



INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA
UNIDAD PROFESIONAL "ADOLFO LOPEZ MATEOS"**

**"SISTEMA AUTOMÁTICO LIMPIAPARABRISAS CONTROLADO
CON LÓGICA DIFUSA"**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

PRESENTAN:

RODRIGO ABARCA LÓPEZ

ROBERTO VELA PEÑA

JOSÉ DE JESÚS ZEPEDA ORTEGA

ASESORES:

ING. LAURA L. MONTES PERALTA

ING. FERNANDO L. SANCHEZ MARTÍNEZ



MEXICO, D.F. 2009

Agradecimientos:

En la elaboración de esta tesis recibí apoyo de muchas personas que no alcanzaría a mencionar en tan poco espacio.

Definitivamente esta tesis esta dedicada a mis padres que aun siendo humildes me apoyaron y alentaron a lograr esta meta, agradezco a mis hermanos que me alientan y apoyan en todo momento.

Gracias a mis amigos mejor conocidos como los Chepes que aparte de ser amigos son un gran equipo de trabajo.

Gracias a mis asesores por su disposición y ayuda.

Rodrigo.

Agradecimientos:

Primeramente quiero agradecerle a Dios por que fue su voluntad que haya terminado la carrera y me dio todos los recursos para poder continuar y terminar los estudios, y también a mis papás por darme todo su apoyo.

Roberto.

Agradecimientos:

Primordialmente a mis padres: Marcelina y Apolonio, por haber puesto su confianza y por toda la paciencia que tienen conmigo, muchas gracias.

A mis hermanos: Ceci, Paty, Luis y Polo por cada uno de los momentos en los que me ayudaron.

A mis amigos: Herbert y Ramón, por el estar conmigo en los mejores y peores momentos de mi vida y por el apoyo indiscutible que tengo de su parte hasta el día de hoy.

El siguiente agradecimiento es para: Horacio, Isaac, Jesús, Roberto y Rodrigo, con los que conviví durante mi carrera y de los que tengo la certeza que serán grandes profesionistas y sobretodo grandes personas, de los que aprendí que la perseverancia, trabajo y dedicación son las palabras que los definen a cada uno.

Por último y sin ser menos importantes a cada uno de mis profesores, de los cuales recibí el conocimiento para construir mi futuro.

A cada uno de ellos, y a otras personas que no menciono pero de las que tengo un gran afecto y respeto, muchas gracias.

José.

Índice	Página
Introducción	1
Justificación.	2
Objetivo.	3
CAPITULO I	
1. Lógica Difusa.	4
1.1. Operación de Lógica Difusa.	6
1.2. Componentes del control difuso.	6
1.2.1. Fusificación.	6
1.2.2. Procesamiento Difuso.	8
1.2.3. Defusificación.	8
CAPITULO II	
2. Consideraciones teóricas.	10
2.1. MOSFET de potencia.	10
2.1.1. Tipos y comparación con los transistores de unión bipolar (BJT-Bipolar Junction Transistor).	10
2.1.2. Estructura de la unión.	11
2.1.3. Principio de operación.	12
2.1.4. Características de salida.	14
2.1.5. Área de operación segura (Safe Operation Area SOA).	15
2.1.6. Tiempos de conmutación del MOSFET de potencia.	15
2.1.7. Potencia en el MOSFET.	17
2.2. LDR (Light Dependet Resistors)	18
2.3. Reflexión y Refracción.	23
2.3.1. Intensidad reflejada y transmitida.	25
2.4. Acondicionamiento de la señal.	25
2.4.1. Procesos de acondicionamiento de señales.	25
2.4.2. Amplificador de instrumentación.	26
2.5 Motores de CD.	28
2.5.1 Principios básicos.	29
2.5.2 Motor de CD de imán permanente.	30
2.5.3 Control de motores de CD.	31
2.6 Cálculos térmicos.	31
2.7 Modulación por Ancho de Pulso (PWM <i>-pulse-width-modulation</i>)	37
2.8 Fototransistor.	40
2.9 Optoacoplador.	41

CAPITULO III

3 Microcontrolador MSP430F2274	43
3.1 Características del ADC12 (Convertidor analógico /digital de 12 bits)	45
3.2 Características del TIMER_A	47
3.3 Entrada y salida de datos	49
3.3.1 Registro de entrada	50
3.3.2 Registro de salida	50
3.4 Interruptores P1 y P2	50
3.4.1 Interruptores de registro P1IFG y P2IFG	50
3.5 Amplificador operacional	51
3.6 Multiplicador de Hardware	51
3.7 Operaciones del multiplicador de Hardware	52
3.8 Universal Serial Interface (Interface serial universal)	53
3.9 Supervisor de voltajes de la fuente	56

CAPITULO IV

4. Desarrollo del proyecto.	57
4.1. Descripción de sensores.	57
4.1.1. Sensor de lluvia.	57
4.1.1.1. Características del sensor de lluvia.	59
4.1.1.2 Cálculos para el diseño del sensor.	61
4.1.2 Sensor de luz Ambiental.	61
4.2 Acondicionamiento para sensor de lluvia.	63
4.3 Amplificador de instrumentacion AD620	65
4.4 Diseño del controlador.	69
4.5 Lógica de control.	69
4.6 Fusificación.	70
4.7 Cálculo de funciones de membresía para el sensor de lluvia.	71
4.8 Calculo de funciones de membresia para el sensor de luz.	73
4.9 Inferencia.	74
4.10 Defusificación.	76
4.11 Entorno de desarrollo para la programación del MSP430	76
4.12 Programación del MSP	78
4.13 Etapa de potencia	82
Conclusiones y recomendaciones	89
Glosario	90
Bibliografía	93
Páginas de Internet	94

INTRODUCCIÓN.

Este proyecto va a contar con un sistema de detección de intensidad de luz ambiental esto con la finalidad de que los limpiadores se muevan a velocidad distinta en el día y la noche cuando hay presencia de lluvia, vamos a manejar una fotoresistencia (LDR por sus siglas en inglés Light-Dependent-Resistor), que nos da una variación en resistencia dependiendo de la cantidad de luz captada.

Esta cantidad de voltaje que es recolectada tanto por el fototransistor como por la fotoresistencia será utilizado en un microcontrolador con funciones de lógica difusa, este a su vez controlará por medio de funciones difusas el comportamiento de los limpiadores; dependiendo del valor de voltaje que nos entregue el sensor será la velocidad con la que los limpiadores se muevan y dependerá de la cantidad de gotas que se encuentren en el parabrisas.

Este sistema trabaja bajo las leyes de la refracción y reflexión de la luz, que fueron explicadas por el matemático holandés Willebrord Snel van Royen (Ley de Snell), esta ley dice que el producto del índice de refracción por el seno del ángulo de incidencia es constante para cualquier rayo de luz incidiendo sobre la superficie separatriz de dos medios. Con ayuda de esta ley y apoyados por un sensor infrarrojo, haremos pasar un haz de luz en cierto ángulo y este será reflejado por el parabrisas y recolectado por un fototransistor y convertido a voltaje para su uso en el microcontrolador, cabe señalar que cuando existe una gota de agua la cantidad de voltaje recolectado es menor debido a las leyes antes mencionadas, la gota hace que pase menos cantidad de luz a través del parabrisas.

Este sistema de control con lógica difusa nos va a entregar un resultado en una variable que después hay que convertir en una señal de modulación de ancho de pulso llamado PWM (por sus siglas en inglés Pulse Width Modulation) para controlar el motor que mueve los limpiaparabrisas.

Como en cualquier sistema donde se controla un motor, se necesita diseñar un circuito capaz de entregar la potencia requerida para controlar el motor, ya que este no puede ser conectado directamente al microcontrolador ya que sus puertos no proporcionan la potencia que se requiere, por lo tanto se introduce una etapa de potencia, que es necesaria para dar al motor el voltaje y corriente necesarios para operar en óptimas condiciones y proteger el microcontrolador de sobrecargas. Para lograr esto, será necesario utilizar un transistor (FET) como amplificador de potencia y un optoacoplador para proteger el microcontrolador.

JUSTIFICACIÓN.

En la actualidad la industria automotriz ha ido innovando y desarrollando tecnología para brindar mayor seguridad y comodidad a los usuarios de los automóviles, la visibilidad ha sido uno de los grandes problemas que tienen los conductores de los vehículos cuando se presentan fenómenos meteorológicos que involucren una disminución en la capacidad perceptiva del entorno al ir conduciendo, sabemos que la lluvia es la principal causa de este problema.

La experiencia nos dice que cuando llueve, lo primero que se hace es activar los limpiaparabrisas, esto genera un momento de distracción, porque se enfoca la atención al interruptor, además de que dependiendo de la intensidad de la lluvia debemos de seleccionar la velocidad adecuada de los limpiadores.

Por esta razón desarrollamos un sistema de control de encendido automático y variación de velocidad para los limpiadores del parabrisas, buscando reducir el nivel de distracción cuando se conduce un vehículo, de esta manera, el conductor mantiene su atención en la trayectoria que sigue. Cabe señalar que nuestro sistema no solo puede aplicarse a automóviles, sino también puede ser instalado en aviones y barcos.

OBJETIVOS:

- Controlar la velocidad de los limpiadores de un parabrisas aplicando un algoritmo matemático como controlador con una disciplina matemática llamada lógica difusa.
- La puesta en práctica de nuestras capacidades y habilidades en los campos de la electrónica, control y programación.
- Desarrollar tecnología propia que implique menor costo de inversión.
- Aplicar los conocimientos en áreas de seguridad y que cumplan con las necesidades de los conductores.

CAPÍTULO I

La lógica difusa es una herramienta muy útil, a continuación se dará una clara y concisa explicación de las partes que componen a ésta. Así mismo, se podrá visualizar de manera muy fácil la implementación de dichas partes en el algoritmo de programación. El funcionamiento de un controlador difuso es similar a uno de control clásico, la diferencia reside en el tipo de procesamiento digital de la información, de las variables de entrada, y la respuesta de salida del controlador.

1. LÓGICA DIFUSA

Los conjuntos difusos fueron introducidos por Lotfi Asker Zadeh en 1965 para procesar y/o manipular información y datos afectados de incertidumbre o imprecisión no probabilística. Fueron diseñados para representar matemáticamente incertidumbre y vaguedad, y proporcionar herramientas normalizadas para trabajar con esa imprecisión intrínseca en muchos problemas.

No obstante, la historia de la Lógica Difusa comienza mucho antes, hay que remontarse a personajes como: Aristóteles, quien introdujo las denominadas “*leyes del pensamiento*” como base para desarrollar una teoría concisa de la lógica y más adelante para las matemáticas.

La ley del tercero excluido.

Esta ley establece que cada proposición única y exclusivamente puede ser verdadera o falsa, sin que exista algún valor intermedio permitido.

En un principio se podría llegar a pensar que ciertamente se cumple esta ley, pero ¿Qué pasa con fenómenos reales como la proposición de un vaso a la mitad? Encontraremos que el vaso o esta lleno o esta vacío.

Platón da el primer paso en la Lógica Difusa indicando que “hay una tercera región entre lo verdadero y lo falso” donde los opuestos se presentan juntos (medio vacío, medio lleno), este es el principio de los grados de pertenencia.

Jan Lukasiewics vino a proponer entre 1917 y 1920 una alternativa sistemática a la lógica bi-valuada de Aristóteles, una lógica de vaguedades. La describió como la Lógica de los 3 valores o tri-valuada, con el tercer valor tomando el nombre de 'Posible', llamada ahora con el nombre de Lógica Trivaluada, en donde se le asigna un valor entre 0 y 1 al valor posible.

Max Black uno de los grandes y más importantes precursores de la Lógica Difusa define en

1937 el primer conjunto difuso, mediante una curva que recogía la frecuencia con la que se pasaba de un estado verdadero a falso y viceversa, una idea que pasó totalmente inadvertida por ser contraria a la Lógica empírica, que para entonces, tenía un gran auge entre los filósofos de la ciencia.

En los años 60 Lotfi Asker Zadeh, basado en las teorías de Max Black y haciendo una combinación con los conjuntos de Jan Lukasiewicz, en 1965 introdujo el primer conjunto difuso. Pero no fue, sin embargo, hasta 1973 que se creó una teoría de Lógica Difusa como tal, en la cual, se propone que, la función de membresía opere en el rango de los números reales $[0,1]$, además de nuevas operaciones para el cálculo lógico y mostró, que la Lógica Difusa era una 'generalización' de la Lógica Clásica. La Lógica Difusa puede ser vista como un lenguaje que permite trasladar sentencias sofisticadas en lenguaje natural a un lenguaje matemático formal.

La justificación de la Lógica Difusa es la necesidad de un marco conceptual donde tratar la incertidumbre no probabilística y la imprecisión léxica.

En palabras de Zadeh (1992), las características más notables de la Lógica Difusa son:

- En Lógica Difusa (LD) todo es cuestión de grado.
- El Razonamiento Exacto es un caso límite del Razonamiento Aproximado.
- En LD, el conocimiento se interpreta como una colección de restricciones elásticas (difusas) sobre un conjunto de variables.
- En LD, la inferencia puede verse como la propagación de un conjunto de restricciones elásticas.
- Sistema Difuso (SD): resultado de la “fusificación” de un sistema convencional.
- Los Sistemas Difusos operan con conjuntos difusos en lugar de números.
- En esencia la representación de la información en Sistemas Difusos imita el mecanismo de Razonamiento Aproximado que realiza la mente humana.

La Lógica Difusa en la actualidad es una parte de la inteligencia artificial, ésta trata de razonar algoritmos usando una simulación del pensamiento y las decisiones humanas hechas por una máquina. Dichos algoritmos son usados en aplicaciones donde los datos del proceso no pueden ser representados en forma binaria.

En contraste con la Lógica Binaria, la Lógica Difusa crea una forma de expresar valores intermedios. Asocia un grado o nivel con un rango de valores, asignando al valor de 1 el grado máximo y a 0 el mínimo. Requiere de conocimiento para ordenar el razonamiento. Éste conocimiento es provisto por una persona que conoce el proceso o máquina y es llamado experto. Este conocimiento es almacenado en el sistema difuso.

1.1 OPERACIÓN DE LA LÓGICA DIFUSA.

La entrada de un sistema difuso es la salida del mismo, la señal entra en el sistema por medio de una interfaz. Los datos de entrada pueden ser ingresados por medio de un módulo de entradas analógicas, la información de entrada pasa a través del proceso de Lógica Difusa, en dicho proceso es analizada en la base de datos para obtener una salida. El proceso de Lógica Difusa implica la ejecución de reglas “SI... ENTONCES”, que están basadas en condiciones de las entradas.

Las salidas de un controlador difuso están definidas por grados, con este, determinamos el valor de la salida apropiado para el control del elemento.

1.2 COMPONENTES DE UN CONTROL DIFUSO.

Las tres principales acciones realizadas por un Controlador Difuso son:

- Fusificación.
- Procesamiento Difuso.
- Defusificación.

Cuando un controlador difuso recibe los datos de entrada, estos son traducidos a la forma difusa, este proceso es llamado *fusificación*, entonces el controlador funciona como procesador difuso y consiste en evaluar la información de entrada de acuerdo a las reglas “SI... ENTONCES” creadas por el usuario durante la programación del sistema de Control Difuso y diseño de etapas.

Una vez que el controlador difuso termina el procesamiento de las reglas y llega a una conclusión, lo siguiente es el proceso de *defusificación*, esta es la última etapa en donde el controlador difuso convierte la conclusión en un dato de salida, que es enviado al proceso mediante una interfaz de salida.

1.2.1 FUSIFICACIÓN.

Es el proceso de interpretación de los datos de entrada por el Controlador Difuso y consiste en dos principales etapas.

- Funciones de membresía.
- Etiquetas.

Funciones de membresía. Durante la fusificación, un controlador de Lógica Difusa recibe datos de entrada, también conocidas como variables difusas y las analiza de acuerdo con las gráficas definidas por el usuario. El controlador asigna un grado al dato de entrada desde 0

a 1 basado en cada función de membresía. Estas pueden tener muchas formas dependiendo de un determinado dato. Las más comunes son:

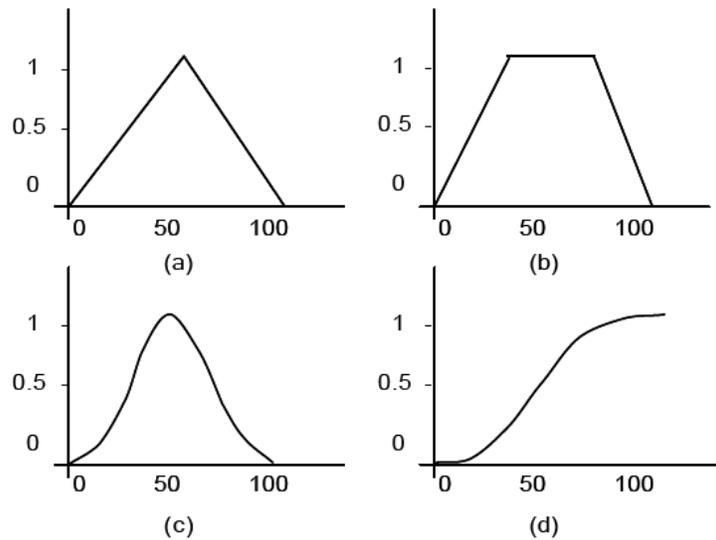


Figura 1.2-1 Funciones de membresía (a) Triangular, (b) Trapezoidal, (c) Gaussiana y (d) Sigmoidal.

Etiqueta. Cada entrada del controlador difuso tiene distintas funciones de membresía, siendo siete el máximo y la norma. Cada función de membresía es definida y llamada etiqueta. Por ejemplo, una variable de entrada como la temperatura puede tener hasta siete funciones de membresía etiquetadas como: frío, fresco, normal, tibio y caliente. Comúnmente las siete funciones de membresía están etiquetadas en el intervalo del rango de datos, desde el punto mínimo (negativo grande), hasta el punto máximo (positivo grande):

- Negativo grande.
- Negativo medio.
- Negativo pequeño.
- Cero.
- Positivo pequeño.
- Positivo medio.
- Positivo grande.

A pesar de que casi todos los conjuntos difusos tienen un número impar de etiquetas, un conjunto también puede tener un número par de etiquetas. Por ejemplo, un conjunto difuso puede tener cuatro o seis etiquetas en cualquier forma, dependiendo de cómo estén definidas las entradas en relación a las funciones de membresía.

1.2.2 PROCESAMIENTO DIFUSO.

Durante el procesamiento difuso, el controlador analiza los datos de entrada definidos por las funciones de membresía para llegar a una salida de control. Durante esta etapa el proceso actúa de dos formas:

- Reglas de evaluación.
- Calculo del resultado difuso.

Reglas de evaluación. La Lógica Difusa esta basada en el concepto de problemas complicados, formados por la agrupación de problemas simples y por lo tanto de fácil solución, la Lógica Difusa usa un razonamiento o un proceso de inferencia compuesto por las reglas “SI... ENTONCES”, proporcionando una respuesta o salida. Básicamente la regla es activada o *disparada*, si una condición de entrada satisface el “SI” de las reglas establecidas. Los resultados de salida son basados en la parte de la regla “ENTONCES”.

En un sistema de Control Difuso pueden existir muchas reglas correspondientes a una o más condiciones “SI”. Una regla puede tener varias condiciones de entrada las cuales están vinculadas lógicamente a una relación AND o una OR para activar la salida de la regla. Algunas veces más de una regla se activa al mismo tiempo en el proceso de Control Difuso, en este caso el controlador evalúa todas las reglas para obtener solo una respuesta y de ahí se pasa al proceso de *defusificación*. Por ejemplo, si dos entradas son lógicamente multiplicadas o sumadas en distintas reglas, entonces esto produce diversas salidas, de la cual, solo una se agregara lógicamente a la salida.

Diferentes controladores de Lógica Difusa, tienen diferentes capacidades para las reglas de evaluación.

Cálculo del resultado difuso. Una regla es activada, cuando los datos de entrada pertenecen a una función de membresía y satisfacen la regla “SI” antes declarada. Y la regla genera una respuesta de salida. La salida difusa esta compuesta de una o más funciones de membresía (con etiquetas), cada una con un grado asociado. El grado de las salidas de las funciones de membresía son afectadas por el nivel de grado del dato de entrada.

1.2.3 DEFUSIFICACIÓN.

El valor de la salida que manda el Controlador Difuso depende del método de defusificación usado, para cada valor de salida correspondiente a cada etiqueta.

Hay varios métodos de defusificación pero todos están basados en algoritmos matemáticos, dos de los métodos de defusificación más usados son:

- Valor máximo.
- Centro de gravedad.

Método del valor máximo. El método del valor máximo esta basado en el valor final de la salida, entregado por las reglas de evaluación, con el grado más alto de las funciones de membresía.

Este método es usado principalmente con salidas discretas de funciones de membresía. Si dos o más salidas provenientes de dos o más reglas tienen el mismo grado, entonces el controlador seleccionará una salida siendo esta el valor final, basado en un criterio establecido por el experto durante la programación de la aplicación difusa o la definición del sistema.

Criterio del centro de gravedad. El criterio del centro de gravedad, esta referido a calcular el centroide matemáticamente, obteniendo el centro de masa que acciona las funciones de membresía. En términos matemáticos, el centroide es el punto de una figura geométrica cuyas coordenadas con iguales al promedio de todos los puntos que comprenden a la figura. Ese punto es el centro de gravedad de la figura. En términos más sencillos, el centro de gravedad o centroide para una salida difusa es el valor del dato de salida, que divide el área de la curva de la función de membresía en dos partes iguales.

El método de centro de gravedad, es usado en el proceso de defusificación, porque entrega un resultado preciso, basado en la prioridad de valores de diversas salidas de funciones de membresía.

El valor de salida es enviado al módulo de la interfaz de salida y ése es el valor de la intersección del eje x o el centroide.

El método de centro de gravedad aplica para salidas de funciones de membresía, no continuas o discretas.

CAPÍTULO II

2 CONSIDERACIONES TEÓRICAS.

Para la implementación del prototipo es necesario tener una base de conocimientos sobre los elementos con los que se va a desarrollar el control difuso y elaborar la planta, sus fundamentos teóricos, sus principales características y como interactúan entre si para el funcionamiento apropiado.

2.1 MOSFET DE POTENCIA.

Para la etapa de potencia, que es importante, se utilizará un dispositivo ha sido diseñado por el fabricante para esta función, además de que entra en nuestros rangos de operación.

2.1.1 *TIPOS Y COMPARACIÓN CON LOS TRANSISTORES DE UNIÓN BIPOLAR (BJT-BIPOLAR JUNCTION TRANSISTOR)*

Los transistores de efecto de campo de semiconductor oxido metálico (MOSFET-Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) son ampliamente usados en circuitos procesadores de señales analógicas y digitales, ambos en forma discreta o en circuitos integrados (CI). Los desarrollos recientes en dispositivos tecnológicos de potencia tienen resultados en la producción de dispositivos de alta potencia, con grandes capacidades de voltaje y corriente. Actualmente se dispone de dispositivos individuales con promedios típicos de decenas de amperes y centenas de volts.

Aunque el principio del funcionamiento del MOSFET de potencia es igual que las versiones de baja potencia, existen diferencias significativas en la geometría interna. La principal diferencia en los CI MOSFET's es su estructura plana. Esto quiere decir, que todas las terminales del dispositivo están en un lado de la tableta de silicio. Por lo tanto el flujo de corriente es paralelo a la tableta. En contraste, los MOSFET de potencia tienen una estructura vertical, esto quiere decir que la corriente fluye a través de la tableta entre sus terminales de potencia las cuales hacen contacto con lados opuestos de ella. Esto produce una baja caída de voltaje y una alta capacidad de corriente.

En el MOSFET tipo-n, el flujo de corriente es debido a los electrones, mientras que en el tipo-p, es debido a los huecos. El tipo-p trabaja exactamente de la misma manera que un tipo-n, con las polaridades de voltajes y corrientes opuestas. Por lo tanto será suficiente describir el MOSFET de potencia tipo-n, queda entendido que estas explicaciones son aplicables a los tipo-p también, con signos opuestos de voltajes y corrientes.

Los electrones tienen una movilidad superior que los huecos dentro del cristal de silicio. Por eso se logra hacer dispositivos con promedios más altos en una tableta del mismo tamaño en forma de tipo-n.

Un MOSFET de potencia puede ser usado como interruptor estático o para una operación análoga. Funcionando análogamente, la magnitud de corriente a través de él es regulable variando el voltaje en la terminal de control. En convertidores de potencia estáticos, los MOSFET de potencia son invariablemente usados como interruptores. Por consecuencia limitaremos el modo de operación conmutativa. Las principales consideraciones en la elección de MOSFET de potencia y transistores de unión se resumen a continuación:

- a) Los MOSFET de potencia son dispositivos controladores de voltaje, que requieren una corriente insignificante en su terminal de control para mantener el estado de encendido. En contraste el BJT de potencia es un dispositivo controlador de corriente, que necesita un control apreciable de corriente para mantener el estado de encendido.
- b) Los MOSFET de potencia tienen relativamente tiempos cortos de conmutación. Por eso son usados en conmutación de alta frecuencia.
- c) La estructura interna de unión de los MOSFET de potencia, es semejante a la que existe en un diodo en dirección contraria a través de las terminales principales del interruptor. Por eso es una combinación de dos interruptores estáticos en paralelo. Tal combinación de interruptores es con mucha frecuencia requerida en convertidores estáticos en los cuales el diodo sirve para proveer un camino para la corriente.
- d) La unión del transistor de potencia tiene generalmente poca caída de voltaje en el estado de encendido, por eso, tiene poca disipación estática de potencia.
- e) Los transistores de unión están disponibles en rangos más altos de corriente y voltaje que los MOSFET de potencia.

2.1.2 ESTRUCTURA DE LA UNIÓN.

Los MOSFET de potencia son fabricados en forma de arreglos. De esta manera un simple MOSFET de potencia es en realidad una combinación de miles de celdas individuales en paralelo, cada celda contiene internamente un MOSFET. El número de celdas en una tableta de silicio puede ser mayor a 1000 en 1mm^2 . Este dispositivo tiene tres terminales externas, llamadas drain, source y gate. Drain y source son las terminales de potencia del interruptor. Gate es la terminal de control. El control de voltaje se implementa cuando se

enciende por medio de las terminales gate y source. La dirección del flujo de la corriente en un tipo-n es del drain hacia la terminal source. Esto es resultado del flujo de electrones de la terminal source hacia la terminal drain.

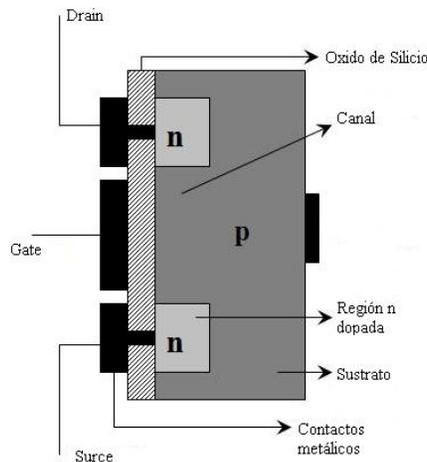


Figura 2.1-2 MOSFET de potencia tipo n.

Todas las celdas tienen una superficie drain común. Los depósitos de metal de source de todas las celdas están conectados en paralelo y constituyen la terminal source del dispositivo, de manera similar aplica para la terminal gate.

La parte superior de la capa n constituye la terminal drain. Esta capa está hecha en la parte exterior de una capa de n^+ de baja resistividad y una alta resistencia interna (en baja concentración de impurezas) en la región n^- . La alta resistencia interna sirve para dar la capacidad de alto voltaje, mientras que la baja resistencia interna sirve para hacer más fuerte la baja resistencia eléctrica drain con la concentración de metal de la superficie.

Adyacente a la zona n^- , p es relativamente larga. Adentro de las partes de p están partes n^+ . Los depósitos de metal en source cubren una buena parte secciones de n^+ y también la parte media de la sección p. La terminal gate no hace algún contacto eléctrico con la tableta de Silicio por la presencia de una capa de Dióxido de Silicio, que es un aislante entre la superficie de Silicio debajo de gate. La zona de gate está sobre una sección p entre la región drain n^- y la región source n^+ . La capa de Silicio policristalino, depositada sobre la zona gate, sobre la capa de Dióxido de Silicio sirve de capa gate. Se encuentra que esto da mejor desempeño que la capa depositada de metal.

2.1.3 PRINCIPIO DE OPERACIÓN.

En operación normal, la terminal drain es positiva con respecto a la terminal source. Pero si la terminal gate no es una entrada, no hay flujo de corriente de la terminal drain hacia la terminal source, porque la unión entre la región drain n^- y p es parcialmente invertida. La

única corriente que fluye es la corriente de fuga de la unión que es insignificante, esto es por el estado apagado del interruptor.

Si el voltaje es positivo con respecto a source, es aplicado a la terminal gate, el campo eléctrico que se crea jala electrones inmediatamente de la zona n^+ hacia la zona p cercanos a gate. De este modo el tipo-n es creado, conectando la región source n^+ y la región drain n^- .

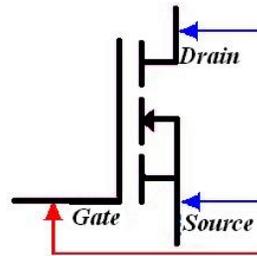


Figura 2.1.3-1 Símbolo del circuito.

El tipo-n ahora provee un camino para el flujo de corriente de la terminal drain hacia la terminal source. Si el potencial positivo de la terminal gate no es de magnitud suficiente es un canal en donde no podrá fluir corriente. Por lo consiguiente habrá un valor de voltaje de umbral de la terminal gate-source V_{GS} , debajo del cual el interruptor estará completamente apagado. Por arriba de este umbral, el área de sección transversal del canal ira aumentando V_{GS} en pequeñas cantidades.

Para un valor dado de V_{GS} , hay un límite para la corriente máxima que puede fluir a través del canal, sin una caída de voltaje apreciable. Si continuamos incrementando el valor de drain-source V_{DS} en un intento por incrementar la corriente, inicialmente habrá un incremento pronunciado de corriente. Después la corriente pasará a un valor de saturación I_{DS} . El cual está limitado por el tamaño del canal, esto es, por V_{GS} . No habrá un incremento significativo en la corriente para ese valor particular de V_{GS} . Si el MOSFET de potencia es usado como interruptor, con el valor más bajo de caída de voltaje en el estado de encendido, la corriente debería encontrarse debajo del nivel de saturación. Una vez que el valor de saturación es alcanzado, aumentar más V_{DS} , solo causará un incremento en la caída de voltaje a través del dispositivo e incrementando la potencia disipada en él sin incremento de corriente.

Estas son características de salida.

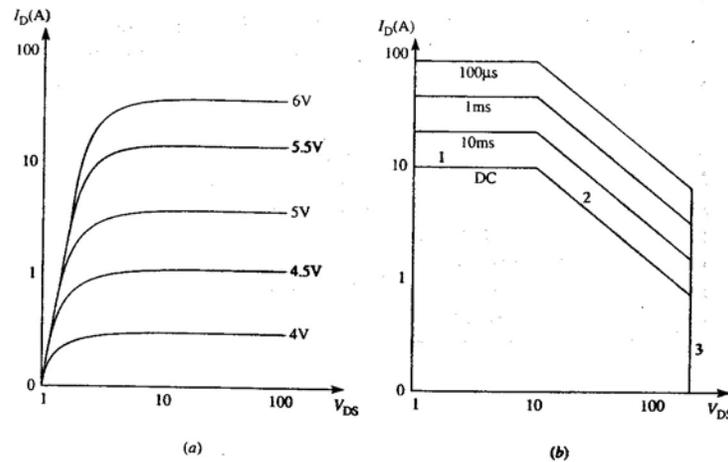


Figura 2.1.3-2 Características de salida y (b) Área de operación segura.

Estas características de salida muestran la relación entre la corriente de drain I_D y V_{DS} para diferentes valores de V_{GS} .

Los MOSFET de potencia, cuando se usan como interruptor, deberán estar en la región no saturada de las características de salida. Esta región es entendida por un MOSFET como la región del lado izquierdo de las características donde la corriente se levanta linealmente con respecto de V_{DS} . El porcentaje de voltaje a corriente en esta región está descrito como la resistencia en el estado encendido $R_{DS(ON)}$. Este es un parámetro importante incluido en la hoja de datos de un MOSFET de potencia. Un dispositivo con $R_{DS(ON)}$ baja, tiene poca capacidad de disipar potencia y poca caída de voltaje en el estado encendido, generalmente aumenta el costo.

En la práctica el valor de V_{DS} se adecúa de +12V a +15V para activar completamente el interruptor a encendido en el caso de MOSFET de más potencia. Los MOSFET de potencia están siendo fabricados para encender con pequeños niveles de voltajes positivos, semejante a 5V usados en CI TTL (Circuitos Integrados Transistor-Transistor Logic). Estos son llamados niveles lógicos MOSFET's.

2.1.4 CARACTERÍSTICAS DE SALIDA.

De las características de salida, se nota que para cualquier valor de V_{DS} arriba del valor de umbral, inicialmente para valores bajos de V_{DS} , se comporta como una resistencia, la corriente se incrementa linealmente con el voltaje, esto es de esperarse porque, una vez que ha sido creado el canal, no hay unión p-n en el camino de la corriente. La corriente puede

ser observada en la manera de fluir a través de una serie de combinación de resistencias, consiste en el flujo de corriente vertical en una masa de resistencia en la región n^+ y n^- , la resistencia del canal y la resistencia para el flujo de corriente transversal en source en la región n^+ desde la terminal source hacia la abertura del canal. La proporción V_{DS}/I_D es la resistencia total en el estado encendido, igual a $R_{DS(ON)}$. La magnitud de $R_{DS(ON)}$ determina la caída de voltaje y la disipación interna de potencia en el dispositivo en el estado de encendido para la corriente de drain I_D . Estos datos están dados por:

$$v_f = I_D R_{DS(ON)}$$

$$p = I_D^2 R_{DS(ON)}$$

2.1.5 ÁREA DE OPERACIÓN SEGURA (SAFE OPERATION AREA SOA).

Los límites son propuestos por:

- a) La máxima corriente drain permitida.
- b) La máxima potencia disipada.
- c) El voltaje máximo drain-source.

Los límites para la corriente y la potencia serán un poco más altos para operaciones con pulsos, comparado con el funcionamiento continuo. Estos también dependerán de la duración de los pulsos.

En estimar la potencia máxima, la potencia disipada resulta de invertir el flujo de corriente, si tal inversión del flujo de corriente ocurre en operación de circuitos.

2.1.6 TIEMPOS DE CONMUTACIÓN DEL MOSFET DE POTENCIA.

Cuatro intervalos de tiempo son asociados con la transición de conmutación y son explicados en la hoja de datos de los MOSFET de potencia. Deben ser entendidos en relación con las formas de onda del voltaje de control v_{GS} y el voltaje de interrupción v_{DS} . Las formas de onda típicas están dadas en la siguiente figura, aproximadas a la forma lineal. Los retrasos de tiempo específicos son definidos como sigue:

$t_{d(on)}$ Retardo de encendido. Este intervalo es medido desde el instante que el voltaje gate V_{GS} se ha levantado 10% de su valor final en el instante que el voltaje drain ha caído cerca del 10% del valor inicial del valor en estado apagado.

t_r Tiempo de subida. Este es el intervalo de tiempo durante el cual V_{DS} cae del 90% al 10% del valor inicial del estado apagado, durante este tiempo la corriente drain se eleva dentro de los límites correspondientes.

$t_{d(off)}$ Retardo de apagado. Este es el intervalo de tiempo que dura la conmutación del estado apagado, desde el instante que V_{GS} ha iniciado del 90% del valor del estado encendido al instante que V_{DS} se ha elevado 10% del valor final del estado apagado.

t_f Tiempo de caída. Éste es el tiempo durante el cual V_{DS} se eleva del 10% al 90% del valor final del estado apagado, durante este tiempo la corriente drain cae dentro de los límites correspondientes.

El tiempo de encendido t_{ON} se define:

$$t_{ON} = t_{d(on)} + t_r$$

El tiempo de apagado t_{OFF} se define:

$$t_{OFF} = t_{d(off)} + t_f$$

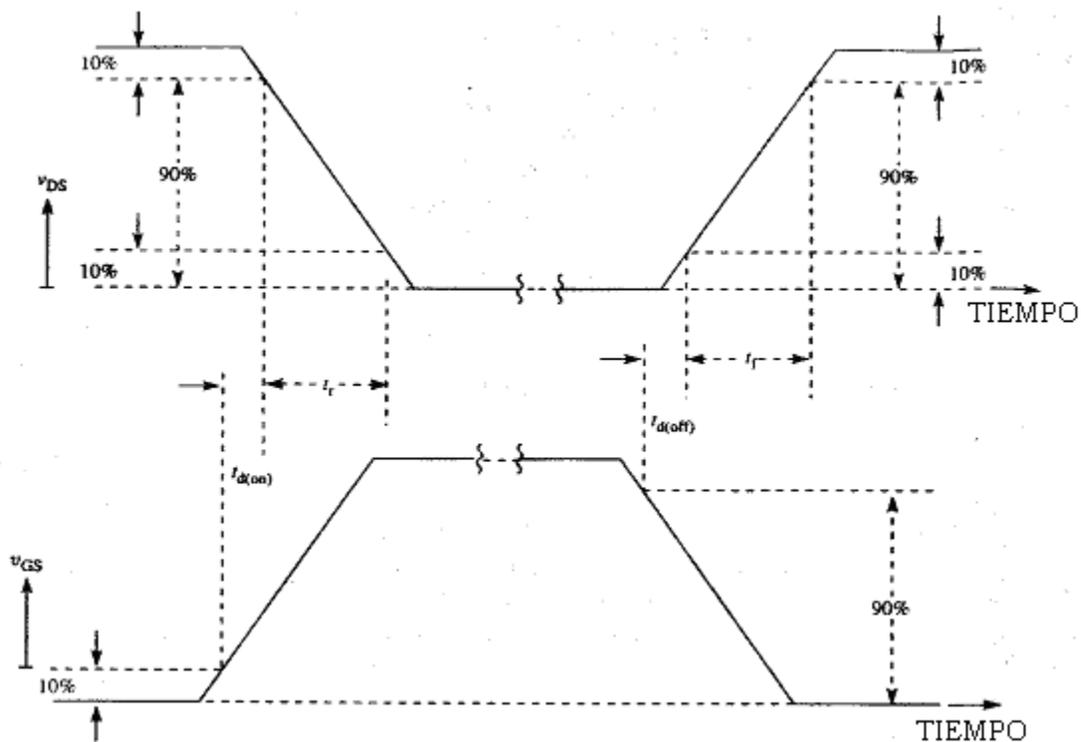


Figura 2.1.6-1 Definición de los tiempos de conmutación.

En general los MOSFET de potencia tienen un pequeño tiempo de conmutación que otros conmutadores de potencia.

2.1.7 POTENCIA EN EL MOSFET.

En se muestra en la figura, la curva de potencia disipada en el MOSFET se puede dividir en las áreas correspondientes a la potencia en conducción y la potencia en conmutación, es decir:

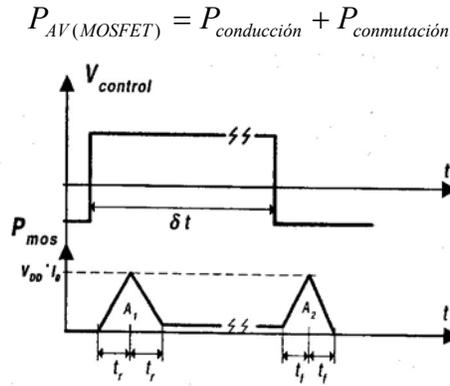


Figura 2.1.7-1 Desempeño de la corriente y el voltaje.

Aplicando la expresión de la potencia, para la potencia en las conmutaciones se tendrá:

$$P_{conmutación} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} [A_1 + A_2]$$

$$A1 = \frac{1}{2} 2t_r V_{DD} I_0$$

$$A2 = \frac{1}{2} 2t_f V_{DD} I_0$$

La potencia en conducción disipada en el MOSFET es:

$$P_{conducción} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\delta T} (r_{DS\ on} \cdot I_0^2) dt = \frac{r_{DS\ on} \cdot I_0^2}{T} \delta T$$

Finalmente y, una vez obtenida la potencia media disipada en el dispositivo semiconductor, se puede obtener la resistencia máxima radiador-ambiente permitida tomando el criterio: $T_j = 80\%T_{j\ max}$ de donde se obtiene:

$$R_{th(disp-a)} = \frac{T_{j(max)} - T_{a(max)}}{P_{(AV)max}} - R_{th(cap-disp)}$$

2.2 LDR (LIGHT-DEPENDENT RESISTORS).

Una de las preguntas que se plantearon desde la planeación de este proyecto, fue ¿De qué manera se podrá captar la cantidad de luz que hay en el ambiente? La respuesta fue una LDR, por sus siglas en inglés, Resistencia que Depende de la Luz. Esta es la solución más viable para la planta, ya que por sus características, físicas y de dimensiones se adapta a nuestras necesidades, además de que entra en los rangos de operación eléctricos de la misma.

LDR's –fotoreistencias o fotoconductores- la variación de la resistencia eléctrica en el semiconductor es causada por la incidencia de la radiación óptica (radiación de ondas electromagnéticas con longitud de onda de 1mm hasta 10nm - 300GHz hasta 30PHz). La figura muestra el símbolo y el encapsulado. Willoughby Smith observó por primera vez la fotoconductividad del Selenio en 1873.

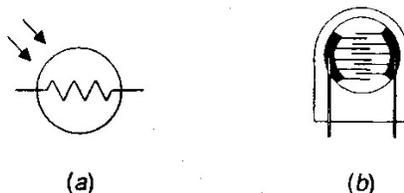


Figura 2.2-1 (a) Símbolo estándar (b) Modelo de encapsulado de bajo costo.

La conductividad eléctrica de los materiales depende del número de cargas portadoras en la banda de conducción. La mayoría de los electrones en un semiconductor a temperatura ambiente están en la banda de valencia. Así, el material se comporta como un aislante eléctrico. Pero cuando aumenta la temperatura hay un incremento en la vibración de los electrones y ya que las bandas de conducción y valencia están muy cerca en el semiconductor hay un incremento en el número de electrones que pasan de la banda de valencia a la banda de conducción y esto a su vez aumenta la conductividad.

En un semiconductor dopado, este incremento de electrones es incluso más fácil ya que en la suma de banda a banda hay una transición, si un átomo ionizado es donado de ese modo donan un electrón a la banda de conducción o un átomo ionizado es aceptado, de ese modo es regresado a la banda de valencia. La sensibilidad a la radiación incidente depende del tiempo en que los portadores permanezcan libres antes de recombinarse.

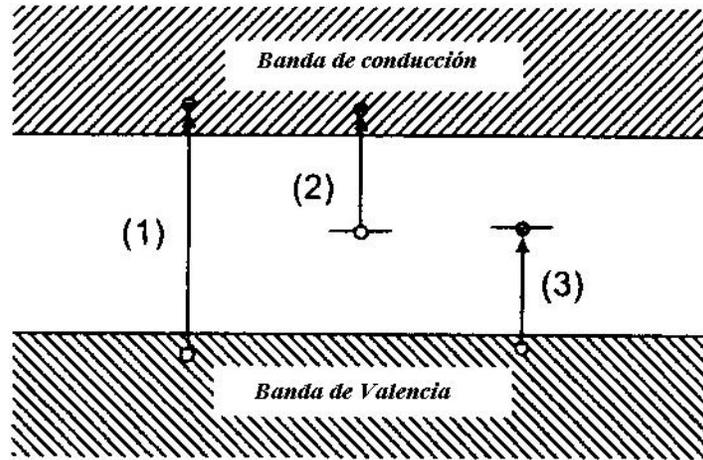


Figura 2.2-2 (1) Transición banda a banda, (2) Ionización de átomos donantes y (3) Ionización de receptores de átomos.

La energía necesaria para aumentar los electrones de la banda de valencia a la banda de conducción puede ser proporcionada por fuentes externas de energía aparte de calor, por ejemplo radiación óptica o por voltaje eléctrico. La energía E y frecuencia f de la radiación óptica se relacionan por:

$$E = h \times f$$

Donde $h = 6.62 \times 10^{-34} J \cdot s$ es la constante de Plank. Si el índice de radiación tiene suficiente energía para excitar los electrones de una banda a otra, pero sin exceder el umbral del material, esto será un efecto fotoeléctrico interno. Si es excedido, se conoce como un efecto fotoeléctrico exterior, en conductores, si la conductividad interna es elevada cuando se produce un cambio en el índice de radiación este es no es notable.

La relación entre la energía del fotón y la longitud de onda de la radiación λ es:

$$\lambda = \frac{c \times h}{E}$$

Donde c es la velocidad de la luz ($\approx 3 \times 10^8 \frac{m}{s}$). Si E se expresa en electrovolts

$$1eV = 0.1602aJ \text{ entonces se reduce a } \lambda = \frac{1.24}{E} (eV).$$

La relación entre la resistencia R para un fotoconductor y la iluminación E_v es forzosamente no lineal.

$$R = A \times E_v^{-\alpha}$$

Donde A y α dependen del material y los parámetros de fabricación.

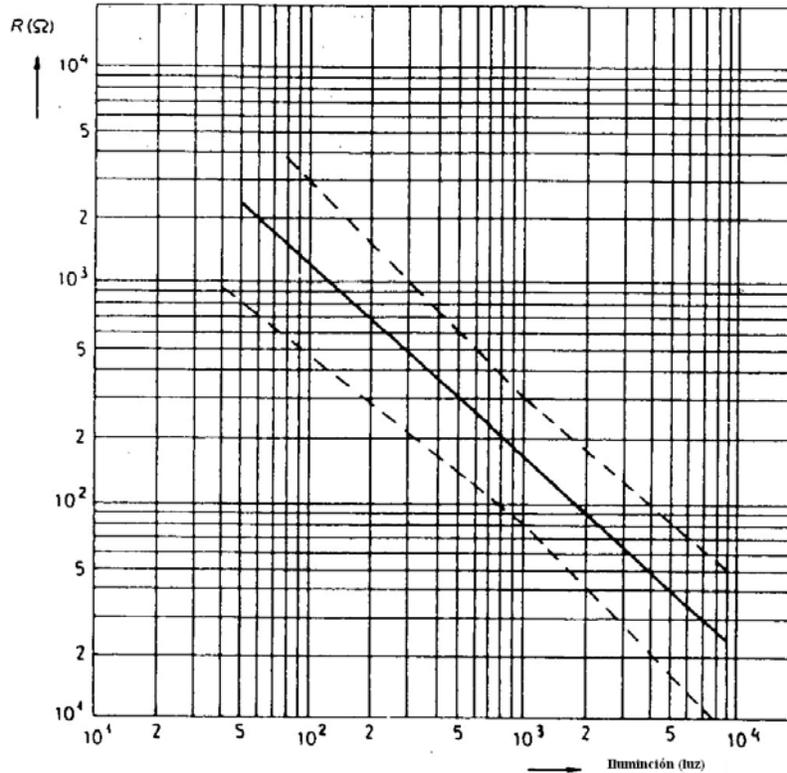


Figura 2.2-3 Características de la resistencia-iluminación para un fotoconductor de Sulfuro de Cadmio (CdS).

La figura anterior muestra la relación para una fotoresistencia CdS y la no linealidad, la proporción entre la resistencia y la iluminación, en la oscuridad es mayor 10^4 . El paso de la resistencia contra la curva de iluminación es algunas veces especificadas por el parámetro γ .

El valor actual de la resistencia depende no solo de la corriente de la iluminación sino también de la historia de la iluminación. Por lo tanto las fotoresistencias muestran histéresis.

La respuesta en tiempo de las fotoresistencias depende del material, del nivel de iluminación, la historia de la iluminación y la temperatura ambiente.

El tiempo de subida es el tiempo para que la resistencia alcance el 63% del valor final mientras esta iluminado y es usualmente expresado en milisegundos.

El tiempo de caída es el tiempo que requiere para que la resistencia caiga 37% del valor final mientras esta obscuro y es expresado en milisegundos o en $K\Omega$ por segundo. La oscuridad desacelera la respuesta.

Las fotoresistencias son sensibles a la temperatura, que afecta su sensibilidad a la radiación incidente, especialmente para iluminaciones de bajo nivel, por que la temperatura causa un hueco-electrón térmico. Las fotoresistencias responden lento a bajas temperaturas. La temperatura es una causa de la aparición de ruido térmico en variaciones de corriente mientras un voltaje es aplicado en la fotoresistencia mientras se mide.

Por la alta sensibilidad y la respuesta espectral, las fotoresistencias es el sensor usado para aplicaciones en donde se involucra luz visible.

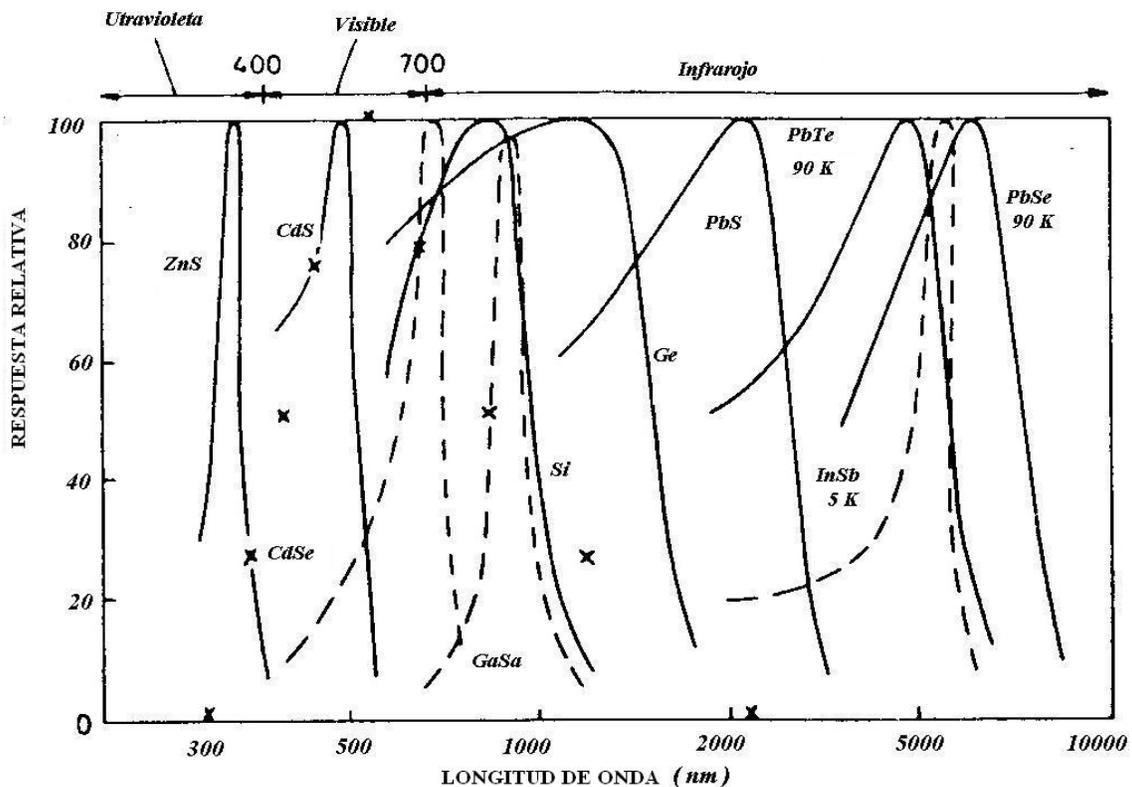


Figura 2.2-4 Espectro de respuesta para varios fotoconductores y el ojo humano (líneas punteadas)

La figura anterior muestra estrecha respuesta en el espectro de las fotoresistencias para varios materiales. Por lo tanto el material apropiado depende de la longitud de onda de la radiación detectada. La siguiente tabla compara algunas especificaciones para diferentes fotoresistencia.

PARAMETRO	2322 600 9500	P577-04	J15D5-M204-S01M
Material del sensor	CdS	CdS	HgCdTe
Respuesta pico λ	680nm	570nm	5 μ m
Resistencia en la oscuridad	>10M Ω	>3M Ω	---
Resistencia a la luz.	30-300M Ω ^b	5k Ω -16k Ω ^c	--- ^d
Tiempo de subida	---	45ms ^e	---
Tiempo de caída	>200k Ω /s ^f	30ms ^g	5 μ s
Temperatura de operación	-20°C a 60°C	-30°C a 70°C	77K
Disipación	<0.2W a 40°C	0.3W a 25°C	20mA corriente bias

Tabla #1. Características de las fotoresistencias^a infrarrojas y de luz visible.

^a 2322 600 9500 de Philips, P577-04 de Hamamatsu, J15D5-M204-S01M de Perkin Elmer Optoelectronics.

^b 100 1x

^c En 10 1x

^d Sensibilidad típica $2 \times 10^3 V/W$

^e De oscuridad a 10x

^f De 1000 1x a la oscuridad.

^g De 10 1x a la oscuridad.

Sensores usados para longitudes de onda (baja energía) la mayoría se conservará a baja temperatura por el efecto inverso Peltier o en un estado de refrigeración para reducir el ruido térmico.

Los fotoconductores ordinarios, se usan a temperatura ambiente, Sulfuro de Cadmio (CdS), Sulfuro de Plomo (PbS) y Selenito de Plomo (PbSe), siendo CdS el más común por su conveniencia para aplicaciones que involucran percepción humana de luz.

Algunas aplicaciones pertenecen al primer grupo, control automático de brillo y contraste en televisiones, detección de fuego y en interruptores de lámparas de alumbrado público. El

segundo grupo incluye detección de presencia y posición, detectores de humo, lectores de tarjetas.

2.3 REFLEXIÓN Y REFRACCIÓN.

La ley de refracción (ley de Snell) quedó deducida a partir de los experimentos de Willebrod Snell en 1621 y también puede deducirse de la teoría corpuscular de la luz de René Descartes en 1637. La ley de reflexión establece que la luz se refleja con el mismo ángulo con el que incide sobre la superficie del material.

La ley de refracción indica la relación de la desviación que experimenta la luz cuando pasa de un material transparente a otro. Uno de los materiales puede ser el aire o el vacío.

Las leyes de reflexión y refracción son consecuencia de las ecuaciones de Maxwell para cualquier onda electromagnética. El proceso requiere la consideración de dos regiones separadas por una interfaz o contorno que se muestra en la siguiente figura.

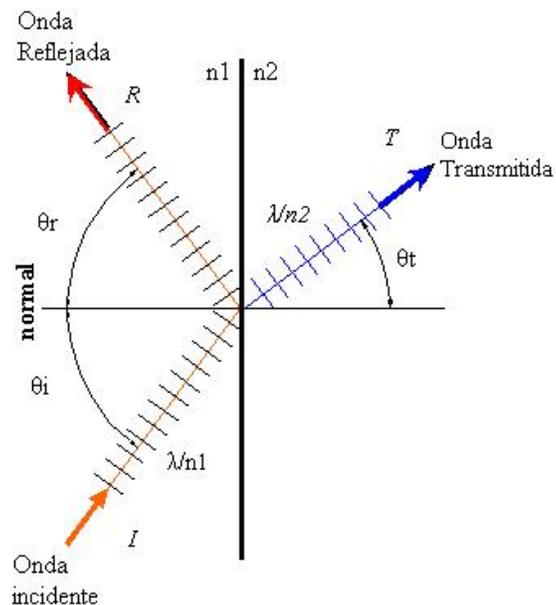


Figura 2.3-1 Reflexión de una onda.

La luz *incidente* (I) de la primera región se refleja (R) en la misma región y se transmite (T) en la segunda. Todo lo que se necesita es que los índices de refracción sean distintos en una región y otra (en general se asignan los valores n_1 y n_2). Los ángulos de incidencia, reflexión y transmisión se miden con respecto a la perpendicular o *normal* a la superficie. En la figura se ha simplificado el problema de localizar los frentes de onda que acceden a la superficie y se alejan de la misma. Los frentes se representan como una serie de líneas

paralelas en la dirección de propagación, espaciadas como $\lambda/n1$. En la región 1 con índice $n1$, las ondas incidentes (I) y reflejada (R) tienen la misma longitud de onda $\lambda/n1$. En la región 2, la longitud de onda se reduce a $\lambda/n2$. El punto más importante está en considerar el número de longitudes de onda que pueden ajustarse dentro de un avance determinado de la posición de la interface, e igual al número obtenido en cada uno de los lados. Así, un avance s tiene una componente $x = s \text{ sen } \theta$ en la interface, el número de longitudes de onda equivalentes al desplazamiento es x/λ . La interface entre las ondas I , R y T , se pueden igualar a los números de ondas resultando:

$$s \text{ sen } \theta_i / \lambda_i = s \text{ sen } \theta_r / \lambda_r = s \text{ sen } \theta_t / \lambda_t$$

La primera desigualdad equivale a $\text{sen } \theta_i = \text{sen } \theta_r$, o bien $\theta_i = \theta_r$, ya que $\lambda_i = \lambda_r$. Esta es la ley de reflexión. La desigualdad entre las fases incidente y transmisión es $s/\lambda_i (\text{sen } \theta_i) = s/\lambda_t (\text{sen } \theta_t)$. Como resulta que $\lambda_i = \lambda/n_1$ y $\lambda_t = \lambda/n_2$ la desigualdad queda en:

$$n_1 \text{ sen } \theta_i = n_2 \text{ sen } \theta_t \quad \text{Ley de Refracción de Snell.}$$

La relación entre las ecuaciones de Maxwell y la ecuación de onda. La velocidad c está relacionada por las constantes μ_0, ϵ_0 por:

$$c^2 = \frac{1}{\epsilon_0 \mu_0}$$

La ecuación de onda simple, solo es correcta para el espacio vacío, pero cuando se aplica, las ondas electromagnéticas se propagan sin cambio de forma a una velocidad que se puede determinar por las mediciones de μ_0, ϵ_0 . Las ondas electromagnéticas también se pueden propagar en un medio material, en que las ecuaciones deben incluir factores adicionales μ, ϵ para representar la constante dieléctrica y permeabilidad del medio. De estos factores, la constante dieléctrica es la más importante, ya que no es raro encontrar ondas en medios donde μ difiere de la unidad en forma notable. En un dieléctrico la velocidad se reduce por un factor $\epsilon^{1/2}$. La relación entre la velocidad en el espacio vacío y la velocidad en el medio es el índice de refracción del medio (n) de manera que el dieléctrico $n = \epsilon^{1/2}$.

Se encontrará que la constante dieléctrica ϵ varía con la longitud de onda para todos los medios; en consecuencia, es necesario desarrollar métodos analíticos para distinguir entre las ondas de diferentes longitudes de onda.

2.3.1 INTENSIDAD REFLEJADA Y TRANSMITIDA.

De forma empírica, una superficie de vidrio refleja aproximadamente el 4% de la luz que incide sobre ella. Cuando la luz incide produce una reflexión en una lámina de vidrio, los resultados son bastante complejos. La superficie refleja un 4% de la intensidad original, y otro 4% se refleja en la interface. Cualquier interface situada entre dos materiales ópticos refleja y transmite luz simultáneamente. En este caso se supone que hay aire en ambos lados del vidrio. El vidrio ordinario también absorbe (A) un 6% de la luz aproximadamente, por lo que la transmisión de la capa trasera (T) es del 86%.

2.4 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL.

Como se vera más adelante este microcontrolador es de baja potencia, pero aun así hay que adaptar la señal que viene de los sensores. Ya que dichas señales son relativamente pequeñas para él, además de que así estamos seguros del tipo de señal que va ser procesada y controlada. Así que es necesario un circuito adecuador de señal. A continuación se darán otros motivos por los cuales se tiene que adaptar una señal.

La señal de salida del sensor de un sistema de medición en general, se debe procesar de una forma adecuada para la siguiente etapa de la operación. La señal puede ser, por ejemplo, demasiado pequeña y tener que amplificarse; podría contener interferencias que eliminar; ser no lineal y requerir la linealización; ser analógica y requerir digitalización; ser digital convertirse en analógica; ser un cambio en el valor de la resistencia y convertirse en un cambio de corriente, a todas estas modificaciones se les designa en general con el término acondicionamiento de la señal.

2.4.1 PROCESOS DEL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES.

Los siguientes son algunos de los procesos que se pueden presentar en el acondicionamiento de una señal:

- a) Protección. Para evitar daño al siguiente elemento, como consecuencia de un voltaje o una corriente elevados. Puede haber resistencias limitadoras de corriente en serie, fusibles que se funden si la corriente es muy alta, circuitos para protección por polaridad y limitadores de voltaje.
- b) Convertir una señal en un tipo de señal adecuado. Esto podría significar convertir una señal en voltaje una corriente de CD. Por ejemplo, el cambio en la resistencia de un extensómetro se debe convertir en un cambio de voltaje.

- c) Obtención del nivel adecuado de la señal. Cuando la señal de salida entregada por algún sensor es de unos cuantos milivolts y la señal se va a alimentar a un convertidor analógico a digital para después entrar a un microprocesador, será necesario amplificarla en forma considerable a volts la en lugar de milivolts de uso en la amplificación es muy común utilizar amplificadores operacionales.
- d) Eliminación o reducción de ruido. Por ejemplo, para eliminar el ruido en una señal se utilizan filtros.
- e) Manipulación de la señal, por ejemplo, convertirla en una función lineal de una variable. Las señales que producen algunos sensores, como los medidores de flujo, son no lineales y tal vez se use un acondicionador de señal para que la señal que se alimenta al siguiente elemento sea lineal.

2.4.2 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN.

En un amplificador para instrumentación típico se utilizan tres amplificadores operacionales, en vez de uno solo y está disponible como circuito integrado.

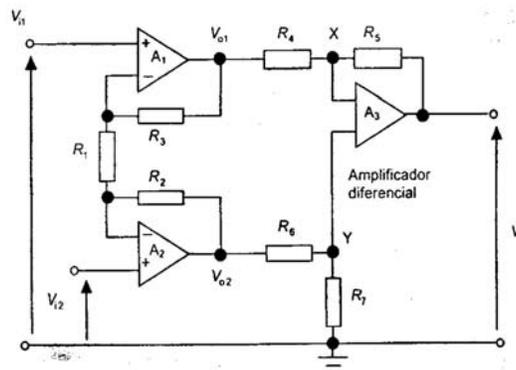


Figura 2.4.2-1 Diagrama de un amplificador de instrumentación.

Este tipo de circuitos tienen una impedancia de entrada alta en general de unos 300 MΩ, una ganancia de voltaje alta y una RRMC excelente, de más de 100 dB. En la primera se encuentran los amplificadores A1 y A2, uno de ellos conectado como amplificador inversor y el otro como no inversor. El A3 es un amplificador diferencial cuyas entradas provienen de A1 y de A2.

Dado que A3 casi no pasa corriente, la que pasa por R4 es igual a la de R5. Por lo tanto

$$\frac{V_{01} - V_X}{R_4} = \frac{V_X - V_0}{R_5}$$

El en la entrada diferencial en A3 es cero, entonces $V_Y = V_X$. Así, la ecuación anterior se puede escribir como:

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right)V_Y - \frac{R_5}{R_4}V_{01}$$

R6 y R7 forman un divisor de voltaje para el voltaje V_{02} , de manera que:

$$V_Y = \frac{R_6}{R_6 + R_7}V_{02}$$

Con base en la ecuación anterior:

$$V_0 = \frac{1 + \frac{R_5}{R_4}}{1 + \frac{R_7}{R_6}}V_{02} - \frac{R_5}{R_4}V_{01}$$

Eligiendo valores de resistencia adecuados se obtienen factores multiplicadores idénticos para las dos entradas del amplificador operacional. Para esto se requiere:

$$1 + \frac{R_5}{R_4} = \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right)\frac{R_5}{R_4}$$

Y por lo tanto, $R_4/R_5 = R_6/R_7$

Podemos aplicar el principio de superposición, es decir, considerar que la salida que produce cada fuente actúa sola y luego sumarlas para obtener la respuesta total. En el amplificador A1 la entrada es la señal diferencial V_{i1} y está en su entrada no inversora, la cual amplifica esta con ganancia de $1 + R_3/R_1$. También tiene una entrada V_{i2} en su entrada inversora, que se amplifica con una ganancia de $-R_3/R_1$. Además, A1 amplifica el voltaje en modo común, V_{MC} , de la entrada no inversora. Por lo tanto, la salida de A1 es:

$$V_{01} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)V_{i1} - \left(\frac{R_3}{R_1}\right)V_{i2} + \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)V_{MC}$$

Así mismo, con el amplificador A2 se obtiene:

$$V_{02} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{i2} - \left(\frac{R_2}{R_1}\right)V_{i1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{MC}$$

La entrada diferencial en A3 es $V_{01} - V_{02}$ y por lo tanto.

$$V_{02} - V_{01} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{i1} - \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_3}{R_1}\right)V_{i2} + \left(\frac{R_3}{R_1} - \frac{R_2}{R_1}\right)V_{MC}$$

Si $R_2=R_3$ desaparece el término del voltaje en modo común y así:

$$V_{02} - V_{01} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(V_{i1} - V_{i2})$$

La ganancia total es entonces $(1+2R_2/R_1)$ que en general se ajusta variando R_1 .

2.5 MOTORES DE CD.

Los motores eléctricos con frecuencia se utilizan como elemento final de control en sistemas de control por posición o de velocidad.

Los motores los podemos clasificar en dos grandes categorías: motores de cd y motores de CA. La mayoría de los motores que se emplean en los sistemas de control modernos son motores de CD. Los principios básicos de funcionamiento de un motor son los siguientes:

- a) Se ejerce una fuerza sobre un conductor en un campo magnético cuando pasa una corriente por el conductor (figura 2.5). Para un conductor de longitud L que lleva una corriente I en un campo magnético con intensidad de flujo B perpendicular al conductor la fuerza ejercida F es igual a $B \cdot I \cdot L$.

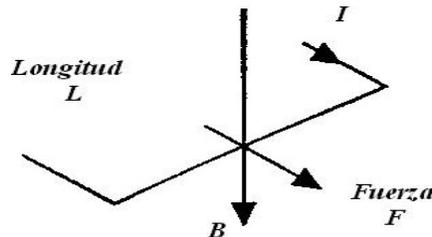


Figura 2.5-1 Fuerza ejercida sobre un conductor.

- b) Cuando un conductor se desplaza dentro de un campo magnético se ejerce una fem sobre él (figura 2.5-1). La fem inducida, e , es igual a la velocidad con la que cambia el flujo magnético Φ (el flujo magnético es igual al producto de la densidad de flujo por el área) que cubre el conductor (ley de Faraday), es decir, $e = -d\Phi/dt$. El signo menos indica que la dirección de la fem inducida es tal que produce una corriente que crea campos magnéticos que tienden a neutralizar el cambio de flujo magnético asociado al devanado que produjo la fem. Por consiguiente, con frecuencia se le conoce como fuerza contraelectromotriz.

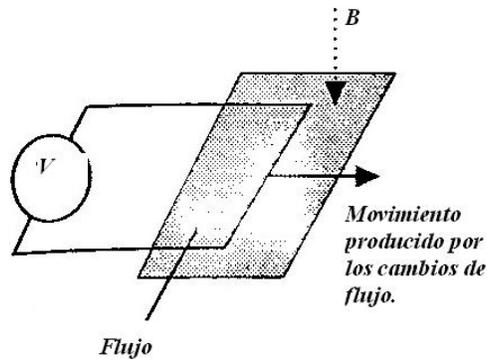


Figura 2.5-2 Fem inducida e .

2.5.1 PRINCIPIOS BÁSICOS.

El motor en su forma básica es una espira de alambre que gira de manera libre en medio del campo de un imán permanente. Cuando por el devanado pasa una corriente, las fuerzas resultantes ejercidas en sus lados y en ángulo recto al campo provocan fuerzas que actúan a cada lado produciendo una rotación. Sin embargo, para que la rotación continúe, cuando el devanado pasa por la posición vertical se debe invertir la dirección de la corriente (figura 2.5.1-1).

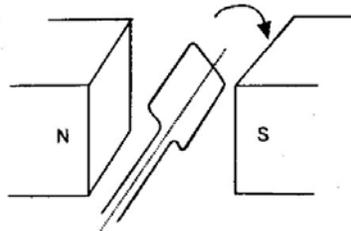


Figura 2.5.1-1 Principio de rotación.

En un motor de CD convencional, los devanados de alambre se montan en las ranuras de un cilindro de material magnético conocido como armadura. La armadura esta montada en cojinetes y puede girar. Se monta en el campo magnético producido por los polos de campo que pueden ser, para pequeños motores, imanes permanentes o electroimanes, cuyo magnetismo se obtiene mediante una corriente que circula por los devanados de campo. En la siguiente figura se muestra el principio básico de funcionamiento de un motor de CD de cuatro polos, cuyo campo magnético se produce por devanados que transportan corriente. Los extremos de los devanados de la armadura se conectan con los segmentos adyacentes de un anillo segmentado conocido como conmutador y el contacto eléctrico con los

segmentos se logra mediante contactos de carbón conocidos como escobillas. Conforme la armadura gira, el conmutador invierte la corriente de cada uno de los devanados al desplazarse por los polos de campo.

Esto es necesario para que las fuerzas que actúan en el devanado sigan actuando en la misma dirección y la rotación continúe. La dirección de rotación del motor de CD se invierte al cambiar de dirección la corriente de armadura o la corriente de campo.

2.5.2 MOTOR DE CD DE IMÁN PERMANENTE

Considere un motor de CD con imán un imán permanente, que tienen una densidad de flujo de valor constante. Para un conductor de armadura de longitud L y corriente I , la fuerza producida por una densidad de flujo magnético B perpendicular al conductor es $B \cdot I \cdot L$. Si hay N conductores, la fuerza producida es $N \cdot B \cdot I \cdot L$. Las fuerzas dan por resultado un par T en el eje del devanado con un valor de Fb , donde b es el ancho de la espira. Por lo tanto:

$$\text{Par } T = N \cdot b \cdot b \cdot L \cdot I = K_t \cdot I$$

Donde K_t es la constante del par. Dado que la espira de una armadura gira en un campo magnético, se produce una inducción electromagnética y se induce una fuerza contraelectromotriz, V_b , que es proporcional a la velocidad a la velocidad de cambio del flujo vinculado a la espira y, por lo tanto, en un campo magnético constante, es proporcional a la velocidad angular de la rotación w .

Por lo tanto:

$$\text{Fuerza contraelectromotriz } V_b = K_v \cdot w$$

En donde K_v es la constante de la fuerza contraelectromotriz.

Ahora podemos considerar que el circuito equivalente de un motor de CD es como el que se ilustra en la figura 2.5.2, es decir, a la espira de la armadura se representa por una resistencia R en serie con una bobina L que esta en serie con una fuente de fuerza contraelectromotriz. Si se deprecia la inductancia de la espira de la armadura, el voltaje que origina la corriente I , que circula por la resistencia es igual al voltaje aplicado V menos la fuerza contraelectromotriz, es decir, $V - V_b$

Las gráficas del par en función de la velocidad de rotación, w , son una serie de líneas rectas correspondientes a diversos valores de voltaje. El par de rotación inicial, es decir, el par

cuando $w=0$ es proporcional al voltaje aplicado y el par de rotación disminuye al aumentar la velocidad.

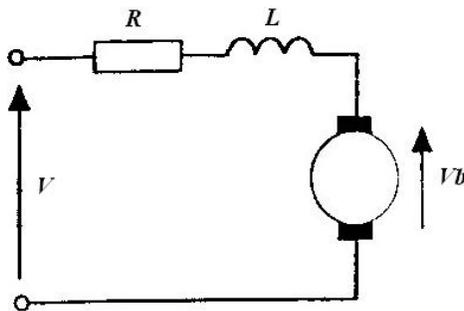


Figura 2.5.2-1 Diagrama análogo de un motor de CD.

2.5.3 CONTROL DE MOTORES DE CD.

La velocidad que alcanza un motor de imán permanente depende de la magnitud de la corriente que pasa por el devanado de la armadura. En un motor con devanado de campo, la velocidad se modifica variando la corriente de la armadura, o la de campo; en general, es la primera que se modifica. Por lo tanto, para controlar la velocidad se puede utilizar el control del voltaje que se aplica a la armadura. Sin embargo, dado que el empleo de fuentes de voltaje de valor fijo es frecuente, el voltaje variable se logra mediante un circuito electrónico.

En una fuente de corriente alterna se utiliza el circuito de tiristor para controlar el voltaje promedio que se aplica a la armadura. Sin embargo, es común que nos interese el control de motores de CD mediante señales de control provenientes de microprocesadores. En estos casos se usa la técnica de modulación por ancho de pulso (PWM), que utiliza una fuente de voltaje de CD constante y secciona su voltaje para que varíe su valor promedio. La utilización del un diodo en paralelo con el motor tiene por objeto servir de trayectoria a la corriente que surge cuando el transistor se desconecta, debido a que el motor se comporta como generador. Circuitos con un transistor sólo se ocupan para operar el motor en una dirección.

2.6 CÁLCULOS TÉRMICOS.

Debido al proceso de recuperación inversa de los dispositivos de potencia y a las acciones de conmutación en presencia de las inductancias, en los circuitos convertidores ocurren transitorios de voltaje. Aun en los circuitos cuidadosamente diseñados, pueden ocurrir situaciones de falla debido a un cortocircuito, que da como resultado un flujo excesivo de corriente a través de los dispositivos. El calor producido por las pérdidas en un dispositivo

semiconductor debe disiparse en forma eficiente y eficaz, a fin de que este opere por debajo de su límite superior de temperatura. Para la operación confiable de un convertidor es necesario asegurar que en ningún momento las condiciones del circuito excederán las especificaciones de los dispositivos de potencia, mediante adaptación de protecciones contra sobrevoltaje, sobrecorriente y sobrecalentamiento. En la práctica los dispositivos de potencia están protegidos de:

- a) Excesos térmicos. Mediante disipadores de calor.
- b) dv/dt y di/dt altos, mediante circuitos de apoyo.
- c) Transitorios de recuperación inversos.
- d) Transitorios en el lado de la alimentación y de la carga
- e) Condiciones de falla. Mediante fusibles.

En la electrónica de potencia, los dispositivos de controlan el paso de la corriente, de valores generalmente elevados, presentan una caída de tensión en conducción, debido a su no linealidad, que provoca una disipación de energía, en forma de generación de calor, apreciable. Por ello, será preciso efectuar una serie de consideraciones y cálculos que nos permitan obtener el disipador adecuado para cada dispositivo en una aplicación.

A partir de las hojas de datos proporcionadas por el fabricante y de los obtenidos a partir del funcionamiento del dispositivo en el circuito de potencia, se consigue la información necesaria para efectuar los cálculos térmicos.

A partir del análisis del circuito donde se coloca el dispositivo electrónico se obtiene la corriente que circulará por él y observando las características proporcionadas por el fabricante se tendrá la caída de tensión en función de la corriente que por él circula. A partir de estos datos se puede obtener, de una forma aproximada, la potencia eléctrica consumida, la cual se transformara en calor en las uniones NP o PN presentes en el dispositivo. Este calor generado en las uniones produce un aumento en la temperatura de la unión que deberá limitarse a un valor máximo prefijado por el fabricante en las hojas de datos (T_{jMAX}). El calor puede transmitirse de tres formas diferentes:

- a) *Por conducción.* El calor generado en la unión se transmite por el interior del cuerpo del dispositivo hasta que alcanza la misma temperatura en todos los puntos del encapsulado.
- b) *Por radiación.* Cualquier cuerpo sólido, por ejemplo un dispositivo electrónico de potencia, radia calor cuando su temperatura es superior a la del medio ambiente que lo rodea, produciendo un enfriamiento del cuerpo. Esta forma de transmisión de

calor tiene una gran dependencia del color del cuerpo, siendo el cuerpo negro el que tiene un mayor poder de radiación.

- c) *Por convección.* Se produce al sumergir el cuerpo en un fluido de temperatura inferior.

Estas tres formas de transmisión de calor, van a determinar los posibles medios que se usen para conseguir limitar la temperatura de la unión por debajo de su valor máximo. En el estudio térmico de los dispositivos semiconductores, se pueden establecer ciertas semejanzas con los circuitos eléctricos. La temperatura en el circuito térmico se corresponde con la tensión en el circuito eléctrico. La potencia media tiene su equivalente eléctrico en la corriente, y la resistencia térmica corresponde con la resistencia del circuito eléctrico.

El calor generado en las uniones de los dispositivos se comporta de la siguiente manera:

Unión PN → Encapsulado → Disipador → Medio Ambiente.

Debiendo cumplirse que la temperatura del medio ambiente sea inferior a la temperatura que se alcanza en la unión para permitir la transferencia de calor. El camino a recorrer por el calor hasta alcanzar el medio más frío presenta una serie de obstáculos, que son las resistencias térmicas.

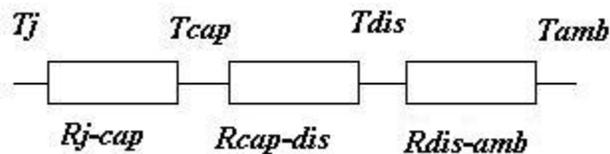


Figura 2.6-1 Tipos de resistencias térmicas.

Siguiendo el camino indicado anteriormente, encontramos:

- **$R_{th(j-cap)}$ Resistencia térmica de unión a la capsula.** Es un parámetro invariable cuyo valor hay que averiguar en las características de cada dispositivo.
- **$R_{th(cap-disip)}$ Resistencia térmica de la capsula al disipador.** Aparece en el montaje entre la base metálica de la capsula del semiconductor y el disipador. Presenta valores variantes atendiendo al procedimiento de montaje que se utilice: directo entre ambas superficies metálicas, con pasta de silicona, con aislante eléctrico de mica. Mecanizado del disipador, etc.
- **$R_{th(disip-a)}$ Resistencia térmica de radiador al medio ambiente.** Su valor depende de las siguientes características: perfil del disipador, longitud del perfil elegido, tipo

de superficie, material empleado en su construcción, color, etc. Habitualmente se usa aluminio como material para la construcción de los disipadores.

- **$R_{th(j-a)}$ Resistencia térmica total de la unión al ambiente.** Que puede adoptar dos valores, según se monte o no sobre un disipador. En las hojas de características de los componentes aparece la resistencia térmica de unión al ambiente si disipador.

La potencia producida en la unión se transmite completamente, a través de las resistencias térmicas, y se disipa al medio ambiente. Se plantea la siguiente ley de Ohm térmica.

$$T_j - T_a = P_{(AV)} R_{th(j-a)} \quad (1)$$

El valor de la potencia media a disipar por el dispositivo $P_{(AV)}$ se obtendrá como el producto de la caída de tensión en la conducción por la corriente media que circula por él. Siempre se deberá trabajar con la potencia media máxima, de forma que se pueda asegurar el correcto funcionamiento del dispositivo en las peores condiciones. El valor de la caída de tensión del dispositivo depende del componente a que se refiera:

- En los diodos rectificadores, la caída de tensión, denominada con las siglas V_f voltaje de adelanto (forward voltage), deberá obtenerse a partir de las curvas proporcionadas por el fabricante. Su valor, en caso de no disponer de él será habitualmente superior a 0.6V, tensión umbral de conducción de los diodos rectificadores de Silicio.
- En los diodos Zener, la caída de tensión corresponde a la tensión del zener V_z .
- En los transistores se deberán distinguir dos casos, según trabaje en zona lineal o en conmutación. Cuando se trabaja en conmutación se debe considerar la caída de tensión en saturación y además pérdidas en conmutación, mientras que en los transistores que actúan como reguladores o de protección, trabajando siempre en zona lineal, la caída de tensión entre colector y emisor depende del punto de trabajo elegido para el dispositivo, debiendo de analizarse las condiciones de funcionamiento del transistor en el circuito. Siempre se debe elegir la tensión colector emisor máxima, ya que el punto de trabajo del transistor es variable por las características del circuito de aplicación (elemento de control en fuentes lineales).

Una vez conocida la potencia media se puede despejar de la ecuación (1) la temperatura de la unión. Por comparación el valor máximo facilitado por el fabricante podemos saber si el dispositivo electrónico podrá trabajar en esas condiciones o si será necesario el uso de un disipador o radiador para que la temperatura de la unión sea inferior a la máxima permitida.

Los disipadores se acoplan físicamente a la capsula del dispositivo de forma que proporcionan un camino más fácil al calor para transmitirse al ambiente. Para obtener el

disipador necesario para el correcto funcionamiento del circuito electrónico disponemos de los siguientes datos:

- $T_{j\max}$, T_a , $R_{th\ cap-disip}$ datos de partida.
- $P_{(AV)}$ que se calcula a partir de las condiciones particulares de funcionamiento del dispositivo en el circuito.

Respecto a los valores de las temperaturas, para la temperatura de la unión se usa un valor inferior al valor máximo facilitando por el fabricante, y la temperatura del ambiente se considerará máxima que pueda tener *el ambiente donde estará situado el dispositivo*. Despejando en la ley de Ohm el valor de la resistencia térmica del radiador al ambiente, se obtiene que:

$$R_{th(disip-a)} = \frac{T_{j(max)} - T_{a(max)}}{P_{(AV)max}} - R_{th(j-cap)} - R_{th(cap-disp)} \quad (2)$$

Una vez obteniendo el valor de la resistencia térmica del disipador se deberán consultar los catálogos de radiadores para hacer la elección adecuada. En los catálogos se facilita la siguiente información:

- **Perfil del disipador.** Determina la forma física adoptada por el disipador: distribución de las aletas, medidas, acabados superficiales.
- **Gráficas de la resistencia térmica del perfil.** Se aportan graficas en las que se relaciona la longitud del perfil con la resistencia térmica correspondiente.

Cuando la potencia a disipar es muy elevada, y un solo dispositivo no es capaz de soportarla en condiciones normales, se pueden plantear varias soluciones:

- **Asociación de semiconductores.** Se pueden conectar en paralelo varios dispositivos para repartirse la corriente y la potencia a disipar de cada componente será menor. Se deberán calcular por separado el disipador necesario para cada dispositivo y si se desean conectar todos sobre el mismo disipador la longitud total será la suma de las longitudes individuales. Hay que tener la precaución de comprobar que los potenciales de las terminales se puedan cortocircuitar a través del disipador y en su caso utilizar elementos aislantes como puede ser la mica.
- **Modificar el proceso de transmisión de calor.** En caso de potenciales elevadas se suele recurrir a refrigerar los dispositivos de potencia con disipadores que se enfrían por circulación forzada de aire, por circulación de fluidos por el interior del disipador, por inmersión de líquidos, etc. Sobre estos métodos alternativos se

proporcionan tablas y gráficas que permiten su diseño, con un método similar al indicado anteriormente.

A partir de la ecuación (2) se puede obtener la temperatura de cualquier punto intermedio del circuito térmico. La temperatura del disipador tendría la expresión:

$$T_{disip} = T_a + P_{(AV)} R_{th (disip-a)}$$

Esto va a permitir el diseño de circuitos de protección contra elevaciones de la temperatura, de forma que si la temperatura del disipador se eleva, debido a una elevación de la temperatura de la unión provocada por fallo en ventiladores, etc., el sistema circuito de control podrá actuar y proteger de potencia y al sistema eléctrico en general.

Es importante tener presente que la resistencia térmica de la base de montaje al disipador depende del proceso de montaje seguido, el cual está condicionado por la aplicación analizada. Las opciones que se plantean se pueden agrupar en:

- Acoplamiento directo entre la base metálica del dispositivo y el disipador. Si la base de montaje está conectada a alguno de las terminales la tensión de esa terminal estará en todo el disipador por existir contacto eléctrico, lo cual puede ocasionar problemas.
- Acoplamiento aislado, mediante micas u otros elementos aislantes, que permiten aislar la base de montaje del disipador. En la actualidad existen encapsulados en los que la base metálica está internamente aislada, con lo que no es necesario la utilización de micas aislantes.

En ambos sistemas se aconseja la utilización de pastas de silicona especial, que aumenta el contacto térmico entre superficies y disminuye la resistencia térmica final.

Cuando se trabaja en conmutación se tienen periodos de máxima disipación y de no disipación de potencia. Debido a la inercia térmica de los materiales con que se construyen los dispositivos, las condiciones de trabajo en conmutación, con señales de t_{on} y ciclo de trabajo, δ (duty cycle), pequeño, son distintas al trabajo en continua, permitiendo tomar valores de resistencia térmica de la unión a la capsula inferiores. A estos valores se les conoce como impedancia térmica de la unión capsula y se representan por: $Z_{th (j-cap)}$.

Mediante gráficas normalizadas se puede obtener la impedancia térmica a partir del ciclo de trabajo y de t_{on} . La forma de operar con la gráfica sería la siguiente.

- Obtener el valor de la duración del pulso, t_{on} .

- A partir del dato anterior y del período de funcionamiento del dispositivo se obtiene el valor del ciclo útil de trabajo δ .
- Podremos obtener el valor de la resistencia térmica entre la unión y base de montaje, $R_{th(j-c)}$, del dispositivo que proporciona el fabricante.
- Obtener el valor de la impedancia térmica unitaria, que siempre es inferior o uno, para utilizarlo como factor de proporción en la expresión:

$$T_j - T_{cap} = P_{(AV)} Z_{th(j-cap)} = P_{(AV)} Z_{th(j-cap)(unit)} R_{th(j-cap)}$$

2.7 MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO (PWM-PULSE-WIDTH MODULATION)

La modulación por ancho de pulsos es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica (una señal senoidal o cuadrada)

El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación al período.

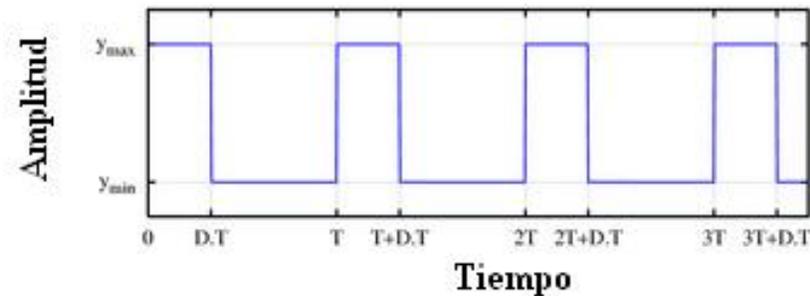


Figura 2.7-1 Una señal de onda cuadrada de amplitud acotada (y_{min}, y_{max}), el ciclo de trabajo D .

$$D = \frac{\tau}{T}$$

Donde:

- D → Ciclo de trabajo.
- τ → Es el tiempo en que la función es positiva (ancho del pulso).
- T → Es el período de la función.

La construcción típica de un circuito PWM se lleva a cabo mediante un comparador con dos entradas y una salida. Una de las entradas se conecta a un oscilador de onda triangular, mientras que la otra queda disponible para la señal moduladora. En la salida la frecuencia es generalmente igual a la de la señal triangular y el ciclo de trabajo esta en función de la portadora.

La principal desventaja que presentan los circuitos PWM es la posibilidad de que haya interferencias generadas por radiofrecuencia. Estas pueden minimizarse ubicando el controlador cerca de la carga y realizando un filtrado de la fuente de alimentación.

Algunos parámetros importantes de un PWM son:

- La relación de amplitudes entre la señal portadora y la moduladora, siendo recomendable que la última no supere el valor pico de la portadora y esté centrada en el valor medio de ésta.
- La relación de frecuencias, donde en general se recomienda que la relación entre la frecuencia de la portadora y la de señal sea de 10 a 1.
- Mantiene el par motor constante y no supone un desaprovechamiento de la energía eléctrica. Se utiliza tanto en corriente continua como en alterna, como su nombre lo indica, al controlar: un momento alto (encendido o alimentado) y un momento bajo (apagado o desconectado), controlado normalmente por relevadores (baja frecuencia) o MOSFET o tiristores (alta frecuencia).
- Otros sistemas para regular la velocidad modifican la tensión eléctrica, con lo que disminuye el par motor; o interponen una resistencia eléctrica, con lo que se pierde energía en forma de calor en esta resistencia.
- Otra forma de regular el giro del motor es variando el tiempo entre pulsos modulación por frecuencia de pulsos de duración constante.
- En los motores de corriente alterna también se puede utilizar la variación de frecuencia.
- La modulación por ancho de pulsos también se usa para controlar servo motores, los cuales modifican su posición de acuerdo al ancho del pulso enviado cada un cierto período que depende de cada servo motor.

Los controladores PWM son los circuitos que transforman pulsos lógicos (baja potencia) en pulsos de corriente (potencia) para excitar los bobinados de los motores.

La señal de pulsos es quien controla al MOSFET de potencia que permite que exista o no una ruta de corriente de drain a source.

La mayor ventaja de un circuito PWM respecto a un controlador resistivo es su muy buena eficiencia. Una ventaja adicional del PWM es que es capaz de alcanzar el máximo voltaje de la fuente, produciendo un mayor par de la máquina.

La modulación por ancho de pulso se utiliza para reducir la potencia total entregada a la carga sin que causen pérdidas, que normalmente se produce cuando una fuente de energía está limitada por una resistencia.

El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación al período. Cuando más tiempo pase la señal en estado alto, mayor será la velocidad del motor.

Este tren de pulsos, en realidad, hace que el motor marche alimentado por la tensión máxima de la señal durante el tiempo en que esta se encuentra en estado alto, y que pare en los tiempos en que la señal esta en estado bajo.

Para controlar la velocidad de un motor d.c. se necesita un voltaje variable C.D. de la fuente de alimentación, los motores no responden inmediatamente, necesitan un pequeño intervalo de tiempo para alcanzar su velocidad máxima.

Si apagamos la alimentación en algún momento antes de que el motor alcance su máxima velocidad, notaremos una disminución de esta. Si encendemos la alimentación y la apagamos rápidamente, el motor tomará una velocidad entre velocidad mínima y velocidad máxima. Esto es exactamente, lo que hace un controlador de P.W.M.: alimenta el motor suministrándole una serie de pulsos.

Para controlar la velocidad del motor se varía (modula) el ancho de los pulsos – modulación por ancho de pulsos.

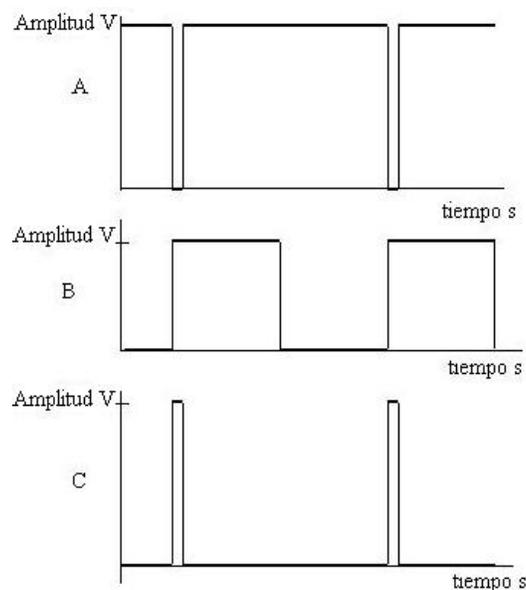


Figura 2.7-2 Modulación por ancho de pulso para el control de velocidad.

Considerando las formas de onda mostradas, si el motor se conecta mediante un extremo a alimentación positiva y el otro extremo a negativa a través de un interruptor (MOSFET, transistor de potencia o similar) entonces, si el MOSFET esta conduciendo durante un periodo largo y apagado durante poco tiempo, como en A, el motor girará rápido. En B el interruptor está conduciendo el 50% y apagado el 50%. En C el motor tiene una velocidad lenta durante la mayoría del tiempo y enciende sólo un tiempo corto, para que la velocidad sea la mínima.

Los controladores PWM son los circuitos que transforman pulsos lógicos (baja potencia) en pulsos de corriente (potencia) para excitar los bobinados de los motores.

La señal de pulsos es quien controla al MOSFET de potencia que permite que exista o no una ruta de corriente de drain a source.

La mayor ventaja de un circuito PWM respecto a un controlador resistivo es su muy buena eficiencia. Una ventaja adicional del PWM es que es capaz de alcanzar el máximo voltaje de la fuente, produciendo un mayor par de la máquina.

La modulación por ancho de pulso se utiliza para reducir la potencia total entregada a la carga sin que causen pérdidas, que normalmente se produce cuando una fuente de energía está limitada por una resistencia.

El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación al período. Cuando más tiempo pase la señal en estado alto, mayor será la velocidad del motor.

Este tren de pulsos, en realidad, hace que el motor este en marcha alimentado por la tensión máxima de la señal durante el tiempo en que esta se encuentra en estado alto, y que pare en los tiempos en que la señal esta en estado bajo.

2.8 FOTOTRANSISTOR.

Un fototransistor es, en esencia, lo mismo que un transistor BJT, solo que puede trabajar de 2 maneras diferentes:

- Como un transistor normal con la corriente de base (I_B) (modo común)
- Como fototransistor, cuando la luz que incide en este elemento hace las veces de corriente de base. (I_P) (Modo de iluminación).

Se pueden utilizar las dos en forma simultánea, aunque el fototransistor se utiliza principalmente con la terminal de la base sin conectar. ($I_B = 0$)

La corriente de base total es igual a corriente de base (modo común) + corriente de base (por iluminación): $IBT = IB + IP$

Si se desea aumentar la sensibilidad del fototransistor, debido a la baja iluminación, se puede incrementar la corriente de base (IB), con ayuda de polarización externa.

Circuito equivalente de un fototransistor - El circuito equivalente de un fototransistor, es un transistor común con un fotodiodo conectado entre la base y el colector, con el cátodo del fotodiodo conectado al colector del transistor y el ánodo a la base.

El fototransistor es muy utilizado para aplicaciones donde la detección de iluminación es muy importante. Como el fotodiodo, tiene un tiempo de respuesta muy corto, solo que su entrega de corriente eléctrica es mucho mayor.

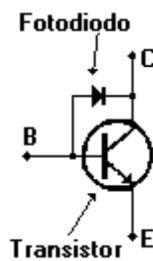


Figura 2.8-1 Fototransistor.

En la figura anterior se puede ver el circuito equivalente de un fototransistor. Se observa que está compuesto por un fotodiodo y un transistor. La corriente que entrega el fotodiodo (circula hacia la base del transistor) se amplifica β veces, y es la corriente que puede entregar el fototransistor.

Nota: β es la ganancia de corriente del fototransistor.

2.9 OPTOACOPLADOR

Un optoacoplador, también llamado optoaislador o aislador acoplado ópticamente, es un dispositivo de emisión y recepción de luz que funciona como un interruptor excitado mediante la luz. La mencionada luz es emitida por un diodo LED que satura un componente optoelectrónico, normalmente en forma de fototransistor. De este modo se combinan en un solo dispositivo semiconductor, un fotoemisor y un fotorreceptor cuya conexión entre ambos es óptica. Estos elementos se encuentran dentro de un encapsulado que por lo general es del tipo DIP. Se suelen utilizar como medio de protección para dispositivos muy sensibles.

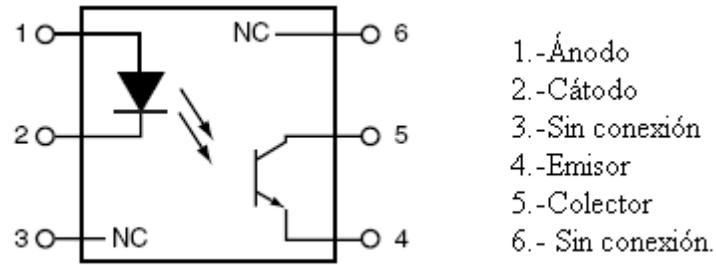


Figura 2.9-1 MOC8102

Como se ve, es diversa la base de conocimientos con la que se cuenta para pasar a la etapa de desarrollo, ahora, es en esta última en donde se aplicarán e integrarán todos los elementos físicos basados previamente en un análisis teórico para que la planta opere de acuerdo al diseño.

CAPÍTULO III

3 MICROCONTROLADOR MSP430F2274

El microcontrolador empleado en este sistema es el MSP430F2274 de Texas Instruments. Es un microcontrolador de 16 Bits con arquitectura Von-Neumann, con un bus de dirección en común y un bus de datos. Este es un microcontrolador de ultra-bajo consumo de energía.

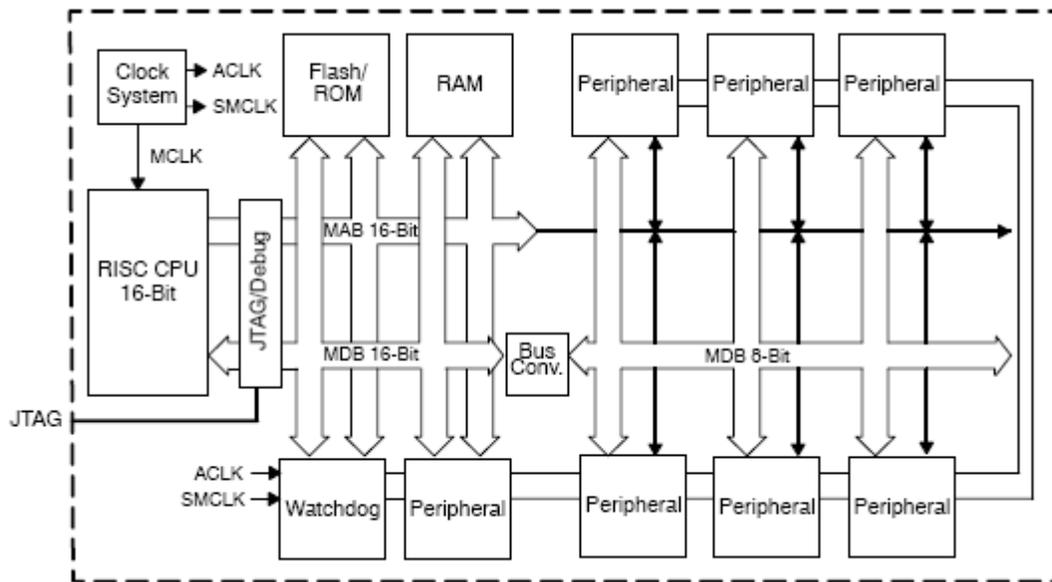
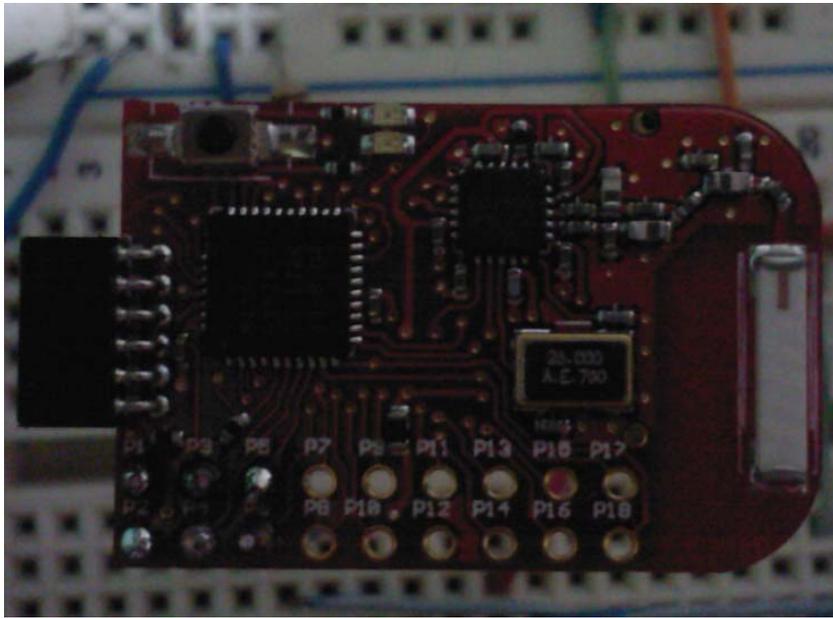
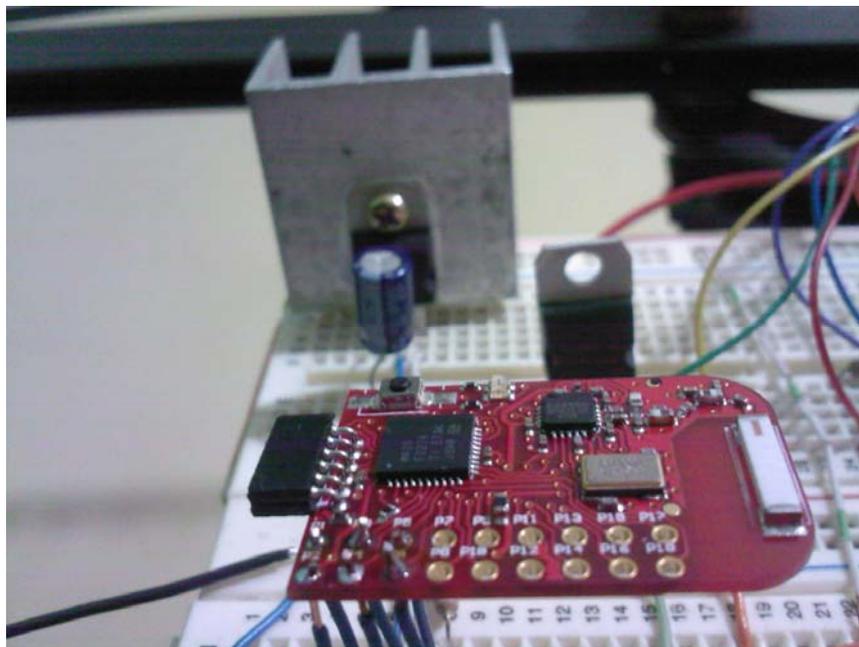


Figura 3-1 Arquitectura interna del microcontrolador.



(a)



(b)

Figura 3-2 (a)-(b) Microcontrolador.

De este microcontrolador ocuparemos el convertidor analógico digital de 12 bits para leer los sensores y uno de los Timers (temporizadores) con los que cuenta para generar la modulación por ancho de pulso PWM.

3.1 CARACTERÍSTICAS DEL ADC12. (CONVERTIDOR ANALÓGICO/DIGITAL DE 12 BITS).

El ADC12 soporta rápidas conversiones analógicas a digitales de 12 bits. El módulo implementa registro de 12 bits como núcleo, un control de selección de muestras, un generador de referencias y un buffer de conversión y control de 16 palabras. El buffer de conversión y control almacena 16 muestras ADC independientes para ser convertidas y almacenadas sin la intervención del CPU.

Funciones del ADC12:

- ✓ Tasa de conversión máxima de 200 mil muestras por segundo.
- ✓ Sample and Hold (muestreo y retención) con periodos de muestreo controlados por software o por los Timers.
- ✓ Inicialización por software de los Timers.
- ✓ Escoger el voltaje de referencia por software (1.5V ó 2.5V).
- ✓ Opción para seleccionar una referencia de voltaje interna o externa.
- ✓ Ocho canales de entrada individuales configurables.

Los módulos del ADC12 son configurados mediante el software del usuario.

El núcleo usa dos voltajes de referencia, los cuales pueden ser programables o seleccionados (V_{R+} y V_{R-}) definiendo los límites de la conversión. La salida digital estará en la escala mayor mientras la señal de entrada sea igual o mayor que V_{R+} y cero mientras la señal de entrada es igual o menor que el voltaje V_{R-} . El canal de salida y los voltajes de referencia (V_{R+} y V_{R-}) son definidos en el control de conversión de la memoria.

El núcleo del ADC12 es configurado por dos registros de control, ADC12TL0 y ADC12TL1. El núcleo es habilitado con el bit ADC12ON. El ADC12 puede ser apagado mientras no se usa la fuente. En algunas excepciones el control de bits del ADC12 puede modificarse únicamente mientras $ENC=0$. ENC puede ser establecido en 1 antes de cualquier conversión.

Las ocho señales analógicas externas y las cuatro señales analógicas internas son seleccionadas en el canal para ser convertidas por el multiplexor analógico de entrada. El multiplexor de entrada reduce la adición de ruido de entrada a entrada que es resultado de la conmutación de los canales. El ADC12 usa el método de re-distribución de cargas. Mientras las entradas están internamente conmutadas, la acción de la conmutación causa

transiciones en la señal de entrada. Estas transiciones causan una caída o una subida en la señal y después un error en la conversión.

El módulo ADC12 internamente contiene un voltaje de referencia con dos niveles de voltaje a seleccionar, 1.5V y 2,5V. Estos voltajes de referencia pueden ser usados internamente o externamente en el pin V_{REF+} .

El ADC12 tiene cuatro modos de operación seleccionados por el bit $CONSEQ_x$ y son mostrados en la siguiente tabla:

CONSEQ_x	MODO	OPERACIÓN
00	Un solo canal, una conversión simple.	Un canal es convertido a la vez.
01	Secuencia de canales.	Una secuencia de canales es convertida.
10	Repetir un canal.	Un solo canal es convertido repetidamente.
11	Repetir una secuencia de canales.	Una secuencia de canales es convertida repetidamente.

TABLA # 2 MODOS DE OPERACIÓN ADC12

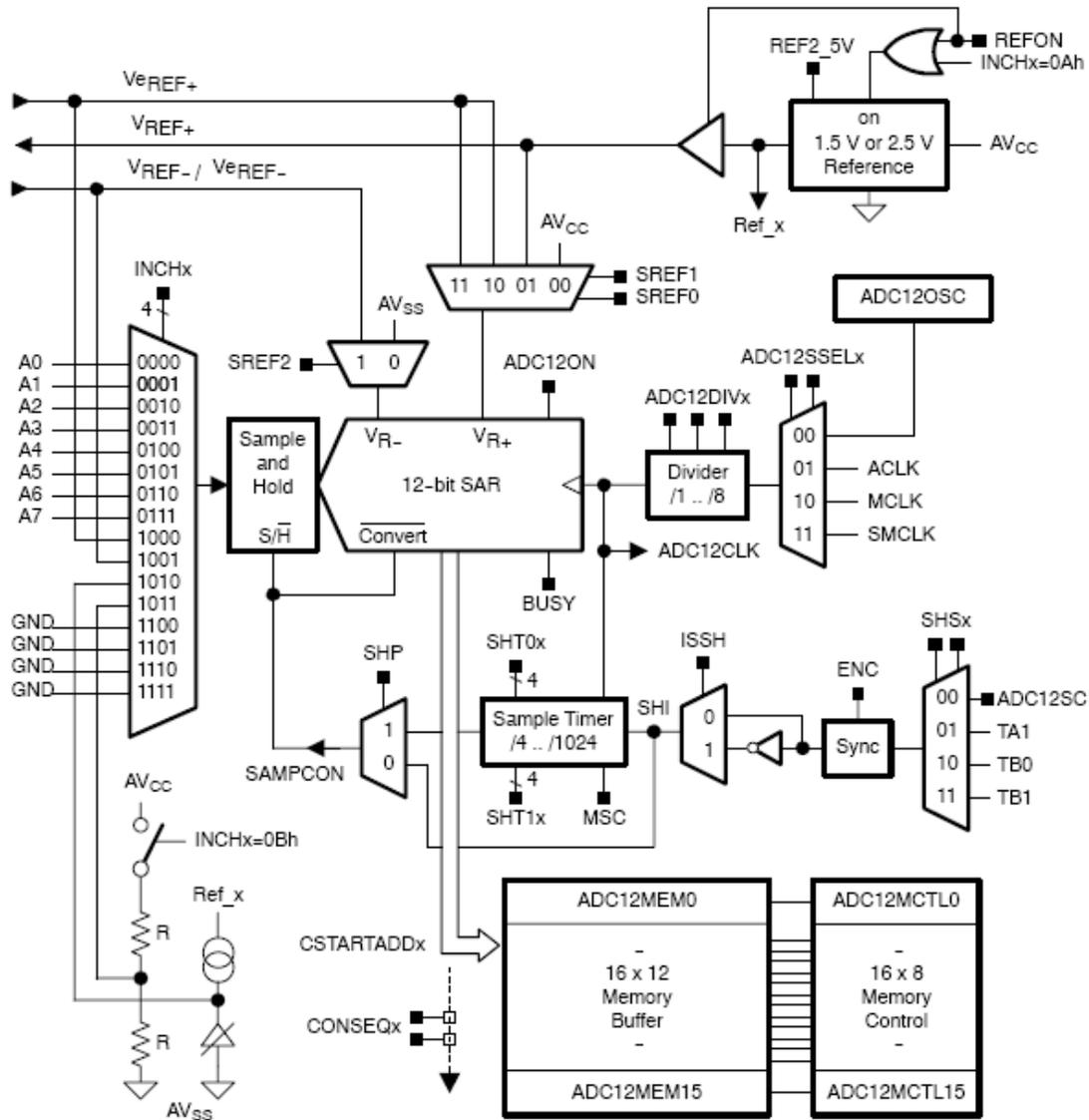


Figura 3.1-1 Diagrama a bloques del ADC12.

3.2 CARACTERÍSTICAS DEL TIMER_A.

El Timer_A es un contador/temporizador de 16 bits con tres registros comparadores/captura. El Timer_A puede soportar múltiples salidas de PWM.

Funciones del Timer_A:

- Contador/Temporizador asíncrono con cuatro modos de operación.

- Selección y configuración de la fuente del reloj.
- Dos o tres registros configurables de captura/comparación.
- Capacidad de configurar salidas con PWM.
- Aseguramiento de entradas y salidas asíncronas.

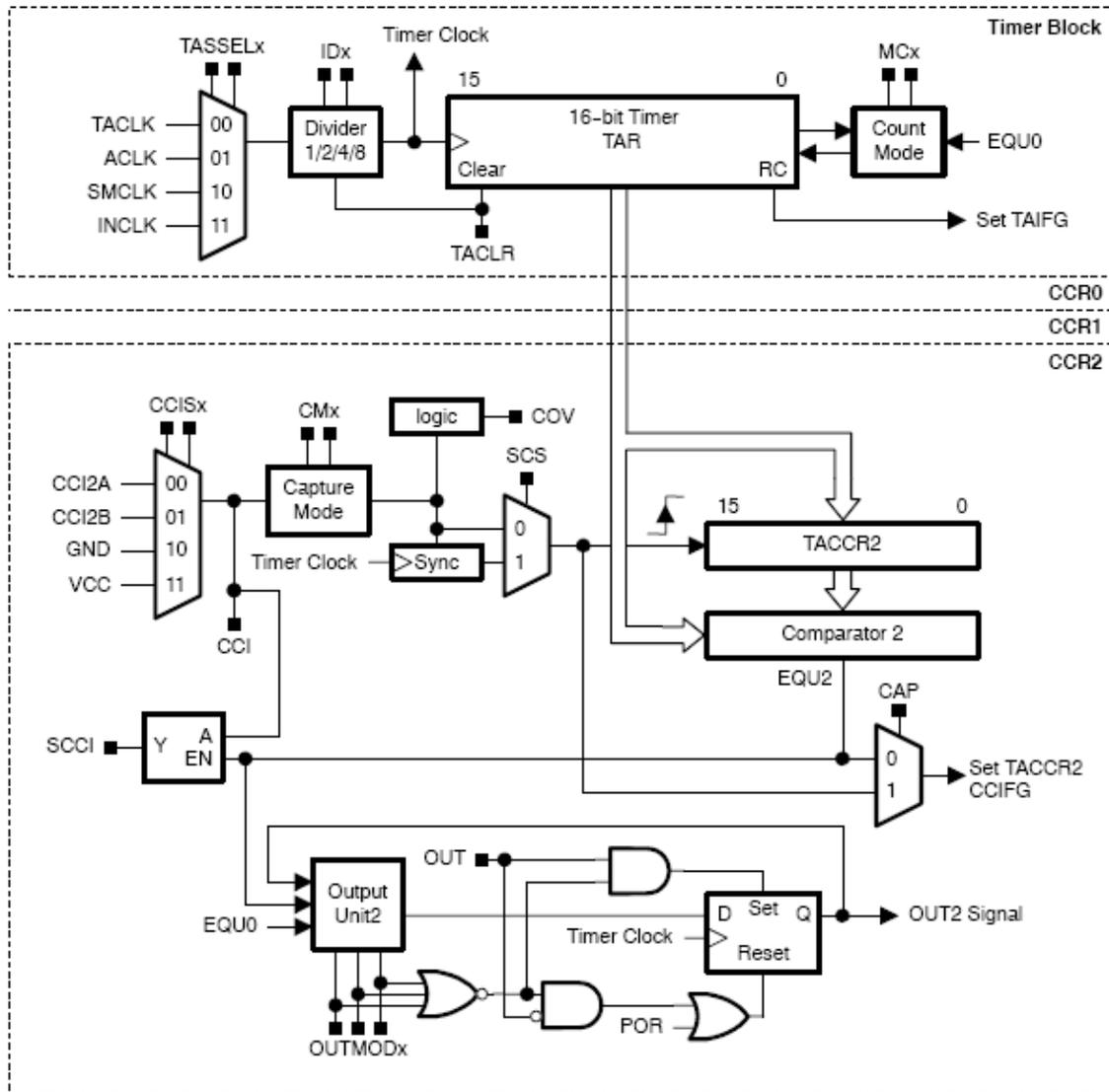


Figura 3.2-1 Diagrama a bloques del Timer_A.

El timer es el que se encarga de generar y modular los pulsos necesarios para controlar el motor, esto se hace configurándolo en modo RESET/SET. Para poder configurarlo de esa manera es necesario interactuar con el registro TACCTL1. Este modo trabaja mandando a estado bajo (RESET) la salida del PWM cuando el contador llega al numero indicado en el registro TACCR1 el cual indica el ciclo útil y mandando un estado alto (SET) cuando el

contador llega al número indicado en el registro TACCR0 el cual determina el período del pulso. Esto quiere decir que el valor en TACCR0 siempre debe ser mayor o igual a TACCR1. Para entenderlo un poco más, los siguientes pasos describen el proceso:

- 1.- Configurar Timer en registro TACCTL1.
- 2.- Indicar período del pulso con el registro TACCR0.
- 3.- Indicar ciclo útil con el registro TACCR1 ($TACCR1 \leq TACCR0$).
- 4.- Activar el PWM con el registro TACTL.
- 5.- El timer manda a estado alto la salida.
- 6.- Empieza a contar.
- 7.- Cuando llega al valor de TACCR1 manda a estado bajo la salida.
- 8.- Cuando llega al valor de TACCR0 manda a estado alto la salida.
- 9.- Empieza a contar de nuevo.
- 10.- Detener PWM con el registro TACTL.

3.3 ENTRADA Y SALIDA DE DATOS.

El MSP430 tiene implementados hasta ocho puertos digitales, de entrada y salida. Cada puerto tiene ocho pines. Cada pin es configurable para direccionarlo de entrada o salida y cada línea de entrada o salida puede ser leída o escrita individualmente.

Los puertos P1 y P2 tienen la capacidad de interrupciones. Cada interruptor para las líneas de los puertos de entrada y salida de P1 y P2 puede ser habilitado y configurado y proveer de una interrupción cuando halla un flanco de subida o bajada de una señal de entrada. Todas las líneas de entrada y salida de P1 vienen de un solo vector de interrupción y todas las líneas de entrada y salida de P2 vienen de un vector distinto.

Estas son las características de entrada y salida:

- ✓ Pueden ser programadas independientemente.
- ✓ Varias combinaciones de entrada y salida.
- ✓ Configuración de las interrupciones individualmente de los puertos P1 y P2.
- ✓ Registros de datos independientes tanto de entrada como de salida.
- ✓ Configuración individual de resistencias de estado alto y estado bajo.

Las entradas y salidas digitales son configuradas con el uso de software. El ajuste y la configuración de estas son explicadas a continuación.

3.3.1 REGISTRO DE ENTRADA

Cada bit en cada pin de registro PxIN (de P1 a P7) regresa el valor de la señal de entrada correspondiente al pin, dependiendo si es de entrada o salida, cuando el pin es configurado de una u otra forma.

- Bit = 0: La entrada es baja.
- Bit = 1: La entrada es alta.

Nota: UNICAMENTE CUANDO SE LEE O ESCRIBE UN PIN DE REGISTRO PxIN.

Escribiendo en los registros de solo lectura resulta en un incremento en el consumo de corriente mientras el intervalo de lectura esta activo.

3.3.2 REGISTRO DE SALIDA

Cada bit de cada registro de salida PxOUT (de P1 a P7) es el valor de salida correspondiente de cada pin de entrada o salida de acuerdo a su configuración, dirección de salida y si esta deshabilitada la resistencia de estado bajo o estado alto.

- Bit =0: La salida es baja.
- Bit =1: La salida es alta.

Si el pin tiene activada la resistencia de estado bajo o estado alto, el bit correspondiente en el registro PxOUT selecciona como estado alto o estado bajo.

- Bit =0: El pin es estado alto.
- Bit =1: El pin es estado bajo.

3.4 INTERRUPTORES DE P1 Y P2

Cada pin en los puertos P1 y P2 tiene la capacidad de interrupciones, configurado con los registros. Todos los pines de P1 tienen un solo vector de interrupción y los pines de P2 un vector diferente. El registro PxIFG puede verificar y determinar el vector de donde proviene la interrupción y saber si es de P1 o P2.

3.4.1 INTERRUPTORES DE REGISTRO P1IFG Y P2IFG

Cada bit PxIFG es el interruptor para el correspondiente pin de entrada o salida y es establecido mientras es seleccionado el flanco de la señal de entrada. Cada PxIFG debe ser

reiniciado vía software. El software también puede establecer cada bandera PxIFG y así proveer una manera de generar una interrupción inicial.

- Bit =0: No hay interrupción pendiente.
- Bit =1: Hay una interrupción pendiente.

Solo transiciones, no estados estáticos causan las interrupciones. Si cualquier PxIFG se establece por un interruptor durante una rutina de Px o si es establecida después de una instrucción del interruptor Px es ejecutada, el que se establezca la bandera PxIFGx genera otra interrupción. Esto asegura que cada transición es registrada o reconocida.

3.5 AMPLIFICADOR OPERACIONAL

El amplificador operacional es de propósito general. Además mantiene un acondicionamiento a la entrada y salida de la señal analógica antes de la conversión analógica-digital.

Las características del amplificador operacional son:

- ✓ Operación de baja corriente.
- ✓ Salida uno a uno.
- ✓ Ajustes programables de tiempo contra consumo de potencia.
- ✓ Configuraciones de software.
- ✓ Selección de una resistencia de retroalimentación por software.

3.6 MULTIPLICADOR DE HARDWARE

Este es un periférico y no una parte del microcontrolador MSP430, esto quiere decir que no interviene con las actividades del microcontrolador. Los registros del multiplicador son registros periféricos que son cargados y leídos con las instrucciones del microcontrolador.

El multiplicador de hardware soporta:

- ✓ Multiplicaciones sin signo.
- ✓ Multiplicaciones con signo.
- ✓ Un acumulador para multiplicar sin signo.
- ✓ Un acumulador para multiplicar con signo.
- ✓ 16x16 bits, 16x8 bits, 8x16 bits y 8x8 bits.

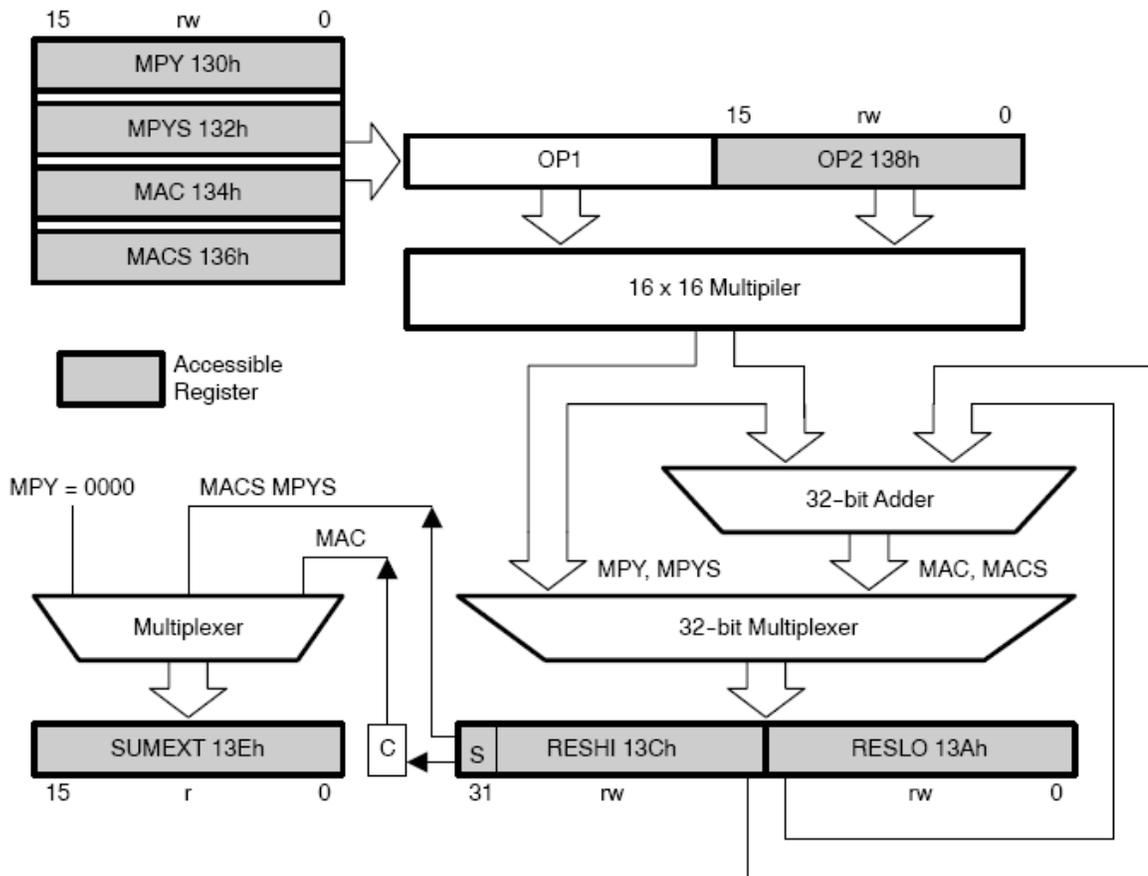


Figura 3.6-1 Diagrama a bloques del multiplicador de hardware.

3.7 OPERACIÓN DEL MULTIPLICADOR DE HARDWARE

Soporta multiplicaciones con signo, sin signo, con acumulador y operaciones con el acumulador. El tipo de operaciones es seleccionado por la dirección de la operación que es escrita primero.

Tiene dos registros de 16 bits, OP1 y OP2 y tres registros de resultados, RESLO, RESHI and SUMEXT. RESLO almacena el carácter bajo del resultado, RESHI almacena el carácter alto del resultado y SUMEXT almacena información respecto al resultado. Este resultado esta listo en tres ciclos del reloj y puede ser leído con la siguiente instrucción después de escribir OP2, excepto cuando se usa un direccionamiento indirecto como modo de acceso al resultado. Cuando se usa direccionamiento indirecto para el resultado un NOP es necesario antes de que el resultado este listo.

Nota:

NOP es una instrucción de programación, con esta instrucción en la herramienta de programación, el compilador no hace ningún proceso y pasa a la siguiente instrucción)

3.8 UNIVERSAL SERIAL INTERFACE (Interface serial universal)

USI por su nombre en inglés, es un módulo provisto de comunicaciones I²C y SPI con un modulo de hardware. Esta provisto de una funcionalidad básica bajo una comunicación serial síncrona. De forma simple, es un registro que cambia de 8 a 16 bits cuando es usado como un flujo de datos de salida obien coando es combinado con un pequeño software implimenta una comunicación serial. Adicionalmente el USI incluye adicionalmente la implementación de protocolos de comunicación I²C y SPI. También incluye más interruptores para reducir el software necesario para la comunicación serial y mantener las capacidades de baja potencia del MSP430.

Las características de este módulo son:

- ✓ Tres conectores de SPI.
- ✓ Soporta el modo I²C.
- ✓ Longitud de datos variable.
- ✓ Operación esclavo en LPM4 (Label Processing Mode- Modo Procesador de Etiquetas), que no requiere reloj.
- ✓ Selección del MSB (More Significant Bit- Bit Más Significativo) o LSB (Least Significant Bit- Bit Menos Significativo)
- ✓ Inicio y fin de la detección para I²C con control de reloj automático.
- ✓ Generación de un reloj programable.
- ✓ Un reloj con control de polaridad y fase.

Nota:

SPI (del inglés *Serial Peripheral Interface*) es un estándar de comunicaciones, usado principalmente para la transferencia de información entre circuitos integrados en equipos electrónicos. El bus de interface de periféricos serie o bus SPI es un estándar para controlar casi cualquier electrónica digital que acepte un flujo de bits serie regulado por un reloj.

I²C es un bus de comunicaciones serie. Su nombre viene de *Inter-Integrated Circuit* (Circuitos Inter-Integrados). La versión 1.0 data del año 1992 y la versión 2.1 del año 2000. La velocidad es de 100Kbits por segundo en el modo estándar, aunque también permite velocidades de 3.4 Mbit/s. Es un bus muy usado en la industria, principalmente para comunicar microcontroladores y sus periféricos en sistemas integrados (*Embedded Systems*) y generalizando más para comunicar circuitos integrados entre si que normalmente están en un mismo circuito impreso. La principal característica de I²C es que

utiliza dos líneas para transmitir la información: una para los datos y por otra la señal de reloj.

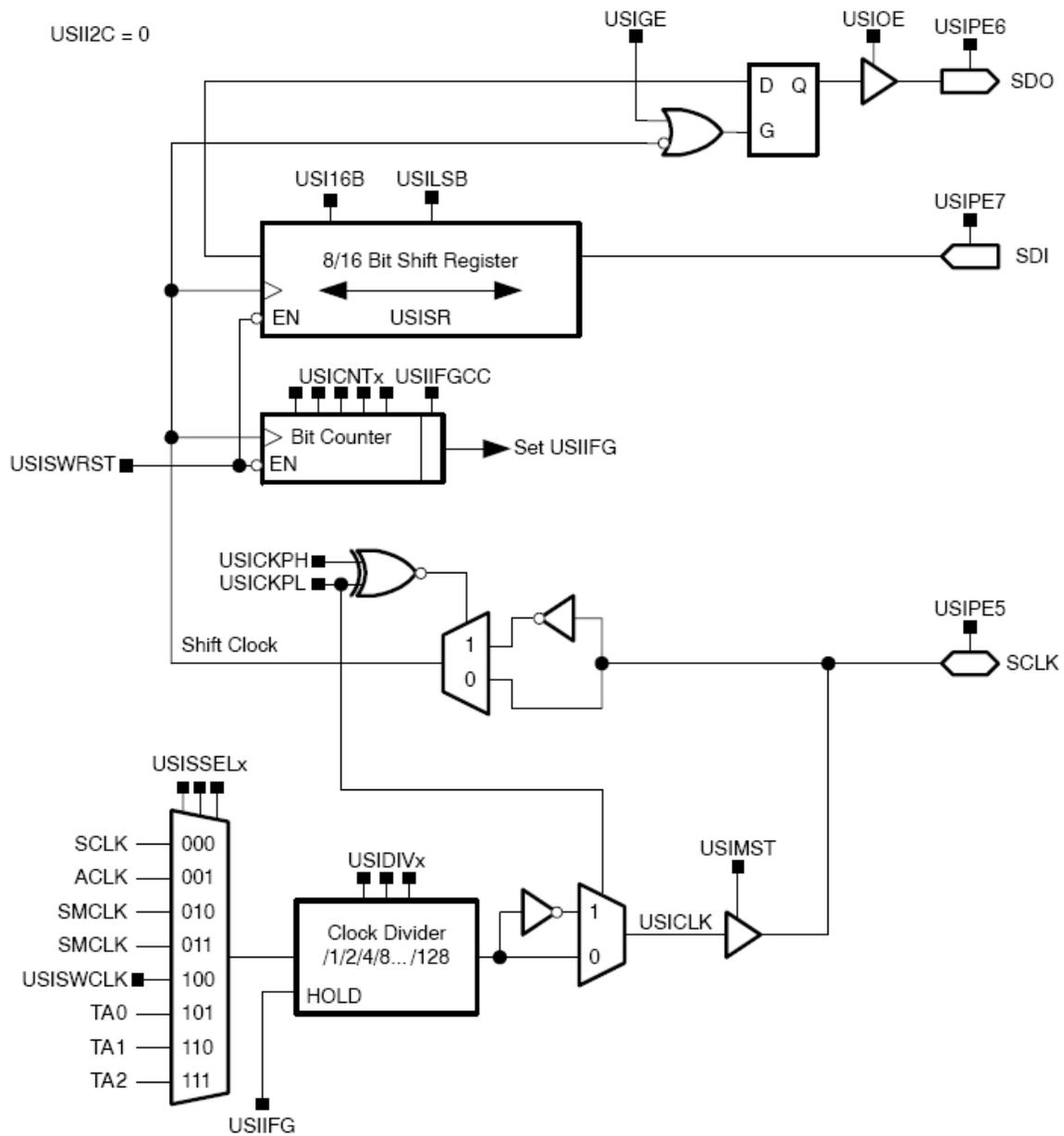


Figura 3.8-1 Diagrama a bloques del USI en modo SPI

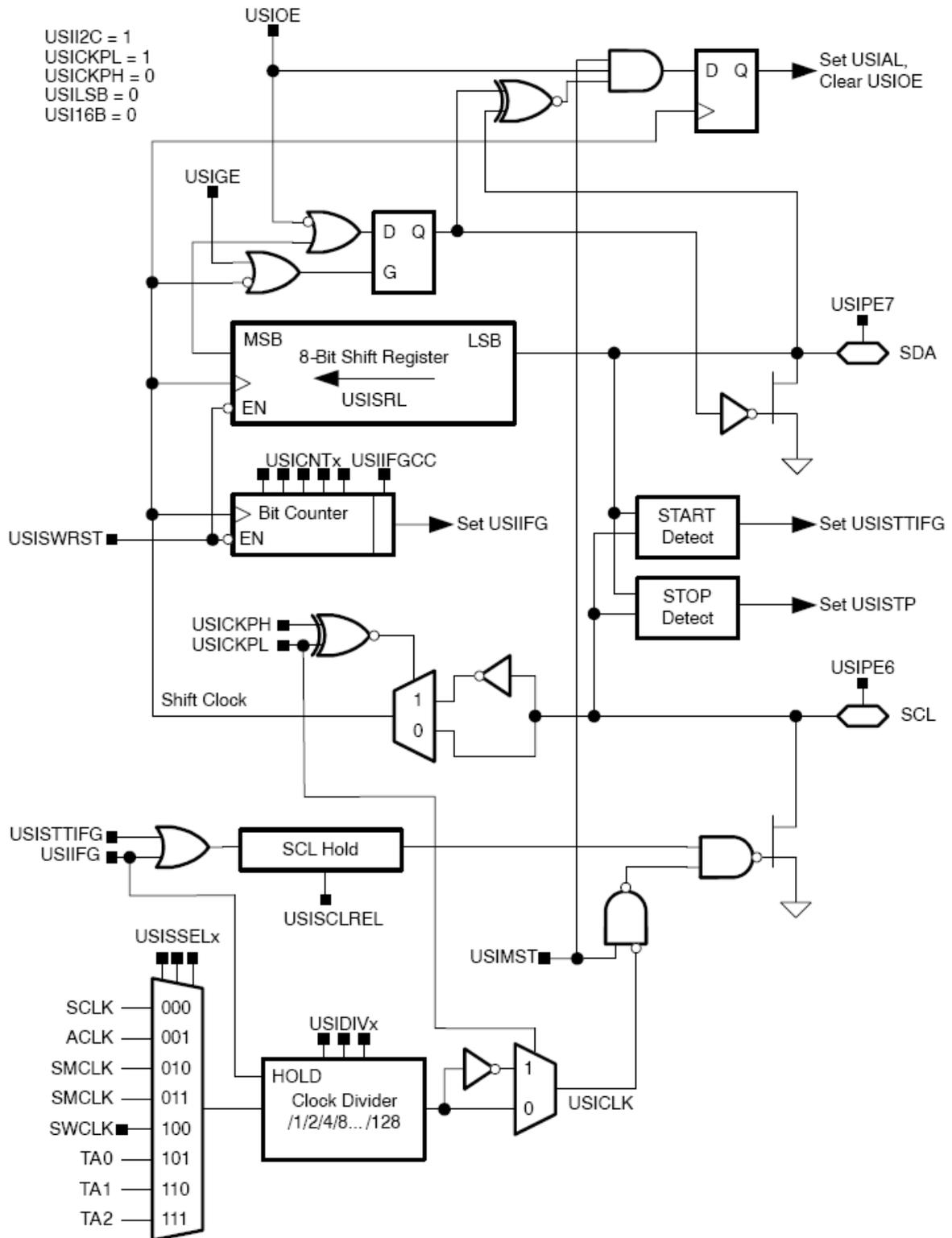


Figura 3.8-2 Diagrama a bloques del USI en modo I²C

3.9 SUPERVISOR DE VOLTAJES DE LA FUENTE

Supply Voltaje Supervisor (SVS son sus siglas en inglés) es usado como un monitor de la fuente de voltaje AV_{CC} o un voltaje externo. El SVS puede ser configurado y establecer como bandera o generar un reinicio cuando la fuente de voltaje o el voltaje externo tiene una caída por debajo del umbral del usuario.

El SVS detecta si el voltaje AV_{CC} baja a un nivel seleccionado. Y puede ser configurado por una bandera, mientras una condición de bajo voltaje ocurra. El SVS es desactivado después de una falla en el suministro de corriente.

Las características del SVS son:

- ✓ Monitor de AV_{CC}
- ✓ Salida de comparador de SVS por software.
- ✓ Condición de bajo voltaje accesible por software.
- ✓ 14 niveles de umbral.

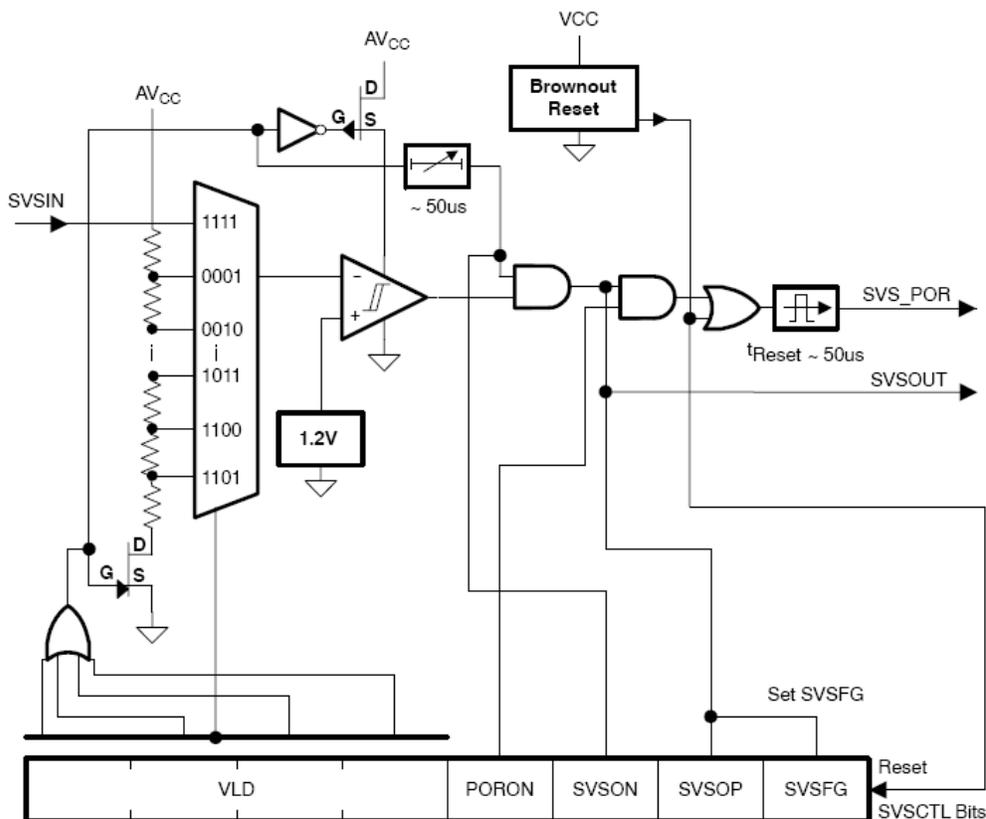


Figura 3.9-1 Diagrama del SVS.

CAPÍTULO IV

4 DESARROLLO DEL PROYECTO

Para poder experimentar y hacer una simulación son necesarios algunos componentes que permitan ensamblar una planta con la cual se pueda ver el sistema funcionando. No se puede utilizar todo el automóvil completo para nuestra tarea debido a problemas de espacio aunque seria lo ideal para probar en tiempo real el equipo, y la implementación de todo el sistema pero es suficiente utilizando únicamente el parabrisas de un automóvil cualquiera para probar el funcionamiento de los componentes que son los siguientes:

- Parabrisas VW Sedan.
- Sistema mecánico con motor Bosch para VW.
- Sensor de lluvia.
- Microcontrolador MSP430F2274.
- Amplificador operacional de instrumentación AD620.
- Amplificador operacional LM358.
- Componentes pasivos.

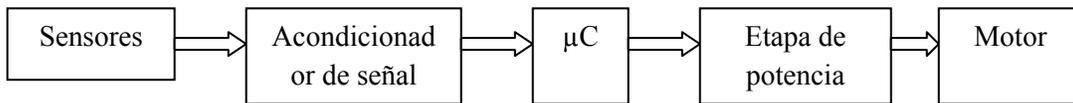


Figura 4.0 Diagrama a bloques del sistema.

4.1 DESCRIPCIÓN DE SENSORES

4.1.1 SENSOR DE LLUVIA.

Es necesario que el sistema pueda detectar cuando se está lloviendo la intensidad de la lluvia, para eso nos vamos a basar en un sensor que pueda decirnos cual es la cantidad de lluvia que cae.

Este sensor esta basado en un sistema óptico de rayos infrarrojos. El cual hace incidir un haz infrarrojo desde el lado interior del parabrisas del automóvil que rebota en la parte más exterior del vidrio del parabrisas y el haz reflejado es captado por fotodiodos.

Pero cuando una gota cae en el parabrisas esta deja pasar cierta cantidad del haz y no refleja toda la señal, por lo tanto, decae la intensidad del haz infrarrojo en el fotodiodo dejando pasar menos corriente.

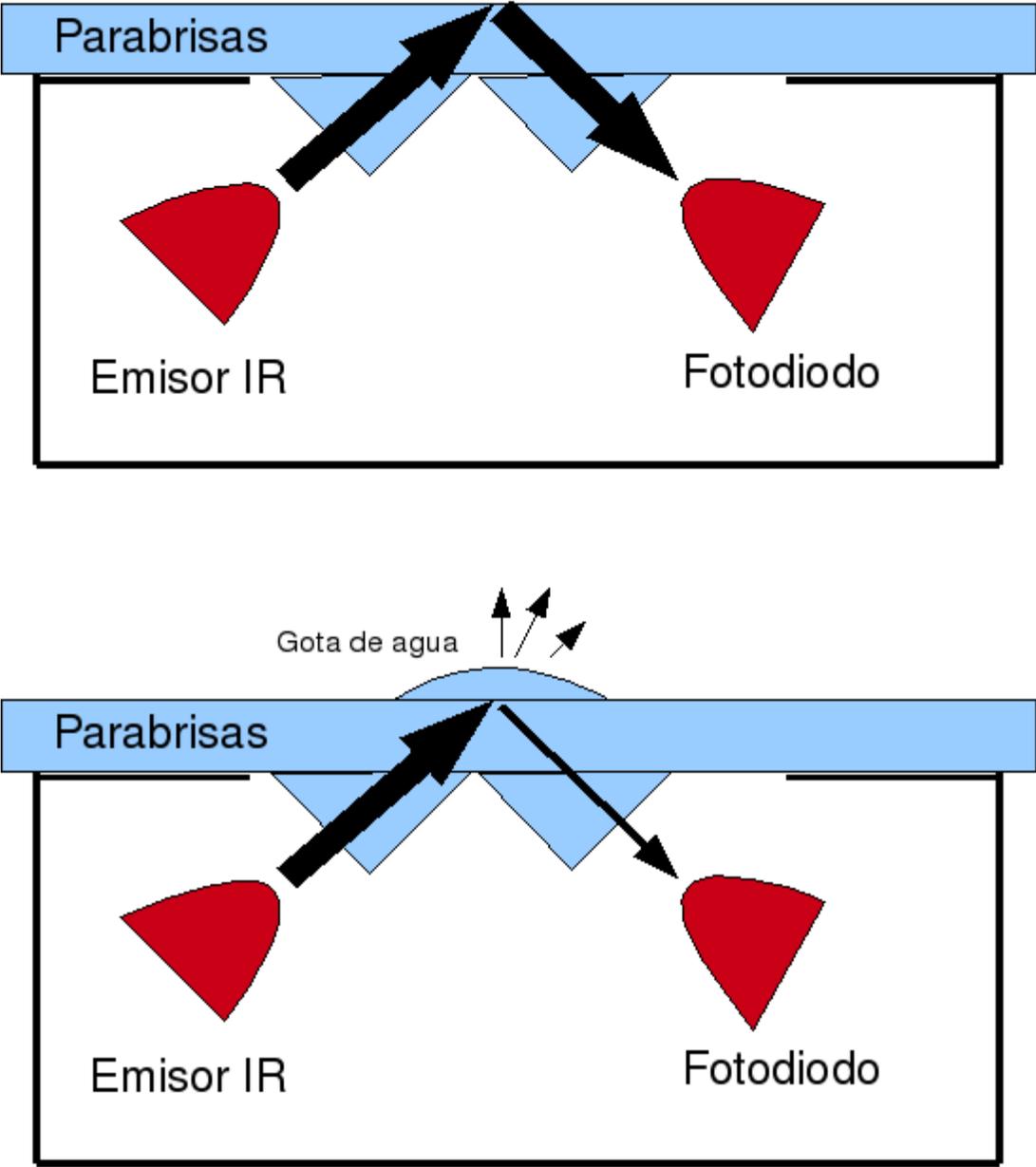


Figura 4.1.1-1 Principio de reflexión del haz de luz.

Ésa es la idea en teoría. Hacer un sensor de lluvia verdadero que funcione realmente bien es complicado.

El primer problema es la luz del sol. La luz solar llega al parabrisas en una cantidad de miles de Watts de intensidad por metro cuadrado. En cambio los emisores solamente producen algunos miliwatts.

¿Cómo es que el sensor detecta la diferencia entre la luz del emisor y la luz del sol?

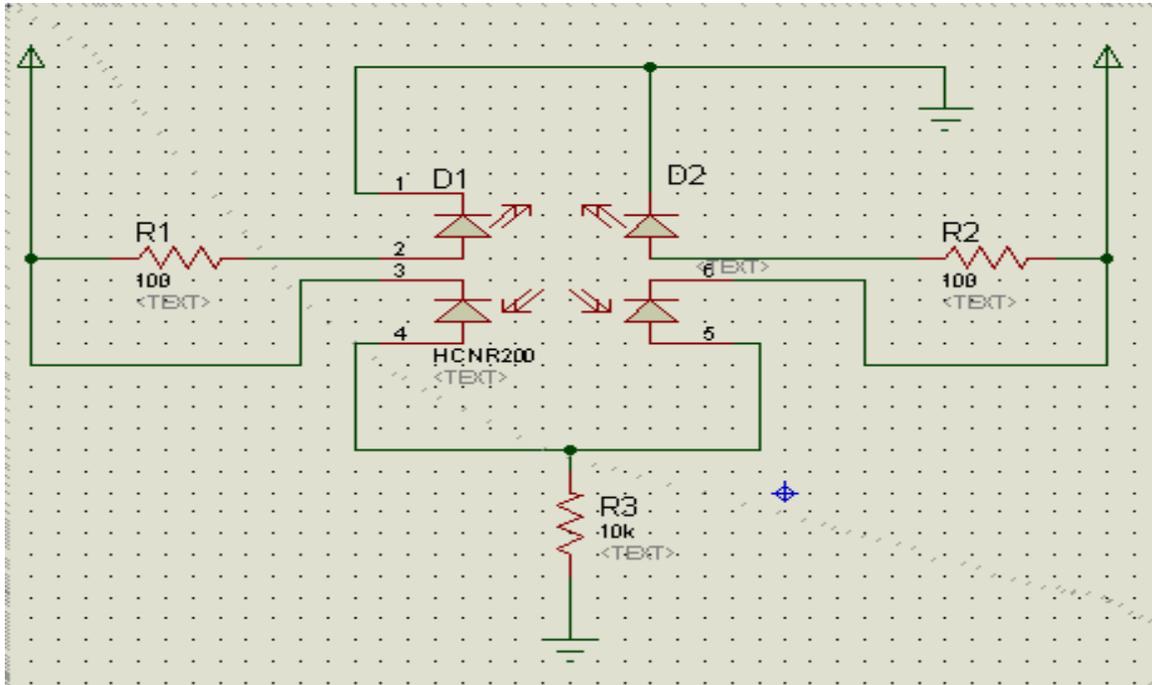
Una de las cosas que se hace, es utilizar unos cristales como filtros de luz para que solamente pasen los rayos infrarrojos, pero aun así es difícil por que el sol también emite rayos infrarrojos. Así que es necesario hacer todo un procesamiento de señales digitales, cosa que nos llevaría demasiado tiempo y sería toda una tesis completa para desarrollar únicamente el sensor.

Por lo que solamente nos limitaremos a utilizar los cristales, los LEDs y los fotodiodos para crear un sensor básico, además de que nos basaremos también en un sensor de luz ambiental para determinar cuanta luz hay alrededor, ya que la visibilidad en la noche se reduce y a veces es necesario aumentar la velocidad de los limpiadores.

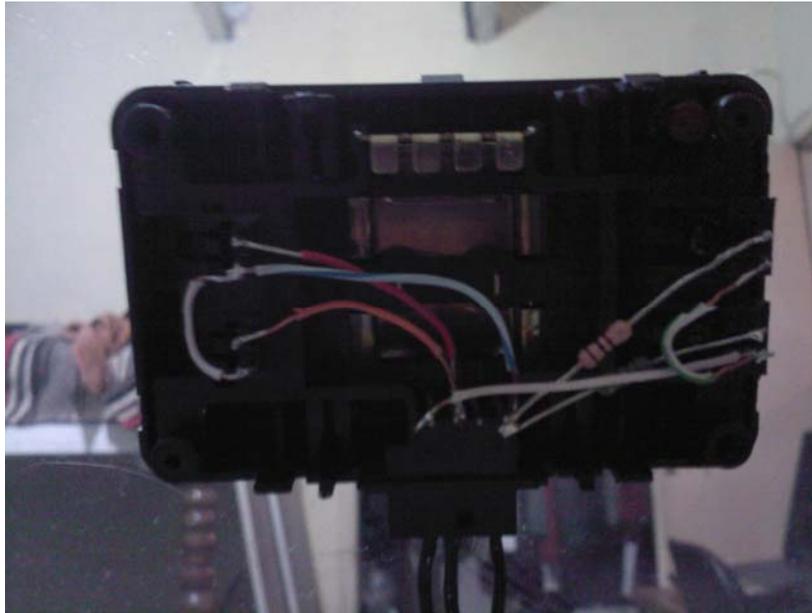
4.1.1.1 CARACTERÍSTICAS DEL SENSOR DE LLUVIA.

Debido a que el sensor se compro ya hecho y se utilizaron tanto los emisores infrarrojos como los fotodiodos y además de que estos no son comerciales y tienen encapsulados especiales. *No se pudieron encontrar las hojas de datos*, debido a que los fabricantes de partes automotrices nunca dan datos de sus productos, por lo que se tuvieron que hacer los cálculos de una manera estimada basados en componentes comerciales. Por lo que los valores obtenidos en mediciones son:

- Voltaje de operación 5Volts.
- Corriente en emisores infrarrojos 50mA max. c/u.
- Voltaje de diodos emisores 1.3 Volts.
- Corriente producida por los fotodiodos 0.8 μ A min 1.1 μ A max.



(a)



(b)

Figura 4.1.1.1-1 (a) Diagrama eléctrico del sensor, (b) Interior del sensor de lluvia.

La corriente proporcionada por los fotodiodos es aplicada a una resistencia conectada en serie para producir un voltaje.

4.1.1.2 CÁLCULOS PARA EL DISEÑO DEL SENSOR.

$$I_d = \frac{V_{cc} - V_d}{R} = \frac{5V - 1.3V}{100\Omega} = \frac{3.7V}{100\Omega} = 37mA$$

Corriente del diodo emisor

$$V_{sal\ min} = I_{\text{fot}\ min} R_{\text{fot}} = 0.9\mu A \times 10k\Omega = 8mV$$

$$V_{sal\ max} = I_{\text{fot}\ max} R_{\text{fot}} = 1.1\mu A \times 10K\Omega = 11mV$$

Estos son los voltajes de salida del sensor cuando esta pegado al vidrio (max) y cuando no tiene vidrio (min).

4.1.2 SENSOR DE LUZ AMBIENTAL.

El sensor de luz esta constituido por una fotorresistencia (LDR) conectada a una resistencia en serie para crear un divisor de voltaje.

Como se necesitan en la entrada del ADC 2.5 Volts, y tenemos en la fuente de alimentación 5 Volts, es necesario una resistencia del mismo valor que el máximo valor que la LDR para que se divida el voltaje a la mitad y de 2.5 Volts como máximo.

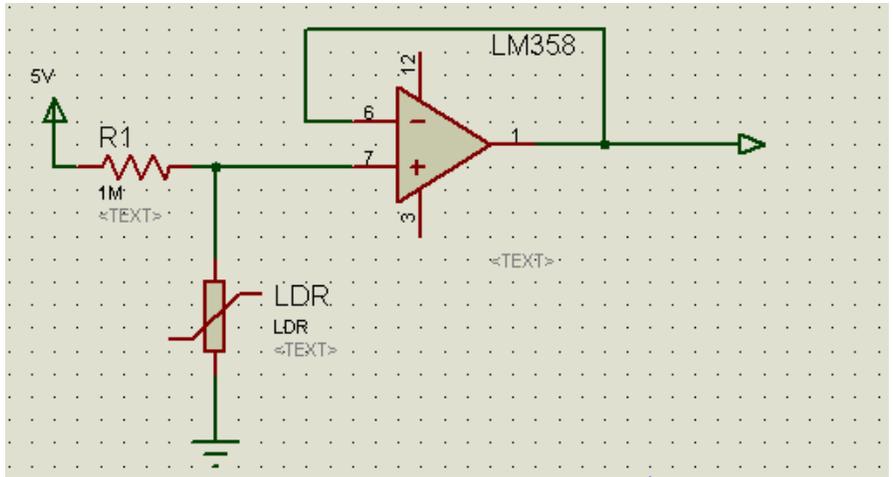
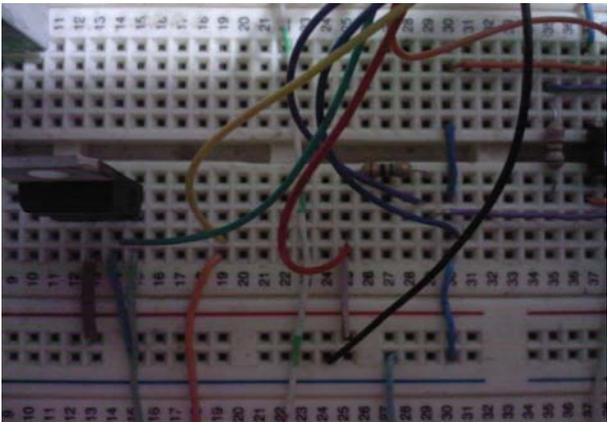


Figura 4.1.2-1 Diagrama eléctrico del sensor de luz ambiental



(a)



(b)

Figura 4.1.2-2 El sensor de luz ambiental es una fotoresistencia (a) y la etapa de adecuación del sensor (b)

- $LDR = 1k\Omega$ a luz máxima
- $LDR = 1M\Omega$ oscuro

Eso nos dice que si $R1$ es de $1M\Omega$ cuando esta oscuro, en la fotoresistencia debe de haber 2.5Volts y cuando hay luz deberíamos de tener:

$$V_{ldr} = \frac{LDR}{LDR + R1} V_{cc} = \frac{1K\Omega}{1001k\Omega} 5Volts = 4.9mV$$

4.2 ACONDICIONAMIENTO PARA SENSOR DE LLUVIA.

Para poder ingresar la señal al microcontrolador es necesario que la señal tenga los voltajes necesarios. Por que el convertidor analógico a digital del microcontrolador trabaja con un voltaje máximo y un mínimo. En nuestro caso el voltaje mínimo es GND o cero Volts y el máximo es el voltaje de referencia del microcontrolador y se configurara para que ese voltaje sea de 2.5 Volts.

Por lo tanto es necesario que los sensores trabajen de 0 – 2.5 Volts.

Para esto será necesario utilizar amplificadores operacionales para que den ese rango de voltajes.

En este trabajo se utilizaran amplificadores de instrumentación por que tienen una muy alta impedancia de entrada y ganancia, lo que será perfecto para el sensor de lluvia.

El amplificador de instrumentación es uno de los circuitos más útiles, precisos y versátiles disponibles en la actualidad. En cada unidad de adquisición de datos se encuentra al menos uno de ellos.

Este acondicionador de señal esta hecho de 3 amplificadores operacionales y 7 resistencias. Este amplificador esta basado en un amplificador aislador y un amplificador diferencial básico. El amplificador diferencial y sus 4 resistencias iguales, forman un amplificador diferencial con ganancia unitaria.

En un amplificador de instrumentación una sola resistencia define la ganancia del amplificador.

En un amplificador de instrumentación típico se utilizan 3 amplificadores operacionales. La diferencia del amplificador diferencial que solo utiliza 1 amplificador operacional, este tipo de circuitos cuentan con características muy sobresalientes como:

- ✓ Impedancia de entrada de 300 MΩ.
- ✓ La ganancia de voltaje desde la entrada diferencial a la salida de extremo único, se establece con una resistencia.
- ✓ La resistencia de entrada de las dos terminales de entrada es muy alta y no cambia al variar la resistencia.
- ✓ El voltaje de salida no depende del voltaje común a Vent1 y Vent2, si no solo de su diferencia.
- ✓ Excelente RRMC (Resistencia de Rechazo en Modo Común) de más de 100 decibels.

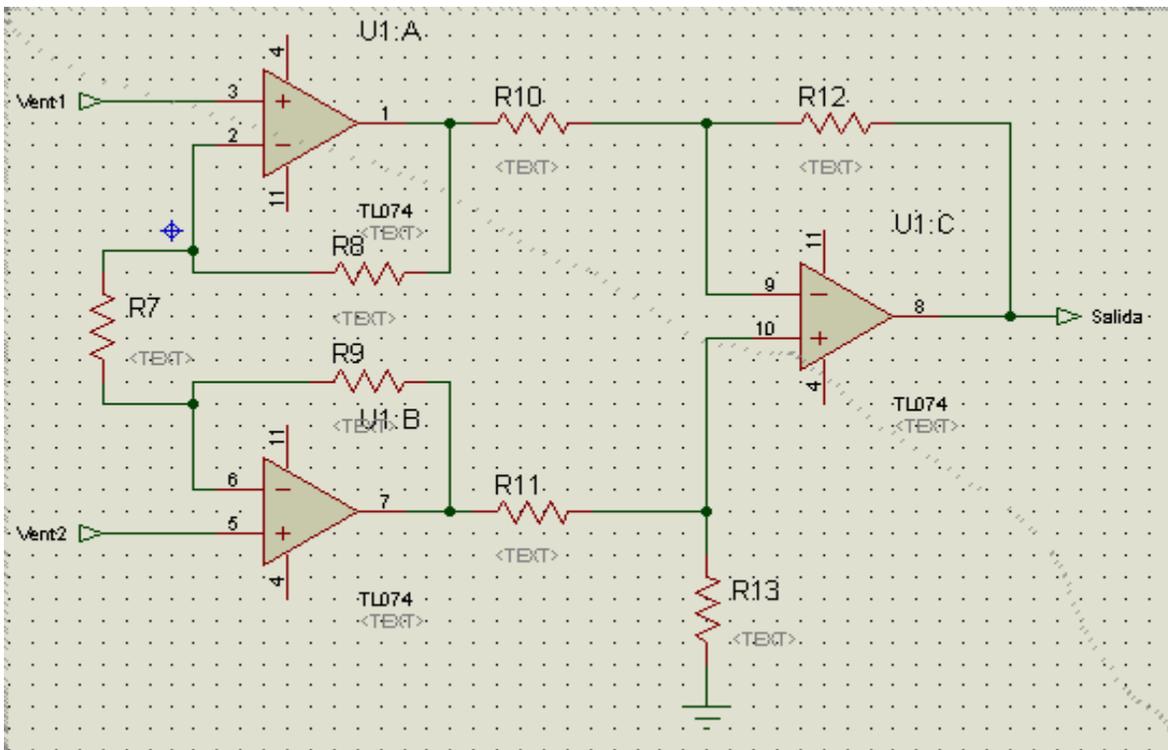


Figura 4.2.1-1 Amplificador de instrumentación.

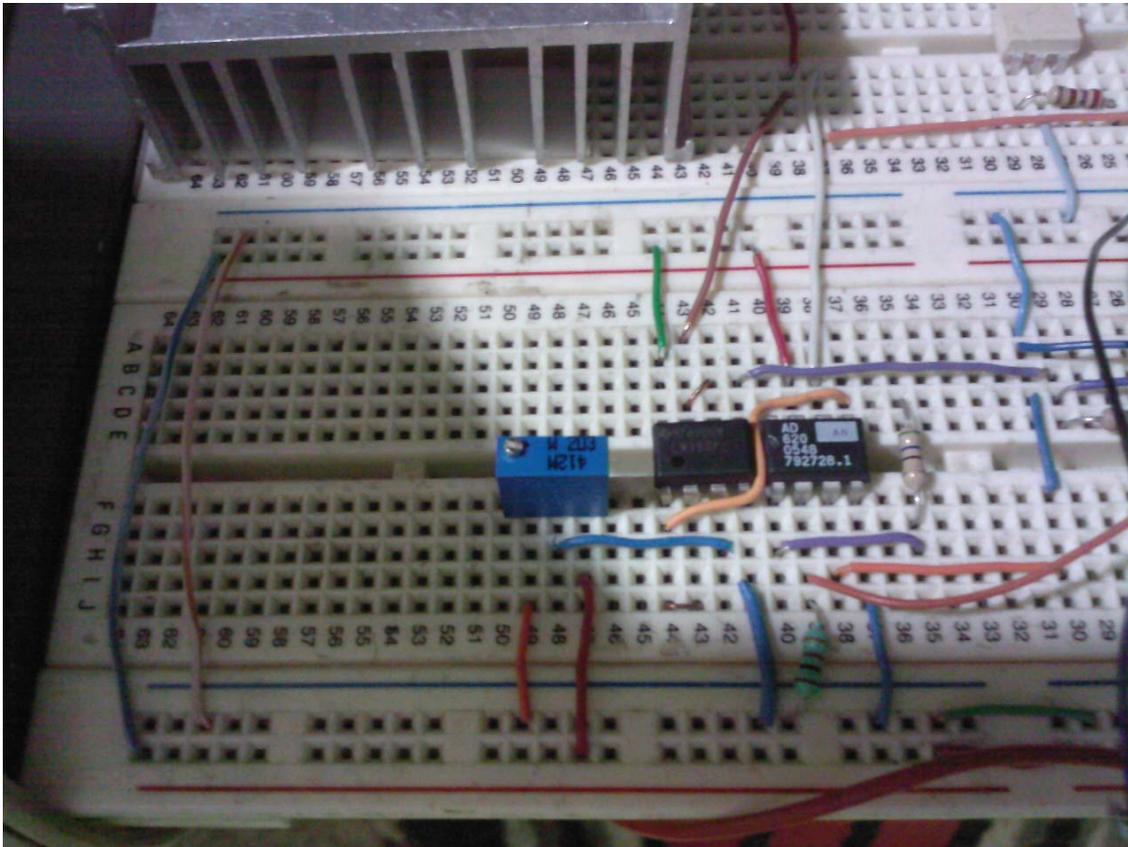


Figura 4.2.1-2 Amplificador de instrumentación implementado para el proyecto.

4.3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN AD620

Al implementar un amplificador de instrumentación con componentes discretos, es muy difícil encontrar componentes que sean del mismo valor como es el caso de las resistencias, o bien que el voltaje offset (voltaje de compensación) sea muy cercano a cero en el caso de los amplificadores operacionales.

El amplificador de instrumentación de circuito integrado es un circuito que está construido internamente de manera muy similar al circuito de la figura anterior, sin embargo, en la fabricación de este circuito los componentes fueron diseñados para tener solo pequeñas variaciones, las cuales hacen que el circuito funcione de manera adecuada en amplios rangos de ganancia y voltajes de operación.

Adicionalmente muchos de los amplificadores de instrumentación durante su producción cuentan con un control de calidad donde se prueban sus características de operación.

Un amplificador de alta relación costo/desempeño, es el amplificador AD620 del cual podemos mencionar las siguientes características generales:

- La ganancia de voltaje es de 1 a 1000.
- La ganancia se coloca utilizando una sola resistencia.
- Opera con voltajes BIPOLARES de +- 2.3 a +- 18 Volts.
- Disponible en empaquetado de 8 pines.
- Consumo de 1.3 mA.
- El desempeño en DC es excelente ya que solo tiene un máximo de 50 μ Volts de offset.
- Desvío máximo de 0.6 μ Volts.
- En AC tiene un ancho de banda de 120 KHz. con una ganancia de 100

Dentro de las aplicaciones donde se utiliza se encuentran:

- Instrumentación médica.
- Basculas electrónicas.
- Amplificación de transductores.

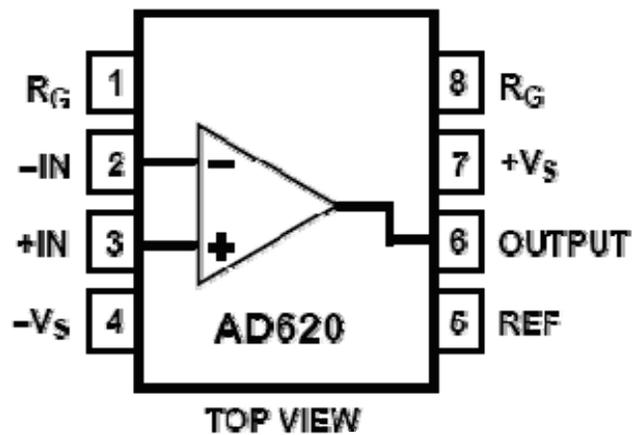


Figura 4.3-1 Diagrama de terminales de Amplificador AD620.

El diagrama de terminales corresponde a un amplificador de instrumentación donde la salida esta dada por la ecuación:

$$V_o = \Delta V(V_i)$$

Donde:

La ganancia AV esta dada por la ecuación:

$$\Delta V = \frac{49.4K\Omega}{R_G} + 1$$

El primer circuito que se tiene que diseñar es el acondicionador para el sensor de lluvia. Su diagrama es el siguiente:

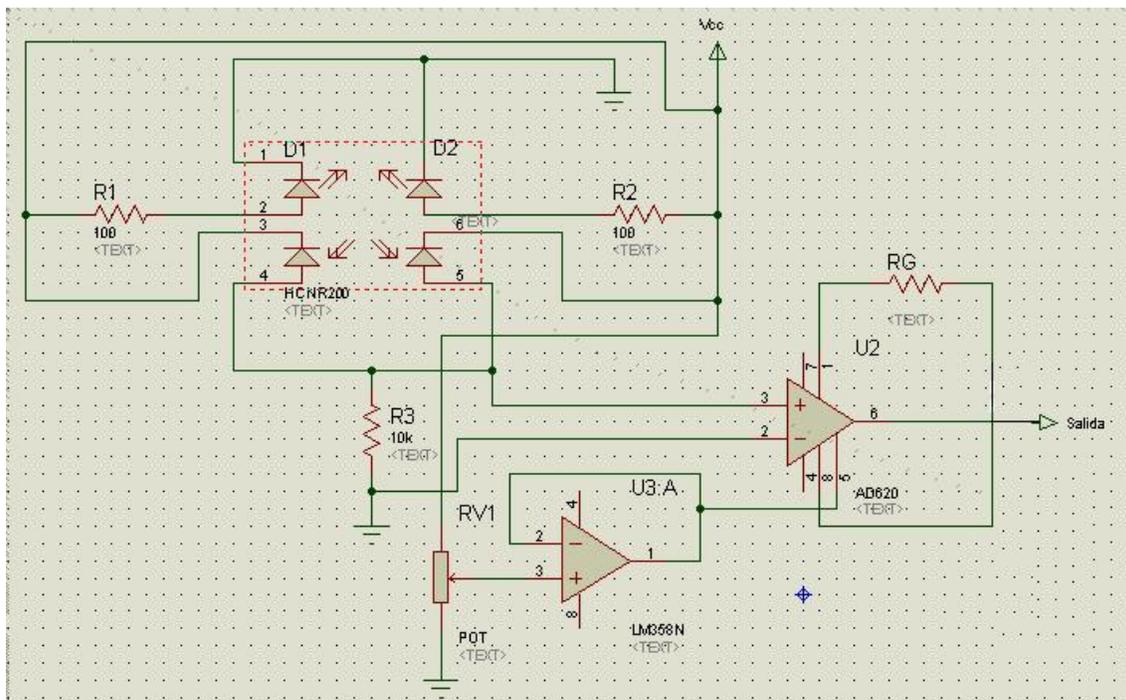
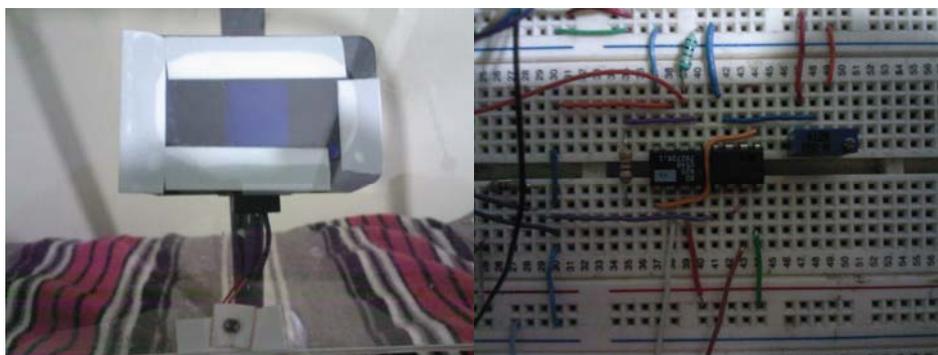
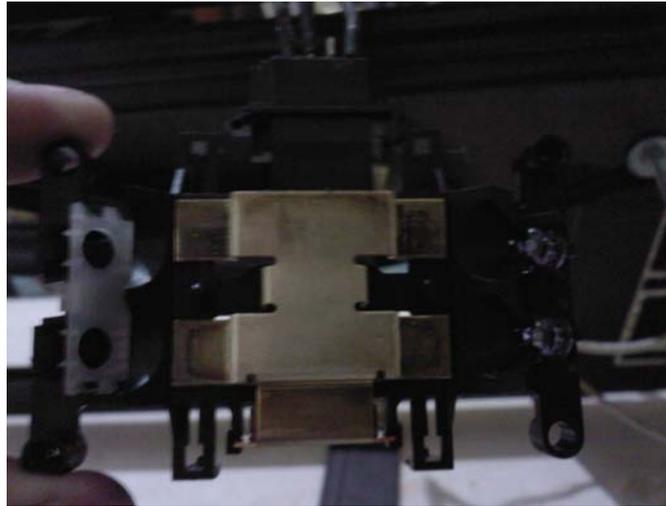


Figura 4.3-2 Adecuador del Sensor de lluvia.



(a)

(b)



(c)

Figura 4.3-3 Sensor de lluvia (a), Acondicionador del sensor de lluvia (b),
Emisores y fotodiodos (c)

La relación de voltajes entrada-salida que tiene este sistema es la siguiente:

- ✓ Entrada 8mV – 11mV
- ✓ Salida 0 – 2.5V

Para poder tener estos voltajes en la salida es necesario primero ajustar el voltaje offset en cero para el voltaje más bajo en la entrada, en este caso sería 8mV.

Entonces, teniendo 8mV en la entrada se ajusta RVI hasta que en la salida de cero volts.

Teniendo los voltajes mínimos de entrada y salida, es necesario obtener los voltajes máximos, para esto es necesario calcular la resistencia de ganancia RG .

La diferencia de voltaje entre máximo y mínimo es de 3mV, por lo tanto, eso es lo que vamos a amplificar.

$$\Delta V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2.5V}{0.003V} = 833.33$$

La ganancia esta dentro de los parámetros del amplificador que se utilizará, por ello, no es necesario utilizar otro amplificador que multiplique la ganancia.

Entonces:

$$R_G = \frac{49.4K\Omega}{\Delta V - 1} = \frac{49.4K\Omega}{833.33 - 1} = 59.35\Omega$$

4.4 DISEÑO DEL CONTROLADOR.

Para que el sistema funcione, es necesario que exista un componente capaz de tomar los datos de entrada y generar una salida. Para esto se empleará un microcontrolador Texas Instruments de la familia MSP430.

Este microcontrolador llevará en su memoria interna un software como controlador basado en el sistema de Lógica Difusa para generar la salida deseada.

4.5 LÓGICA DE CONTROL.

Debido a que es un sistema con lógica difusa es necesario seguir los siguientes pasos:

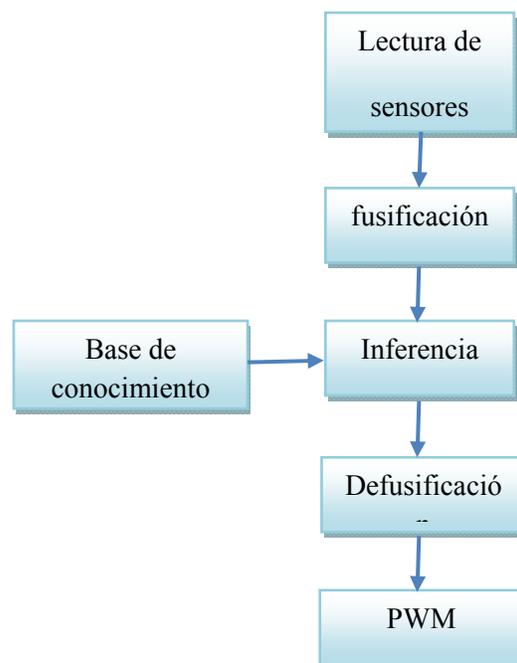


Figura 4.4 Diagrama a bloques de la lógica de control.

La lectura de los sensores será por medio del convertidor analógico digital el cual nos entregara un número de 12 bits, el cual deberemos de introducir en una función de Fusificación para que nos entregue los conjuntos difusos necesarios para poder realizar la lógica difusa.

4.6 FUSIFICACIÓN.

En esta sección es donde se convierten los valores tomados del convertidor analógico a digital y son transformados en conjuntos difusos para después evaluarlos con las reglas de inferencia y defusificarlos.

Para cada conjunto difuso, que en este caso van a ser dos, es necesario determinar los grados de membresía en cada estado.

En las siguientes graficas se muestran los conjuntos difusos de cada sensor, según mediciones hechas y el criterio del experto del sistema, en este caso los desarrolladores del proyecto.

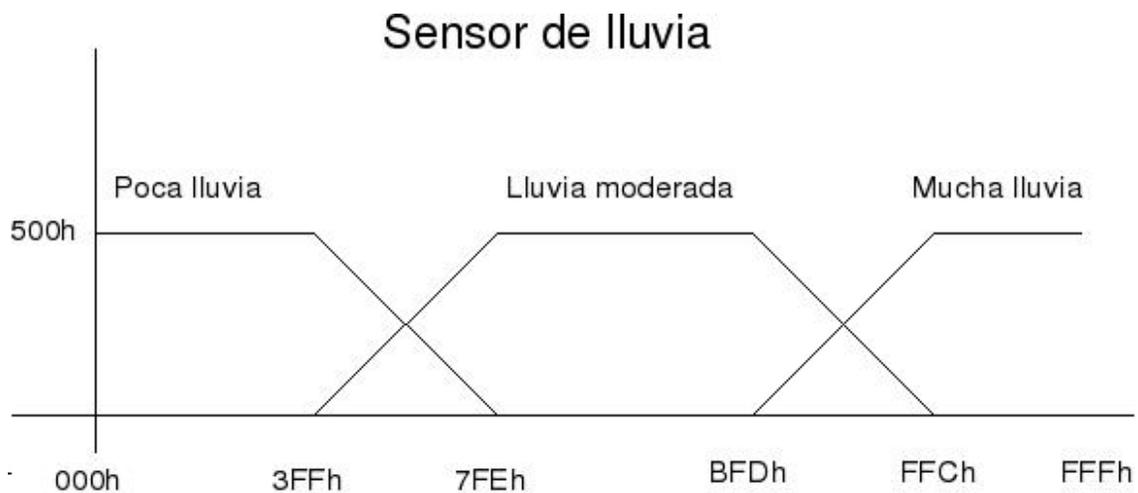


Figura 4.5-1 Conjunto difuso del sensor de lluvia.

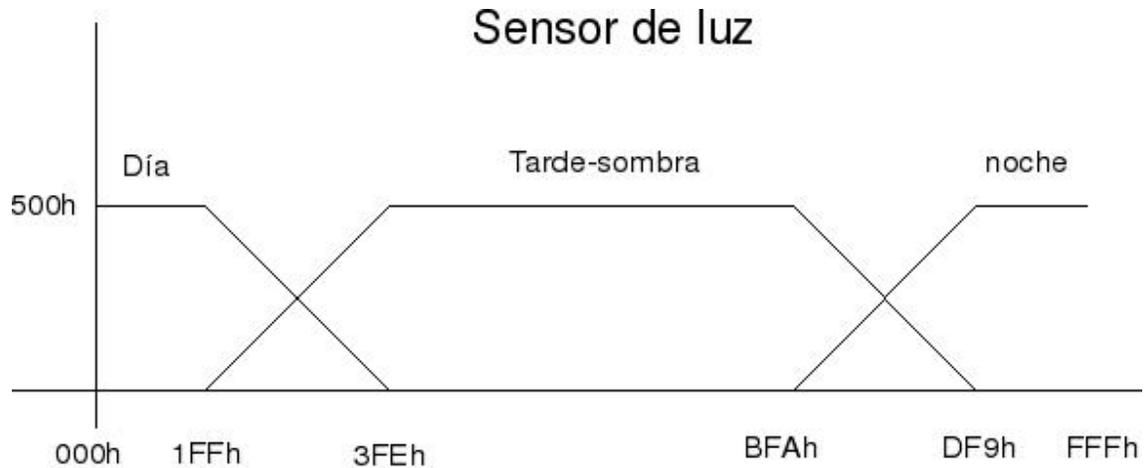


Figura 4.5-2 Conjunto difuso del sensor de luz.

Para hacer la fusificación de un dato obtenido del convertidor analógico a digital es necesario crear variables donde se puedan almacenar los datos resultantes de ésta, en este caso se crearan dos arreglos de datos que contengan cada uno tres funciones de membresía.

Para determinar el grado de membresía en cada función, es necesario tomar en consideración las siguientes reglas en donde se establece el grado de pertenencia de la variable a cada función.

Las funciones que se emplearon en este trabajo son funciones tipo trapezoidales.

4.7 CÁLCULO DE FUNCIONES DE MEMBRESÍA PARA EL SENSOR DE LLUVIA.

$$\text{Mucha LI}(x) = \begin{cases} 500h & \text{si } x > \text{FFC} \\ (x - \text{BFD})/(\text{BFD} - \text{FFC}) & \text{si } x \in (\text{BFD}, \text{FFC}) \\ 0 & \text{si } x > \text{BFD} \end{cases}$$

Donde: Mucha LI → Mucha Lluvia.

$$LI \text{ Mod } (x) = \begin{cases} (x - 3FF)/(7FE - 3FF) & \text{si } x \in (3FF, 7FE) \\ 500h & \text{si } x \in (7FE, BFD) \\ (FFC - x)/(BFD - FFC) & \text{si } x \in (BFD, FFC) \\ 0 & \text{si } x > FFC \end{cases}$$

Donde: LI Mod \rightarrow Lluvia Moderada.

$$Poc LI (x) = \begin{cases} 500h & \text{si } x < 3FF \\ (7FE - x)/(7FE - 3FF) & \text{si } x \in (3FF, 7FE) \\ 0 & \text{si } x > 3FF \end{cases}$$

Donde: Poc LI \rightarrow Poca Lluvia.

4.8 CÁLCULO DE FUNCIONES DE MEMBRESIA PARA EL SENSOR DE LUZ.

$$\text{Día } (x) = \begin{cases} 500h & \text{si } x < 1FF \\ (3FE - x)/(3FE - 1FF) & \text{si } x \in (1FF, 3FE) \\ 0 & \text{si } x > 3FE \end{cases}$$

$$\text{Tarde-S } (x) = \begin{cases} (x - 1FF)/(3FE - 1FF) & \text{si } x \in (1FF, 3FE) \\ 500h & \text{si } x \in (3FE, BFA) \\ (DF9 - x)/(DF9 - BFA) & \text{si } x \in (DF9, BFA) \\ 0 & \text{si } x > DF9 \end{cases}$$

Donde: Tarde-S \rightarrow Tarde o sombra

$$\text{Noche}(x) = \begin{cases} 500h & \text{si } x > DF9 \\ (x - BFA)/(DF9 - BFA) & \text{si } x \in (BFA, DF9) \\ 0 & \text{si } x < BFA \end{cases}$$

Una vez hechos los cálculos, se tienen dos conjuntos difusos X1 y X2 los cuales contienen las funciones de membresía descritas arriba y estos son los que se van a introducir en la tabla de inferencia para obtener una salida.

$$X1 = \{\text{Mucha LI, LI Mod, Poc LI}\}$$

$$X2 = \{\text{Noche, Tarde-S, Día}\}$$

4.9 INFERENCIA.

En esta etapa de la lógica de control es donde se toman las decisiones tomando en cuenta los valores fusificados de los sensores.

Para poder generar los valores de salida primero es necesario conocer cuales son los posibles valores que va a tener esta. Esto se hace creando un conjunto de funciones de membresía para la salida.

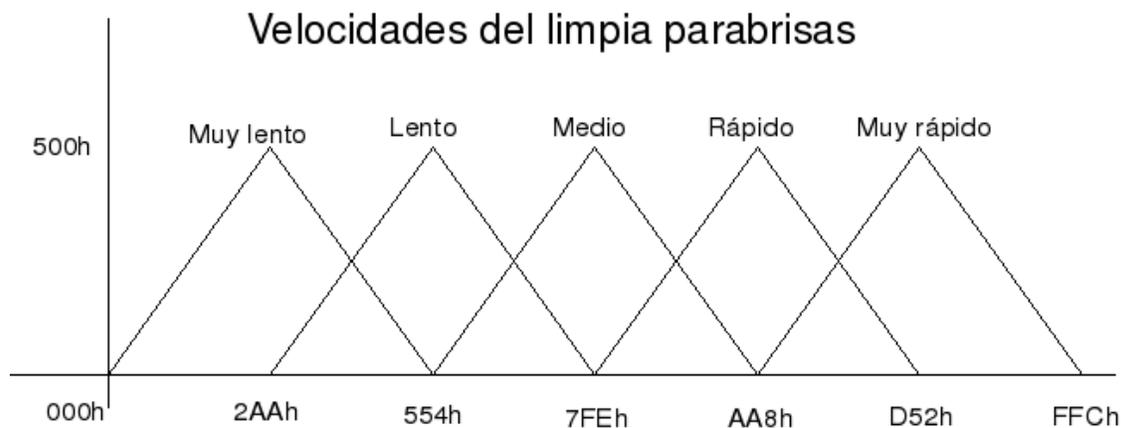


Figura 4.8 Conjunto difuso de salida de luz.

Una vez teniendo los valores de las salidas posibles se genera una tabla de decisiones llamada tabla de inferencia donde se tomaran decisiones con la lógica:

Si A y B entonces C.

	Mucha LI	LI Mod	Poc LI
Noche	Muy rápido	Rápido	Medio
Tarde-S	Muy rápido	Medio	Lento
Día	Rápido	Medio	Muy lento

Tabla #3 Matriz de inferencia.

Para hacer el cálculo del conjunto de salida a partir de la tabla 1 se utilizara la relación máximos-mínimos de Zadeh por que según la experiencia esta es la que da resultados precisos.

Para este proceso se necesitan los siguientes pasos:

1. Crear un conjunto difuso llamado $Y=\{ML, L, M, R, MR\}$ que será la salida a defusificar.
2. Tomar el primer miembro del conjunto X1.
3. Comparar este con cada miembro del conjunto X2 y tomar el valor mínimo de cada comparación.
4. Tomar el máximo número de los valores obtenidos en el paso anterior.
5. Este valor es añadido al conjunto de salida según la tabla de inferencia.
6. Se toma el siguiente miembro de X1 y se repiten los pasos del 3, 4 y 5.

Con este método se consigue tener un conjunto con los valores que se introducirán el defusificador para obtener la salida del PWM que controlara el motor.

4.10 DEFUSIFICACIÓN.

La defusificación es un proceso por medio del cual se va a obtener el valor del ciclo útil para el PWM que controlara el motor.

El método que se utiliza en este caso es el del “Centroide” el cual busca el punto donde se encuentra el centro de gravedad del conjunto de salida Y. Este se encuentra con la siguiente ecuación:

$$Def = \frac{\sum Y * Fun}{\sum Y}$$

Donde: Fun es una función de membresía de salida con la cual se puede encontrar el centro de gravedad y obtener el valor que se necesita en el PWM.

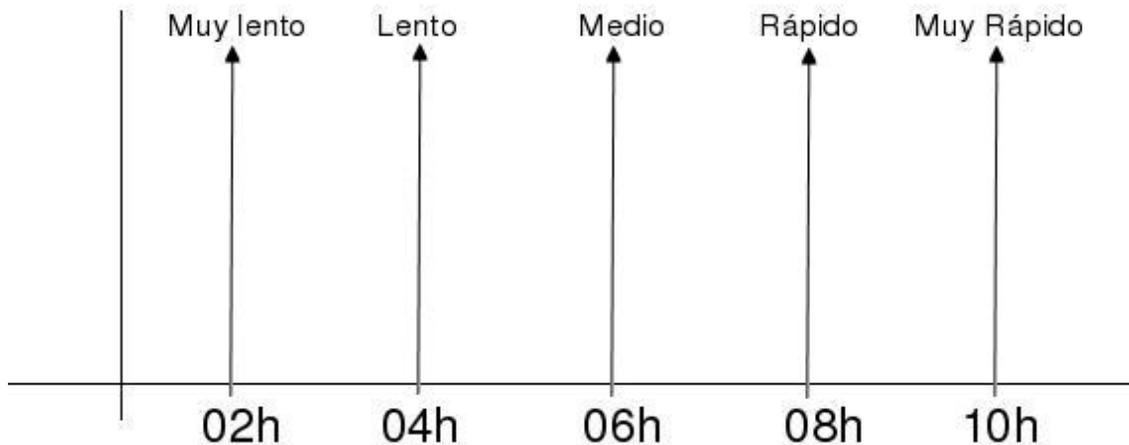


Figura 4.9 Fun (Función de membresía de salida)

El valor que se obtiene al final es un número que determinara el valor del ciclo de trabajo del PWM.

4.11 ENTORNO DE DESARROLLO PARA LA PROGRAMACIÓN DEL MSP430

Para la programación del microcontrolador utilizamos un entorno de desarrollo llamado IAR.

El IAR tiene una interfaz grafica donde se puede introducir el código en lenguaje C o ensamblador por medio de un editor de textos.

Asimismo desde el programa se puede depurar el código simulándolo directamente en el microcontrolador y así poder cargarlo para que quede grabado.

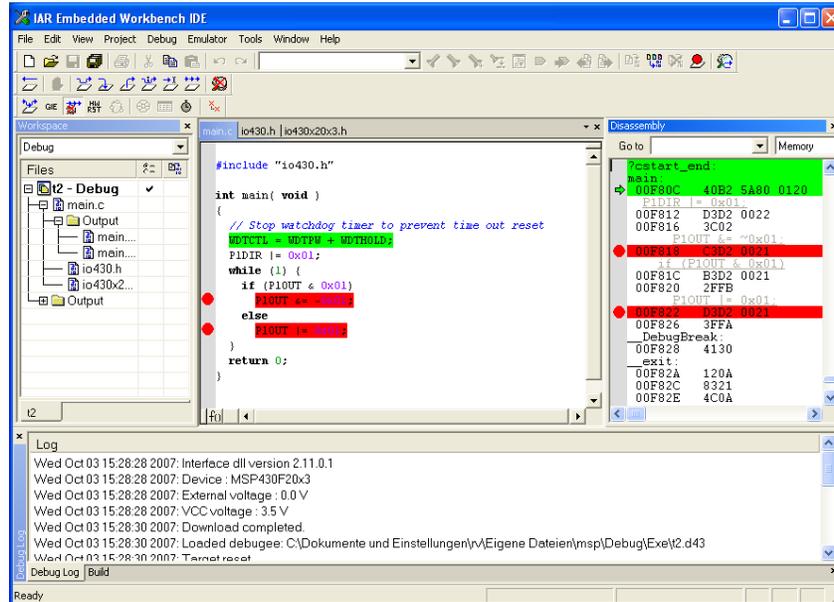


Figura 4.10-1 Entorno de desarrollo IAR.

También es necesario un elemento conectado a la computadora para mandar los datos de programación. Para esto se cuenta con el sistema ez430-RF2500. Que consta de un depurador para puerto USB que se instala en la computadora y el modulo que contiene al microcontrolador utilizado en el trabajo.

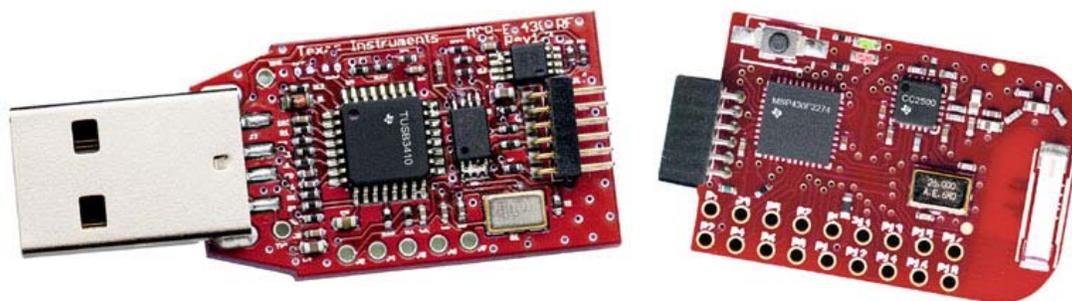


Figura 4.10-2 Herramienta de desarrollo Texas Instruments ez430-RF2500

4.12 PROGRAMACION DEL MSP.

Programación MSP430 lógica difusa

El programa cargado en el microcontrolador es el que se encarga de realizar todo el control. Para esto es necesario que se programen las funciones de lógica difusa las cuales se encargarán de realizar las mediciones correspondientes de las variables a sensar continuamente, en este caso la lluvia y la cantidad de luz ambiental.

El programa consta de 7 funciones:

- ✓ Principal
- ✓ Lógica Difusa.
- ✓ Fusificación.
- ✓ Inferencia.
- ✓ Defusificación.
- ✓ ADC_10.
- ✓ PWM.

Función Principal

Inicializa el microcontrolador estableciendo su frecuencia de reloj y configurando los puertos necesarios para tomar mediciones y activar el motor. Se asegura de que el limpiador esté en la posición inicial leyendo un sensor, lee el sensor de lluvia a través de la función ADC_10 de manera periódica y una vez que la cantidad de lluvia rebasa un umbral predefinido llama a la función Lógica Difusa para determinar el valor del PWM necesario para activar el motor del limpiador.

Función Lógica Difusa.

Esta se encarga de Leer los valores del sensor de lluvia y del sensor de luz por medio de la función ADC_10, convierte los valores tomados del convertidor analógico a digital en conjuntos difusos a través de la función Fusificación, introduce los conjuntos difusos obtenidos en la función Inferencia para obtener un conjunto de valores que representan la velocidad del motor y los introduce en la función Defusificación que entrega el valor del ciclo útil para el PWM.

Función Fusificación.

Determina el grado de pertenencia del valor introducido a cada función de membresía determinada devolviendo un conjunto de valores.

Función Inferencia.

Compara por medio de una tabla los conjuntos de luz y lluvia introducidos para generar un conjunto de salida que represente en forma de grados de pertenencia el nivel del ciclo útil del PWM.

Función Defusificación.

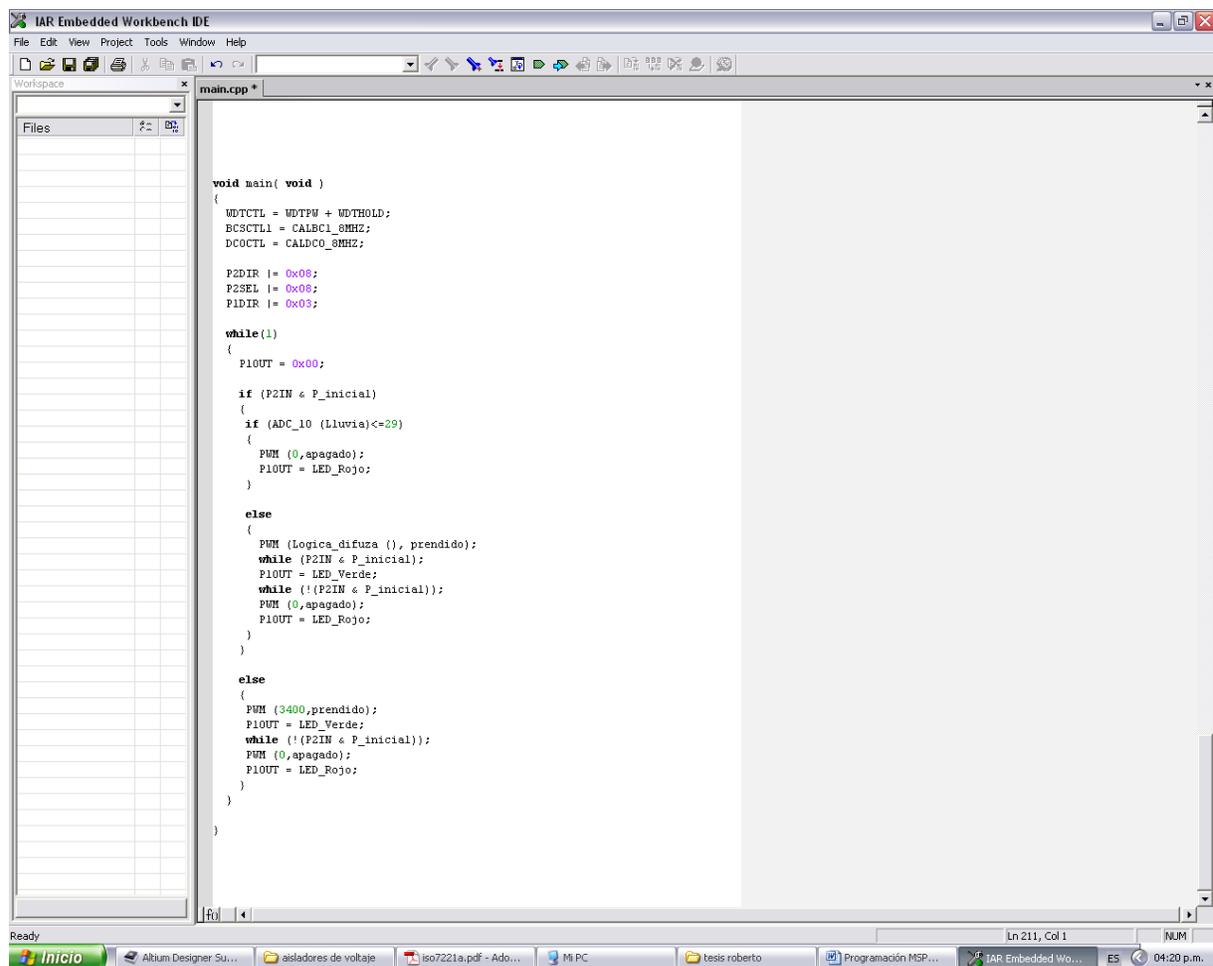
Esta convierte el conjunto de valores dado por la función de inferencia en un valor único que representa el ciclo útil del PWM. Para eso utiliza el método del centroide.

Función ADC_10

Esta función configura el convertidor analógico a digital del microcontrolador y realiza una lectura de la señal que hay en la entrada del ADC entregando el valor en un registro de 10 bits.

Función PWM.

Se encarga de configurar el hardware del microcontrolador para generar un PWM con el ciclo útil determinado. Esta misma función se utiliza para prender el PWM y para apagarlo.



```
void main( void )
{
    WDCTL = WDTFW + WDTTHOLD;
    BCSCTL1 = CALBC1_8MHZ;
    DCOCTL = CALDCO_8MHZ;

    P2DIR |= 0x08;
    P2SEL |= 0x08;
    P1DIR |= 0x03;

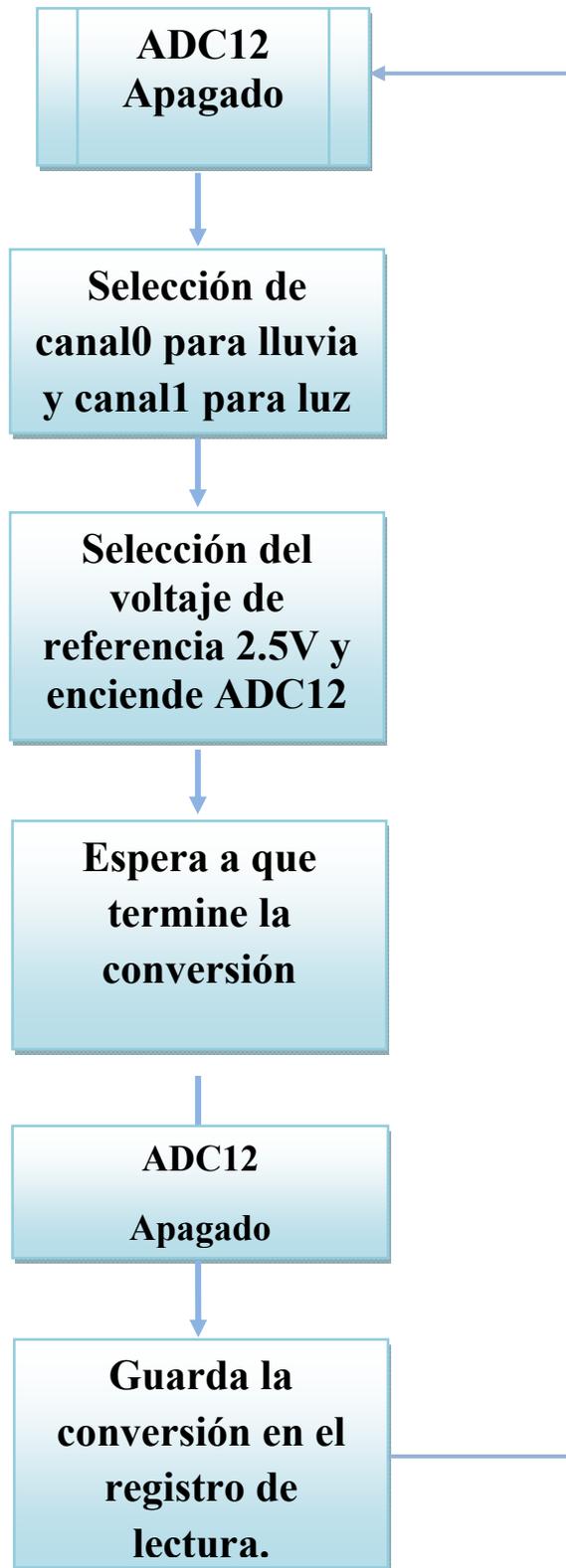
    while(1)
    {
        P1OUT = 0x00;

        if (P2IN & P_inicial)
        {
            if (ADC_10 (Lluvia)<=29)
            {
                PWM (0,apagado);
                P1OUT = LED_Rojo;
            }

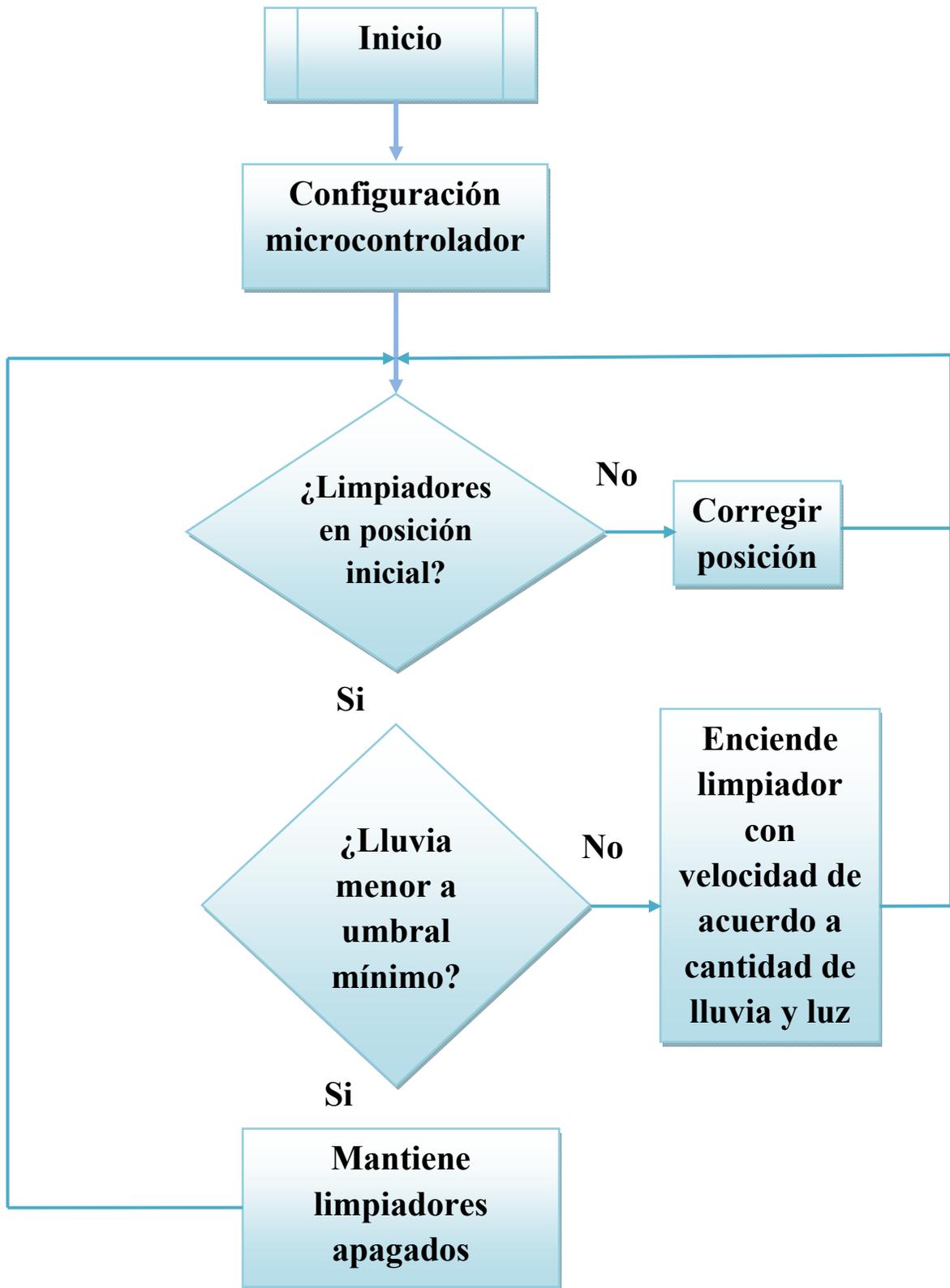
            else
            {
                PWM (Logica_difusa (), prendido);
                while (P2IN & P_inicial);
                P1OUT = LED_Verde;
                while (!(P2IN & P_inicial));
                PWM (0,apagado);
                P1OUT = LED_Rojo;
            }
        }

        else
        {
            PWM (3400,prendido);
            P1OUT = LED_Verde;
            while (!(P2IN & P_inicial));
            PWM (0,apagado);
            P1OUT = LED_Rojo;
        }
    }
}
```

Figura 4.11-1 Interfaz de programación, hecho en C++.



(a)



(b)

Figura 4.11-2 (a) Diagrama a bloques del registro de datos (b) Diagrama a bloques de la programación del MSP 430

El convertidor se mantiene apagado mientras no halla actividad, internamente se hacen las selecciones de los canales para recibir los datos por canales diferentes , en nuestro caso canal 0 y canal 1 respectivamente, por este conducto se hacen los diferentes registros de los datos de los sensores, una vez que se han seleccionado hay que generar fijar un voltaje de referencia para las respectivas comparaciones en ese momento se hace la conversión de la señal de los sensores y se mantiene en un loop y se espera a que termine dicha conversión y una vez que termina apaga el convertidor y se direccionan los datos hacia el registro de memoria, esto se repite cíclicamente.

4.13 ETAPA DE POTENCIA.

Una vez tenido el microcontrolador programado y funcionando, es necesario conectar la salida que entrega al actuador, en este caso el motor del limpiaparabrisas.

El problema al que nos enfrentamos es que el motor necesita un voltaje de 12 volts y una corriente de 8 Amperes para funcionar, en cambio el microcontrolador solamente puede dar en cada puerto 3.3 volts y 20mA máximo por lo que es insuficiente para que el motor funcione. Por lo tanto se hace necesario adaptar la señal de salida que entrega el microcontrolador.

Lo primero que se tiene que buscar es que el microcontrolador este protegido de descargas provenientes del motor y para esto se utilizara un optoacoplador para asegurar un correcto aislamiento de la señal del micro.

El optoacoplador que se utilizo es el MOC8102 es cual consta de un diodo emisor de luz y un fototransistor N-P-N como se muestra en la siguiente figura.

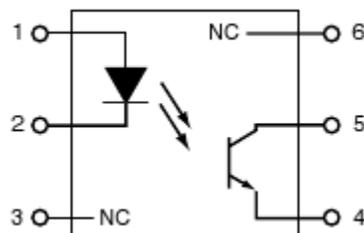


Figura 4.12-1 Diagrama de conexión MOC8102.

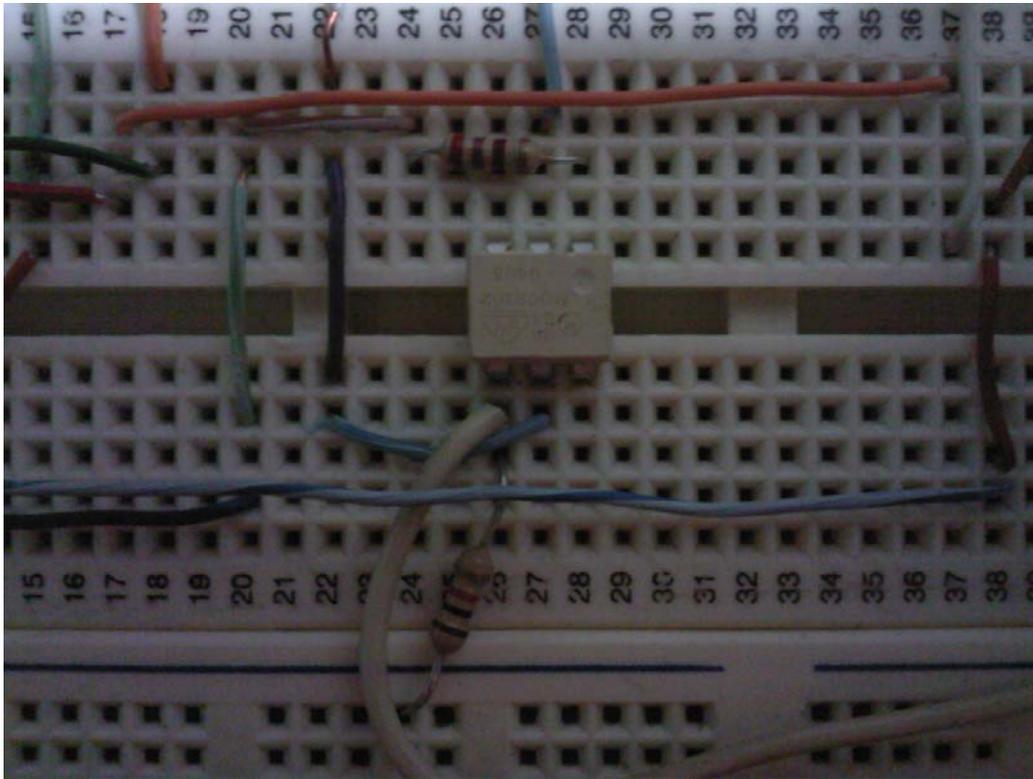


Figura 4.12-2 Conexión del Optoacoplador.

El otro elemento importante la etapa de potencia es el que proveerá el voltaje y la corriente para el motor que en este caso será un MOSFET.

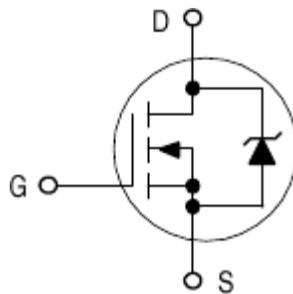


Figura 4-12-3 MOSFET RF530.

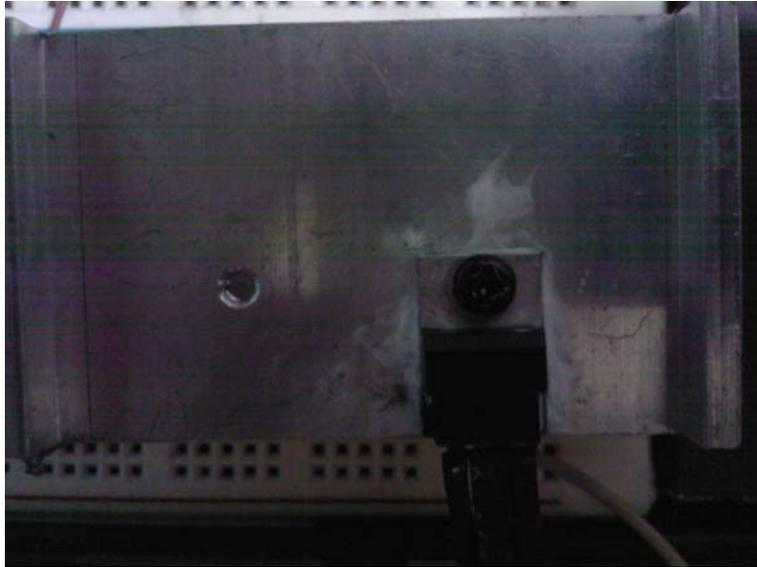


Figura 4.12-4 MOSFET de potencia.

Como se mencionó en el capítulo anterior el MOSFET consta de tres terminales Source (Fuente), Drain (Drenaje) y Gate (Compuerta).

Este funciona conectando la carga entre al drenaje y la fuente a tierra, al aplicar un determinado voltaje positivo a la compuerta el mosfet permitirá el paso de una determinada corriente del drenaje hacia la fuente como se ve en la siguiente figura:

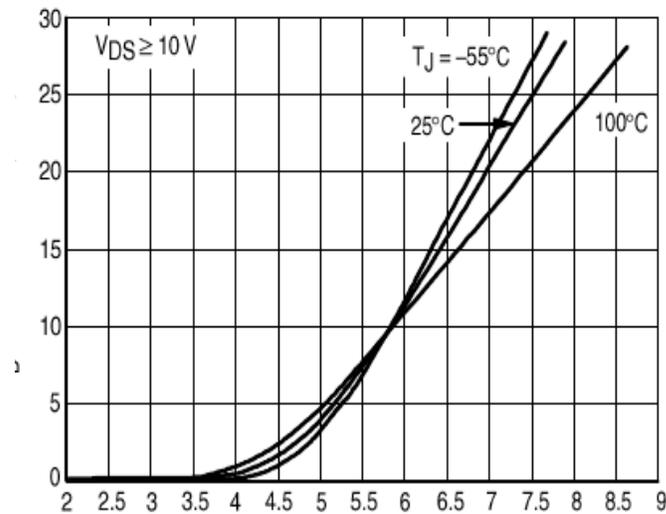


Figura 4.12-5 Gráfica de voltaje en Gate-Source (eje x) contra corriente Drain – Source (eje y)

Como se puede ver en la gráfica son necesarios 5.6 Volts para hacer pasar una corriente de 8 A por lo que así se tienen que hacer los cálculos en el optoacoplador para que de ese voltaje en la salida que controla al motor.

El transistor del optoacoplador funciona cuando al aplicar luz a la base, esta produce una pequeña corriente que al ser multiplicada por la ganancia del transistor produce una corriente mayor en el colector y como en un transistor común la corriente del emisor es la suma de la corriente del colector más la corriente de la base así regulamos la corriente en el emisor que al pasar por una resistencia determinada produce un voltaje el cual alimenta al MOSFET.

La hoja de especificaciones dice que el diodo emisor soporta una corriente máxima de 100mA y según mediciones la caída de voltaje es de 1.2 Volts por lo tanto se tendrá que calcular la resistencia de carga según los requerimientos.

De manera experimental se propuso una resistencia de 1 KOhm conectada del emisor del fototransistor a la tierra y se fue variando la resistencia conectada al diodo emisor hasta que diera el voltaje requerido por el MOSFET cuidando no sobrepasar los valores de corriente soportados.

Para el diodo emisor se obtuvo lo siguiente:

- $V_{ent} = 3.3 \text{ Volts}$.
- $R_{ent} = 270 \text{ ohms}$.
- $I_{ent} = 3.3/270 = 12.2 \text{ mA}$

El puerto del microcontrolador soporta hasta un máximo de 25mA por lo que no debería de haber problemas.

Una vez habiendo obtenido los valores de las resistencias necesarias para nuestro circuito, este queda de la siguiente manera:

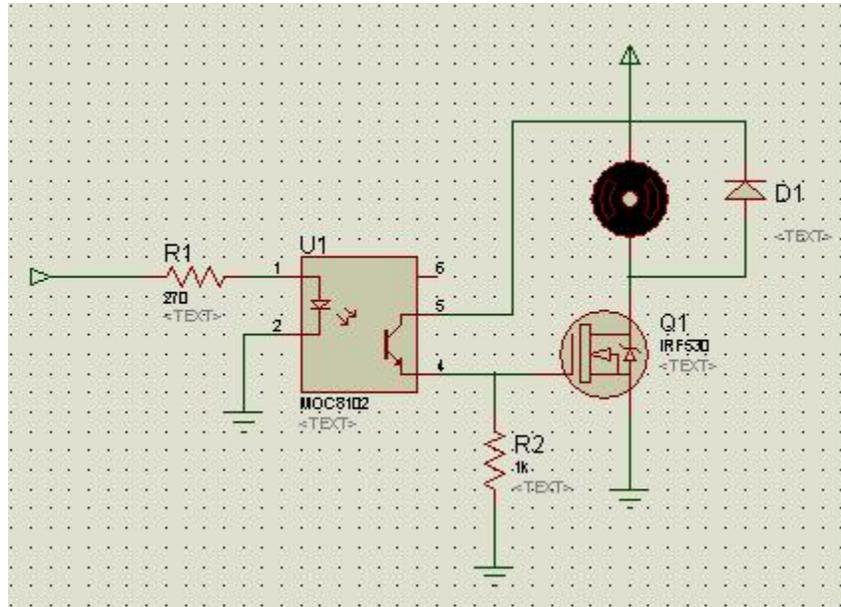


Figura 4.12-6 Diagrama de conexión de la etapa potencia.

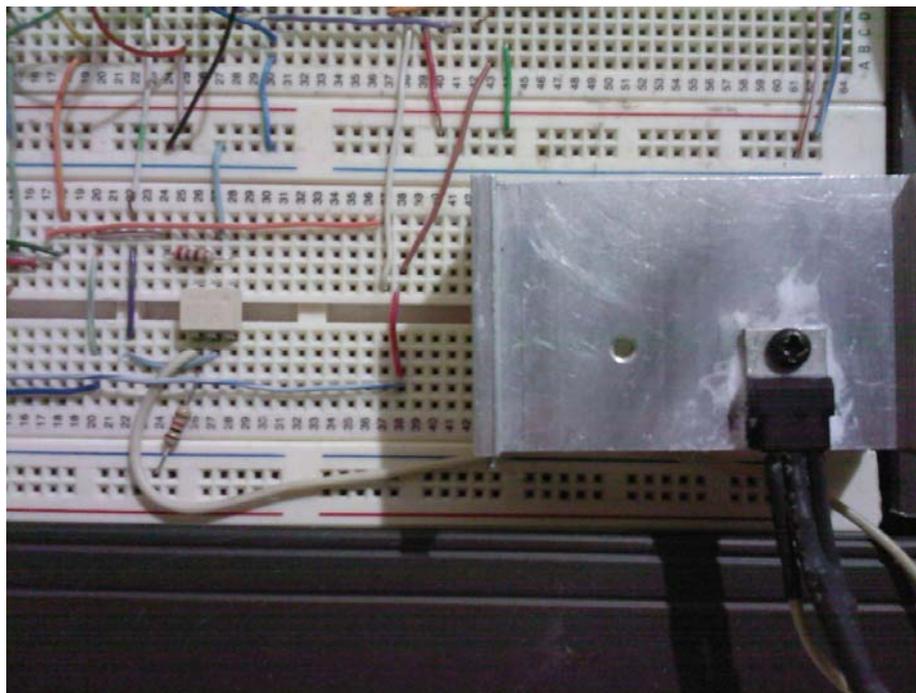


Figura 4.12-7 Conexión del circuito de potencia.

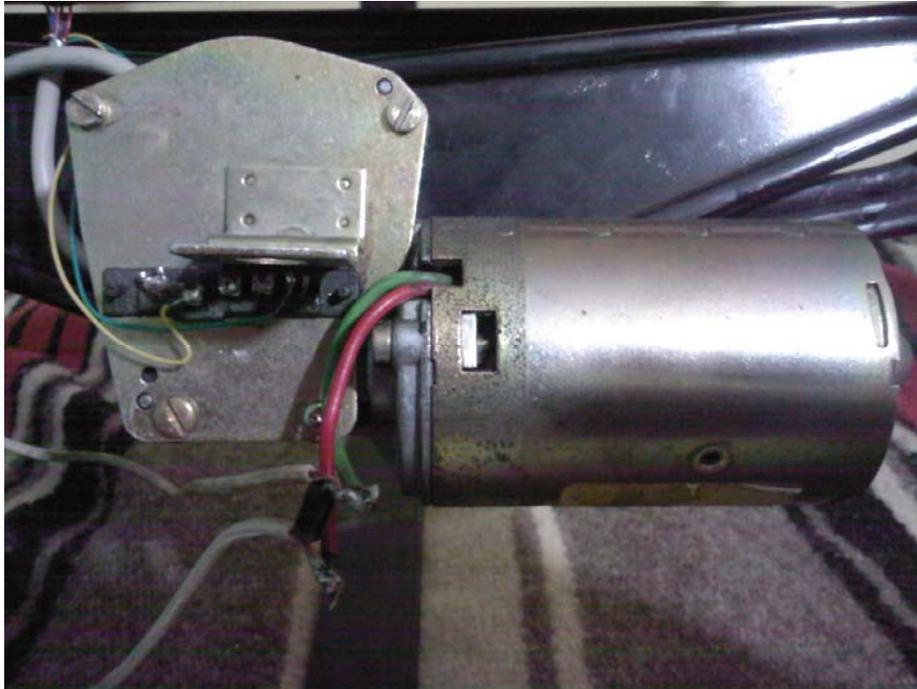


Figura 4.12-8 Motor.

Por último es necesario saber en que posición esta el limpiaparabrisas para poder detenerlo cuando acabe de limpiar, para esto es necesario agregar un interruptor que indique cuando los limpiadores estén en posición horizontal. Para esto el motor trae integrado un interruptor indicador que se conecta al microcontrolador.

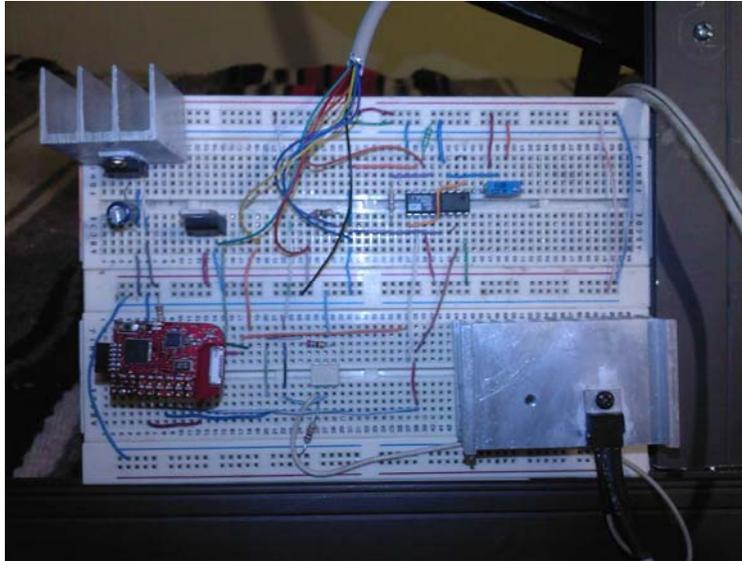


Figura 4.12-9 Implementación del circuito final



Figura 4.12-10 Fotografía de la plata completa.

Al concluir este proyecto se observa el correcto funcionamiento de sensores a distintas cantidades de agua y diferente intensidad de luz ambiental y por ello la respuesta esperada del actuador a distintas velocidades, con eso aseguramos el correcto funcionamiento de la programación del control difuso dentro del microcontrolador MSP430.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El desarrollo de la investigación ha permitido cumplir con los objetivos planteados, al mismo tiempo nos permite poner en funcionamiento nuestro prototipo, por ello se esbozan las siguientes conclusiones:

Dentro de lo planteado y teniendo claras las ideas de desarrollo se llego a una buena implementación del prototipo dentro del cual y sin dejar atrás la investigación se tuvieron algunas dificultades. De las cuales algunas se llevo tiempo resolver entre otras la generación de una señal que simulara el ciclo útil con la que se encendería el motor en la etapa de potencia, pero se corrigió durante el proceso de programación ya que no generamos el pulso hasta que se conecto todo el circuito a la planta.

El motor de corriente directa utilizado para el movimiento de las plumas limpiadoras tiraba el voltaje del circuito ya que consumía mucha corriente al momento de encender y esto provoca que la resistencia de Span del amplificador operacional se modificara y no tuviéramos la ganancia indicada.

El ciclo útil con el que se controla la velocidad del motor presento algunas dificultades ya que debe iniciar con una velocidad baja, pero lo suficiente para que el motor se moviera y fue resuelto a prueba y error muy satisfactoriamente ya que el motor enciende en una velocidad muy baja pero lo suficiente para mover las plumas y limpiar en caso de una lluvia ligera.

En general el desarrollar este prototipo fue de gran esfuerzo, dedicación y mucha paciencia ya que implica mucho conocimiento de diversas áreas de la ingeniería, como lo son: programación de microcontroladores para la etapa de control, electrónica, óptica, no dejando de lado que también se necesitan los conocimientos básicos de matemáticas y física y por que no mencionarlo la habilidad y la imaginación para echar a andar este prototipo sin la necesidad de un automóvil.

GLOSARIO

ADC	Es un dispositivo electrónico capaz de convertir un voltaje determinado en un valor binario.
Algoritmo	Es un método para resolver un problema mediante una serie de pasos definidos, precisos y finitos.
Bits	Un bit es un dígito del sistema de numeración binario
Bus de datos	Mueve los datos entre los dispositivos del hardware de entrada y de almacenamiento.
Ciclo de trabajo.	Es la cantidad de tiempo que una señal digital permanece en estado alto, puede variar por medio de la modulación PWM.
Conductividad	Es la capacidad de un cuerpo de permitir el paso de la corriente eléctrica a través de sí
Contraelectromotriz, fuerza.	Es una característica de los receptores que mide en Volts la energía que consume el mismo por unidad de carga.
Dieléctrico	Se denomina dieléctricos a los materiales que no conducen la electricidad, por lo que pueden ser utilizados como aislantes eléctricos
FEM	Se denomina fuerza electromotriz (FEM) a la energía proveniente de cualquier fuente, medio o dispositivo que suministre corriente eléctrica
Fotoeléctrico, efecto	El efecto fotoeléctrico consiste en la emisión de electrones por un material cuando se le ilumina con radiación electromagnética (luz visible o ultravioleta, en general). A veces se incluye en el término otros tipos de interacción entre la luz y la materia.
Ganancia	Relación entre la tensión (voltaje) de salida y de entrada en un circuito amplificador

Huecos	Es la ausencia de un electrón en la banda de valencia (ver también valencia)
Impedancia	Resistencia que ofrece un elemento al paso de la corriente.
Incertidumbre	Expresión del grado de desconocimiento de una condición futura
Índice de refracción	Se denomina índice de refracción al cociente de la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad de la luz en el medio
Inducción	Efecto electromagnético producido en la vecindad de un cambio del campo electromagnético
Ionizar	La ionización es el proceso químico o físico mediante el cual se producen iones, estos son átomos o moléculas cargadas eléctricamente
Histéresis	La histéresis es la tendencia de un material a conservar una de sus propiedades, en ausencia del estímulo que la ha generado.
Linealizar	Es un procedimiento en el cual, mediante algoritmos matemáticos una señal se hace del tipo lineal.
Microcontrolador	Circuito integrado o chip que incluye en su interior las tres unidades funcionales de una computadora: CPU, Memoria, etc.
Optoacoplador	es un dispositivo de emisión y recepción de luz que funciona como un interruptor excitado mediante la luz
Par	Es la fuerza que es capaz de ejercer un motor en cada giro.
Peltier, efecto	Consiste en la creación de una diferencia térmica a partir de una diferencia de potencial eléctrico.
PWM	Es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica.

Reflexión.	Se refiere al fenómeno por el cual un rayo de luz que incide sobre una superficie es reflejado.
Refracción.	Cambio de dirección que experimenta la luz al pasar de un medio a otro
Ruido eléctrico	Se denomina ruido eléctrico o interferencias a todas aquellas señales, de origen eléctrico, no deseadas y que están unidas a la señal principal
semiconductor	Sustancia con propiedades de conductividad eléctrica que cambian con el cambio de las condiciones, como la temperatura o la absorción de energía.
Señal	Magnitud física variable en el tiempo. Dentro de un rango puede tomar un conjunto finito de valores de amplitud
Timer	son mecanismos que funcionan o hacen una operación por cierto tiempo donde el tiempo es ajustado de acuerdo del uso dado
Vaguedad	Falta de exactitud.

BIBLIOGRAFÍA.

- ✓ AN INTRODUCTION TO FUZZY CONTROL.
SPRINGER-VERLAG. DRIANKOV, D., HELLENDORRN, H., & REINFRANK,
M. 1993
- ✓ FUZZY SET THEORY AND ITS APPLICATIONS.
BOSTON: KLUWER. ZIMMERMANN, H. J. 1988
- ✓ FUZZY SETS AND FUZZY LOGIC. THEORY AND APPLICATIONS.
GEORGE J KLIR. BO YUAN PRENTICE HALL.
- ✓ VOLTAJE REGULATOR HANDBOOK.
NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. 1982
- ✓ ELECTRÓNICA DE POTENCIA. FUNDAMENTOS BÁSICOS.
SALVADOR SEGUÍ CHILET
CARLOS SÁNCHEZ DÍAZ
FRANCISCO J. GIMENO SALES.
ALFAOMEGA.
- ✓ POWER ELECTRONICS. PRINCIPLES AND APPLICATIONS.
JOSEPH VITHAYATHIL
MCGRAW HILL
- ✓ LUZ, LASER Y ÓPTICA
JOHN H. MAULDIN
MCGRAW-HILL
- ✓ ÓPTICA
F. G. SMITH; J.H. THOMPSON, LIMUSA
- ✓ MECATRÓNICA. SISTEMAS DE CONTROL ELECTRÓNICO EN LA
INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA. W. BOLTON. TERCERA EDICIÓN.
- ✓ PROGRAMMABLE CONTROLLERS. THEORY AND IMPLEMENTATIONS.
L. A. BRYAN.; E. A. BRYAN. INDUSTRIAL TEXT. SECOND EDITION.

PÁGINAS DE INTERNET.

- ✓ <http://www.ti.com>
- ✓ <http://delta.cs.cinvestav.mx/~gmorales/ldifll/ldifll.html>
- ✓ <http://focus.ti.com/paramsearch/docs/parametricsearch.tsp?sectionId=95&tabId=1200&familyId=342&family=mcu>
- ✓ <http://www.mecanicavirtual.org/sensores8.htm>.
- ✓ <http://www.seattlerobotics.org/encoder/Mar98/fuz/flindex.html>
- ✓ <http://plato.stanford.edu/entries/logic-fuzzy/>
- ✓ <http://www.fuzzy-logic.com/>
- ✓ http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/M/O/C/8/MOC8102.shtml
- ✓ <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/irf/irf530.pdf>