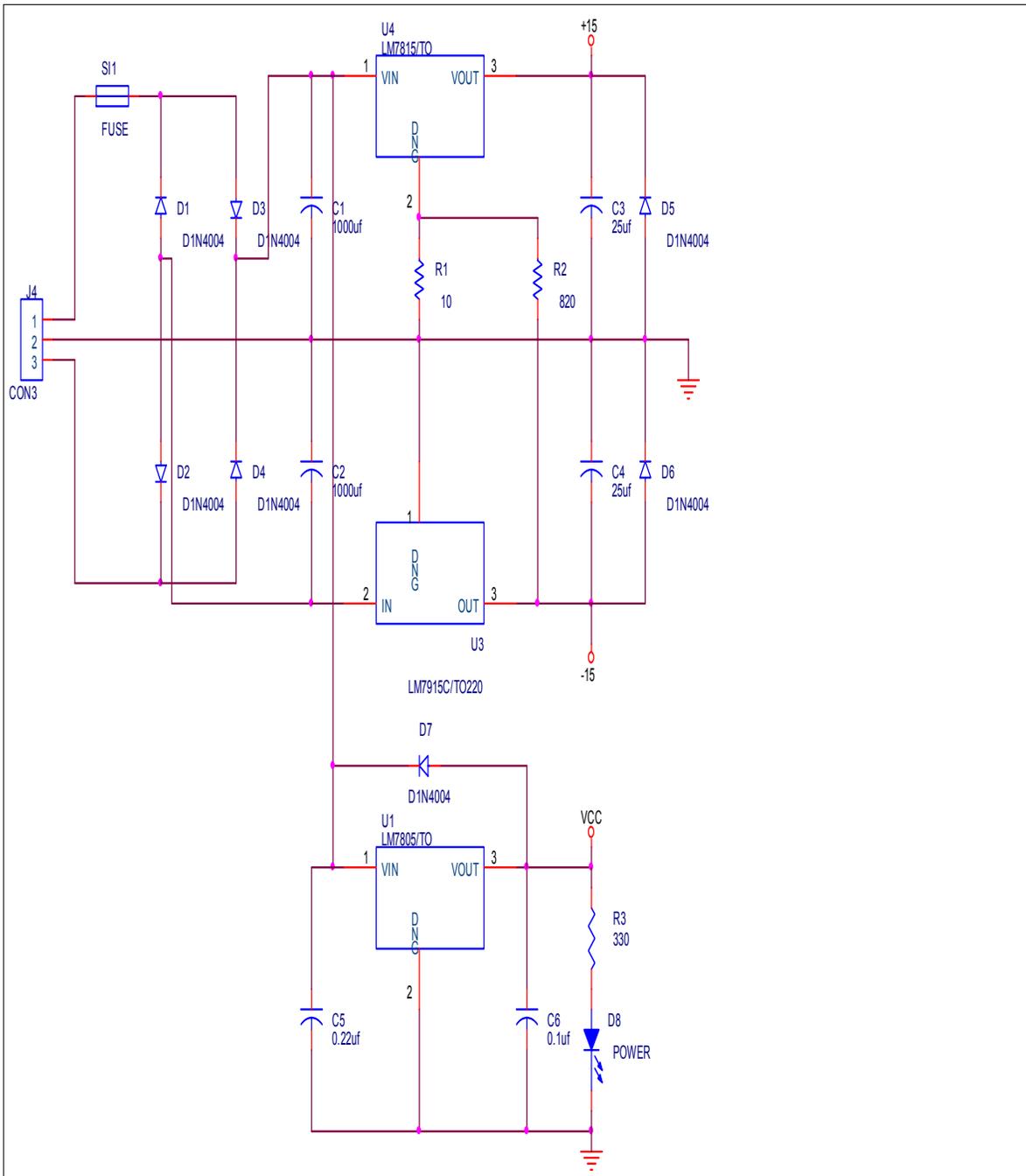




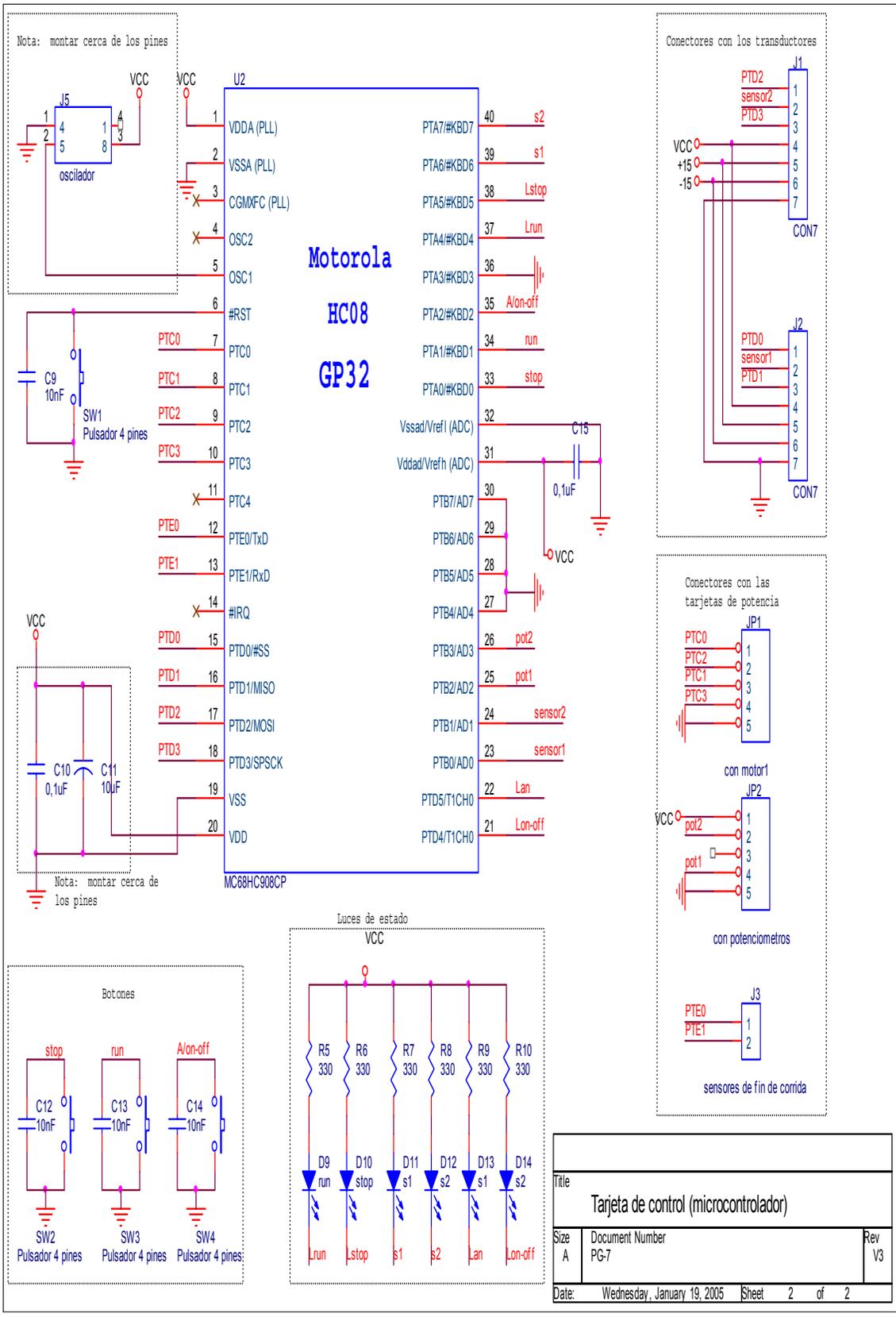
Title		
Transductor óptico de borde de tela (decodificador)		
Sheet	Document Number	Page
B	PC4	12
Date	Version	Sheet
Wednesday, January 19, 2016		3 of 3



Title		
Transductor magnético de borde de tela		
Size	Document Number	Rev
A	PG-5	1
Date:	Wednesday, January 19, 2005	Sheet 1 of 1



Title		
Tarjeta de control (alimentación)		
Size	Document Number	Rev
A	PG-6	V2
Date:	Wednesday, January 19, 2005	Sheet 1 of 2

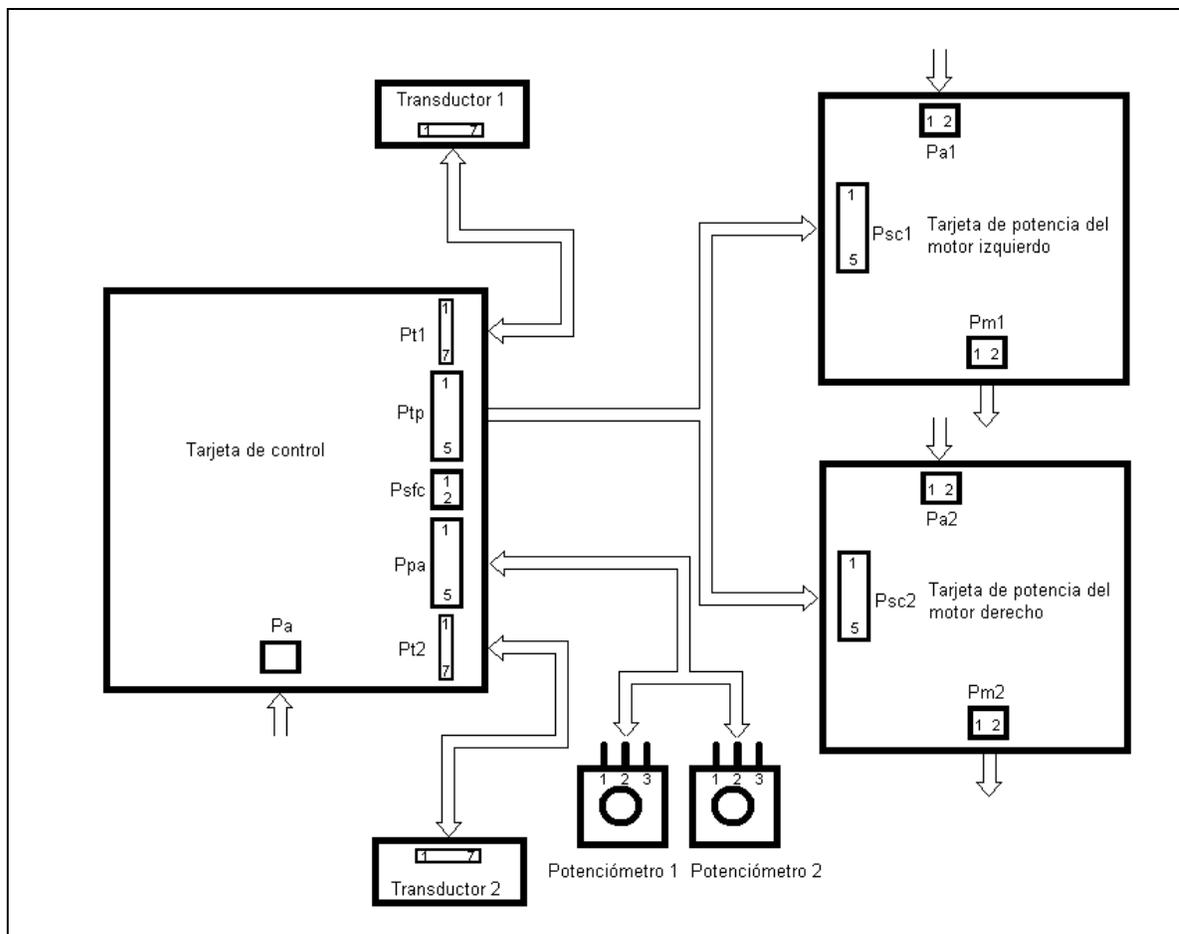


A.4 Manual de conexión y puesta en marcha

Manual de conexión y puesta en marcha

Conexiones del sistema

El sistema consta de 3 módulos: Los transductores, la tarjeta de control y las tarjetas de potencia. Estos módulos se interrelacionan como se muestra en el siguiente diagrama.



Tarjeta de control

La tarjeta de control contiene 6 puertos de conexión con los demás módulos. Estos están denominados según la función que cumplen.

Pa = Puerto de alimentación

Se le debe conectar las tres líneas de un transformador de 110V a 18 V con derivación central.

Pt1 = Puerto del Transductor 1

Es el puerto por medio del cual se conecta el transductor 1 con la tarjeta de control, contiene 4 líneas de alimentación ($\pm 12V$, 5V y tierra), las 2 señales de on-off y la señal de posición analógica.

Pt1-1= tierra

Pt1-2= +12V

Pt1-3= -12V

Pt1-4= 5V

Pt1-5= señal on-off izquierda

Pt1-6= señal de posición

Pt1-7= señal on-off derecha

Pt2 = Puerto del transductor 2

Es igual al puerto anterior y se utiliza para conectar el transductor 2.

Ptp = Puerto de las tarjetas de potencia

Está integrado por cuatro señales y una línea de tierra. Se utilizan 2 señales por tarjeta y se conecta la tierra a ambas.

Ptp-1= giro izquierda motor 1

Ptp-2= giro izquierda motor 2

Ptp-3= giro derecha motor 1

Ptp-4= giro derecha motor 2

Ptp-4= tierra

Psfc = Puerto de los sensores de fin de corrida

Tiene 2 entradas para conectar estos sensores. Es indiferente la conexión de estos ya que en el momento en que uno se active, se detiene la máquina

Ppa = Puerto de los potenciómetros de ajuste

Está integrado por 2 líneas de alimentación y recibe las 2 señales provenientes de los potenciómetros.

Ppa-1= tierra

Ppa-2= potenciómetro 1

Ppa-3= no conexión

Ppa-4= potenciómetro 2

Ppa-5= 5V

Transductores

Por tratarse de 2 brazos se deben de utilizar 2 transductores exactamente iguales, por lo tanto solo se muestra el puerto de uno de estos

P-1= tierra

P-2= +12V

P-3= -12V

P-4= 5V

P-5= señal on-off izquierda

P-6= señal de posición

P-7= señal on-off derecha

Potenciómetros de ajuste

Son los encargados de ajustar la ganancia del transductor. Con estos potenciómetros se varía la respuesta de los motores al sistema.

Cada uno contiene 3 líneas, de las cuales, la del medio se utiliza como la señal de ajuste y las otras 2 se les conecta 5V y tierra.

Tarjetas de potencia

Al igual que los transductores, el sistema está integrado por 2 tarjetas de potencia exactamente iguales. Cada una contiene tres puertos: uno de alimentación, otro de señales de control y el último de salida al motor.

Pa1= Puerto de alimentación del motor 1

En este se conecta una fuente de corriente directa de 40 V

Pa1-1= 48V

Pa1-2= tierra

Psc1= Puerto de las señales de control del motor 1

Se deben conectar 3 señales provenientes de la tarjeta de control. Aunque este puerto es de 5 entradas, la 1 está cortocircuitada con la 2 y la 3 con la 4.

Psc1-1= giro derecha

Psc1-3= giro izquierda

Psc1-5= tierra

Pm1= Puerto de conexión del motor 1

En este puerto se deben conectar las terminales de los motores CD.

Pm1-1= terminal A

Pm1-2= terminal B

Puesta en marcha

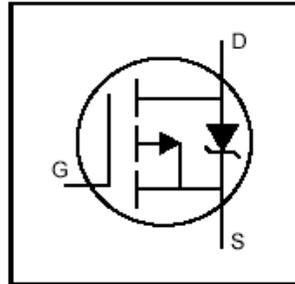
Después de instalado el sistema se debe verificar que la luz indicadora de encendido de la tarjeta de control se encuentre activada. En caso de no ser así, se debe revisar las conexiones del transformador y de no arreglarse llamar al técnico.

Para que la máquina entre en funcionamiento se debe alimentar las tarjetas de potencia y presionar el botón de inicio para que funcione.

En caso de emergencia se debe presionar el botón de detener.

Después de iniciar se puede seleccionar la opción de control a utilizar. Por defecto esta será proporcional ajustable.

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- P-Channel
- Fully Avalanche Rated



$$V_{DS} = -100V$$

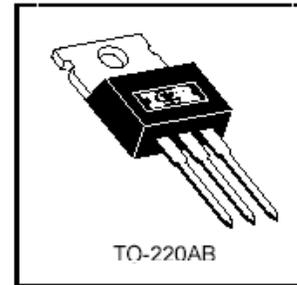
$$R_{DS(on)} = 0.06\Omega$$

$$I_D = -40A$$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-40	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-29	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	-140	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	780	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ③	-21	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ④	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	-5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-100	—	—	V	V _{GS} = 0V, I _D = -250μA
ΔV _{(BR)DSS} /ΔT _J	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.11	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D = -1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.06	Ω	V _{GS} = -10V, I _D = -24A ③
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	-4.0	V	V _{DS} = V _{GS} , I _D = -250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	10	—	—	S	V _{DS} = -50V, I _D = -21A
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-25	μA	V _{DS} = -100V, V _{GS} = 0V
		—	—	-250		V _{DS} = -80V, V _{GS} = 0V, T _J = 150°C
I _{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} = 20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V _{GS} = -20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	180	nC	I _D = -21A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	25		V _{DS} = -80V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	97		V _{GS} = -10V, See Fig. 6 and 13 ③
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	17	—	ns	V _{DD} = -50V I _D = -21A R _G = 2.5Ω R _D = 2.4Ω, See Fig. 10 ③
t _r	Rise Time	—	86	—		
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	79	—		
t _f	Fall Time	—	81	—		
L _D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C _{iss}	Input Capacitance	—	2700	—	pF	V _{GS} = 0V V _{DS} = -25V f = 1.0MHz, See Fig. 5
C _{oss}	Output Capacitance	—	790	—		
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	450	—		

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	-40	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	-140		
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	-1.6	V	T _J = 25°C, I _S = -21A, V _{GS} = 0V ②
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	170	260	ns	T _J = 25°C, I _F = -21A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	1.2	1.8	μC	di/dt = -100A/μs ②
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② V_{DD} = -25V, starting T_J = 25°C, L = 3.5mH
R_G = 25Ω, I_{AS} = -21A. (See Figure 12)
- ③ I_{SD} ≤ -21A, di/dt ≤ -480A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS},
T_J ≤ 175°C
- ④ Pulse width ≤ 300μs; duty cycle ≤ 2%.

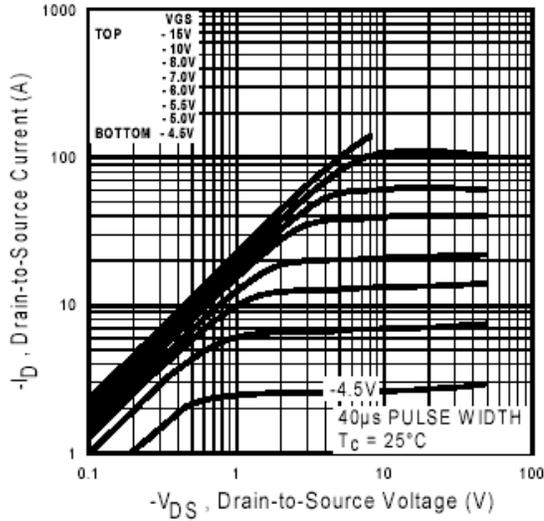


Fig 1. Typical Output Characteristics

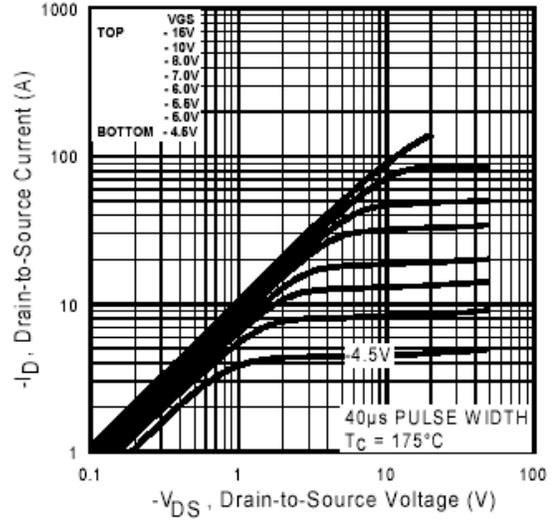


Fig 2. Typical Output Characteristics

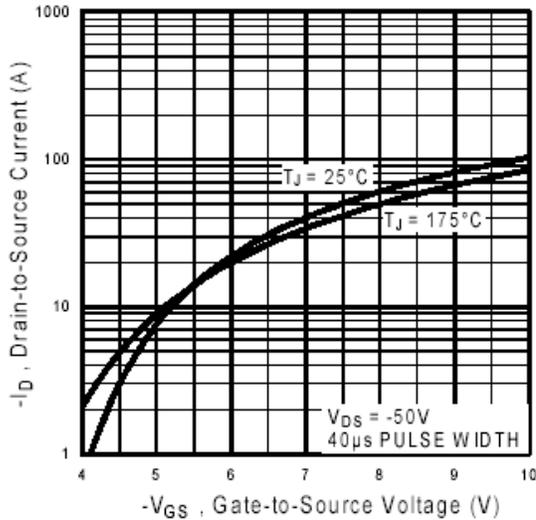


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

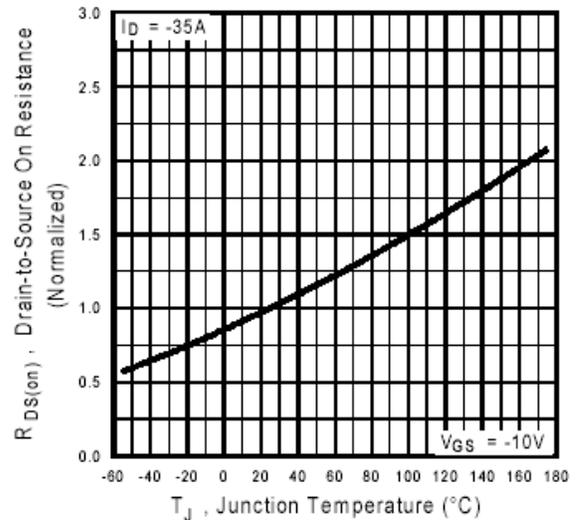
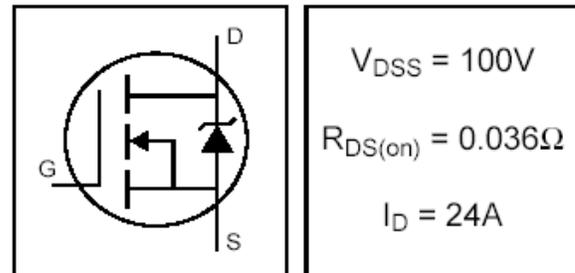


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

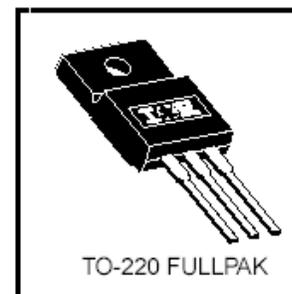
- Advanced Process Technology
- Isolated Package
- High Voltage Isolation = 2.5KV RMS Ⓢ
- Sink to Lead Creepage Dist. = 4.8mm
- Fully Avalanche Rated



Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 Fullpak eliminates the need for additional insulating hardware in commercial-industrial applications. The moulding compound used provides a high isolation capability and a low thermal resistance between the tab and external heatsink. This isolation is equivalent to using a 100 micron mica barrier with standard TO-220 product. The Fullpak is mounted to a heatsink using a single clip or by a single screw fixing.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	24	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	17	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ⓈⓈ	140	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	56	W
	Linear Derating Factor	0.37	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche EnergyⓈⓈ	420	mJ
I_{AR}	Avalanche CurrentⓈⓈ	22	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche EnergyⓈ	5.6	mJ
d_v/d_t	Peak Diode Recovery dv/dt ⓈⓈ	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	2.7	°C/W
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	65	

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.11	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$ ①
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.036	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 13A$ ②
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	14	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 22A$ ③
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	120	nC	$I_D = 22A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	15		$V_{DS} = 80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	58		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13 ④⑤
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD} = 50V$
t_r	Rise Time	—	56	—		$I_D = 22A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	45	—		$R_G = 3.6\Omega$
t_f	Fall Time	—	40	—		$R_D = 2.9\Omega$, See Fig. 10 ④⑤
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1900	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	450	—		$V_{DS} = 25V$
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	230	—		$f = 1.0MHz$, See Fig. 5⑥
C	Drain to Sink Capacitance	—	12	—		$f = 1.0MHz$

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	24	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①⑥	—	—	140		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 13A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	180	270	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 22A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	1.2	1.8	μC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④⑥
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}, L = 1.0mH$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 22A$. (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq 22A, di/dt \leq 180A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.
- ⑤ $t = 60s, f = 60Hz$
- ⑥ Uses IRF11310N data and test conditions

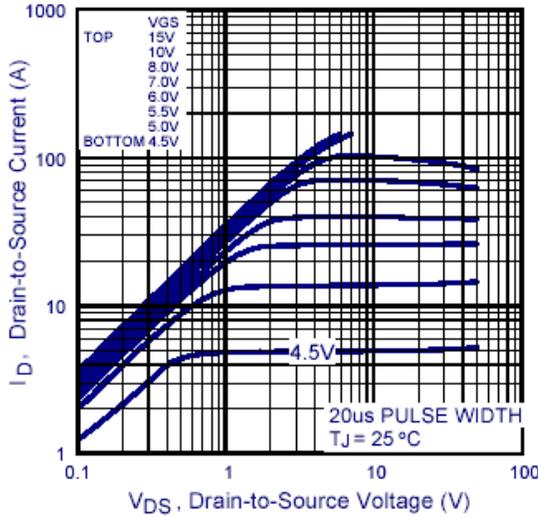


Fig 1. Typical Output Characteristics

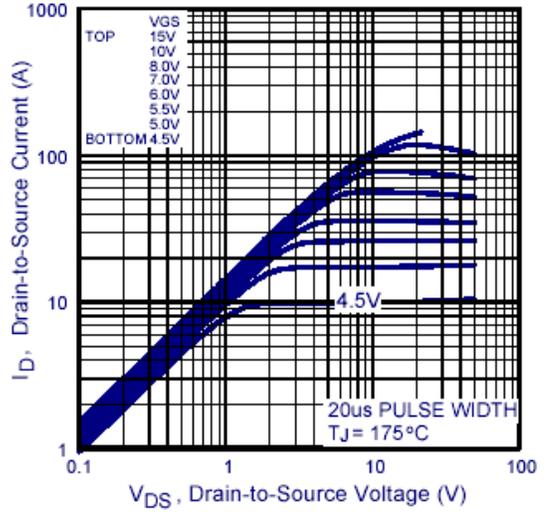


Fig 2. Typical Output Characteristics

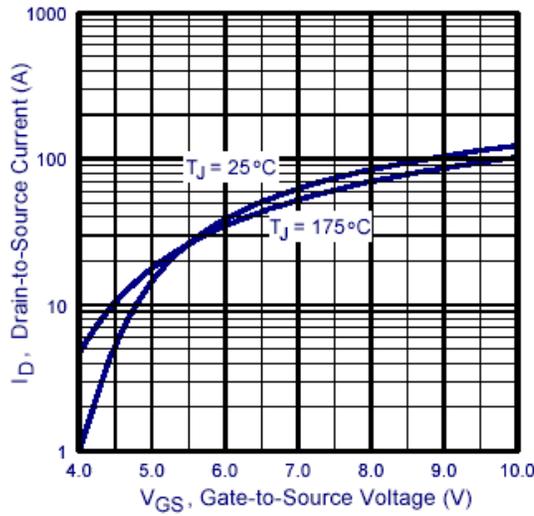


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

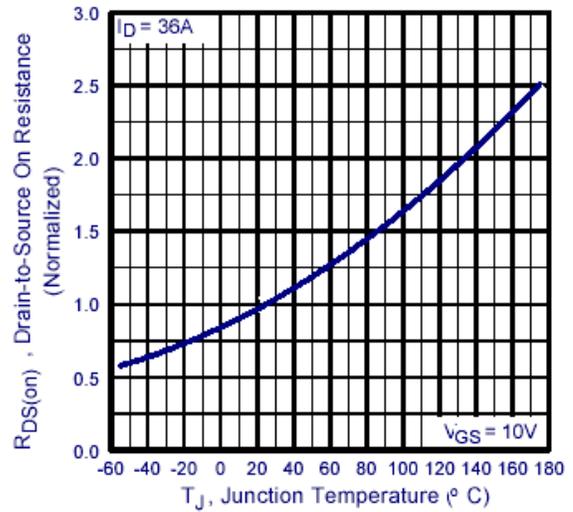
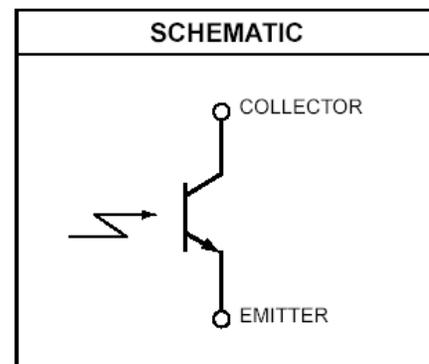
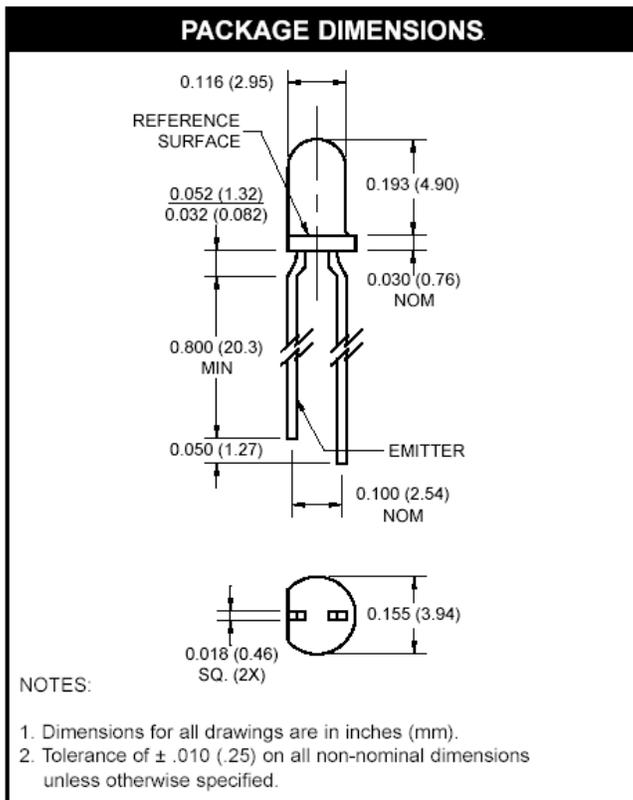


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature



DESCRIPTION

The QSC112/113/114 is a silicon phototransistor encapsulated in an infrared transparent, black T-1 package.

FEATURES

- Tight production distribution.
- Steel lead frames for improved reliability in solder mounting.
- Good optical-to-mechanical alignment.
- Plastic package is infrared transparent black to attenuate visible light.
- Mechanically and spectrally matched to the QECXXX LED.
- Black plastic body allows easy recognition from LED.

QSC112 QSC113 QSC114

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)			
Parameter	Symbol	Rating	Unit
Operating Temperature	T_{OPR}	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{STG}	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (Iron) ^(2,3,4)	T_{SOL-I}	240 for 5 sec	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (Flow) ^(2,3)	T_{SOL-F}	260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$
Collector-Emitter Voltage	V_{CE}	30	V
Emitter-Collector Voltage	V_{EC}	5	V
Power Dissipation ⁽¹⁾	P_D	100	mW

1. Derate power dissipation linearly 1.33 mW/ $^\circ\text{C}$ above 25 $^\circ\text{C}$.
2. RMA flux is recommended.
3. Methanol or isopropyl alcohols are recommended as cleaning agents.
4. Soldering iron 1/16" (1.6mm) minimum from housing.
5. $\lambda = 880$ nm, AlGaAs.

ELECTRICAL / OPTICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)						
PARAMETER	TEST CONDITIONS	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS
Peak Sensitivity Wavelength		λ_{PS}	—	880	—	nm
Reception Angle		Θ	—	± 8	—	Deg.
Collector-Emitter Dark Current	$V_{CE} = 10$ V, $E_e = 0$	I_{CEO}	—	—	100	nA
Collector-Emitter Breakdown	$I_C = 1$ mA	BV_{CEO}	30	—	—	V
Emitter-Collector Breakdown	$I_E = 100$ μA	BV_{ECO}	5	—	—	V
On-State On-State Collector QSC112	$E_e = 0.5$ mW/cm ² , $V_{CE} = 5$ V ⁽⁵⁾	$I_{C(ON)}$	1	—	4	mA
On-State On-State Collector QSC113			2.40	—	9.60	
On-State On-State Collector QSC114			4.00	—	—	
Saturation Voltage	$E_e = 0.5$ mW/cm ² , $I_C = 0.5$ mA ⁽⁵⁾	$V_{CE(sat)}$	—	—	0.4	V
Rise Time	$V_{CC} = 5$ V, $R_L = 100$ Ω	t_r	—	5.0	—	μs
Fall Time			$I_C = 2$ mA	—	5.0	

Figure 1. Light Current vs. Radiant Intensity

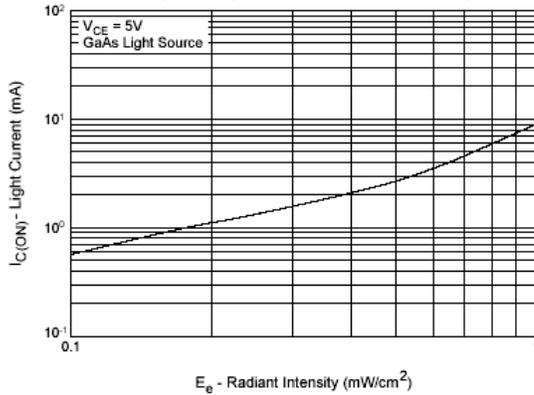


Figure 2. Angular Response Curve

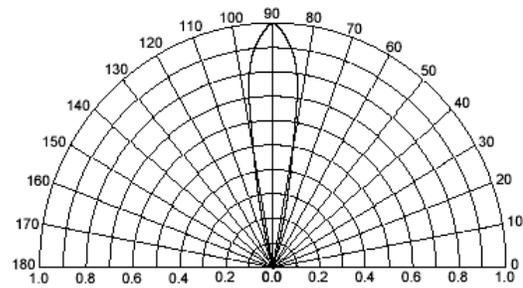


Figure 3. Dark Current vs. Collector - Emitter Voltage

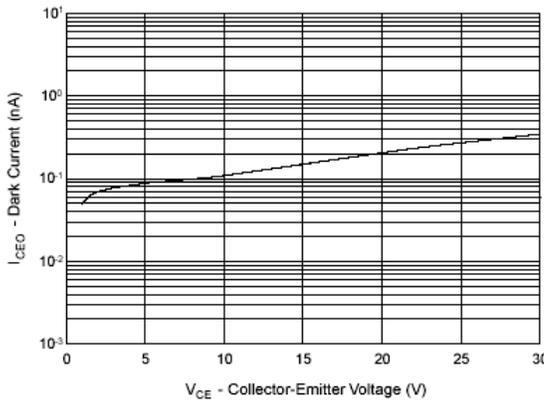


Figure 4. Light Current vs. Collector - Emitter Voltage

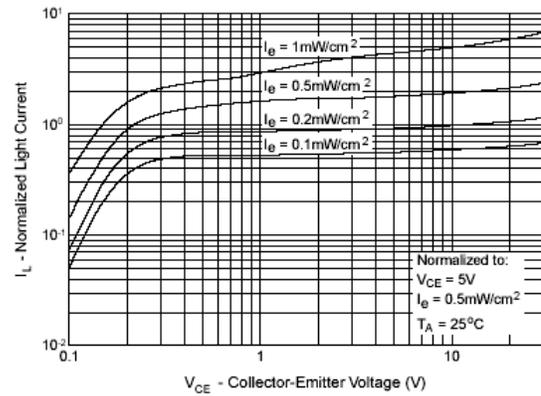
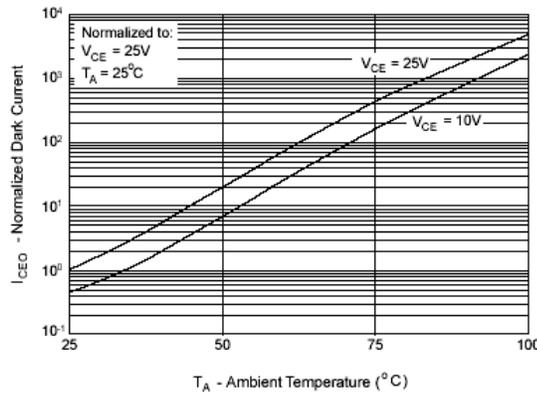


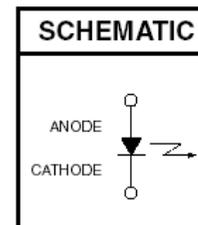
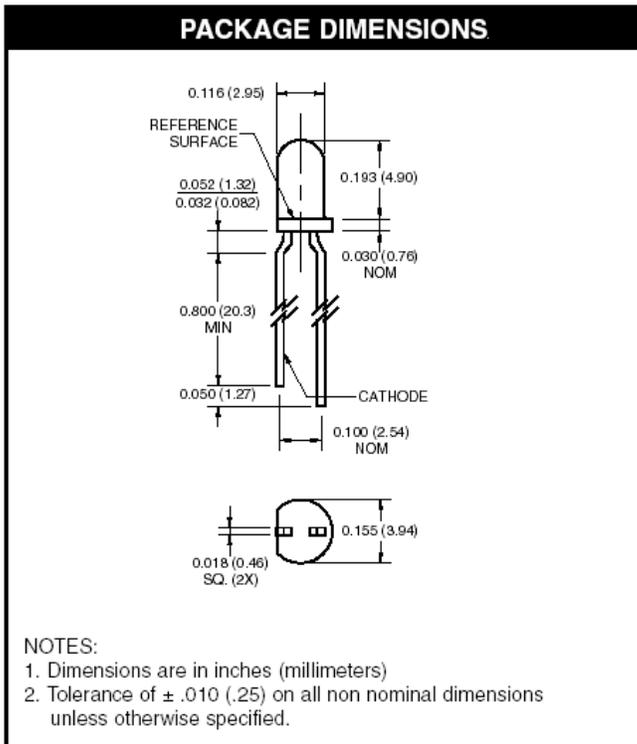
Figure 5. Dark Current vs. Ambient Temperature



QEC121

QEC122

QEC123



DESCRIPTION

The QEC12X is an 880 nm AlGaAs LED encapsulated in a clear purple tinted, plastic T-1 package.

FEATURES

- $\lambda = 880$ nm
- Chip material = AlGaAs
- Package type: T-1 (3mm lens diameter)
- Matched Photosensor: QSC112/113/114
- Narrow Emission Angle, 16°
- High Output Power
- Package material and color: Clear, purple tinted, plastic

QEC121
QEC122
QEC123

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)			
Parameter	Symbol	Rating	Unit
Operating Temperature	T_{OPR}	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{STG}	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (Iron) ^(2,3,4)	$T_{\text{SOL-I}}$	240 for 5 sec	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (Flow) ^(2,3)	$T_{\text{SOL-F}}$	260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$
Continuous Forward Current	I_F	50	mA
Reverse Voltage	V_R	5	V
Power Dissipation ⁽¹⁾	P_D	100	mW

NOTES

1. Derate power dissipation linearly 1.33 mW/ $^\circ\text{C}$ above 25 $^\circ\text{C}$.
2. RMA flux is recommended.
3. Methanol or isopropyl alcohols are recommended as cleaning agents.
4. Soldering iron 1/16" (1.6mm) minimum from housing.

ELECTRICAL / OPTICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)						
PARAMETER	TEST CONDITIONS	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS
Peak Emission Wavelength	$I_F = 100 \text{ mA}$	λ_{PE}	—	880	—	nm
Emission Angle	$I_F = 100 \text{ mA}$	$2\theta_{1/2}$	—	16	—	Deg.
Forward Voltage	$I_F = 100 \text{ mA}$, $t_p = 20 \text{ ms}$	V_F	—	—	1.7	V
Reverse Current	$V_R = 5 \text{ V}$	I_R	—	—	10	μA
Radiant IntensityQEC121	$I_F = 100 \text{ mA}$, $t_p = 20 \text{ ms}$	I_E	14	—	—	mW/sr
Radiant IntensityQEC122	$I_F = 100 \text{ mA}$, $t_p = 20 \text{ ms}$	I_E	27	—	94	mW/sr
Radiant IntensityQEC123	$I_F = 100 \text{ mA}$, $t_p = 20 \text{ ms}$	I_E	39	—	—	mW/sr
Rise Time	$I_F = 100 \text{ mA}$	t_r	—	800	—	ns
Fall Time		t_f	—	800	—	ns

Fig.1 Normalized Radiant Intensity vs. Forward Current

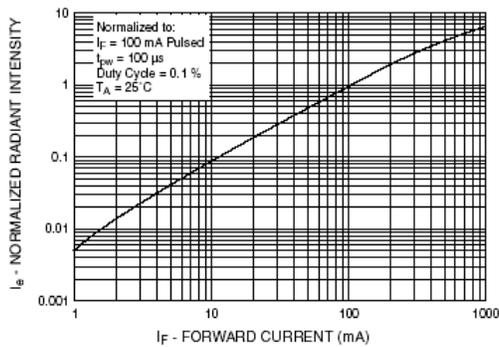


Fig.2 Coupling Characteristics of QEC12X And QSC11X

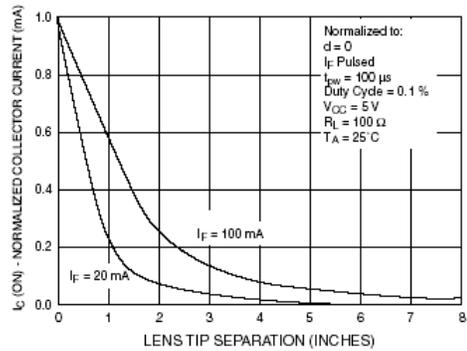


Fig.3 Forward Voltage vs. Ambient Temperature

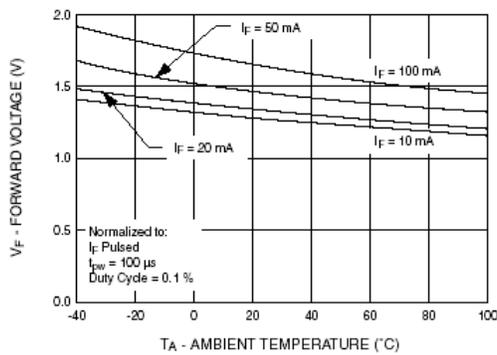


Fig. 4 Normalized Radiant Intensity vs. Wavelength

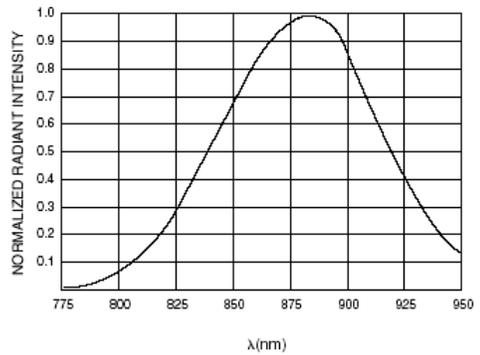
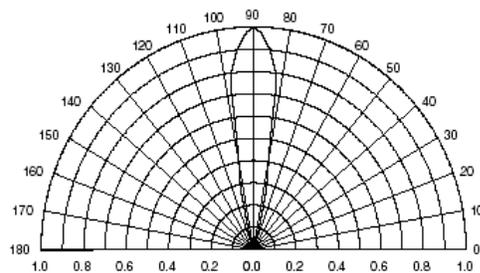


Fig. 5 Radiation Diagram



DAC0800/DAC0802

8-Bit Digital-to-Analog Converters

General Description

The DAC0800 series are monolithic 8-bit high-speed current-output digital-to-analog converters (DAC) featuring typical settling times of 100 ns. When used as a multiplying DAC, monotonic performance over a 40 to 1 reference current range is possible. The DAC0800 series also features high compliance complementary current outputs to allow differential output voltages of 20 V_{p-p} with simple resistor loads as shown in Figure 1. The reference-to-full-scale current matching of better than ± 1 LSB eliminates the need for full-scale trims in most applications while the nonlinearities of better than $\pm 0.1\%$ over temperature minimizes system error accumulations.

The noise immune inputs of the DAC0800 series will accept TTL levels with the logic threshold pin, V_{LC}, grounded. Changing the V_{LC} potential will allow direct interface to other logic families. The performance and characteristics of the device are essentially unchanged over the full $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ power supply range; power dissipation is only 33 mW with $\pm 5V$ supplies and is independent of the logic input states.

The DAC0800, DAC0802, DAC0800C and DAC0802C are a direct replacement for the DAC-08, DAC-08A, DAC-08C, and DAC-08H, respectively.

Features

- Fast settling output current: 100 ns
- Full scale error: ± 1 LSB
- Nonlinearity over temperature: $\pm 0.1\%$
- Full scale current drift: ± 10 ppm/ $^{\circ}C$
- High output compliance: $-10V$ to $+18V$
- Complementary current outputs
- Interface directly with TTL, CMOS, PMOS and others
- 2 quadrant wide range multiplying capability
- Wide power supply range: $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$
- Low power consumption: 33 mW at $\pm 5V$
- Low cost

Typical Applications

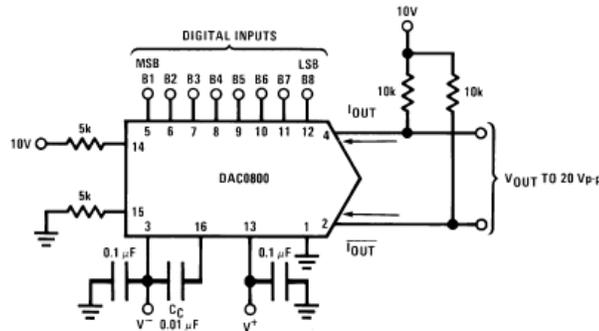


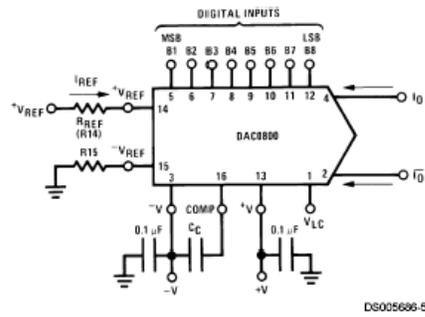
FIGURE 1. ± 20 V_{p-p} Output Digital-to-Analog Converter (Note 5)

Ordering Information

Non-Linearity	Temperature Range	Order Numbers				
		J Package (J16A) (Note 1)	N Package (N16E) (Note 1)	SO Package (M16A)		
$\pm 0.1\%$ FS	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ}C$	DAC0802LCJ	DAC-08HQ	DAC0802LCN	DAC-08HP	DAC0802LCM
$\pm 0.19\%$ FS	$-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$	DAC0800LJ	DAC-08Q			
$\pm 0.19\%$ FS	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ}C$	DAC0800LCJ	DAC-08EQ	DAC0800LCN	DAC-08EP	DAC0800LCM

Note 1: Devices may be ordered by using either order number.

Typical Applications



$$I_{FS} \approx \frac{+V_{REF}}{R_{REF}} \times \frac{255}{256}$$

$I_O + \bar{I}_O = I_{FS}$ for all logic states

For fixed reference, TTL operation, typical values are:

$V_{REF} = 10.000V$

$R_{REF} = 5.000k$

$R15 = R_{REF}$

$C_C = 0.01 \mu F$

$V_{LC} = 0V$ (Ground)

FIGURE 3. Basic Positive Reference Operation (Note 5)

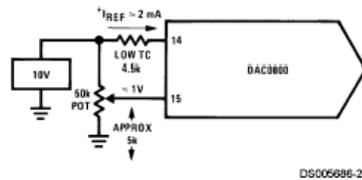


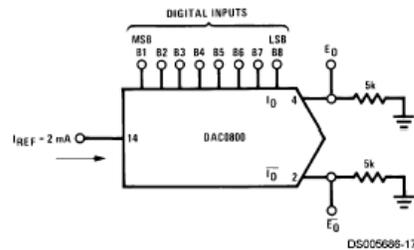
FIGURE 4. Recommended Full Scale Adjustment Circuit (Note 5)



$$I_{FS} \approx \frac{-V_{REF}}{R_{REF}} \times \frac{255}{256}$$

Note. R_{REF} sets I_{FS} ; $R15$ is for bias current cancellation

FIGURE 5. Basic Negative Reference Operation (Note 5)



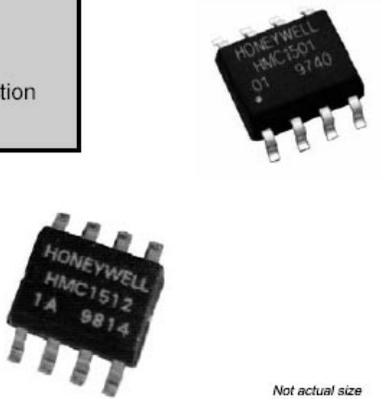
	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	I_O mA	\bar{I}_O mA	E_O	\bar{E}_O
Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	1.992	0.000	-9.960	0.000
Full Scale-LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	1.984	0.008	-9.920	-0.040
Half Scale+LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	1.008	0.984	-5.040	-4.920
Half Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	1.000	0.992	-5.000	-4.960
Half Scale-LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	0.992	1.000	-4.960	-5.000
Zero Scale+LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	0.008	1.984	-0.040	-9.920
Zero Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	0.000	1.992	0.000	-9.960

FIGURE 6. Basic Unipolar Negative Operation (Note 5)

- APPLICATIONS**
- Linear Displacement
 - Angular Displacement
 - Motor Control
 - Valve Position
 - Proximity Detection
 - Current Spike Detection

Linear / Angular / Rotary Displacement Sensors

HMC1501 / HMC1512



Not actual size

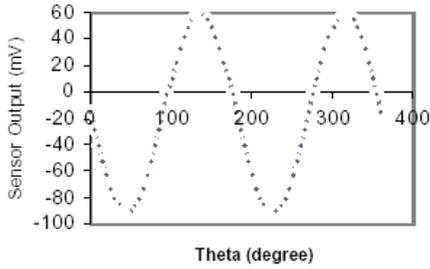
High resolution, low power MR sensor capable of measuring the angle direction of a magnetic field from a magnet with $<0.07^\circ$ resolution. Advantages of measuring field direction versus field strength include: insensitivity to the tempo of the magnet, less sensitivity to shock and vibration, and the ability to withstand large variations in the gap between the sensor and magnet. These sensors may be operated on 3 volts with bandwidth response of 0-5 MHz. Output is typical Wheatstone bridge.

FEATURES AND BENEFITS

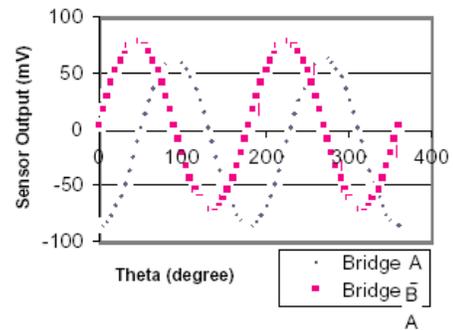
No Rare Earth Magnets	Unlike Hall effect devices which may require samarium cobalt or similar “rare earth” magnets, the HMC1501 and HMC1512 can function with Alnico or ceramic type magnets.
Wide Angular Range	HMC1501—Angular range of $\pm 45^\circ$ with $<0.07^\circ$ resolution. HMC1512—Angular range of $\pm 90^\circ$ with $<0.05^\circ$ resolution.
Effective Linear Range	Linear range of 8mm with two sensors mounted on two ends; range may be increased through multiple sensor arrays operating together.
Absolute Sensing	Unlike incremental “encoding” devices, sensors know the exact position and require no indexing for proper positional output.
Non-Contact Sensing	No moving parts to wear out; no dropped signals from worn tracks as in conventional contact based rotary sensors.
Small Package	Available in an 8-pin surface mount package with case dimensions (exclusive of pins), of 5mm x 4mm x 1.2mm total mounting envelope, with pins of less than 6mm square.
Large Signal Output	Full Scale output range of 120mV with 5V of power supply.

TYPICAL SENSOR OUTPUT

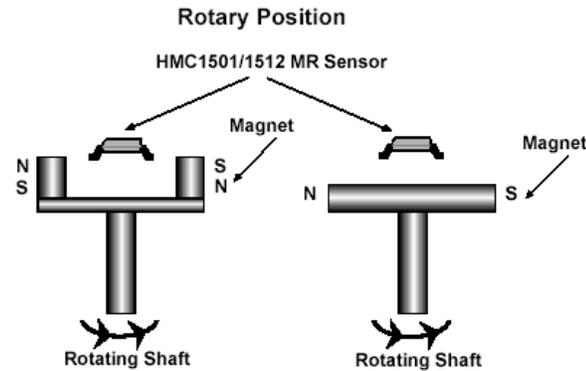
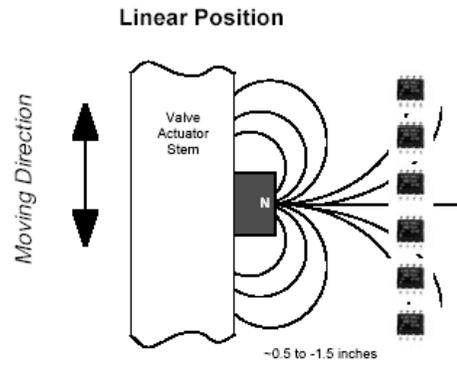
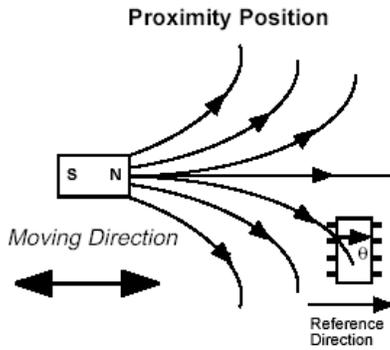
HMC1501 output voltage vs. magnetic field angle



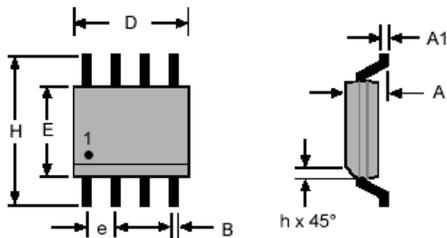
HMC1512 output voltage vs. magnetic field angle



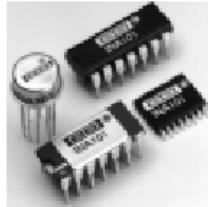
APPLICATION CONFIGURATION



PACKAGE DRAWING 8-Pin SOIC



Symbol	Millimeters		Inches	
	Min	Max	Min	Max
A	1.371	1.728	.054	.068
A1	0.101	0.249	.004	.010
B	0.355	0.483	.014	.019
D	4.800	4.979	.189	.196
E	3.810	3.988	.150	.157
e	1.270 ref		.050 ref	
H	5.816	6.198	.229	.244
h	0.381	0.762	.015	.030



INA101

High Accuracy INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- LOW DRIFT: 0.25 μ V/ $^{\circ}$ C max
- LOW OFFSET VOLTAGE: 25 μ V max
- LOW NONLINEARITY: 0.002%
- LOW NOISE: 13nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- HIGH CMR: 106dB AT 60Hz
- HIGH INPUT IMPEDANCE: 10¹⁰ Ω
- 14-PIN PLASTIC, CERAMIC DIP, SOL-16, AND TO-100 PACKAGES

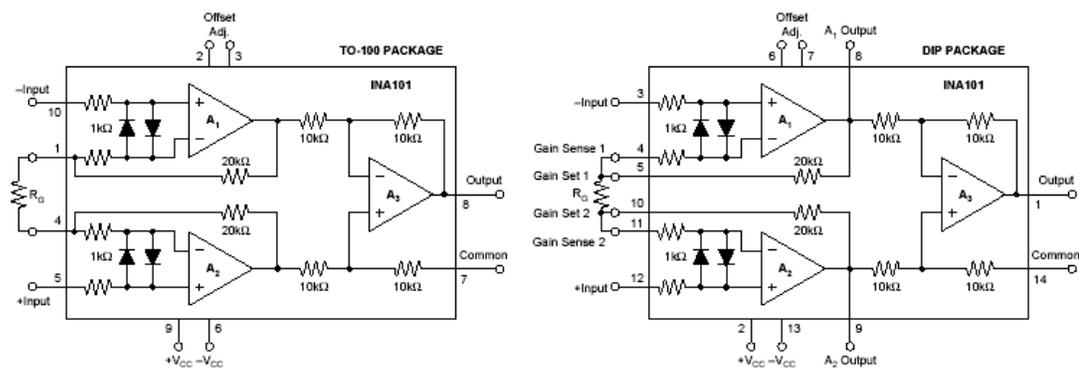
APPLICATIONS

- STRAIN GAGES
- THERMOCOUPLES
- RTDs
- REMOTE TRANSDUCERS
- LOW-LEVEL SIGNALS
- MEDICAL INSTRUMENTATION

DESCRIPTION

The INA101 is a high accuracy instrumentation amplifier designed for low-level signal amplification and general purpose data acquisition. Three precision op amps and laser-trimmed metal film resistors are integrated on a single monolithic integrated circuit.

The INA101 is packaged in TO-100 metal, 14-pin plastic and ceramic DIP, and SOL-16 surface-mount packages. Commercial, industrial and military temperature range models are available.



OFFSET TRIMMING

The INA101 is laser trimmed for low offset voltage and drift. Most applications require no external offset adjustment. Figure 2 shows connection of an optional potentiometer connected to the Offset Adjust pins for trimming the input offset voltage. (Pin numbers shown are for the DIP package.) Use this adjustment to null the offset voltage in high gain ($G \geq 100$) with both inputs connected to ground. Do not use this adjustment to null offset produced by the source or other system offset since this will increase the offset voltage drift by $0.3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ per $100\mu\text{V}$ of adjusted offset.

Offset of the output amplifier usually dominates when the INA101 is used in unity gain ($G = 1$). The output offset

voltage can be adjusted with the optional trim circuit connected to the Common pin as shown in Figure 2. The voltage applied to Common terminal is summed with the output. Low impedance must be maintained at this node to assure good common-mode rejection. The op amp connected as a buffer provides low impedance.

THERMAL EFFECTS ON OFFSET VOLTAGE

To achieve lowest offset voltage and drift, prevent air currents from circulating near the INA101. Rapid changes in temperature will produce a thermocouple effect on the package leads that will degrade offset voltage and drift. A shield or cover that prevents air currents from flowing near the INA101 will assure best performance.

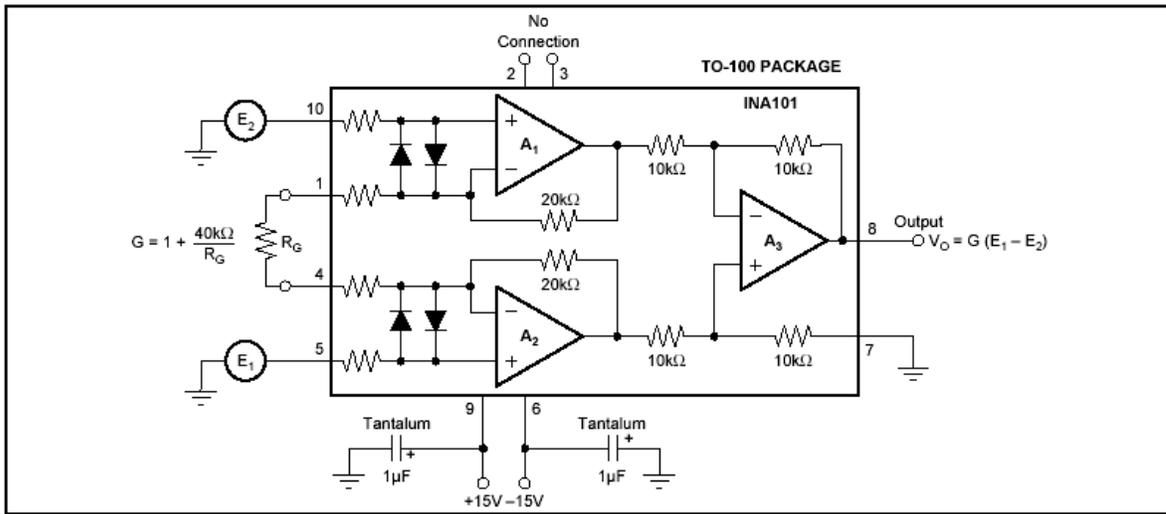


FIGURE 1. Basic Connections.

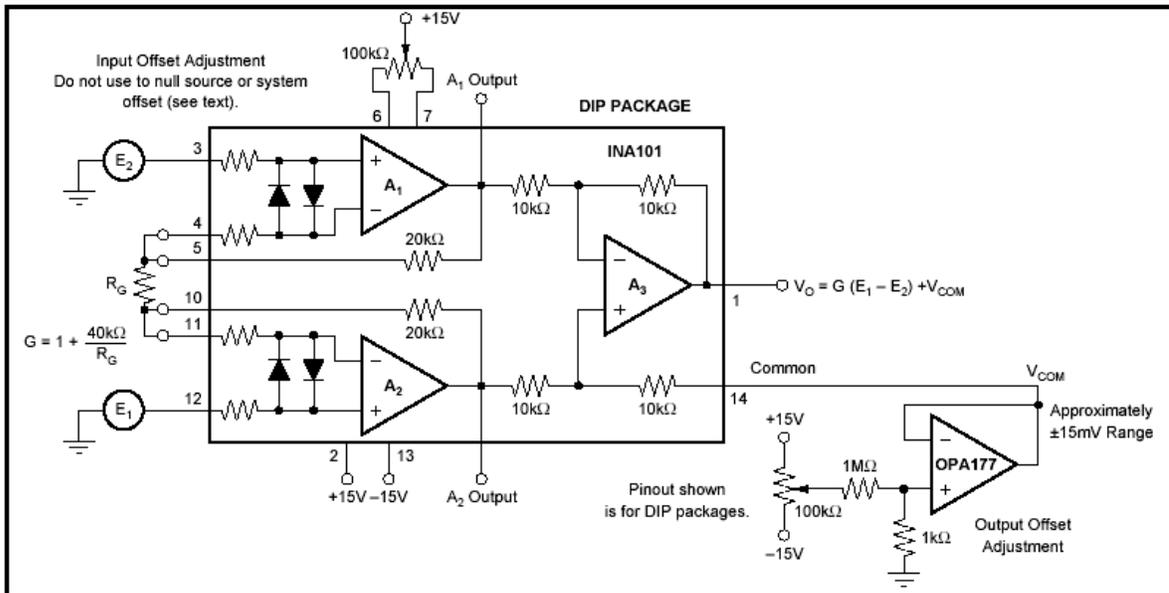


FIGURE 2. Optional Trimming of Input and Output Offset Voltage.