



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES ARAGÓN

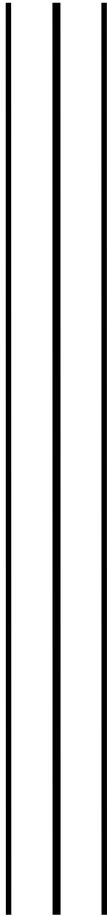
**DISEÑO EXPERIMENTAL DE UN VEHÍCULO PARA
LA OBTENCIÓN DE PERFIL Y RUGOSIDAD DE UNA
SUPERFICIE**

**T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO**

P R E S E N T A:

JEZREEL GUZMÁN PERALTA

**DIRECTOR DE TESIS:
ING. RUBÉN DARÍO VELÁZQUEZ ORTIZ**



Nezahualcóyotl, Edo. Méx. 2019



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Agradecimientos

En primer lugar, quisiera expresar mi agradecimiento a Dios a quien considero realmente el único apoyo en momentos tan difíciles a lo largo de mi caminar por este mundo, por poner en mi camino a tantos compañeros, profesores y personas que me animaron para seguir estudiando y gracias también por mis enemigos porque ellos me acercaron a ti, si entendiera todos los misterios y todo conocimiento, y si tuviera toda la fe como para trasladar montañas, pero no tengo amor, nada soy. Si Sir Isaac Newton padre de la física autor del libro principia mathematica, Johannes Kepler astrónomo y matemático autor de la leyes sobre el movimiento de los planetas y tantas más mentes brillantes por mencionar reconocían tu existencia porque yo no habré de hacerlo, pienso que necesitaría más de un libro para agradecerte y manifestarte mi amor, a él mil gracias.

También quisiera agradecer por la vida de mis padres por su apoyo, comprensión, esfuerzo y valores que me han transmitido, sé que les ha costado mucho el apoyarme para que yo pueda ser un buen profesionista, gracias por tenerlos a los dos conmigo y encaminarme en la verdad, por lo que más queda he de honrarlos toda mi vida

De igual manera quisiera agradecer a mi asesor de tesis, Ing. Rubén Darío Velázquez Ortiz, por tener la humildad de querer compartir su experiencia y conocimientos que me han servido para el desarrollo de esta tesis y no solamente en eso, sino que también me han servido para desarrollarme en el campo laboral de la investigación y desarrollo de Sistemas Embebidos.

Así mismo expreso mi agradecimiento al Ing. Noé, por sus valiosas observaciones y correcciones que hizo a la Tesis.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por permitirme desarrollarme como estudiante en sus maravillosas aulas y por aportarme valores como profesionista

A ti te dedico esta obra mi mejor amigo que has estado conmigo a pesar de todo desde el día en que Nací.

“Este bellísimo sistema compuesto por el Sol, los planetas y los cometas no pudo menos que haber sido creado por consejo y dominio de un ente poderoso e inteligente... Dios Supremo es un Ser eterno, infinito, absolutamente perfecto.”

Isaac Newton (1643 – 1727)

“Sólo con el corazón se puede ver con claridad. Lo esencial, lo que verdaderamente importa es invisible a los ojos”

Antoine de Saint-Exupéry (1900, 1944)

INDICE GENERAL

PRÓLOGO	7
OBJETIVO	8
OBJETIVOS PARTICULARES	8
JUSTIFICACIÓN	8
HIPÓTESIS	8
INTRODUCCIÓN	9
ANTECEDENTES Y GENERALIDADES	10
Definición de Rugosidad	10
Características del perfil.....	10
Definición del Índice de Regularidad Internacional – IRI	11
Índice de Perfil (PI).....	12
Modelo matemático cuarto de carro	12
Perfilómetro	14
CAPITULO I	16
MÉTODOS PARA OBTENER EL PI	16
1.1 Rugosidades Superficiales y Conceptos Básicos.....	16
1.2 Conceptos implicados en la medición de Rugosidad vertical y transversal	19
1.2.1 Rugosidad respecto a la dirección vertical.....	19
1.2.2 Rugosidad respecto a la dirección transversal	21
1.3 Pasos para medir la rugosidad	22
1.3.1 Perfil de Montaje.....	22
1.3.2 Filtrado	23
1.3.3 Medición de las irregularidades.....	24
1.3.4 Cálculos necesarios para obtener el PI	26
CAPÍTULO II	27
CONCEPTOS TEÓRICOS PARA EL DISEÑO DEL HARDWARE	27
2.1 Estudio de las estructuras	27
2.1.1 Galgas extensiométricas para medir deformación	29
2.2 Configuración del puente de wheatstone.....	32
2.2.1 Configuración puente completo.....	33
2.3 Valores de salida del puente.....	33

2.3.1 Amplificador de Instrumentación.....	34
2.4 Motores a pasos.....	34
2.4.1 Principio de funcionamiento.....	35
2.4.2 Tipos de motores paso a paso	36
2.5 Acelerómetro	39
2.5.1 Acelerómetro para medir del desplazamiento vertical.....	40
2.6 Microcontrolador	41
CAPITULO III	43
DISEÑO DEL HARDWARE PARA ADQUIRIR EL IRI Y PI.....	43
3.1 Características de la celda de carga tipo s.....	43
3.1.1 Calibrar la celda de carga	43
3.2 Tolerancias y diseño del circuito de regulación	44
3.2.1 Circuito regulador de tensión.....	44
3.3 Etapa amplificadora.....	46
3.3.1 El circuito buffer	47
3.3.2 Ajuste de Offset	47
3.3.3 Bloque de Instrumentación	48
3.4. Acelerómetro MMA7361	51
CAPITULO IV	54
4.1 DISEÑO DEL DRIVE DE LOS MOTORES A PASOS	54
4.1.1 Parámetros de la hoja de datos del motor a pasos a considerar	55
4.1.2 Etapa de amplificación.....	55
4.1.3 Etapa de conmutación	60
4.2 Secuenciador de Pasos	62
4.3 Determinación del desplazamiento horizontal.....	62
CAPITULO V	65
PROGRAMACIÓN DEL MICROCONTROLADOR Y LABVIEW.....	65
5.1 El convertor analógico digital	66
5.1.1 Los registros de control del ADC en PIC 16f877A	66
5.1.2 Selección del reloj de conversión A/D.....	68
5.1.3 Proceso de conversión analógico/digital	69
5.2.1 Conceptos Básicos PWM.....	71

5.2.1 Registros de control pwm PIC 16f87X	72
5.2.2 Modo PWM.....	73
5.3 Transmisión Serial.....	76
5.3.1 Comunicación RS232	76
5.3.2 Registros de configuración UART.....	77
5.3.3 Registro SPBRG.....	79
5.4 Comunicación por Bluetooth.....	80
5.4.1 Configuración del módulo Bluetooth.....	80
5.5 Comunicación a través del puerto serial con Labview.....	81
5.6 Calibración del strain gauge.....	88
5.6.1 Adquisición vertical de alturas con celda de carga en mm.....	92
5.6.2 Adquisición de alturas con acelerómetro.....	93
5.6.3 Desplazamiento Horizontal y generación de archivo de texto	94
5.7 Generación del PI en base al desplazamiento y las alturas	99
CONCLUSIONES	106
MEJORAS FUTURAS.....	107
BIBLIOGRAFÍA.....	108
ANEXO A.....	110
ANEXO B.....	112

PRÓLOGO

Con el fin de proporcionar una medida del estado de la superficie del pavimento la consistencia y comparabilidad de estos a nivel nacional es tan necesario y práctico posible, una uniforme medición de la rugosidad en carreteras pavimentadas requerido por la ASA, quien en 1979 desarrollo diseños para aeropuertos utilizando casi en su totalidad materiales y procesos con tecnología media disponible en México, con la finalidad de sustituir importaciones.

Sin embargo, en consecuencia al aumento de la modernidad comercial internacional y al escaso apoyo de recursos por parte del gobierno para la investigación, se ha sufrido de un rezago tecnológico en la generación de diseños propios para el análisis de perfil en pavimentos, lo que ha permitido la constante importación de equipos de este tipo. Por lo cual se hizo necesario reanudar la investigación para crear equipos propios que pudieran rivalizar con los equipos internacionales.

En México la investigación y el desarrollo de equipos que cuenten con tecnología de punta para analizar superficie es escasa, lo que estimula emprender la tarea de poder realizar investigación y construcción de equipo para el análisis del PI.

En la actualidad existen un sin fin de sistemas para la medición de perfil en pavimentos, los cuales son de precios muy elevados y en consecuencia es de difícil adquisición, pero con el actual desarrollo tecnológico se han conseguido fabricar prototipos de bajo costo.

Para lograr tal fin se desarrolla un sistema empleando técnicas de análisis matemático e Instrumentación en la que se fusionan diferentes áreas, como lo son: Teoría de Control, Cómputo, Cinemática, Dinámica, y Mecánica. Se tiene la necesidad de emplear estas técnicas matemáticas con la ayuda de sensores para la obtención de perfil de una superficie. Una vez conseguido el cómputo necesario de datos a través de una trayectoria es posible generar el perfil de dicha superficie.

OBJETIVO

Diseñar y Comprobar el funcionamiento de un sistema capaz de obtener el perfil de una superficie.

OBJETIVOS PARTICULARES

- Obtener el Índice de Perfil y Rugosidad de una superficie.
- Realizar una adquisición de datos y obtener el perfil mediante regresión lineal
- Estudiar la forma de utilizar sensores como galgas extensiométricas y acelerómetros de tal forma que podamos obtener el perfil de una superficie.

JUSTIFICACIÓN

Se pretende en esta tesis desarrollar Hardware y Software de bajo costo para obtener el perfil de una superficie, con el propósito de provocar interés en futuros ingenieros en el diseño e innovación de instrumentación electrónica.

HIPÓTESIS

Problemas a Resolver

Realizar la adquisición de datos durante la trayectoria asignada al vehículo para poder obtener el perfil de una superficie, mediante aproximaciones sucesivas procesadas en Labview.

Suposición que se quiere demostrar

Se quiere demostrar que los sistemas de adquisición de datos de alto costo, pueden ser reemplazados por sistemas con exactitud y bajo costo empleando un buen desarrollo de electrónica y mecánica de los que se componen actualmente los sistemas equivalentes.

INTRODUCCIÓN

El desarrollo de nuevas tecnologías permite reemplazar las actuales u operar en circunstancias nuevas con el propósito de solucionar problemas

La presente investigación se desarrolla bajo el contexto del proyecto de investigación titulado "Diseño experimental de un vehículo para la obtención de perfil y rugosidad de una superficie". Su objetivo es proporcionar al sistema el software y hardware necesarios para desplazarse a través de un terreno. El sistema será capaz de obtener la superficie del terreno, así como la rugosidad del mismo, por lo que no es el mayor interés el análisis exhaustivo del perfil ya que es un diseño experimental, en el presente proyecto se desarrolló una tarjeta electrónica que contiene un conjunto de sensores monitoreados a través de un sistema de adquisición de datos, los cuales fueron diseñados, construidos, calibrados y evaluados bajo las condiciones impuestas en una prueba. Para la implementación final de este sistema, es necesario indicarle al sistema una trayectoria destinada, analizando dicho terreno y posteriormente realizar tareas de mayor dificultad como el análisis de terrenos de mayor tamaño, planeación de trayectorias y reducción de error para un mejor análisis del terreno.

El desarrollo de este sistema tiene como finalidad usar el conocimiento obtenido en la materia de Instrumentación Electrónica llevándolo a la implementación de un caso práctico. La propuesta pretende validar y proporcionar información sobre el uso de sensores en la instrumentación electrónica, así como el de provocar el interés de los alumnos en dicha área. Este módulo fue programado en el sistema operativo Windows utilizando lenguajes de programación "C" y "G". Las funciones básicas del software son la localización de patrones para el análisis del suelo. Posteriormente, por medio del valor numérico adquirido por los sensores, se enviará la información de dicha adquisición y se analizará la rugosidad e inclinación de la trayectoria indicada.

ANTECEDENTES Y GENERALIDADES

Definición de Rugosidad

De acuerdo a la definición número E867 de la Sociedad Americana de Pruebas y Materiales (ASMT, por sus siglas en inglés), “La rugosidad es la desviación de la superficie del pavimento de una superficie plana real con dimensiones características que afecten la dinámica del vehículo, calidad del viaje, dinámica de la carga, y el drene, que pueden ser causadas por el perfil longitudinal, o el perfil transversal” [1]. Esta definición cubre los factores que contribuyen a la rugosidad de un camino o pavimento y es también muy amplia. Sin embargo, no proporciona una definición cuantitativa o una escala estándar para la rugosidad, de tal forma que requiere de una medición y de un método de análisis para cuantificar las distorsiones de la superficie del pavimento. La rugosidad longitudinal se define como: “las desviaciones longitudinales de una superficie plana real con dimensiones y características que puedan afectar la dinámica del vehículo, calidad del viaje y la dinámica de la carga del pavimento”. Existen varias causas para afectar la rugosidad de pavimentos en carreteras y en pistas de aeropuertos; la carga del tráfico, efectos ambientales, materiales de construcción, e irregularidades en la construcción. Todos los pavimentos tienen irregularidades en la superficie que se realizan durante la construcción, de tal forma que incluso pavimentos que no han sido abiertos al tráfico pueden exhibir cierta rugosidad. La rugosidad con una longitud de onda corta es normalmente causada por el sufrimiento del pavimento, esto es, depresión y ruptura, al mismo tiempo la rugosidad con longitud de onda mayor es normalmente causada por procesos ambientales en combinación con las propiedades de las capas del pavimento

Características del perfil

La evaluación de la superficie completa de un pavimento es requerida para definir por completo su rugosidad. Sin embargo, para muchos propósitos, la rugosidad puede ser dividida en tres componentes de distorsión del perfil: transversal, longitudinal y horizontal.

Las distorsiones en la superficie del pavimento pueden generar aceleración vertical y lateral en el vehículo. La aceleración vertical es el factor que mayormente contribuye en el confort de los ocupantes y se deriva de la distorsión longitudinal del perfil del pavimento. Las aceleraciones laterales son el resultado del rodamiento propio del vehículo.

Por lo expuesto anteriormente, se puede concluir que la evaluación de la rugosidad de un pavimento requiere de la medición del perfil longitudinal del pavimento en la trayectoria de la rueda del vehículo para el caso de carreteras, para el caso de los aviones se requiere la medición del perfil en la trayectoria del tren de aterrizaje. El perfil del camino, puede ser medido a lo largo de cualquier línea imaginaria continua sobre la superficie terrestre y en orden para obtener mediciones repetibles.

Definición del Índice de Regularidad Internacional – IRI

El Índice de Regularidad Internacional (IRI) se estableció a partir de conceptos asociados a la mecánica de los sistemas dinámicos, basados en un modelo que simuló el movimiento de la suspensión acumulada por un vehículo que es el modelo de cuarto de carro. El IRI es la acumulación del movimiento entre la masa amortiguada y la no amortiguada, durante una prueba en la que se simula el paso del modelo del cuarto de carro.

El cálculo del IRI está linealmente relacionado con las variaciones en el perfil, es decir si las elevaciones del perfil aumentan al doble, el resultado del cálculo del IRI también aumentará al doble.

Si se desea establecer un valor por pista se debería establecer criterios de cuántos perfiles tomar, generalmente se toman los perfiles de cada pista para así derivar un valor por pista. El IRI puede ser calculado sobre cualquier longitud de camino, sin embargo, los usuarios deben entender que el cálculo del IRI depende altamente sobre qué longitud es acumulado.

El IRI es usualmente empleado para evaluar pavimentos de carreteras (ver Figura I), donde se requiere evaluar grandes distancias en periodos de tiempo muy cortos.

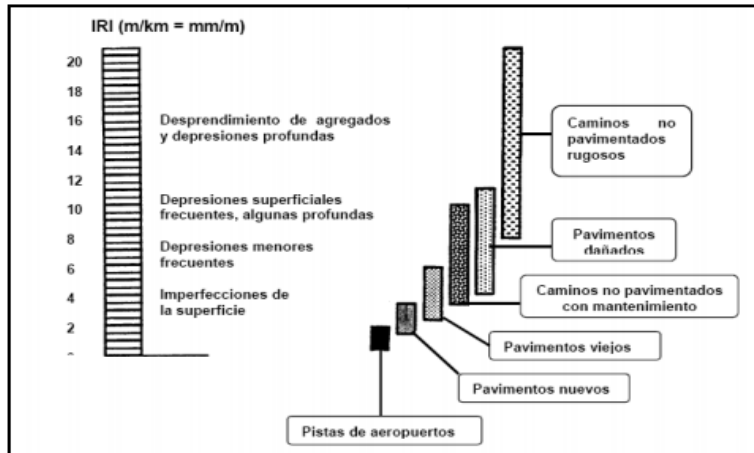


Fig. 1 Escalas de IRI

Índice de Perfil (PI)

El Índice de Perfil (PI, por sus siglas en inglés) se define como la medida en de las Irregularidades superficiales del pavimento, que puede ocasionar vibraciones excesivas en los vehículos.

El PI se deriva de la salida del perfilógrafo, se expresa en unidades de pulgadas por milla o milímetros por kilómetro y representa la variación total acumulada en un registro, más allá de una banda de tolerancia previamente definida. Entre más bajo sea el índice del PI la superficie es más lisa.

Modelo matemático cuarto de carro

El modelo del vehículo que se utiliza para filtrar el perfil longitudinal y luego calcular el IRI es el modelo del cuarto de carro, tal y como su nombre lo indica: es un modelo de una sola rueda, para la cual sus condiciones de amortiguación se han preestablecido, y no representa ningún vehículo en particular [ASTM E1170, 1992] [2].

Este modelo se desarrolló a través de un conjunto de masas ligadas entre sí, las cuales generan un movimiento vertical al ser desplazadas por el camino, de esta forma se permite reducir el análisis en una sola línea que representa el perfil longitudinal, es decir un análisis bidimensional a un estudio unidimensional.

El valor medido tiene las unidades m/km, mm/m y in/mi, no existiendo límite superior en su valor.

El modelo es mostrado esquemáticamente (ver Figura II), incluye una rueda, representada por un resorte, k_1 , suspensión primaria c_1 y la masa del eje soportado por la rueda, m_1 , un resorte k_2 , un amortiguador c_1 y la masa m_2 soportada por la suspensión de la rueda.

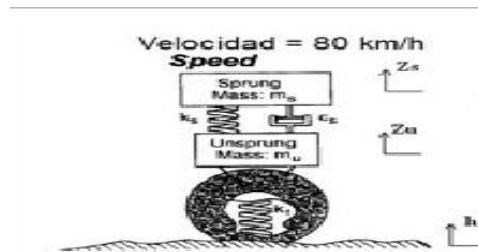


Fig. II Modelo Cuarto de Carro

La dinámica del modelo de cuarto de carro puede derivarse mediante la aplicación de la ley de Newton para cada masa y la identificación de las fuerzas inducidas en cada muestra. Esto conduce a las siguientes ecuaciones, donde W representa la perturbación carretera [3].

Para masa amortiguada

$$ms\ddot{z}_1 + cs(\dot{z}_1 - \dot{z}_2) + ks(z_1 - z_2)$$

Para masa no amortiguada

$$mu\ddot{z}_2 + cs(\dot{z}_2 - \dot{z}_1) + ks(z_2 - z_1) + cus(\dot{z}_2 - \dot{W}) + kus(z_2 - W)$$

Las ecuaciones diferenciales que definen el movimiento de las masas de este modelo más las condiciones iniciales, para un perfil dado mediante una serie de puntos discretos, son las que permiten el cálculo del IRI que obtendremos a partir de labview.

Perfilómetro

El perfilómetro es un equipo que produce un registro continuo de la pendiente longitudinal del pavimento entre dos puntos dados, y obtiene el desnivel de la superficie del pavimento con respecto a una referencia horizontal. A día de hoy, hay multitud de equipos capaces de medir el IRI. Al fin y al cabo, los datos de partida para obtener el IRI no son más allá que un “perfil longitudinal” de la superficie del firme.

1. Dipstick: Consiste en un inclinómetro sostenido entre dos apoyos separados por 300 mm o 250 mm (dependiendo de las unidades de análisis, los apoyos pueden separarse 12 pulgadas), los cuales registran la elevación de un apoyo relativo a la elevación del otro.

2. De Tipo Respuesta o RTRRMS: La tecnología de los equipos RTRRMS está basada en medir los movimientos verticales del eje trasero del automóvil respecto al marco del vehículo. El equipo mide la reacción o rebote del vehículo a la regularidad del camino, por lo que no es realmente una medida verdadera de la lisura de la superficie.

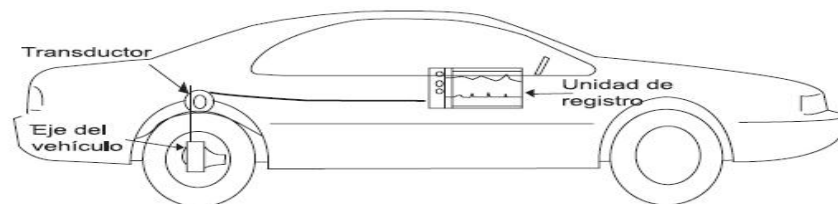


Fig. III Perfilómetro tipo respuesta

3. Perfilómetros inerciales: Son equipos de alto rendimiento, que basados en dispositivos como los giróscopos y los acelerómetros, producen medidas automáticas y de alta calidad del perfil del camino. Los más extendidos son los perfilómetros láser, que disponen de dispositivos láser para obtener la medición del perfil, y que combinados con este sistema de giróscopos y acelerómetros, permiten obtener medidas de altísima precisión a velocidades estándar de circulación (80-100 Km/h).

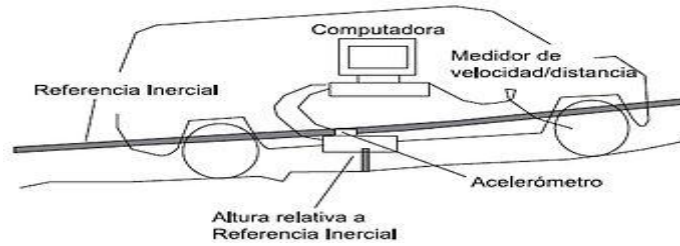


Fig. IV Perfilómetro inercial

4. Perfilómetro láser: Las mediciones se realizan con el vehículo circulando totalmente integrado en el tráfico. Para la medición se utilizan 6 laser y 2 acelerómetros y funcionan así: Un láser que mide la macrotextura, dos laser y dos acelerómetros que miden IRI y con los seis laser en conjunto, se mide el perfil transversal (ahuellamiento). Adicionalmente cuenta con un GPS sub-métrico para georreferenciar la vía en estudio.

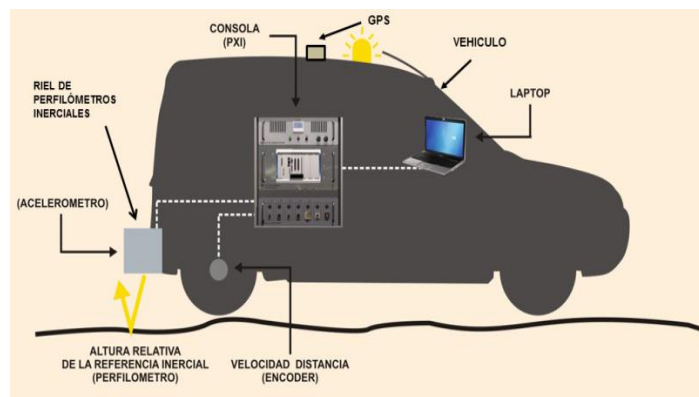


Fig. V Perfilómetro laser

En general los perfilógrafos tienen una rueda sensible, montada al centro del marco que puede mantener libre el movimiento vertical. La desviación sobre el plano de referencia, establecido por el marco del perfilógrafo, se registra (automáticamente en algunos modelos) en papel según el movimiento de la rueda sensible. Desplazando el vehículo una cierta longitud sobre la superficie y dotándolo de un palpador, que es capaz de ampliar el paisaje de crestas y valles que presenta su superficie real y que no puede ser observada por el ojo humano.

CAPITULO I

METODOS PARA OBTENER EL PI

En este capítulo explicaremos el procedimiento básico para medir la rugosidad del piso, así como algunos métodos para calcular el perfil de una superficie a través de métodos matemáticos también algunos aspectos importantes que se tienen que considerar para poder realizar una medición correcta y a partir de este conocimiento poder desarrollar un sistema electrónico y mecánico para poder obtener el perfil mediante el modelo de cuarto de carro mencionado en los antecedentes.

1.1 Rugosidades Superficiales y Conceptos Básicos

Aunque durante mucho tiempo la medición de la rugosidad no fue considerada como una rama de la metrología, en la actualidad es un requerimiento importante debido al reconocimiento creciente de la importancia y necesidad de esta medición. Una superficie perfecta es una abstracción matemática, ya que cualquier superficie real, por perfecta que parezca, presentará irregularidades que se originan durante el proceso de fabricación, proceso de aplicación y construcción de dicha superficie.

Las irregularidades mayores (macrogeométricas) son errores de forma, asociados con la variación en tamaño de una pieza, paralelismo entre superficies y planitud de una superficie estas pueden medirse con instrumentos convencionales.

Las irregularidades menores (microgeométricas) son la ondulación y la rugosidad. La primera pueden ocasionarla la flexión, falta de homogeneidad del material, deformaciones por tratamiento térmico, vibraciones, etcétera; la segunda la provoca el elemento utilizado para realizar el proceso de pavimentado y construcción de la superficie. Los errores superficiales mencionados se presentan simultáneamente sobre una superficie, lo que dificulta la medición individual de cada uno de ellos [4].

Las imperfecciones superficiales se clasifican en (ver Figura 1.1):

*Rugosidades: Producto de las huellas de la herramienta empleada para fabricar el proceso o herramienta. El acabado superficial de los cuerpos puede presentar errores de forma macrogeométricos y microgeométricos.

* Ondulaciones: Causadas por los desajustes de las máquinas-herramienta utilizadas en el mecanizado

*Imperfecciones mixtas, ambos defectos superficiales aparecen conjuntamente

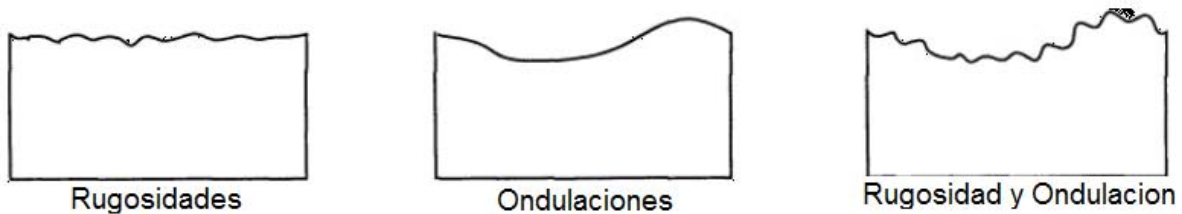


Fig. 1.1 Imperfecciones Superficiales

Las superficies están compuestas de muchas formas. Llamamos a las largas formas de longitud de onda: "ondulación" y las características de longitud de onda corta: "rugosidad". La medición de superficies involucra números que se producen para describir estas formas.

En general, la "textura de la superficie" engloba al perfil principal, rugosidad, ondulación y otros atributos de la superficie, mientras que el "acabado superficial" típicamente engloba los aspectos de "rugosidad" de la superficie - haciendo caso omiso de la forma y ondulación (ver Figura 1.2).

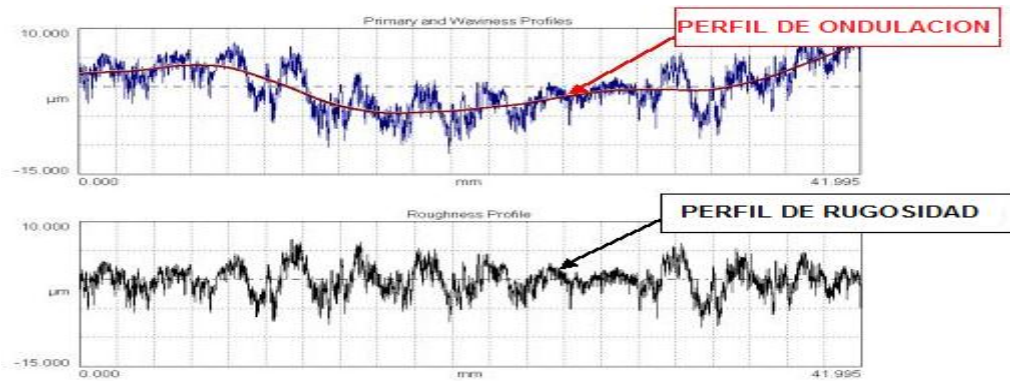


Fig. 1.2 Perfiles Superficiales

Longitud básica, l : Longitud de la línea de referencia utilizada para separar las irregularidades que forman la rugosidad superficial.

Longitud de evaluación, l_n : Longitud utilizada para determinar los valores de los parámetros de rugosidad superficial. Puede comprender una o más longitudes básicas, es decir la distancia total de una superficie que se quiere analizar (ver Figura 1.3).

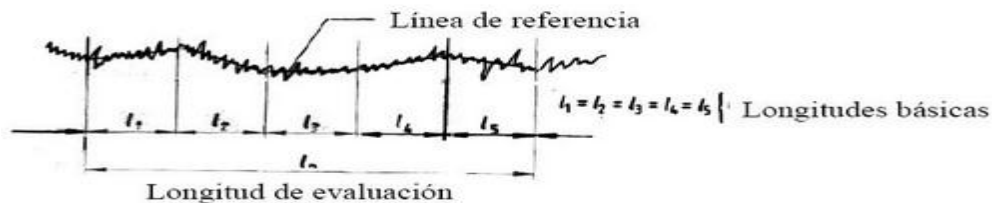


Fig. 1.3 Longitud de evaluación y Longitud básica

R_z : Es el promedio de la profundidad de la rugosidad en μm (micrómetros) de cinco profundidades singulares consecutivas en la longitud de medición. Hay muchos parámetros que nos sirven para medir la rugosidad, y todos ellos se pueden clasificar en 2 tipos fundamentales respecto a la dirección de las alturas [5]:

- Regresión Lineal: Es un método matemático que modela la relación entre una variable dependiente Y , las variables independientes X_i y un término aleatorio ϵ . (ver Figura 1.4).

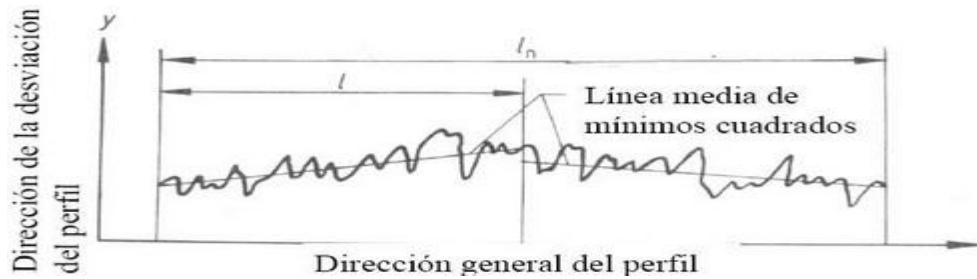


Fig. 1.4 Regresión Lineal

- Desviación media aritmética del perfil: Divide el perfil de modo que la suma de áreas comprendidas entre ella y el perfil es igual en la parte superior e inferior de la superficie mide la altura de las irregularidades en diez puntos (ver Figura 1.5).

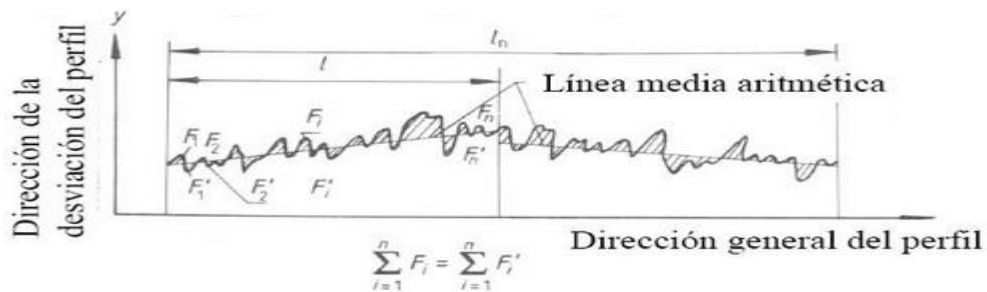


Fig. 1.5 Método de la media aritmética

Nos centraremos en estas medidas, porque son estos parámetros los que tienen relación directa con las tolerancias dimensionales y, por tanto, también con ajustes. El parámetro de medida de la rugosidad más utilizado es (media aritmética del perfil).

1.2 Conceptos implicados en la medición de Rugosidad vertical y transversal

1.2.1 Rugosidad respecto a la dirección vertical

Las medidas involucradas dentro de la rugosidad respecto a la dirección vertical son el de rugosidad Rp, rugosidad Rm, rugosidad Ry y rugosidad Rz.

Dentro del cual se involucran la suma de las alturas de una cresta y de la profundidad de los valles adyacente (ver Figura 1.6).

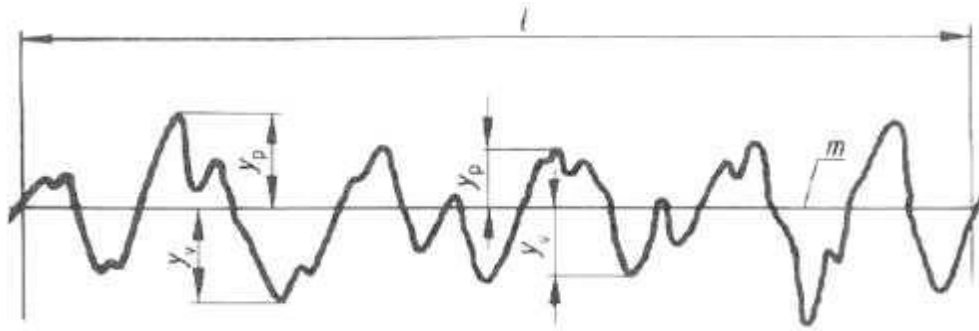


Fig. 1.6 Irregularidad de un perfil respecto a la altura.

Altura máxima de una cresta, R_p : Distancia del punto más alto del perfil a la línea media, dentro de la longitud de la superficie.

Profundidad máxima de un valle, R_m : Distancia del punto más bajo del perfil a la línea media, dentro de longitud de la superficie.

Altura máxima del perfil, R_y : Máxima distancia entre la cresta más alta (R_p) y el valle más bajo (R_m). (ver Figura 1.7).

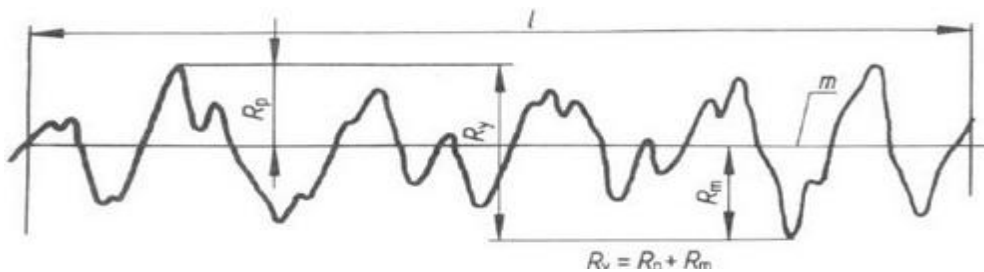


Fig. 1.7 Irregularidad promedio de R_y , R_p y R_m .

Altura de las irregularidades en diez puntos, R_z : Media de los valores absolutos de las alturas de las cinco crestas del perfil más altas y de las profundidades de los cinco valles del perfil más bajos, dentro de la longitud básica del perfil.

$$R_z = \frac{[\sum_{i=1}^5 |y_{pi}| + \sum_{i=1}^5 |y_{vi}|]}{5} \quad (1.1)$$

Altura media de las irregularidades del perfil, R_c : Es la suma de los valores medios de las alturas de las crestas y de las profundidades de los valles, dentro de la longitud básica.

$$R_c = \frac{[\sum_{i=1}^n |y_{pi}| + \sum_{i=1}^n |y_{vi}|]}{5} \quad (1.2)$$

Donde: Y_{pi} es la altura de la cresta más alta, Y_{vi} es la profundidad del valle más bajo y n es el nº de crestas y de valles del perfil (ver Figura 1.8).

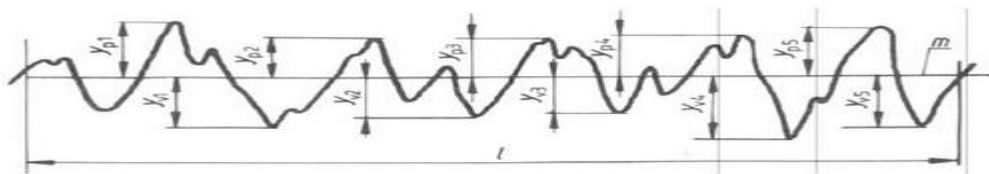


Fig. 1.8 Irregularidad media R_c y diez puntos R_z

1.2.2 Rugosidad respecto a la dirección transversal

La medida de la rugosidad respecto a la dirección transversal está dada por la longitud de una sección de la línea media delimitada por los dos puntos más altos de las crestas locales adyacentes del perfil (ver Figura 1.9).

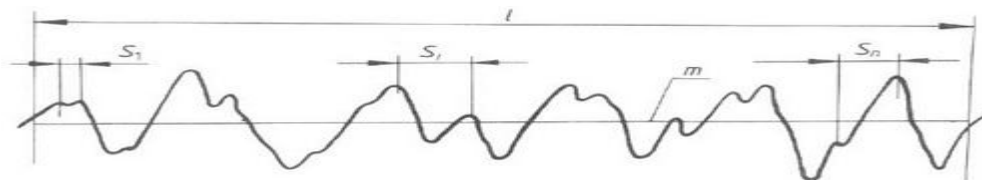


Fig. 1.9 Irregularidad transversal de crestas locales

Paso medio de las crestas del perfil: $S = \frac{1}{n} \sum S_i$ (1.3)

Longitud desarrollada del perfil, L_o : Longitud que se obtendría al desarrollar el perfil en línea recta.

Relación de longitud del perfil, l_r : Relación entre la longitud desarrollada y la longitud básica

Densidad de las crestas del perfil, D : Número de crestas por unidad de longitud
 $D=1/ S_m$ (ver Figura 1.10).

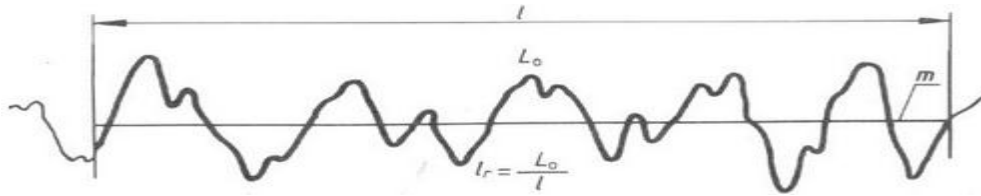


Fig. 1.10 Irregularidad transversal promedio de crestas

1.3 Pasos para medir la rugosidad

1.3.1 Perfil de Montaje

Un perfilograma es la representación gráfica de la variación del pavimento a lo largo de su superficie, de manera clara es la variación vertical en milímetros y el desplazamiento horizontal en metros. El IRI se determina a partir del perfilograma levantado para cada una de las secciones que se analizarán, estas secciones están divididas en distancia fijas, que usualmente suelen ser de 160 metros.

El primer paso en el tratamiento de una representación gráfica de una superficie es la eliminación de la "forma" subyacente. En muchos casos, la superficie a medir está inclinada en relación con el dispositivo de medición. En otros casos, la superficie puede ser nominalmente curvada. En cualquiera de los casos, la geometría subyacente debe ser eliminada [6].

Esto implica la "adaptación" de una referencia geométrica tal como una línea o un arco y luego mirar los residuales (descomposición o destrucción de algo) por encima y por debajo de la geometría de referencia (ver Figura 1.11).

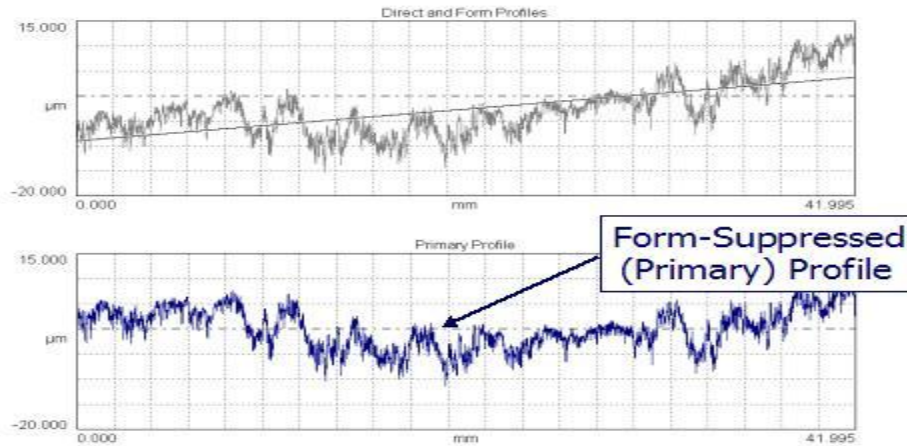


Fig. 1.11 Perfil primario

Los datos en bruto de la sonda se muestran en la parte superior (gris) de perfil. Superpuesto a los datos en bruto en una línea de mínimos cuadrados. En este caso, la línea de mínimos cuadrados se usa para eliminar la inclinación del perfil. Los residuos (por encima y por debajo de la línea) forman el azul (perfil primario).

Nota: Un pequeño filtro a veces se utiliza para eliminar el ruido del perfil primario. Este filtro se denomina el "filtro de longitud de onda corta".

1.3.2 Filtrado

Una vez que la geometría se ha eliminado tenemos que separar la ondulación y la rugosidad. Este es el aspecto más crítico de la medición de la superficie y sin embargo, es probablemente el menos comprendido.

Perfiles de superficie de filtrado implica la ejecución de un filtro de "suavizado" a través de los datos primarios. La cantidad de suavizado se basa en un "filtro de corte de longitud de onda". La "longitud de onda de corte" es la longitud de onda que separa la rugosidad de la ondulación.

Longitudes de onda más cortas caen en el perfil de rugosidad y longitudes de onda más largas aparecen en el perfil de ondulación. Un filtro "Gaussian" se recomienda en las normas ASME e ISO. Filtros gaussianos se basan en hacer pasar una media de Gauss, ponderada a través del perfil principal - resultante en el perfil de la

ondulación [7]. El perfil de rugosidad se compone de todos los picos y valles (residuales) por encima y por debajo del perfil de ondulación (ver Figura 1.12).

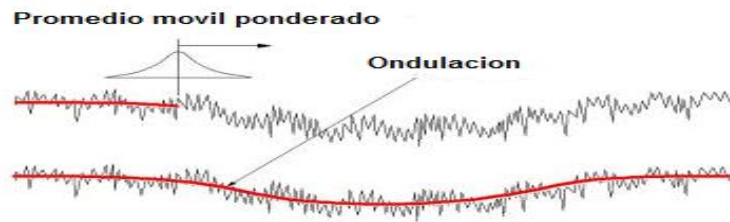


Fig. 1.12 Ondulación

La elección de un valor de corte más pequeño del filtro dará lugar a valores de rugosidad más pequeños a pesar de que la superficie real podría ser muy difícil. El corte del filtro proporciona los medios para definir "la rugosidad".

El siguiente gráfico presenta la misma superficie con dos puntos de corte de filtro diferentes (ver Figura 1.13).

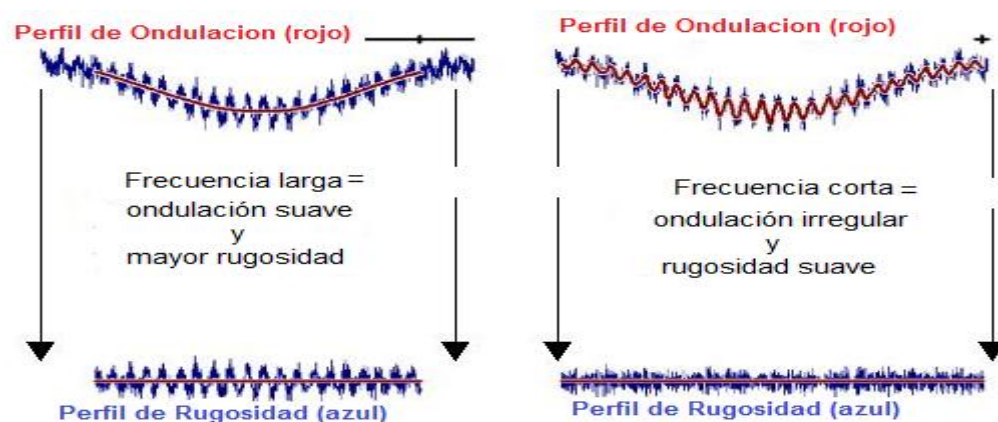


Fig. 1.13 Filtro con dos puntos de corte distintos

1.3.3 Medición de las irregularidades

Una vez colocado el dispositivo de medición sobre la línea de perfil suavizada, se determina la magnitud de cada una de las irregularidades, es decir, la distancia entre su cresta o su valle máximo que sobresalga de la franja semitransparente y el límite que corresponda de la franja, con aproximación al milímetro, considerando los siguientes puntos [8]:

a) Sólo se considerarán las irregularidades que sobresalgan de la franja semitransparente más de 0.5 milímetros, y que se extiendan longitudinalmente sobre el perfilograma por al menos 2 milímetros, como se muestra (ver Figura 1.14). No se considerarán los picos repentinos que se presentan en el perfilograma, ya que generalmente son causados por brincos provocados por piedras sueltas o material ajeno a la superficie de rodadura del pavimento.

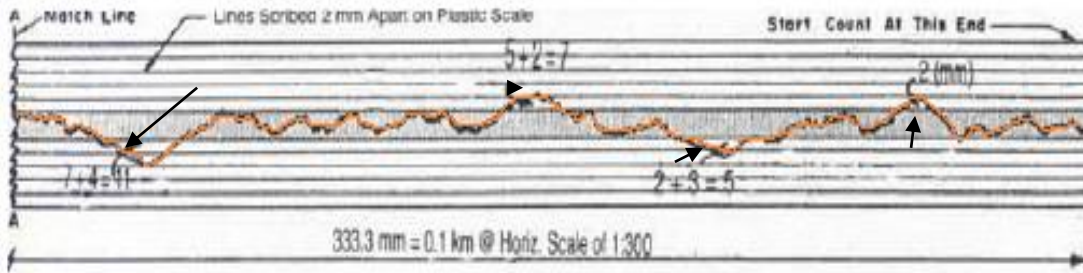


Fig. 1.14 Irregularidades para cálculo de PI

b) Las magnitudes de las irregularidades con doble cresta o doble valle, que no regresen a la franja semitransparente, se considerarán una sola vez, tomando la distancia máxima, como se indica (ver Figura 1.15).

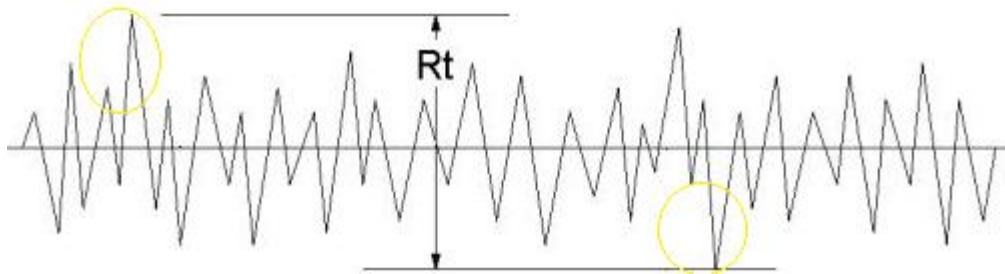


Fig. 1.15 Irregularidades de doble cresta

c) Las magnitudes de irregularidades mayores a 10 milímetros, en todos los casos se tomarán iguales a 10 milímetros, considerando que en los casos más desfavorables sólo se eliminaría en el subtramo las partes de las irregularidades que excedan esa magnitud.

d) Si una irregularidad queda registrada entre dos perfilogramas de subtramos subsecuentes, se considerará una sola vez como parte del subtramo donde se presente la magnitud máxima.

1.3.4 Cálculos necesarios para obtener el PI

Una vez que se han registrado las magnitudes de todas las irregularidades de un mismo subtramo, se calcula la suma de éstas, anotado el resultado en la parte superior central del perfilograma, en milímetros con aproximación a la unidad y encerrándolo en un círculo para su fácil identificación, como se ejemplifica (ver Figura 1.16).

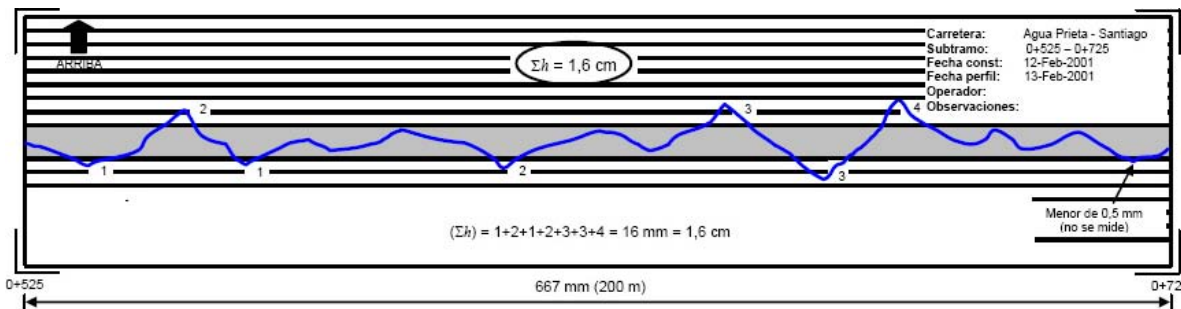


Fig. 1.16 Proceso para medir las irregularidades

Se debe calcular junto con los perfilogramas, el índice de perfil (PI) de cada subtramo, mediante la siguiente ecuación:

$$PI = \frac{\sum h}{L} * 1000 \quad (1.4)$$

Dónde: PI = Índice de perfil del subtramo en milímetros/kilómetro.

Σh = Suma de las magnitudes de las irregularidades en el subtramo en mm.

L = Longitud del subtramo en metros.

Para obtener el índice total de una sección formada por varios subtramos se suma el total de los índices de perfil correspondientes a cada uno de los subtramos y se divide el resultado entre la distancia total comprendida por dichos subtramos, esto entregará el PI de toda la sección.

CAPÍTULO II

CONCEPTOS TEÓRICOS PARA EL DISEÑO DEL HARDWARE

El objeto de este capítulo es proveer al lector de la información teórica necesaria para el diseño experimental del vehículo que medirá el PI. Existe toda una rama de la ingeniería dedicada al cálculo de deformaciones en estructuras. El objeto de esta investigación no es el análisis exhaustivo de las deformaciones, en esta tesis se utilizarán las expresiones y coeficientes genéricos empleados en mecánica y nos centraremos en la información necesaria para el diseño electrónico.

2.1 Estudio de las estructuras

El primer concepto que vamos a introducir es el concepto de flecha de la viga [9]. Al aplicar una fuerza sobre una viga, la longitud de esta varía. Dependiendo del punto de aplicación de la fuerza, existirán zonas donde la longitud inicial de la viga ha aumentado, donde ha disminuido y donde la longitud inicial sea mantenido igual, denominaremos este último punto como zona neutral. Podemos observar una viga con 2 apoyos, esta viga solo está sometida a la fuerza que ejerce su propio peso, debido a la rigidez de la viga, esta no sufre ninguna deformación (ver Figura 2.1).

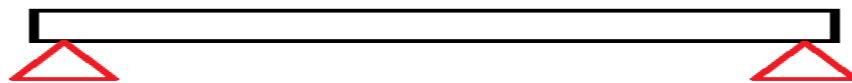


Fig. 2.1 Viga en suspensión

Si a esta misma viga le aplicamos una fuerza (ver Figura 2.2), esta viga sufrirá una deformación y describirá una trayectoria circular en el sentido de la fuerza, se puede observar que la longitud de la zona inferior de la viga, ha aumentado, la longitud de la zona superior de la viga ha disminuido y la longitud de la zona neutral se ha mantenido.

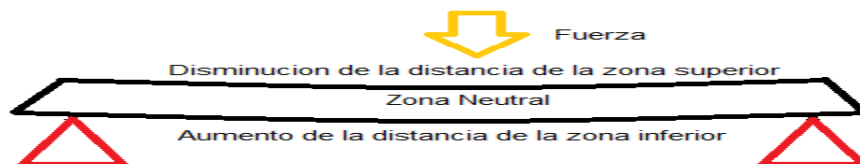


Fig. 2.2 Viga sometida a una fuerza

Tal y como he indicado anteriormente en este mismo capítulo, utilizaremos los coeficientes utilizados en mecánica. Las limitaciones las podemos ver en la Tabla

Tabla I.

Modo de aplicación de la viga	Limitación
Aluminio	1/150
Acero inoxidable 304	1/205
Vigas de más de 5m de luz, que no soporten muros de fábrica	1/400
Vigas y viguetas de forjado, que soporten muros de fábrica	1/500
Ménsulas, con la flecha medida en el extremo libre	1/300

Existe una relación entre la flecha y la longitud [10], ésta relación nos determinará cuál es la flecha máxima de una viga según su longitud y su modo de aplicación. Para calcular la flecha máxima de la viga, primero debemos conocer la longitud, después se debe escoger cual es el coeficiente de limitación máxima según la Tabla 1.1. Suponemos una viga de 5 metros para un forjado que soportará muros de fábrica. En la Tabla 2.1 podemos ver que su limitación de flecha es de 1/500, por lo que su relación Flecha – Longitud viene dado por:

$$\frac{Flecha_{(max)}}{Long} \leq \frac{1}{500} \rightarrow Flecha_{(max)} \leq \frac{Long}{500} \rightarrow Flecha_{(max)} \leq 5000/500 \quad (2.1)$$

$$Flecha_{(max)} \leq 10mm$$

De la expresión 2.1 sabemos que la Flecha máxima de nuestra estructura puede ser como máximo 10mm. Supongamos que, debido a una fuerza aplicada sobre la viga, esta sufre una deformación la cual hace variar su longitud, a modo de ejemplo suponemos que la longitud final debido a la deformación es de 4950mm.

Para conocer si la deformación que ha sufrido esta viga es crítica o no, debemos verificar que la relación Flecha-Luz no supera el coeficiente de limitación máxima

$$Coef_{Limitacion} = \frac{1}{500} = 0.002 \quad (2.2)$$

$$Relacion_{Flecha-Long} = \frac{Flecha_{maxima}}{Long} = \frac{10}{4950} = 0.00202$$

Por lo tanto, para este ejemplo dado que la Relación Flecha – Longitud es mayor que el coeficiente de limitación máximo, la deformación que ha sufrido esta viga es peligrosa para la integridad de la estructura. El umbral para conocer si una deformación es crítica o no lo es, variará en función de la longitud de la viga y la flecha máxima de la viga. Dado que el dispositivo que pretendo diseñar, no está orientado a ninguna estructura específica, estos datos se deberán parametrizar en el dispositivo a diseñar según las necesidades y se ha deducido que en toda estructura, existen tres zonas de trabajo:

Zona normal: Es la deformación que se puede sufrir sin que sea necesario planificar una intervención de mantenimiento o afecte a la seguridad de la estructura.

Zona de mantenimiento: Es la zona donde se ha sufrido una deformación considerable pero la flecha de la viga no ha alcanzado el máximo permitido. Establecer el valor de la flecha para delimitar la zona de mantenimiento, es según el criterio del usuario. Este dispositivo permitirá seleccionar un valor mínimo de un 25% de la flecha hasta un valor máximo de un 75%.

Zona crítica o de seguridad: Es la zona en donde la flecha de la viga ha alcanzado su recorrido máximo, siendo una zona peligrosa para la integridad de la estructura.

2.1.1 Galgas extensiométricas para medir deformación

Las galgas extensiométricas son dispositivos muy útiles para la medición de deformación. Tal y como se ha visto en este capítulo, cuando a una estructura se le aplica una fuerza suficiente para deformarla, la longitud de la estructura varía en función de la fuerza que se aplica. Si colocamos una galga extensiométrica en la superficie de la estructura a analizar, las deformaciones que sufra esta, también las sufrirá la galga y provocará una variación de su resistencia eléctrica, pudiendo aprovechar esta variación de resistencia eléctrica para conocer la magnitud de la deformación. La unidad de medida de la deformación es el strain [11], la

deformación se puede definir como el cociente entre la diferencia de longitudes y la longitud inicial de la estructura.

$$\epsilon = \Delta L / L \quad (2.3)$$

Donde ϵ es deformación relativa cuya unidad de medida es la $\mu\epsilon$, esta indica el porcentaje de deformación dado que es una unidad adimensional, L es la longitud inicial de la viga y ΔL es la diferencia de longitud de la viga una vez aplicada la fuerza.

La deformación puede ser positiva (tensión) o negativa (compresión), esto dependerá del punto donde se aplica la fuerza y la ubicación de las galgas. La deformación que sufrirá la galga será positiva cuando al sufrir una deformación la resistencia de la galga se haga ligeramente mayor, lo que se traduce en un incremento de su resistencia eléctrica (ver Figura 2.3).

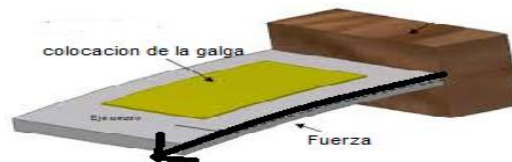


Fig. 2.3 Galga en tensión

Si mantenemos la misma estructura y la misma fuerza, pero cambiamos la posición de la galga según (ver Figura 2.4), la deformación que sufrirá la galga será negativa, ya que la superficie de la galga esta vez es ligeramente más pequeña, lo que se traduce en una disminución de su resistencia eléctrica.



Fig. 2.4 Galga en compresión

Existen muchos modelos de galgas, los valores resistivos más estándares suelen ser de 120Ω y 350Ω . El parámetro fundamental de la galga es el factor de galga o “Gage factor” GF.

Para la realización de este proyecto, se ha seleccionado el modelo una celda de carga tipo s [12]. La resistencia nominal de esta galga es de 350Ω , según su hoja de características su Gf es 2.1, este valor será usado para calcular la variación de la resistencia.

Ahora que hemos elegido la galga es importante saber cómo podemos calcular la resistencia eléctrica de la galga, apoyándose en la ecuación 2.3, podemos calcular la variación eléctrica de la galga de la siguiente forma:

$$\epsilon = \frac{\Delta L}{L} = \frac{5000-4900}{5000} = 0.002 \epsilon \quad (2.4)$$

$$Gf = \frac{\Delta R}{R} \rightarrow \frac{\Delta R}{R} = Gf * \epsilon = 2.1 * .002 = 0.0042 \quad (2.5)$$

La ecuación 2.5, nos indica que la variación de resistencia de la galga será del 4.2% del valor nominal de la resistencia lo que representa un incremento o decremento (en función de donde se coloque la galga) de 4.2Ω . A continuación, se realizan los mismos cálculos para ver la variación de la resistencia eléctrica de la galga frente a una deformación pequeña la cual varía la longitud de la viga en tan solo 1mm.

$$\epsilon = \frac{\Delta L}{L} = \frac{5000-4999}{5000} = 0.0002 \epsilon \quad (2.6)$$

$$Gf = \frac{\Delta R}{R} \rightarrow \frac{\Delta R}{R} = Gf * \epsilon = 2.1 * .0002 = 0.00042 \quad (2.7)$$

La ecuación 2.7, indica que la resistencia variará en un 0.042% del valor nominal de la resistencia 0.0504Ω . Como se ha podido observar la variación de resistencia de las galgas con respecto a la deformación es muy pequeña. Para poder realizar unas mediciones de estos cambios tan pequeños de la resistencia eléctrica de la galga, es necesario un circuito eléctrico el cual sea sensible a estos pequeños cambios.

Para realizar estas mediciones y conocer estas variaciones de resistencia, se dispondrán las galgas en configuración de puente de Wheatstone.

2.2 Configuración del puente de wheatstone

Para poder medir estas pequeñas variaciones de resistencia, las galgas se suelen montar en configuración de puente de Wheatstone. La configuración puente de Wheatstone, consiste en 4 resistencias, a las que se le aplica una tensión de excitación o alimentación. Si en este circuito conocemos el valor de 3 de las 4 resistencias, la salida del puente nos dará un valor de tensión en función del valor de la resistencia que desconocemos y queremos conocer el valor. Analíticamente, podemos decir que la resistencia eléctrica de una galga (a partir de ahora la denominaremos R_G) tiene una parte fija y una parte variable, esta parte variable puede ser positiva o negativa según esté trabajando la galga, tensión o compresión.

$$R_G = R_G \pm \Delta R \quad (2.8)$$

Si $R_1=R_2=R_3=R_4$ se dice que el puente está equilibrado, siendo, en este caso $R_G=0$, si es el caso de que la resistencia varíe entonces, el puente esta desequilibrado tal y como se ve en la ecuación 2.8. Este desequilibrio está directamente relacionado con ΔR . Los principales problemas de medir directamente con galgas extensiométricas son:

- Las variaciones de temperatura, que provocan dilataciones entre la pieza y la banda pegada a ella, además de variaciones en la propia resistencia de la banda, con lo que se produce un falseo de la medida de la deformación.
- La humedad, que puede cambiar la resistencia eléctrica entre el medidor y tierra, afectando por tanto las lecturas de las resistencias.
- Los problemas de conexiones defectuosas en la soldadura, despegadas de la banda con rigidez excesiva del cable, etc.

2.2.1 Configuración puente completo

La configuración en puente completo, consiste en reemplazar todas las resistencias del puente por galgas tal (ver Figura 2.5). Actuando de la misma manera que en los dos casos anteriores la relación de salida del puente será:

$$V_o = \left(\frac{RG - \Delta R}{RG - \Delta R + RG + \Delta R} - \frac{RG - \Delta R}{RG - \Delta R + RG + \Delta R} \right) V_{EX} = \left(\frac{RG - \Delta R}{2RG} - \frac{RG + \Delta R}{2RG} \right) V_{EX} = \left(\frac{1 - GF\epsilon}{2} - \frac{1 - GF\epsilon}{2} \right) V_{EX} \quad (2.9)$$

$$\frac{V_o}{V_{ex}} = -GF \epsilon \quad (2.10)$$

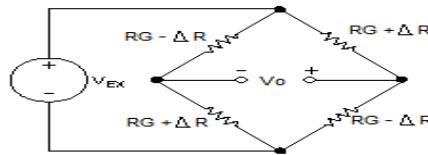


Fig. 2.5 Puente Completo

Podemos observar que la tensión de salida de esta configuración ofrece mayor sensibilidad manteniendo la linealidad [13].

Para esta investigación utilizaremos la configuración de puente completo dado que se ha visto que esta configuración es lineal. Para ello se emplearán 2 puentes completos, cada uno de los puentes medirá la deformación en la estructura en los planos (X, Y).

2.3 Valores de salida del puente

Una vez ya sabemos que configuración vamos a utilizar y antes de empezar con la etapa amplificadora, vamos a calcular que valores de tensión vamos a tener en la salida del puente. Siguiendo con nuestro ejemplo del capítulo 2.1.1, vamos a calcular la tensión de salida del puente para los dos casos ya planteados $\Delta L = 1mm$ y $\Delta L = 100mm$. Para ello utilizaremos la ecuación 2.10.

La tensión de alimentación del puente la fijaremos en 5v, una tensión ideal para medidas más exactas serian 12V, pero sea elegido 5V pensando en el diseño de la etapa amplificadora, recordamos que las características del modelo de la galga seleccionada eran $GF=2.1$ y $RG=350$.

Para $\Delta L = 100mm$

$$\frac{V_o}{V_{ex}} = -Gf \epsilon = (-2.1 * .002)5V = -0.021V \quad (2.11)$$

Para $\Delta L = 1mm$

$$\frac{V_o}{V_{ex}} = -Gf \epsilon = (-2.1 * .0002)5V = -0.0021V \quad (2.12)$$

Una vez calculados los valores de tensión en la salida del puente, podemos tomar los valores máximos y mínimos

2.3.1 Amplificador de Instrumentación

El amplificador más útil para medición, instrumentación o control es el amplificador de instrumentación. Está diseñado con varios amplificadores operacionales y resistencias de precisión, que hacen el circuito extremadamente estable y útil cuando es importante la exactitud. En esta tesis se propondrá un circuito económico con un arreglo de amplificadores y uno con un amplificador de instrumentación.

El amplificador de instrumentación debe poseer las siguientes características:

- 1) Son amplificadores diferenciales con una ganancia diferencial precisa y estable, generalmente en el rango de 1 a 1000.
- 2) Poseen una impedancia muy alta para que su ganancia no se vea afectada por la impedancia de la fuente de entrada, además un CMRR muy alto en todo el rango de frecuencia en que opera.
- 3) Bajo nivel de las tensiones de offset del amplificador y anchura de banda ajustada a la que se necesita en el diseño.
- 4) Un factor de ruido muy próximo a la unidad, Esto es, que no incremente el ruido.

2.4 Motores a pasos

En numerosas ocasiones es necesario convertir la energía eléctrica en energía mecánica, esto se puede lograr usando los motores de corriente continua. Pero cuando lo deseado es posicionamiento con un elevado grado de exactitud y/o una

muy buena regulación de la velocidad, se puede contar con una gran solución: utilizar un motor paso a paso para esta tesis se ha optado por un motor a pasos ya que es fácil determinar la trayectoria recorrida sin la necesidad de incorporar un encoder.

Los motores paso a paso son ideales para la construcción de mecanismos en donde se requieren movimientos muy precisos. La característica principal de estos motores es el hecho de poder moverlos un paso a la vez por cada pulso que se le aplique. Este paso puede variar desde 90° hasta pequeños movimientos de tan solo 1.8° , es decir, que se necesitarán 4 pasos en el primer caso (90°) y 200 para el segundo caso (1.8°), para completar un giro completo de 360° .

Estos motores poseen la habilidad de poder quedar enclavados en una posición o bien totalmente libres. Si una o más de sus bobinas están energizadas, el motor estará enclavado en la posición correspondiente y por el contrario quedará completamente libre si no circula corriente por ninguna de sus bobinas.

2.4.1 Principio de funcionamiento

Basados en el mismo fenómeno del principio de funcionamiento de los motores de corriente continua, los motores paso a paso son más precisos que cualquier otro tipo de motor eléctrico

Una forma particular del funcionamiento del motor paso a paso es la representada en la (ver Fig. 2.6) que es un motor unipolar de cuatro fases

Si inicialmente se aplica la corriente a L1 y L2 cerrando S1 y S2, se generarán dos polos NORTE que atraerán al polo SUR de M hasta encontrar la posición de equilibrio entre ambos como puede verse (ver Fig.2.6a). Si se abre posteriormente S1 y se cierra S3, por la nueva distribución de polos magnéticos, M evoluciona hasta la situación representada en la siguiente posición tal y como se muestra en la siguiente imagen (ver Fig. 2.6b).

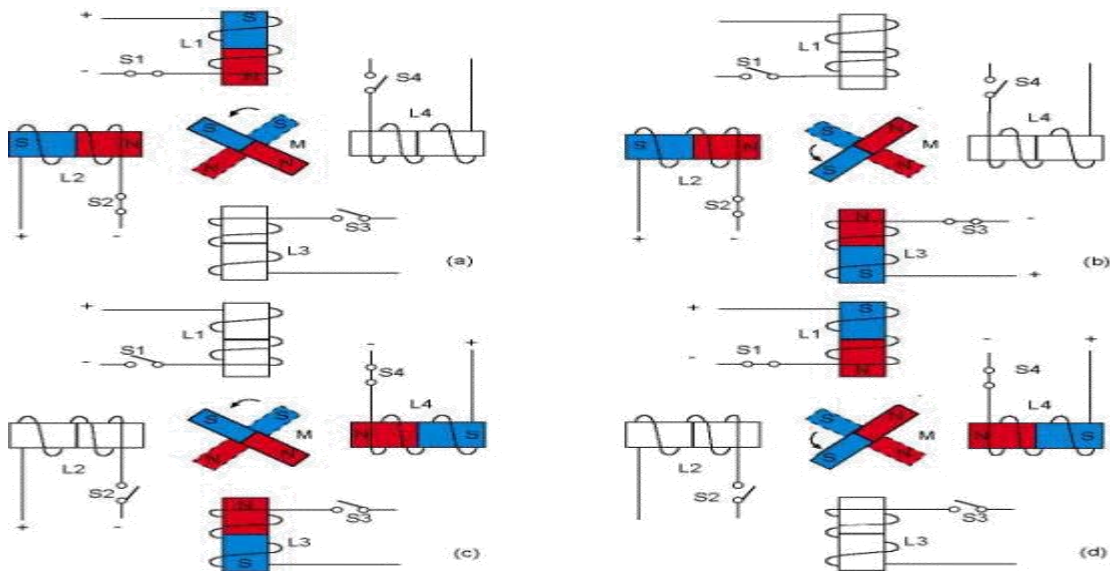


Fig. 2.6 Principio básico de un motor unipolar de cuatro fases

Siguiendo la secuencia representada (ver Fig.2.6 c y d), de la misma forma se obtienen avances del rotor 90 grados habiendo conseguido, hacer que el rotor avance pasos por la acción de impulsos eléctricos de excitación de cada una de las bobinas. En este caso, el movimiento obtenido ha sido en sentido contrario al de las agujas del reloj; ahora bien, si las secuencias de excitación se generan en orden inverso, el rotor girará en sentido contrario, por lo que fácilmente podemos deducir que el sentido de giro en los motores paso a paso es reversible en función de la secuencia de excitación y, por tanto, se puede hacer avanzar o retroceder al motor un número determinado de pasos según las necesidades.

2.4.2 Tipos de motores paso a paso

Hay dos tipos básicos de motores Paso a Paso, los bipolares que se componen de dos bobinas y los unipolares que tienen cuatro bobinas. Externamente se diferencian entre sí por el número de cables. Los bipolares solo tienen cuatro conexiones dos para cada bobina y los unipolares que normalmente presentan seis cables, dos para cada bobina y otro para alimentación de cada par de éstas, aunque en algunos casos podemos encontrar motores unipolares con cinco cables, básicamente es lo mismo, solo que el cable de alimentación es común para los dos pares de bobinas.

Motores Unipolares: En este tipo de motores, todas las bobinas del motor están conectadas en serie sobre las cuales circulara corriente en un solo sentido, montadas en cavidades diferentes formando cuatro grupos, estos cuatro grupos se conectan dos a dos, también en serie por lo que del motor paso a paso salen dos grupos de tres cables (en total seis cables) de los cuales uno es común a los bobinados para cada grupo (ver Figura 2.7)

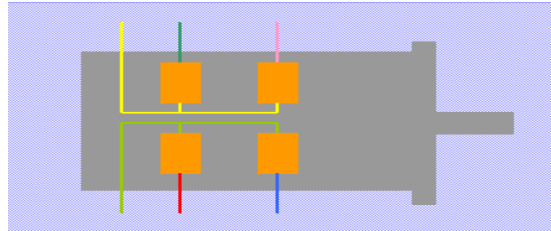


Fig. 2.7 Conexión de bobinas del motor unipolar

Las seis terminales que parten del motor, deben ser conectados al circuito de control, el cual, se comporta como cuatro conmutadores electrónicos que, al ser activados o desactivados, producen la alimentación de los cuatro grupos de bobinas con que está formado el estator (ver Fig. 2.8). Si generamos una secuencia adecuada de funcionamiento de estos interruptores, se pueden producir saltos de un paso en el número y sentido que se desee.

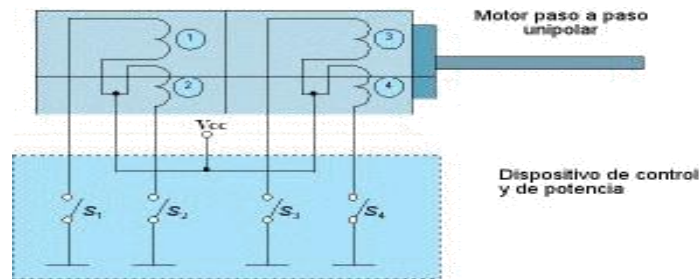


Fig. 2.8 Control para el Motor Unipolar

Motores Bipolares: En este tipo de motores una de las bobinas se sitúa entre la parte superior e inferior del estator mientras que la otra está situada entre los polos derecho e izquierdo del estator conectadas de manera independiente por las cuales

circulara corriente en ambos sentidos montados sobre dos cavidades de la cual salen cuatro hilos (ver Fig. 2.9).

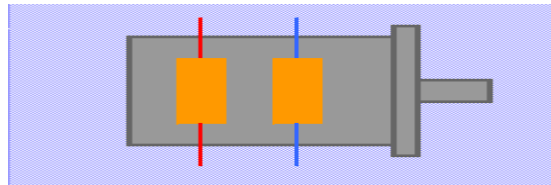


Fig. 2.9 Conexión de Bobinas de Motor Bipolar

Las cuatro terminales que parten del motor se conectan al circuito de control, que realiza la función de cuatro interruptores electrónicos dobles, que nos permiten variar la polaridad de la alimentación de las bobinas. Con la activación y desactivación adecuada de dichos interruptores dobles, podemos obtener las secuencias adecuadas para que el motor pueda girar en un sentido o en otro (ver Fig. 2.10).

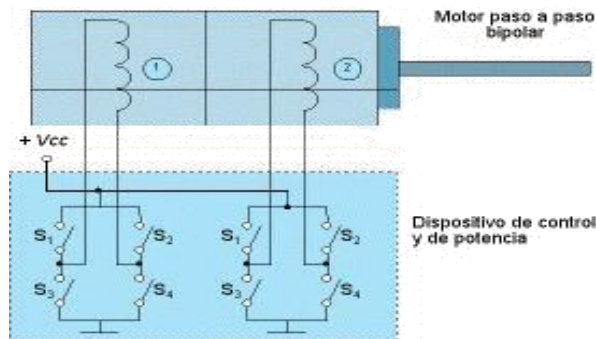


Fig. 2.10 Control para el Motor Bipolar

La existencia de varios bobinados en el estator (de los motores de imán permanente), da lugar a varias formas de agrupar dichos bobinados, para que sean alimentados adecuadamente. Estas son las formas de conexión más comunes de los motores paso a paso (ver Fig. 2.11).

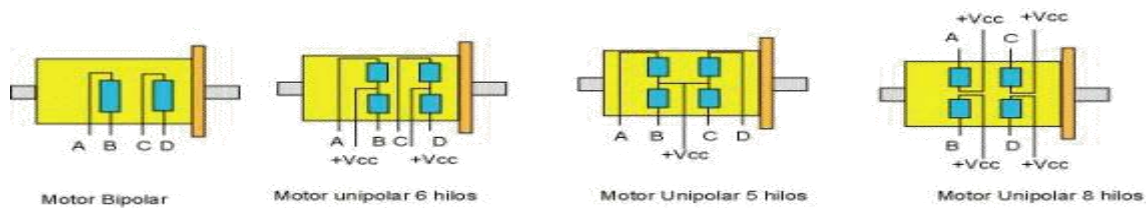


Fig. 2.11 Conexiones de algunos motores a pasos

2.5 Acelerómetro

Un acelerómetro es un dispositivo que mide la aceleración. El valor de la fuerza medida está relacionado con el valor de la aceleración por la segunda ley de Newton de la expresión (2.13):

$$a = F/m_s \quad (2.13)$$

Los acelerómetros se pueden utilizar para medir la vibración en los coches, máquinas y sistemas de control de procesos. Pueden también ser utilizados para medir la actividad sísmica, la inclinación, la vibración de las máquinas, la distancia dinámica y la velocidad con o sin la influencia de la gravedad entre otras variables más.

Nos centraremos en la manera de obtener el ángulo de inclinación con ayuda del acelerómetro ya que nos servirá para poder obtener el PI. Para poder medir el ángulo de inclinación hay distintas maneras de hacerlo una de ellas ofrece la posibilidad de medir de 0° a 90° de inclinación con un solo eje del acelerómetro, otra solución ofrece la posibilidad de medir 360° de inclinación con dos ejes del acelerómetro en distintas configuraciones (XY o XZ)

Otra configuración para medir 360° de inclinación emplea un solo eje del acelerómetro pero debe ser (X o Z), donde los valores en dos direcciones son convertidos a grados y comparados para determinar en qué posición del cuadrante se encuentran. Una solución para obtener el grado de inclinación emplea la función arc cos y arc sin, por simplicidad usaremos la ecuación arc sin.

El arc sin (y) puede determinar el grado de inclinación de 0° a 180°, pero no puede discriminar los ángulos en el rango de 0° a 360°. Sin embargo, el signo de (X, Y) se puede utilizar para determinar qué cuadrante en el ángulo es. Por este medio, se pueden calcular los ángulos β en un cuadrante (0-90°) utilizando arcsin (y) y luego determinar θ en el cuadrante determinado

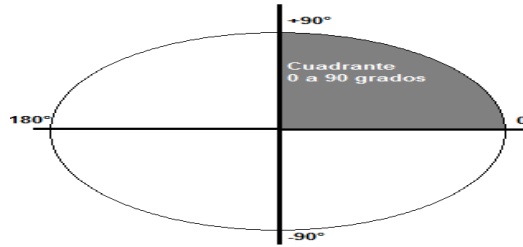


Fig. 2.12 Conexiones de algunos motores a pasos

El ángulo de inclinación se puede obtener a partir de la siguiente ecuación con ayuda del acelerómetro.

$$V_{out} = V_{offset} + \left(\frac{\Delta V}{\Delta g} * 1g * \sin\theta \right) \quad (2.14)$$

V_{out} = Salida de Voltaje del acelerómetro

V_{off} = Voltaje inicial a 0g

$\Delta V/\Delta g$ = Sensibilidad

1g = Gravedad de la tierra

θ = Angulo de Inclinación

Despejando de la ecuación la variable θ podemos obtener el ángulo de inclinación del acelerómetro dicho proceso se llevara a cabo en labview

$$\theta = \frac{\arcsin\left(\frac{V_{out} - V_{off}}{\frac{\Delta V}{\Delta g}}\right)}{\frac{\Delta V}{\Delta g}}$$

2.5.1 Acelerómetro para medir del desplazamiento vertical

El perfilógrafo es un dispositivo que mide los desplazamientos vertical y horizontal, y en particular el desplazamiento vertical es el que determina el perfil del pavimento; con el desplazamiento horizontal se determina el lugar preciso de la deformación. En la instrumentación del dispositivo se empleó un acelerómetro para el desplazamiento angular y obtener una medición indirecta del desplazamiento vertical sufrido por la llanta sensora. Razón por la cual es necesario realizar la conversión de dicho desplazamiento angular al desplazamiento lineal.

Un adc con resolución de 10bits y voltaje de 3.3V posee 1023 medidas de 3.2mV en cada paso. Por lo tanto tomando una lectura del adc del acelerómetro MMA7361L [14] en 0g (0° de inclinación para el dispositivo en el eje x) el resultado sería el siguiente.

$$0^\circ = 1650mv + 3.2mv = 1653.2mv$$

$$90^\circ = 2450mv + 3.2mv = 2453.2mv$$

Esto resulta en una resolución de 0.229 en el punto más alto de sensibilidad (0°) y una resolución de 3.26 en el punto más bajo de sensibilidad (90°).

2.6 Microcontrolador

Es un circuito de alta escala de integración que está constituido de tres componentes fundamentales: microprocesador, memoria y unidades de E/S.

Unidad Central de proceso (CPU). El Microprocesador es un circuito integrado que contiene la unidad central de proceso, la cual lee los valores de la memoria, los interpreta como órdenes y los ejecuta en el orden establecido.

Memoria de Programa. En este componente se guarda el programa o instrucciones que gobiernan la aplicación, estos valores son fijos ya que radican en una memoria EEPROM (memoria ROM eléctricamente programable).

Memoria de Datos. Esta memoria es de lectura/escritura y almacena las variables y los datos obtenidos del cálculo, la memoria es de acceso aleatorio (RAM), y por lo tanto volátil.

Unidades de Entrada y Salida. El microcontrolador se compone de pines que funcionan como entrada/salida para comunicarse con el exterior y se agrupan en puertos.

Gracias a sus características y prestaciones sean conseguido utilizar como interfaces en conjunto con la PC , en este sentido se utiliza para esta implementación, es cierto que existen diversos microcontroladores en el mercado y que la mayoría utilizan el estándar de comunicación RS232 (comunicación Serial),es cierto que este puerto se encuentra cada vez menos en las computadoras y las PC de nueva generación ya no lo tienen integrado por lo que se opto por diseñar una interfaz que se conecte vía bluetooth con el ordenador.



Fig. 2.13 Esquema General de la adquisición

En la primera etapa (ver Figura 2.13) el computador inicializa un carácter que nos permite monitorear los datos desde el estado de reposo, y se envían ordenes al microcontrolador para posteriormente accionar y monitorear los datos en tiempo real, mientras que los datos son enviados al computador donde se almacenan en un archivo de texto para posteriormente analizarlo.

CAPITULO III

DISEÑO DEL HARDWARE PARA ADQUIRIR EL IRI Y PI

El propósito de este apartado es el desarrollo de la parte analógica del circuito para transformar la deformación sufrida a un valor de tensión y posteriormente transformar ese valor en mm de deformación con la ayuda de galgas, acelerómetro y amplificadores.

3.1 Características de la celda de carga tipo s

La celda de carga posee una señal de salida análoga sobre un rango variable, tales como: 0 a 10 voltios o 4 a 20 mA. El término mv/V, representa la salida de los medidores de tensión para una excitación fija sobre el rango de trabajo de la celda de carga.

Características:

Capacidad de la celda de carga = 5000 kg - Voltaje de excitación = 10 a 15 voltios

Salida de la celda de carga = 2 mv/v - Resistencia de la galga = 350 Ohms

Factor de la Galga = 2.1

Cuando una fuerza o carga de 5000 kg son aplicadas a la celda de carga, la salida de los medidores de tensión será de 20 mV y en 2500 kg la salida será de 10 mV.



Fig. 3.1 Celda de carga

3.1.1 Calibrar la celda de carga

Usted puede utilizar la siguiente fórmula para convertir la salida mv/V a partir de la celda de carga de una fuerza ya medida.

$$\text{Peso o Fuerza esperada} = K * (\text{Medicion} \frac{mV}{V} - \text{Compensacion}) \quad (3.1)$$

Donde “K” es la ganancia que va a cambiar dependiendo la unidad de fuerza que se desea medir. Es importante inicialmente registrar la salida que tiene el sensor mientras está en reposo, para así considerar las variaciones actuales de temperatura. Una vez conociendo la compensación adecuada, con un peso conocido podemos resolver la ecuación para “K”. También puede calibrar la celda de carga con múltiples pesos conocidos y usar estos para modelar una ecuación lineal en base al voltaje por ejemplo la siguiente tabla.

Tabla II

Peso (Kg)	Voltaje
0	0.001
40	0.016
80	0.032
120	0.047
164	0.065
210	0.082
256	0.099
300	0.116
346	0.134
386	0.149

3.2 Tolerancias y diseño del circuito de regulación

3.2.1 Circuito regulador de tensión

La posible variación del valor de las resistencias en el puente de wheatstone, podrían desbalancear la rama y con ello el puente. Para corregir este efecto se ha optado por introducir un regulador de tensión LM7805 [15], el cual nos dará una tensión de referencia que podemos ajustar según nuestras necesidades.

Como ya sabemos, la tensión de alimentación del puente es de 5V, y como $VR1=VR2$, sabemos que se debe ajustar el regulador de tensión para que asegure una tensión constante de 5V. En el datasheet del LM7805, el fabricante nos indica la ecuación para poder fijar el valor de la salida según nuestra necesidad y configuración seleccionada (ver Figura 3.2).

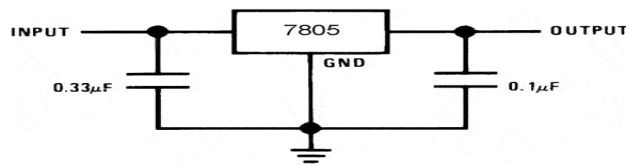


Fig. 3.2 Configuración regulador 7805

En muchas aplicaciones de baja corriente, no se requieren condensadores de compensación. Sin embargo, se recomienda evitar el condensador a la entrada del regulador, si el regulador está conectado a la fuente de alimentación con filtro de longitudes largas, o si la capacitancia de carga de salida es grande.

Consideraciones en el diseño de la tarjeta

- Se requiere un plano de tierra común entre la entrada y salida de voltajes.
- El capacitor de entrada es necesario si el regulador se encuentra a una distancia apreciable de fuente de alimentación filtrada, para asegurar una operación estable bajo todas las condiciones de carga, se recomienda un capacitor de valor de 0.33 uF o más grande de tantalio.
- El capacitor de salida no es necesaria para la estabilidad; sin embargo, sí mejora la respuesta transitoria, por lo que se recomienda colocar capacitores de más de 0.1 uF, valores más bajos ocasionan inestabilidad.
- Para aplicaciones de CA el circuito puede ser modificado para proporcionar una protección contra cortocircuito, mediante la adición de una resistencia para la detección de corriente de corto circuito y un transistor PNP adicional, el cual debe ser capaz de soportar la corriente de cortocircuito del regulador de tres terminales, por lo tanto se especifica un transistor de potencia de cuatro amperios.

- Para aplicaciones con una tensión de salida superior a 6 voltios necesitan un diodo externo (ver Figura 3.3) para proteger el dispositivo contra la entrada de cortocircuito. En este caso la tensión de entrada cae rápidamente, mientras que la tensión de salida a disminuir lentamente.

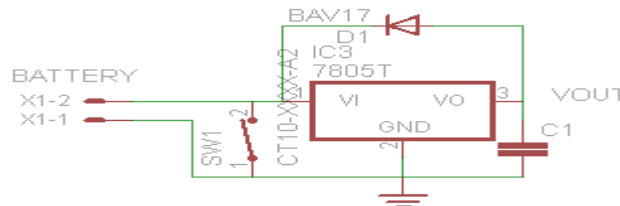


Fig. 3.3 Protección de altas cargas de capacitancia

3.3 Etapa amplificadora

Hemos podido ver que los valores de tensión para una deformación mínima y para una deformación máxima, son muy bajos. Para facilitar la tarea, es necesario amplificar esta tensión y obtener un rango de tensiones con los que podemos trabajar con suma facilidad, por ello es necesario diseñar una etapa amplificadora.

Esta etapa consta de 3 bloques (ver Figura 3.4). El primer bloque está constituido por un amplificador operacional en configuración buffer, seguido de otro amplificador operacional de ajuste de offset [16].

Esta salida entra en el último amplificador operacional de instrumentación y ganancia unitaria. A la salida de este último amplificador operacional, tendremos la señal amplificada y acondicionada para poder ser muestreada por el conversor analógico digital.



Fig. 3.4 Diagrama de bloques de etapa amplificadora

3.3.1 El circuito buffer

Para el bloque del buffer se ha seleccionado el amplificador operacional TL071 de la casa Texas Instruments. El circuito de medida es un circuito muy sensible, por lo que para poder medir necesitamos un equipo de medición el cual afecte lo menos posible a la estabilidad del puente, es decir necesitamos que el equipo de medición tenga una impedancia de entrada muy grande para reducir el efecto de carga. Una de las características de la configuración buffer es que tiene una alta impedancia de entrada, que es precisamente lo que se está buscando. La ecuación de salida de esta configuración es:

$$V_{out} = V_{in} \quad (3.2)$$

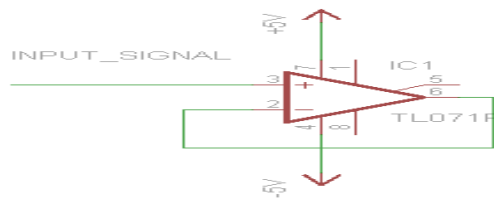


Fig. 3.5 Seguidor de Voltaje

Este circuito (ver Figura 3.5), presenta la ventaja de que la impedancia de entrada es elevadísima y la de salida prácticamente nula. Puede ser útil, por ejemplo, para poder leer la tensión de un sensor con una intensidad muy pequeña como las galgas por ejemplo, que no afecte apenas a la medición.

3.3.2 Ajuste de Offset

En este apartado en la sección 2.2 se menciona que cuando un puente está en equilibrio el voltaje entre sus terminales es nulo o cero. En un amplificador operacional ideal, cuando el voltaje de entrada es cero, la salida de este también es cero, cosa que no es cierta en la práctica, se dice que el voltaje de offset o voltaje de desvío está alrededor de los 20 a 26 mV este es un voltaje presente en la salida del amplificador aun cuando los voltajes de las dos entradas sean cero. Este efecto es causado por el ruido amplificado y presentado a la salida del amplificador operacional.

Para anular este error se recurre a circuitos externos basados en un potenciómetro y divisores de voltaje, que mediante el uso de las fuentes de alimentación generan un voltaje opuesto al offset.

El amplificador 741 posee dos pines disponibles para realizar esto. Estos pines (1 y 5) internamente están conectados a las entradas del amplificador diferencial. El voltaje de Offset se puede anular con los pines de ajuste de offset presentes en el opam (ver Figura 3.6), si no realizáramos este ajuste de offset tendríamos medidas erróneas de la deformación ya que no solo amplificaríamos la deformación si no también ese pequeño voltaje.

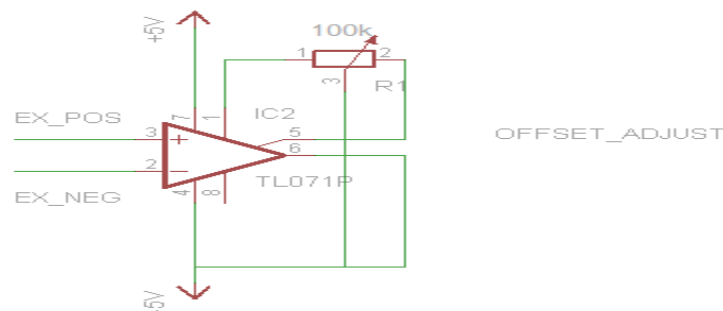


Fig. 3.6 Ajuste de Offset

Utilizando el circuito anterior ajustaríamos el voltaje de offset, pero no se logra estabilizar totalmente en cero por lo que el resto se eliminara por software.

3.3.3 Bloque de Instrumentación

Para el diseño de este bloque se ha utilizado un amplificador de instrumentación de ganancia programable. Este amplificador requiere solo una resistencia externa para establecer ganancias de 1 a 10.000 y es ideal para uso en adquisición de datos de precisión de sistemas, tales como pesaje e interfaces de transductores, el AD620 (ver Figura 3.7), está adecuado para aplicaciones multiplexadas con su tiempo de asentamiento de 15 μ s a 0.01%, y su costo es lo suficientemente bajo como para permitir diseños con uno en amplificador por canal [17].

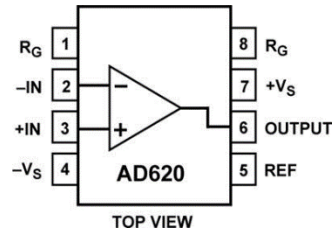


Fig. 3.7 Ajuste de Offset

Las resistencias de ganancia internas, R1 y R2, se recortan a un Valor absoluto de 24.7 kΩ, permitiendo programar la ganancia. Precisamente con una sola resistencia externa. La ecuación de ganancia es entonces:

$$G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_g} + 1 \quad (3.2)$$

De ese sistema de ecuaciones obtenemos los valores para las resistencias y observamos que para una Ganancia de 100 R1=500, para una Ganancia de 200 R1=250 y para una Ganancia de 500 R3=150, estos valores serán las ganancias programables que ocuparemos en el circuito, gracias a una serie de switches que se han incorporado podemos ajustar dicha ganancia y observar a la salida de la etapa de amplificación.

Con una G=100, podemos volver a calcular los máximos y mínimos obtenidos en las ecuaciones 2.17 y 2.18, dado que el buffer no introduce ninguna modificación.

$$V_o = -0.021V \times 100 = -2.1V \quad (3.3)$$

$$V_o = -0.0021V \times 100 = -.21V \quad (3.4)$$

Es importante destacar que la ganancia seleccionada para este amplificador tiene que asegurar que la tensión de salida de todo el módulo de amplificación no supere los 5v, por este motivo se ha seleccionado una ganancia de máxima de 500. Como se verá más adelante, la máxima tensión que podrá manejar el conversor analógico-digital es de 5v, si la tensión de salida del módulo de amplificación es superior a 5v, la lectura que realice el conversor analógico-digital será errónea [18].

Es posible controlar la ganancia de un amplificador de instrumentación mediante una red de resistencias cuya topología se puede seleccionar digitalmente. Este tipo de amplificador se denomina Amplificador de Instrumentación de Ganancia Programable. La red de resistencias tiene una topología “ladder” simétrica y accionando los conmutadores complementarios se puede controlar la ganancia del amplificador (ver Figura 3.8).

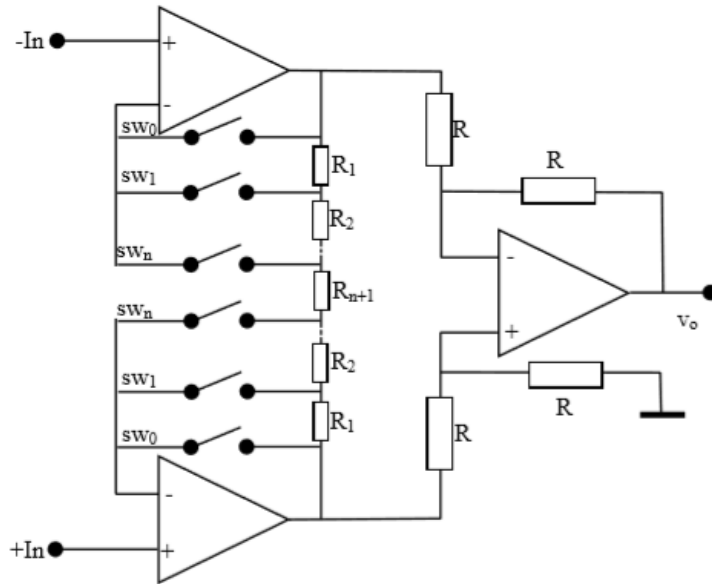


Fig. 3.8 Ganancia Programable

Podemos construir dicho amplificador con múltiples ganancias con ayuda de relevadores de estado sólido, multiplexor o con algún interruptor bilateral CMOS como el CD4016, normalmente estos circuitos son activados mediante un “1” lógico en sus terminales de control.

3.3.4 Etapa de Filtrado

A esta etapa de amplificación y ganancia programable se le aumentara un filtro de frecuencia de paso también programable para esto desarrollaremos una serie de ecuaciones para este filtro, el tipo de filtro a utilizar es un filtro pasa bajas para empezar el diseño calcularemos el circuito RC, mediante el valor de un capacitor de

$1\mu F$ para una frecuencia de paso de 100 Hz, por lo cual calcularemos el valor de la resistencia que necesitamos para dicho filtro [19].

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.5)$$

$$R = \frac{1}{2\pi(100)(1 \times 10^{-6})} = 1.5k \quad (3.6)$$

Con este valor de esta resistencia calcularemos ahora los capacitores que se necesitan para distintas frecuencias de paso por lo cual estableceremos frecuencias de 250 Hz, 500Hz y 1000Hz por lo cual desarrollaremos las siguientes ecuaciones

$$C = \frac{1}{2\pi RF} = \frac{1}{2\pi(1.5k)(250Hz)} = 0.44 \mu F \quad (3.7)$$

$$C = \frac{1}{2\pi RF} = \frac{1}{2\pi(1.5k)(500Hz)} = 0.22 \mu F \quad (3.8)$$

$$C = \frac{1}{2\pi RF} = \frac{1}{2\pi(1.5k)(1000Hz)} = 0.1 \mu F \quad (3.9)$$

Con estas ecuaciones que conocemos ahora realizaremos una tabla de los valores de los capacitores y frecuencias de corte que necesitamos para el diseño de nuestro prototipo.

Tabla III

Frecuencia de Corte	Valor del Capacitor
100Hz	$1\mu F$
250Hz	$0.47\mu F$
500Hz	$0.22\mu F$
1000Hz	$0.1\mu F$

3.4. Acelerómetro MMA7361

Este módulo en su interior tiene el integrado MMA7631 (ver. Fig. 3.9) el cual es un acelerómetro analógico de 3 ejes (x, y, z) el cual soporta una fuerza máxima de hasta 6g. Lo que podría interesarnos son sus tres salidas análogas que serán de 800mV/g. La tensión de alimentación va desde los 2,2V a los 3,6V. En este caso al tratarse de un módulo es posible alimentarlo con 5V ya que posee su regulador de $5V/3$ el cual también nos provee una salida de esa tensión.

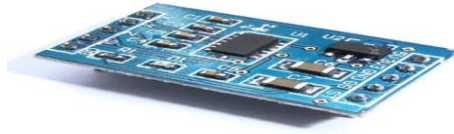


Fig. 3.9 Acelerómetro analógico

La característica del pin g permite la selección entre dos sensibilidades. Dependiendo de la entrada lógica colocado en el pin 10, la ganancia interna del dispositivo se cambiará permitiendo que funcione con una sensibilidad de 1,5 g o 6g. Esta característica es ideal cuando un producto tiene aplicaciones que requieren dos diferentes sensibilidades para un rendimiento óptimo. La sensibilidad puede ser cambiada en cualquier momento durante la operación del producto.

Tabla IV

g-Select	g-Range	Sensitivity
0	1.5 g	800 mV/g
1	6 g	206 mV/g

La tensión de voltaje de offset y la sensibilidad se escalan linealmente con la tensión de alimentación aplicada. Eso es, a medida que aumenta la tensión de alimentación, la sensibilidad y el desplazamiento aumentan linealmente. Esta es una característica clave cuando se emplee con un microcontrolador o un convertidor A/D debido a que proporciona la cancelación a nivel de sistema de los errores inducidos por suministro en el proceso de conversión de analógico a digital [20].

Para el diseño del circuito del acelerómetro se utilizó la siguiente configuración (ver. Fig. 3.10).

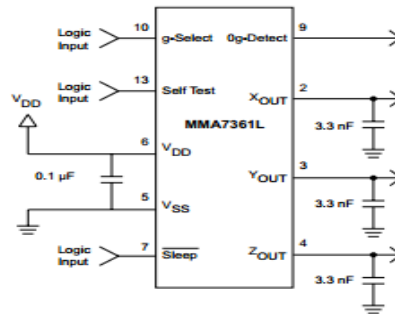


Fig. 3.10 Diagrama de conexión del acelerómetro

1. Uso de un condensador de 0,1 uF en VDD para quitar el ruido de la fuente.
2. La distancia de conexión física del acelerómetro para el microcontrolador debe ser mínimo.
3. Coloque un plano de tierra debajo del acelerómetro para reducir el ruido, el plano de tierra se debe conectar a todos los terminales de gnd de la figura 8.1.
4. Utilice un capacitor 3.3nF en las salidas del acelerómetro para minimizar el ruido del ciclo
5. Diseño de la PCB de alimentación y tierra no debe tener acople para la fuente de alimentación.
6. Acelerómetro y el microcontrolador no deben tener pistas de corriente alta.
7. La velocidad de muestreo A/D y de cualquier fuente de alimentación externa debe seleccionar una frecuencia de conmutación de tal forma que que no interfieran con el acelerómetro interno, la cual tiene una frecuencia de muestreo (11 kHz). Esto evitará errores de solape.
8. Se recomienda una resistencia de 10Mohm o superior en XOUT, YOUT y ZOUT para evitar la pérdida debido a la relación del divisor de tensión entre la resistencia interna de 32 kohm y la impedancia de entrada de medición.

CAPITULO IV

4.1 DISEÑO DEL DRIVE DE LOS MOTORES A PASOS

En este capítulo se explicara el diseño del sistema que se utilizara para mover los motores. Un motor paso a paso común (incluyendo nuestro motor de ejemplo) requiere 200 pasos para completar una sola revolución. Si el conductor espera 16 milisegundos para cada paso el motor se llevará a un total de 3,2 segundos para completar una sola vuelta

Si quisiéramos aumentar el tiempo de respuesta usaríamos un controlador PI que se emplea comúnmente para este propósito. En esta grafica se muestra como al incrementar voltajes el tiempo se reduce lo que se traduce en velocidad de funcionamiento lo más alto posible (ver Fig. 4.1) también un buen supresor de picos ayuda a mejorar la respuesta.

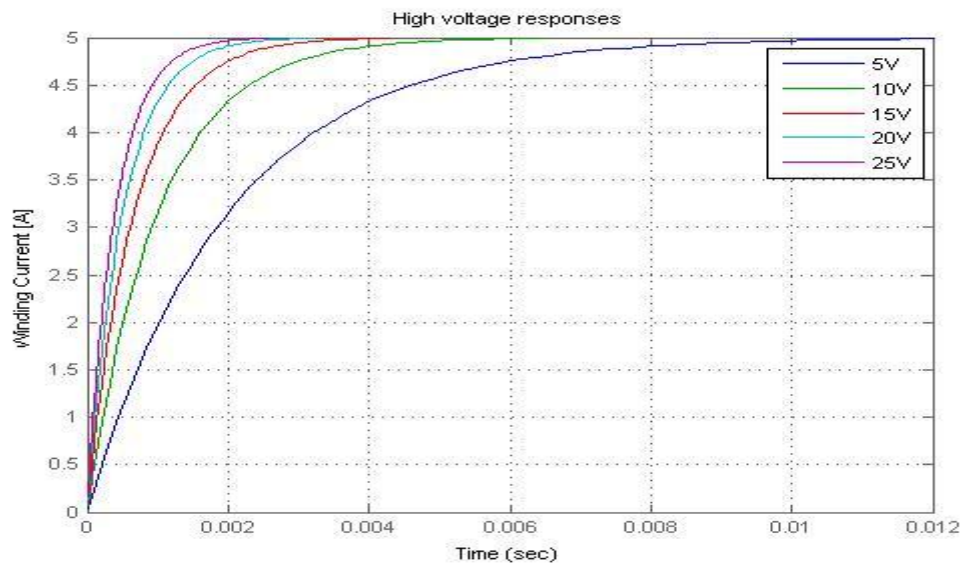


Fig. 4.1 Velocidad de funcionamiento

Otros de los beneficios de un mejor tiempo de respuesta incluyen un par más alto de funcionamiento y una mayor producción de energía mecánica que produce más potencia

4.1.1 Parámetros de la hoja de datos del motor a pasos a considerar

Se muestra los parámetros que se tienen que configurar para poder realizar el diseño del motor a pasos.

Donde de orden ascendente a descendente se explica a qué se refiere cada parámetro

- Número de fases: Usted puede seleccionar 2 o 4 fases.
- Liquidación de inductancia: La inductancia L_{uno} (Henry) de cada bobinado de fase.
- Resistencia del devanado: La resistencia R_{uno} (ohmios) de cada fase de bobinado.
- Ángulo de paso: El ángulo de paso (grados) del movimiento del rotor.
- Eslabonamiento de flujo máximo: El máximo flujo ligamiento ψ_m (Vs) producido por los imanes.
- Par de retención máximo: El máximo par de retención T (Nm) resultante de la prominencia del rotor.
- La inercia total: El total inercia impulso J ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$) del motor y la carga.
- Fricción total: El coeficiente de fricción total viscoso B (Nms) del motor y la carga.
- Velocidad inicial: La velocidad inicial de rotación ω_0 (rad / s).
- Posición inicial: La posición del rotor inicial Θ_0 (grados).

4.1.2 Etapa de amplificación

Procederemos a realizar dicha tarjeta para simular su buen funcionamiento y construir la tarjeta electrónica que será nuestro drive para mover los motores todo esto partir de la información teórica comentada anteriormente

Procedemos entonces a plantear el problema para diseñar nuestro circuito

*Tenemos un Motor a Pasos Nema 16 paso a paso Unipolar, imán permanente y torque de $2.3\text{kg}\cdot\text{cm}$.

Datasheet 12 Vdc / 0.7 Amp / 8.4 watts / 1.8° step / 6 cables

Resistencia de Fase $30\ \Omega$ / Inductancia 30 mH / 4 fases

Queremos conectarlo como un conmutador On/Off a través de un pic: 5v/25ma

-Tenemos 3 Transistores NPN Y PNP Tip 2222 / Tip41 / Tip 120

Tabla V

	Tip 2222 ^a	Tip 41	Tip 120
Ic max	0.6 A <input type="checkbox"/>	3A <input checked="" type="checkbox"/>	5A <input checked="" type="checkbox"/>
Vce max	30V <input checked="" type="checkbox"/>	40V <input checked="" type="checkbox"/>	60V <input checked="" type="checkbox"/>
B hfE	10	70	250

La corriente necesaria que tiene que transmitir el transistor es de 0.6 Amp, la corriente del motor para moverse, tendrá que ser de 12Vdc máximos ya que ese es el voltaje necesario para mover el motor.

Tomando en cuenta los datos de la tabla V el transistor 2222A no cumple con la corriente necesaria para poder mover el motor mientras que el Tip 41 y el 120 si tienen la corriente necesaria para mover el motor

Por lo tanto partiremos del siguiente diagrama mostrado en la figura (ver Fig. 4.2) que nos permitirá realizar los cálculos necesarios para la máxima corriente Ic del transistor y poder elegir así el transistor que vallamos a utilizar.

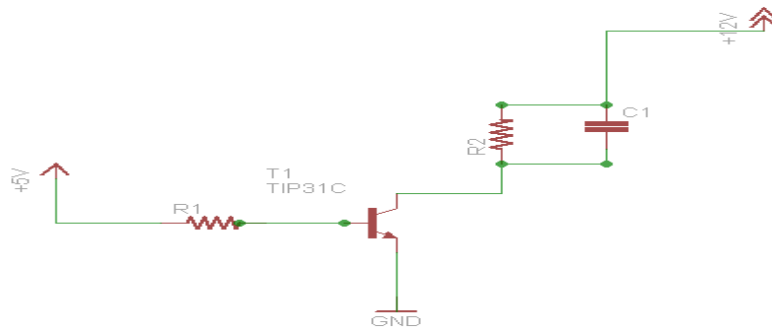


Fig. 4.2 Circuito amplificador

Como podemos observar en la fig. 4.2 el $V_{ce_{max}} = 12V$. Para calcular el valor de Rb (resistencia de base) que se utilizará para que el circuito funcione como un conmutador (conectar y desconectar un voltaje de 12 voltios).

Para obtener Ic se sigue el siguiente procedimiento:

Despejando I se obtiene: $I = I_c = P/V = 8.4 \text{ watts} / 12V = 700\text{ma}$

Después se escoge la B (beta) de cada transistor para asegurar que el transistor se sature.

$$I_{b_{max}} = I_c/B \quad (4.1)$$

Transistor	$I_{b_{max}}$
2222 ^a	$\frac{700}{10} = 70 \text{ mA}$
Tip 41	$\frac{700}{70} = 10 \text{ mA}$
Tip 120	$\frac{700}{1000} = 0.7 \text{ mA}$

Tal y como observamos el único que no cumple con las condiciones de I_b es el 2222^a, el Tip 41 y el 120 si la cumplen ya que la corriente máxima a la salida de un arduino por ejemplo es de 40 ma mientras que el de un microcontrolador es de 25 ma por lo que la corriente necesaria para saturar el transistor y hacer que este conduzca es de 20 ma en el Tip 41 y de 0.8 ma para el Tip 120. Tomando en cuenta lo anterior utilizaremos el Tip 41 ya que este es más económico y además cumple con las condiciones necesarias que necesitamos para nuestro drive controlador.

Para poder utilizar el transistor tenemos que calcular el R_b del transistor conociendo que la corriente máxima que entra por la base del transistor es de 25 ma y que la corriente necesaria para saturar el transistor es de 8 ma, si $I_b = 20 \text{ ma}$, $V_b = 5 \text{ V}$ y $V_{be} = 0.7 \text{ V}$ calcularemos R_b a partir de la siguiente ecuación (5.5):

$$R_b = \frac{V_b - V_{be}}{I_b} = \Omega \quad (4.2)$$

$$R_b = \frac{5 - 0.7}{0.01} = 430 \Omega$$

Por motivos ya que una resistencia más chica asegurara la saturación del transistor podemos utilizar una resistencia de 390 o 470 Ω con esta resistencia de base aseguramos que el transistor este saturado [21].

Ahora que hemos calculado esta etapa en la que el transistor funciona como conmutador le agregaremos un circuito RC a la salida del colector

Para el cálculo de Rc empleamos la siguiente formula

$$Rc = \frac{V_{cc}-V_{ce}}{I_c} \quad (4.3)$$

$$Rc = \frac{12-5}{0.7} = 10$$

Por lo tanto elegimos un valor aproximado a 11 pero usaremos una resistencia un poco más grande de 22 Ω para soportar la carga y evitar sobrecalentamiento

La duración del ciclo encendido/apagado es determinada por la constante de tiempo de una combinación resistor-capacitor. Cuando se carga un capacitor, la corriente se aproxima asintóticamente a cero y la carga del capacitor tiende asintóticamente a su valor final Qf y el aumento de carga en el capacitor hacia su valor límite se retrasa durante su tiempo caracterizado por la constante de tiempo RC. Si un resistor presente (RC=0), la carga llegaría inmediatamente hacia su valor límite. Si la resistencia es pequeña, es más fácil que fluya corriente y el capacitor se carga en menor tiempo.

El motivo por el cual usamos este circuito RC es para eliminar ciertos rebotes que pueda haber ya que este sistema hará switcheos muy rápidos y este arreglo rc servirá como un pequeño filtro (ver Fig. 4.3).

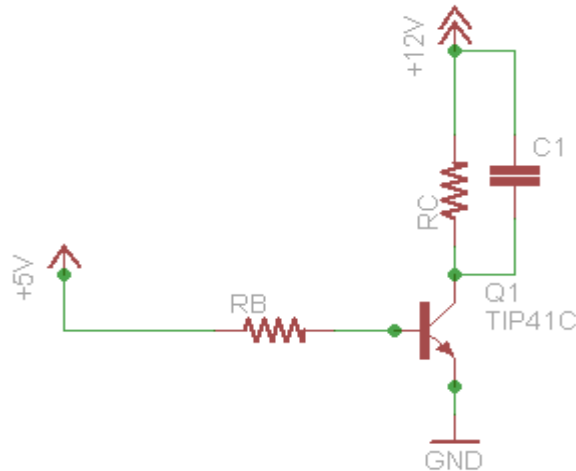


Fig. 4.3 Circuito conmutador

El circuito de la figura 4.3 hace la función de un conmutador cuando se satura el transistor el circuito equivalente sería igual al siguiente (ver Fig. 4.4).

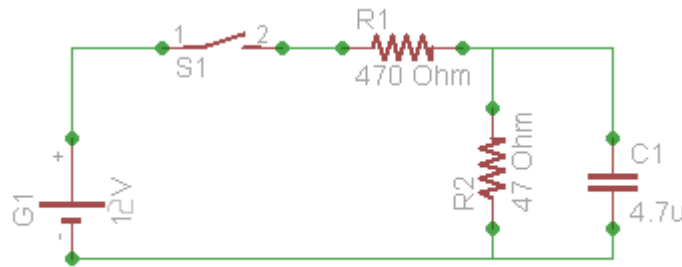


Fig. 4.4 Circuito equivalente

En el anterior circuito al saturarse el transistor en un determinado tiempo dependiendo del ancho de pulso se efectuara un cierre cada 1.4ms al transcurrir ese tiempo, esto significara que la corriente de carga del capacitor es igual al voltaje de entrada entre la resistencia. Para calcular el capacitor usamos un ancho de pulso de 1.4 ms lo que se traduce en una frecuencia de 714 hz, escogimos esa frecuencia por motivos de diseño y de protección del motor por lo que ahora calcularemos el capacitor a partir de la ecuación (4.4).

$$C = 1/(2\pi * f * R) \tag{4.4}$$

$$C = \frac{1}{2\pi * 714 * 47} = .0000047 \text{ f} = 4.7\mu\text{f}$$

Cuando el capacitor tiene una corriente de carga constante, su voltaje es una rampa (carga lineal) por lo que la capacitancia se calcula a partir de la siguiente expresión (4.5).

$$V = \frac{Q}{C} \quad (4.5)$$

Cuando la corriente es constante se incrementa en forma lineal. Puesto que V es directamente proporcional a Q, también se incrementa en forma lineal. En otras palabras una corriente de carga constante produce una rampa de voltaje a través del capacitor. Por lo tanto si el voltaje de entrada es de 12 V al saturarse el transistor el voltaje entre las terminales del capacitor será.

$$V_c = \frac{12V * 47\Omega}{470 + 47} = 1.09V \quad (4.6)$$

$$Q = (.0000047 * 1.09V) = 5.1\mu C \quad (4.7)$$

Como se analizó antes, el capacitor es efectivamente un circuito abierto para cd una vez que se ha cargado hasta su valor final (ver. Fig. 4.5).

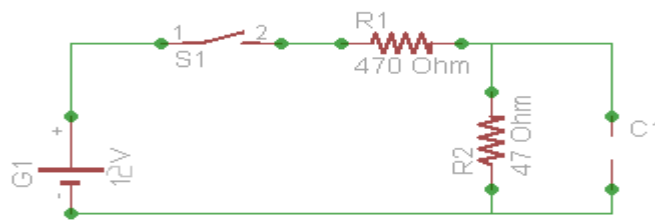


Fig. 4.5 Determinación del valor final (estado estable) de Vc.

4.1.3 Etapa de conmutación

Por último como la conmutación es muy rápida necesitamos un componente que combine la velocidad rápida de conmutación y baja resistencia (ver. Fig. 4.6). Por lo que dicho componente a utilizar será un Mosfet que ofrece velocidades de conmutación rápida y aborda una amplia variedad de requisitos de energía en aplicaciones que van desde AC-DC y DC-DC de electrónica de consumo y de control.

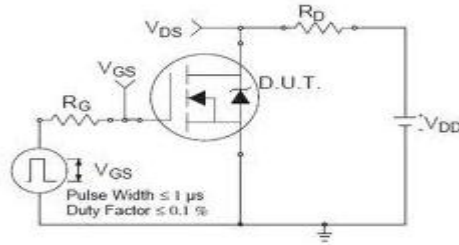


Fig. 4.6 Circuito de conmutación

Cuando la tensión en Gate se interrumpe o se coloca a un bajo potencial, la corriente entre Drain y Source se interrumpe. Tenemos de este modo una llave electrónica comandada por tensión (no por corriente) que no tendrá inconvenientes en conmutar a frecuencias tan altas como las que se necesitarían para controlar una carga.

Según el libro power suply cookbook, podemos calcular los valores máximos del switch de potencia en este caso mosfet y diodo [22]. Una referencia inicial es que nuestro caso el motor consume 12V/0.8A

$$V_{dss}=V_o=12V$$

$$I_d=2*P_o/V_{in_min}=2.08 A$$

Por lo cual podemos utilizar los mosfet y diodos que posean ese tipo de características

$$Irfz44: V_{dss}=55V, I_d=49A$$

$$Irf540N: V_{dss}=100V, I_d=35A$$

$$V_r=V_o=12V$$

$$I_r=I_o=1A$$

$$Fr107: V_r=700V, I_r=1A$$

$$Fr307: V_r=700V, I_r=3A$$

4.2 Secuenciador de Pasos

Los cuatro pulsos de control para el movimiento del motor como ya se ha visto anteriormente requieren de una etapa de potencia para que se aisle el sistema de control digital del motor y se suministre la energía necesaria para mover el motor. La secuencia de control del motor si por ejemplo se hace un corrimiento de izquierda a derecha en lo pines de salida del microcontrolador hará que el motor gire a continuación se muestra la secuencia de control.

Sentido Horario

Pin Microcontrolador	Pin 0	Pin 1	Pin 2	Pin 3
Paso 1	1	0	0	0
Paso 2	0	1	0	0

Sentido Anti-Horario

Pin Microcontrolador	Pin 0	Pin 1	Pin 2	Pin 3
Paso 1	0	0	1	0
Paso 2	0	0	0	1

La velocidad del motor dependerá de la frecuencia máxima a la que se conmuten las salidas del controlador por ejemplo podríamos definir una velocidad máxima alrededor de los 20 ms y como mínima a los 100 ms

4.3 Determinación del desplazamiento horizontal

La relación entre desplazamiento horizontal y el desplazamiento angular del motor a pasos es directa, ya que por cada determinada cantidad de pulsos las llantas comienzan a girar y por medio de este número de giros conocemos la distancia recorrida durante un giro completo que da la llanta sensora, es fácil inferir el desplazamiento por cada pulso entregado por el motor a pasos.

La llanta sensora que se empleará en el perfilógrafo será una rueda de un carro de control remoto de diámetro de 13 cm, es decir, el diámetro de dicha rueda es de 4.72441 pulgadas, sin embargo, haciendo una medición detallada se encontró que el diámetro real de la rueda es de 4.728 pulgadas. Es importante tener el diámetro exacto, ya que de esto depende la correcta medición de la distancia horizontal.

Si se omitieran las 0.00359 pulgadas del diámetro real, tendríamos un error de exactamente ese valor por cada revolución, y dado que la llanta sensora gira varios cientos de veces por cada una de las pruebas, el error acumulado sería muy elevado. El diámetro real de la rueda sensora en metros es de:

$$4.728 \text{ pulgadas} = 0.120 \text{ m de diámetro real.}$$

Para saber la circunferencia de la rueda utilizamos la formula y calculamos

$$\text{perimetro} = \pi * D$$

$$\pi * 0.120 = .377m$$

Ahora bien si el motor a pasos se mueve 1.8 grados por pulso para completar una vuelta de 360° necesita 200 pulsos para completar la vuelta completa por lo cual por cada pulso que del motor a pasos representa un avance mostrado a continuación:

$$\text{Avance por pulso} = \frac{0.377}{200} = .001885m$$

De tal forma que al completar una revolución completa, es decir, 200 pulsos, se tendrá el avance total de la circunferencia de 0.377 metros. Al registrar trece pulsos nos permite detectar un avance de 1 pulgada, que como se mencionó es el dato requerido de resolución horizontal; sin embargo, si tomamos cada uno de los pulsos enviados, la resolución horizontal mejora.

Ahora por ejemplo teniendo un ángulo de paso de 1.8° , la frecuencia de los pasos (número de pasos por segundo) puede ser hasta de varias decenas de miles por segundo y la velocidad de giro puede alcanzar las 1000 rpm. Por lo anterior podemos determinar la velocidad de giro a partir de la siguiente ecuación [23]:

$$n = \frac{\alpha * f_{sch}}{360^\circ}$$

Dónde:

n: Velocidad de giro

α : Ángulo de paso

f_{sch} : Frecuencia de Pasos

Conociendo el ángulo de paso del motor de 1.8° y controlando el motor por una frecuencia de paso por ejemplo de 720 Hz. La velocidad de giro del motor sería la siguiente:

$$n = \frac{\alpha * f_{sch}}{360^\circ} = \frac{1.8^\circ * 720 \frac{1}{s}}{360^\circ} = 3.6 \frac{1}{s} = 260 \frac{1}{min}$$

Ahora para un movimiento normal de 200 pasos por segundo el motor tendrá una velocidad máxima de rotación de:

$$\frac{200 \text{ pasos}}{s} * \frac{1.8 \text{ grados}}{1 \text{ paso}} * \frac{1 \text{ rotacion}}{360 \text{ grados}} * \frac{60s}{1 \text{ min}} = 60 \text{ r/min}$$

Esta gran precisión sin realimentación es la razón por la cual los motores a pasos son tan útiles en distintas aplicaciones.

CAPITULO V

PROGRAMACIÓN DEL MICROCONTROLADOR Y LABVIEW

En este capítulo, veremos el diseño del bloque digital, éste estará compuesto por un microcontrolador que realiza los cálculos necesarios para el funcionamiento del dispositivo y por un módulo de comunicaciones que se utiliza para la configuración inicial del dispositivo y adicionalmente la programación del software en labview que se encargara de hacer el análisis de las variables tomadas mediante gráficas y simulaciones virtuales.

El desarrollo del software del microcontrolador se realiza mediante el entorno de MPLABX que es suministrado gratuitamente por el fabricante del microcontrolador. El entorno C ofrece la posibilidad de desarrollar el software en lenguaje de bajo nivel ASM y C, por lo que además de instalar el IDE C es necesario instalar el compilador C. En la figura (ver. Fig. 5.1) se puede ver la interfaz de para este proyecto.

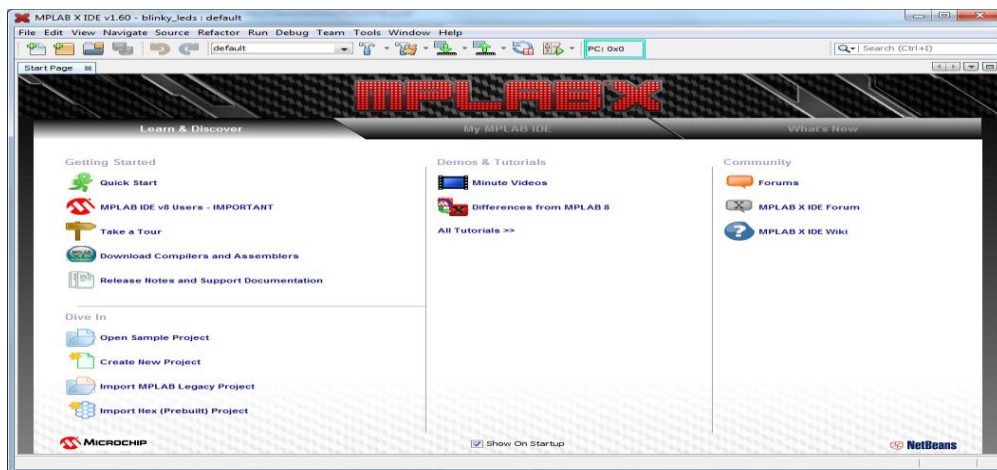


Fig. 5.1 Entorno de desarrollo CSS

Las necesidades de hardware que debe disponer el microcontrolador encargado de la etapa discriminadora son las siguientes: 6 canales de conversión analógico – digital 1 módulo de comunicaciones Uart ,12 líneas de entrada - salida para uso general, memoria externa.

En base a estas necesidades, se ha seleccionado el microcontrolador de la casa Microchip 16F877A, aunque este microcontrolador no supera las necesidades de hardware, se ha seleccionado este modelo por la experiencia adquirida en años anteriores y disponer de herramientas de desarrollo para este modelo.

5.1 El conversor analógico digital

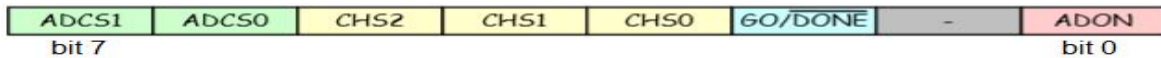
El microcontrolador 16F877A, dispone de un solo conversor analógico digital de 10 bits y 8 entradas o canales (AN0...AN7) que pueden ser seleccionadas para realizar la conversión Análogo-Digital. Para esta aplicación se seleccionarán los canales para realizar la lectura de la tensión de salida del circuito de amplificación [24]. En nuestro caso usaremos un voltaje de referencia externo de 3.3V y tomaremos ese voltaje de una salida del acelerómetro que dispone de ese voltaje. Los canales pueden ser configurados para establecer las tensiones de referencial máxima y mínima del conversor analógico digital. Según se calculó en la ecuación la tensión máxima de salida del circuito de amplificación, es de 5.52v, en este caso esta tensión es superior a la tensión de alimentación del microcontrolador, por lo que suministraremos una tensión de referencia externa V_{ref+} al conversor analógico digital.

5.1.1 Los registros de control del ADC en PIC 16f877A

El conversor A/D es uno de los módulos de un PIC donde hay más diferencias entre modelos: distintos número de canales A/D, diferentes formas de programar que canales son digitales o analógicos, la posibilidad o no de programar tiempos de adquisición, etc.

La familia PIC16F877A tiene 2 registros de control asociados al ADC (ADCON0 y ADCON1). De todas formas, los nombres y funciones de los bits comunes serán los mismos que los aquí descritos, aunque pueden estar situados en diferentes registros. Además de los registros de control tenemos otros dos registros ADRESH y ADRESL (AD result High/Low) donde se guarda el resultado de la conversión, pero estos si son comunes entre dispositivos [25].

Registro ADCON0



ADCS1:ADCS0: Selecciona el tipo de reloj del ADC junto con el bit ADCS2 que está en el registro ADCON0

ADCS2 = 0 00 = $F_{osc} / 2$ 01 = $F_{osc} / 8$ 10 = $F_{osc} / 32$ 11 = F_{RC}
 ADCS2 = 1 00 = $F_{osc} / 4$ 01 = $F_{osc} / 16$ 10 = $F_{osc} / 64$ 00 = F_{RC}

CHS2:CHS0: Selecciona el canal de conversión.

000 = 0 000 = Canal 0 001 = Canal 1 010 = Canal 2 011 = Canal 3
 ADCS2 = 1 100 = Canal 4 101 = Canal 5 110 = Canal 6 111 = Canal 7

GO/DONE: Estado de la conversión

Si ADON=1

1=Conversión en progreso

0=Conversión Finalizada

ADON: Bit de encendido del conversión A/D

1= Modulo A/D encendido

0 = Modulo A/D apagado

Registro ADCON1:



ADFM: Bit de selección de formato de la conversión A/D.

1= Ajuste a la derecha

0 = Ajuste a la Izquierda

PCFG3:PCFG0: Configuración de las entradas al módulo A/D

PCFG <3:0>	AN7	AN6	AN5	AN4	AN3	AN2	AN1	AN0	VREF+	VREF-	C/R
0000	A	A	A	A	A	A	A	A	VDD	VSS	8/0
0001	A	A	A	A	VREF+	A	A	A	AN3	VSS	7/1
0010	D	D	D	A	A	A	A	A	VDD	VSS	5/0
0011	D	D	D	A	VREF+	A	A	A	AN3	VSS	4/1
0100	D	D	D	D	A	D	A	A	VDD	VSS	3/0
0101	D	D	D	D	VREF+	D	A	A	AN3	VSS	2/1
011x	D	D	D	D	D	D	D	D	—	—	0/0
1000	A	A	A	A	VREF+	VREF-	A	A	AN3	AN2	6/2
1001	D	D	A	A	A	A	A	A	VDD	VSS	6/0
1010	D	D	A	A	VREF+	A	A	A	AN3	VSS	5/1
1011	D	D	A	A	VREF+	VREF-	A	A	AN3	AN2	4/2
1100	D	D	D	A	VREF+	VREF-	A	A	AN3	AN2	3/2
1101	D	D	D	D	VREF+	VREF-	A	A	AN3	AN2	2/2
1110	D	D	D	D	D	D	A	A	VDD	VSS	1/0
1111	D	D	D	D	VREF+	VREF-	D	A	AN3	AN2	1/2

Fig. 5.2 Bits de configuración A/D

REGISTRO INTCON

GIE	PEIE	TOIE	INTE	RBIE	TOIF	INTF	RBIF
-----	------	------	------	------	------	------	------

GIE: Habilitación global de interrupciones.

PEIE: Habilitación de interrupción de periféricos.

REGISTRO PIE1

PSPIE	ADIE	RCIE	TXIE	SSPIE	CCPIE	TMR2IE	TMR1IE
-------	------	------	------	-------	-------	--------	--------

ADIE: Habilitación de interrupciones del convertidor A/D.

REGISTRO PIR1

PSPIF	ADIF	RCIF	TXIF	SSPIF	CCPIF	TMR2IF	TMR1IF
-------	------	------	------	-------	-------	--------	--------

ADIF: Bandera de interrupción del convertidor A/D

1= Conversor completado

0= Conversor no completado

5.1.2 Selección del reloj de conversión A/D

El tiempo por bit de la conversión A/D se define como TAD. La conversión A/D necesita un mínimo de 12 TAD para la serie 16F o 11 TAD para la serie 18F por 10 bits de conversión. La fuente de reloj A/D de la conversión es seleccionable por software. Hay siete opciones posibles para el TAD (ver. Fig. 5.3).

AD Clock Source (TAD)		Maximum Device Frequency
Operation	ADCS2:ADCS1:ADCS0	
2 T _{osc}	000	1.25 MHz
4 T _{osc}	100	2.5 MHz
8 T _{osc}	001	5 MHz
16 T _{osc}	101	10 MHz
32 T _{osc}	010	20 MHz
64 T _{osc}	110	20 MHz
RC ^(1,2)	x11	(Note 1)

Note 1: The RC source has a typical TAD time of 4 μs but can vary between 2-6 μs.

2: When the device frequencies are greater than 1 MHz, the RC A/D conversion clock source is only recommended for Sleep operation.

Fig. 5.3 Selección de Fuente de Reloj A/D

Para el 16F877, con un cristal de 20Mhz, el reloj ADC más rápido que puede utilizar, es Fosc / 32, dando 1.6uSec Tad [26]. La lectura real tiene 11 ciclos de este (17.6uSec).

Tiempo de conversión total = $11 * TAD = 11 * (1.6\mu S) = 17.6\mu S$

Si queremos una frecuencia de muestreo más preciso que debemos tomar este valor en cuenta y restarlo de nuestra rutina de retardo. En este caso, para una frecuencia de muestreo de 1 kHz debemos poner un retraso de:

Delay = $1 \text{ ms} - 17.6\mu S = 982.4\mu S$

Este valor, sin tener en cuenta el tiempo que cada instrucción tarda en ser ejecutado

5.1.3 Proceso de conversión analógico/digital

1. Configurar el módulo A/D
 - a. Configurar los pines analógicos y las tensiones de referencia.
 - b. Seleccionar el reloj de conversión.
 - c. Serie 18F: Seleccionar el tiempo de adquisición o canal de conversión.
 - d. Habilitar módulo de conversión A/D.
2. Configurar interrupción para el convertidor A/D si se desea.
3. Esperar tiempo de adquisición (20 us).
4. Comenzar la conversión
 - a. Poner a 1 el bit Go/Done
5. Esperar a que se complete la conversión A/D
 - a. Controlar cuando el bit Go/Done se pone a "0"
 - b. Esperando a que llegue la interrupción del convertidor
6. Leer el resultado de la conversión
7. Llevar a cabo la siguiente conversión

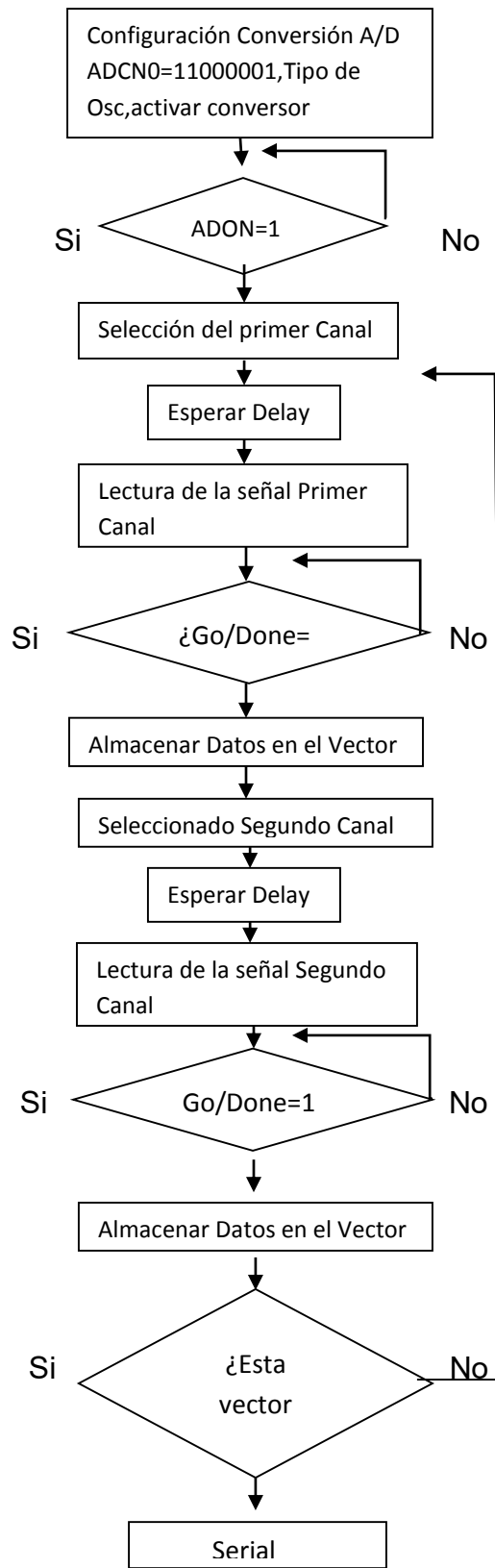


Fig. 5.5 Diagrama de Flujo Conversor A/D

5.2.1 Conceptos Básicos PWM

El módulo PWM del micro genera una onda cuadrada con una frecuencia dada (típicamente bastante alta, por ejemplo 10 KHz). Luego nosotros podemos ir cambiando el ciclo de trabajo (% del periodo en ON) de la señal (ver. Fig. 5.6).

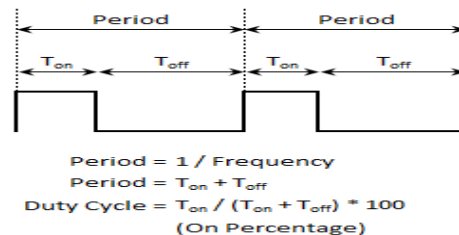


Fig. 5.6 Modulo pwm

Si usamos un dispositivo externo con un ancho de banda suficiente (como un osciloscopio) veremos la modulación rápida (o portadora) de 10 KHz y las variaciones más lentas (señal a transmitir) del ciclo de trabajo [27]. Si por el contrario aplicamos un filtro paso-bajo a la señal PWM, los cambios (10 KHz) de la señal se eliminarán y simplemente veremos los cambios lentos del ciclo de trabajo, observando un voltaje "medio" entre 0 y 5V dependiendo del ciclo de trabajo (0% - > 100%) programado.

No siempre es necesario implementar un filtro paso-bajo de forma explícita. Muchas veces usamos un dispositivo externo (voltímetro, motor, etc.) con suficiente "inercia", de forma que no es capaz de seguir los cambios rápidos de la señal (los 10 KHz). Por así decirlo el dispositivo (motor, altavoz) lleva incorporado su propio filtro paso-bajo.

Lo que hemos conseguido es una especie de conversor digital analógico que nos permite traducir una orden digital (ciclo de trabajo del periodo PWM) en una variable analógica (el voltaje medio a la salida entre 0 y 5V). Obviamente tendremos algunas limitaciones. Los microcontroladores PIC16F877A disponen de un módulo de Captura/Comparación/PWM que en conjunto con los temporizadores, permite realizar en forma sencilla las tareas de medición de tiempo y frecuencia, y

generación de señales digitales. El módulo CCP tiene 3 modos de funcionamiento, que se describen a continuación:

Modo captura: Permite capturar el valor que tiene en registro TMR1 cuando ocurre un evento especial en la terminal RB3/CCP1.

Modo comparación: Permite comparar el valor de 16 bits del TMR1 con un valor previamente definido en los registros CCPRL1H y CCPR1L

Modo PWM: Permite generar señales digitales moduladas en ancho de pulso

5.2.1 Registros de control pwm PIC 16f87X

El registro principal de este módulo se compone de dos registros de 8 bits, denominados CCPR1H (16h) (parte más significativa) y CCPR1L (15h) (parte menos significativa). La operación del módulo se controla mediante el registro CCP1CON (17h) y el disparo de evento especial, el cual es generado al alcanzarse la igualdad en un registro de comparación reseteará el Timer 1.

La selección del modo en que trabajara el módulo CCP se realiza mediante los cuatro bits menos significativos del registro CCP1CON, es decir, mediante los bits CCP1M3:CCP1M0 (CCP1CON<3:0>) de acuerdo a lo siguiente:

CCP1CON REGISTER/CCP2CON REGISTER (ADDRESS 17h/1Dh)

U-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
—	—	CCPxX	CCPxY	CCPxM3	CCPxM2	CCPxM1	CCPxM0
bit 7							bit 0

- **0000** Captura/Comparación/PWM deshabilitados
- **0100** Captura cada transición de bajada
- **0101** Captura cada transición de subida
- **0110** Captura cada cuarta transición de subida
- **0111** Captura cada 16 transiciones de subida
- **1000** Comparación, pone salida cada coincidencia

- **1001** Comparación, limpia salida cada coincidencia
- **1010** Comparación, genera interrupción cada coincidencia (Se setea bit CCP1IF, salida inalterada)
- **1011** Comparación, dispara evento especial (Se setea bit CCP1IF , resetea TMR1(TMR1IF inalterado))
- **11xx** Modo PWM

5.2.2 Modo PWM

Con este modo de trabajo (ver. Fig. 5.5) se consiguen impulsos lógicos cuya anchura del nivel alto es de duración variable, que son de enorme aplicación en el control de dispositivos tan populares como los motores y triacs.

El pin RC2/CCP1 está configurado como salida y cambia entre los niveles 0 y 1 a intervalos de tiempos variables, logrando un pulso cuyo nivel alto tiene un ancho variable dentro del intervalo del periodo de trabajo.

La base de tiempos es el Timer2 más dos bits adicionales para tener los 10. El periodo se determina con el registro PR2, ya que cuando TMR2=PR2:

- Se borra el TMR2
- Se pone a "1" el pin CCP1
- Se pasa el valor del CCPR1L al CCPR1H (para evitar jitter)

Periodo de Trabajo del PWm

$$T_{pwm} = [(PR2+1) \times 4 \times PRE] \times T_{osc}$$

$$F_{pwm} = F_{osc} / [4 \times PRE \times (PR2+1)] = 1/T_{Pwm}$$

Ciclo de Trabajo del PWM

El ciclo de Trabajo se especifica escribiendo un valor de 10 bits al registro CCPR1L (los 8 bits más significativos (msb)) y los dos bits menos significativos (lsb) a CCP1CON<5:4>.

$$CTPWM = (CCPR1L: CCP1CON < 5:4 >) \times T_{osc} \times TMR2Preescaler$$

La rapidez con la que se mueva nuestro motor dependerá del ciclo de trabajo que estemos trabajando así como del oscilador que estemos ocupando, para que al final tengamos la interfaz de nuestro motor con el driver ya construido de la siguiente manera (ver. Fig. 5.7).

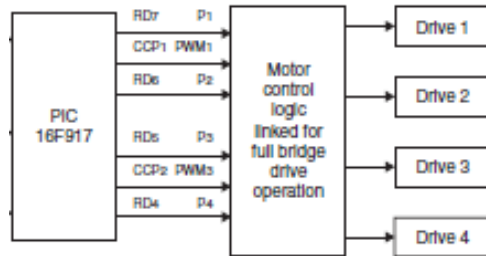


Fig. 5.7 Sistema de conexión del controlador del motor a pasos

El número de divisiones que se pueden tener en un Ciclo de Trabajo será, donde n es el número de bits usados, por lo tanto su duración máxima será:

$$CTPWM = 2^n \times T_{osc} \times TMR2 \text{ Preescaler}$$

En la siguiente tabla se resumen diversas elecciones de resolución n y la correspondiente frecuencia F_PWM máxima, así como el valor de PR2 con el que se logra (para un frecuencia del cristal de 20 Mhz).

PWM Frequency	1.22 kHz	4.88 kHz	19.53 kHz	78.12 kHz	156.3 kHz	208.3 kHz
Timer Prescaler (1, 4, 16)	16	4	1	1	1	1
PR2 Value	0xFF	0xFF	0xFF	0x3F	0x1F	0x17
Maximum Resolution (bits)	10	10	10	8	7	6.5

Tabla 1. Frecuencias y resolución de PWM a 20MHz

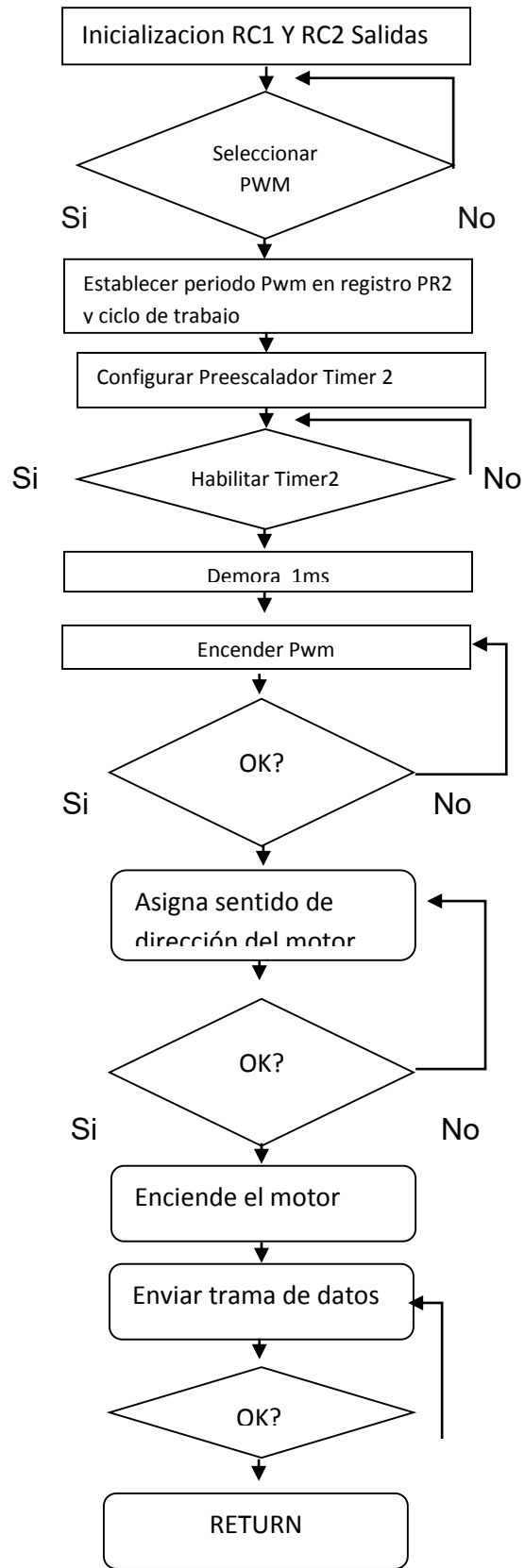


Fig. 5.8 Diagrama de flujo para parametrización del Pwm

5.3 Transmisión Serial

Vamos a dedicar un par de entradas a examinar con cierto detalle el funcionamiento de las comunicaciones asíncronas (UART, o lo que habitualmente se conoce como el puerto serie) de la familia PIC16. Nos centraremos en el software, dejando de lado el aspecto hardware, sobre todo la conversión de niveles si la comunicación es entre un PIC y el PC o entre dos microcontroladores con diferentes voltajes (p.e. 3.3V y 5V). En mis pruebas he usado el conversor de niveles integrado en el conversor UART. En general habrá que usar un conversor de niveles basado en el Max232 o similar.

5.3.1 Comunicación RS232

El 16F877A, solo dispone de un módulo de comunicaciones Uart, por lo que solo se podrá establecer comunicación mediante una de las dos vías mencionadas (cable o Bluetooth). Durante el diseño del PCB se desarrollará una solución, la cual solo permitirá el montaje de una de dos opciones RS232 o Bluetooth.

Tal y como se ha dicho, el microcontrolador solo dispone de un módulo Uart, las líneas del bus (RX y TX) toman valores de tensión TTL, lo cual quiere decir que un cero lógico está representado por 0v y un uno lógico está representado por 5v.

El protocolo de comunicación RS232 , disponible en cualquier ordenador personal, establece que un cero lógico está representado por valores de tensiones positivas que pueden llegar a alcanzar los 15v, mientras que para un uno lógico, los valores de tensión son negativos pudiendo llegar a los -15V.

Para poder llevar a cabo la comunicación de prueba entre el dispositivo y el puerto serie de un ordenador personal necesitamos que el dispositivo adapte las tensiones. Para realizar esta función el circuito dispone de un transceiver CP2102, aunque existen soluciones más económicas como podría el MAX232, se ha seleccionado el CP2102 dado que no requiere de ningún componente externo para su funcionamiento.

5.3.2 Registros de configuración UART

Para comunicarse con componentes externos tales como ordenadores o microcontroladores, el PIC utiliza el USART-Transmisor Receptor Universal Síncrono Asíncrono Este componente se puede configurar como:

- Un sistema asíncrono dúplex completo que puede comunicarse con los dispositivos periféricos, tales como terminales CRT y computadoras personales.
- Un sistema Síncrono-Dúplex mitad que puede comunicarse con los dispositivos periféricos, tales como conversores A/D o D/A de circuitos integrados, EEPROM seriales, etc.

Para habilitar la comunicación serie con PIC micro debemos establecer diferentes parámetros dentro de los dos registros :

TXSTA: TRANSMIT STATUS AND CONTROL REGISTER (ADDRESS 98h)

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	U-0	R/W-0	R-1	R/W-0
CSRC	TX9	TXEN	SYNC	—	BRGH	TRMT	TX9D
bit 7							bit 0

CSRC: Reloj de selección, este bit sólo tiene sentido en síncrono la comunicación en modo Half-Duplex. Este "determina" si el componente es Maestro (Emisor) o esclavo (receptor). No importa en el caso del modo full-duplex.

Modo Asíncrono: No importa

Modo síncrono: 1 = Modo maestro (reloj generado internamente de BRG)

0= Modo esclavo (reloj de fuente externa)

TX9: Activar transmisión de 9 bits, este bit permite seleccionar el tamaño de trama transmitida 8 o 9-bit

1 = Selecciona la transmisión de 9 bits 0 = Selecciona la transmisión de 8 bits

TXEN: Transmitir bit de habilitación

1 = Transmisión habilitada 0 = Transmisión deshabilitada

SYNC: Bit Para seleccionar el tipo de USART

1 = modo síncrono 0 = modo asíncrono

BRGH: Bit Para seleccionar Alta Velocidad en baudios (este bit "determina" la velocidad de transmisión (High / Low). El ajuste de este bit es sólo válido para el modo asíncrono, y no para el modo sincrónico:

Modo asíncrono:

1 = alta velocidad 0 = Baja velocidad



SPEN: Habilita el Puerto Serial

1 = Puerto serie activado (configura pin RC7 / RX / DT para recibir la información en el PIC, y el pin RC6 / TX / CK para transmitir la información de PIC)

0 = puerto de serie deshabilitado

RX9: Habilitar noveno bit Recibir

1 = habilita la recepción de 9 bits 0 = permite la recepción de 8 bits

SREN: Este bit activa o cancela la transmisión de paquetes. En el modo asíncrono, este bit no es importante. La importancia de este bit es sólo en el modo sincrónico (Half-Duplex) y sólo cuando PIC es Maestro.

Modo síncrono: 1 = Habilita solo recibir 0 = Deshabilita única recibir

CREN: Habilitar Recepción Continua

El modo asíncrono:

1 = Habilita continua recibir

0 = Deshabilita continua recibir

Modo síncrono:

1 = habilita

0 = Deshabilita

5.3.3 Registro SPBRG

Supongamos que queremos transmitir utilizando la velocidad de 1200bps. Esto se hace configurando el reloj del sistema al valor necesario. Para ello, tenemos que "escribir" un número hexadecimal en el registro SPBRG. El valor escrito en el registro SPBRG establece el ciclo de reloj con el valor que queremos para la velocidad de transmisión.

El tamaño del registro SPBRG es 8 bits. Como se discutió previamente, en modo asíncrono, la velocidad de transmisión de la información se puede ajustar a alta velocidad o a baja velocidad. La selección de la velocidad, como ya se ha visto, es hecha por el bit BRGH en TXSTA registrarse:

- 1 = alta velocidad
- 0 = Baja velocidad

Por ejemplo:

Queremos calcular el valor hexadecimal que se colocará en el registro SPBRG, para obtener la velocidad de transmisión de 1.2kbps con baja velocidad, por ejemplo para una transmisión de baja velocidad usando la fórmula:

$$\text{SPBRG} = (\text{Fosc} / (64 \times \text{Vlcd de transmisión})) - 1 = (4\text{MHz} / (64 \times 1200)) - 1 = 51,08$$

Como no es posible escribir un número con un punto decimal en el registro, tomamos solamente la parte entera del número y el lugar en el interior del SPBRG registro = 51.

Para realizar las velocidades de transmisión de Modo Asíncrono se recomienda ver las tablas contenidas el datasheet del pic BRGH = 0 y BRGH = 1.

5.4 Comunicación por Bluetooth

Para poder realizar una comunicación por Bluetooth con cualquier dispositivo es necesario que la aplicación disponga de un módulo para tal efecto. Para este caso, se ha seleccionado el módulo Bluetooth HC-05 (ver. Fig. 5.9). El HC-05 es un módulo Bluetooth con perfil SPP (Serial Port Profile) , dicho de otra manera la información que se envía y se recibe vía radio está disponible en los terminales Rx y Tx del módulo.

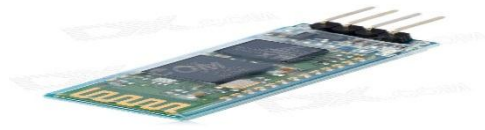


Fig. 5.9 Bluetooth JY-MCU

5.4.1 Configuración del módulo Bluetooth

El módulo Bluetooth tiene las siguientes especificaciones:

- * Modelo: HC-05 / Voltaje: 3.3-5.0 volts/ 8 ma.
- * Soporta baud rate: 9600, 19200, 38400, 57600, 115200, 230400,460800.
- * Clase: 2, con cobertura de 10 metros / Protocolo: RFCOMM emulador serie

Si se requiere modificar la configuración del módulo, una vez que éste se encuentre ensamblado y con el conversor serial uart conectado, desde una PC, utilizando un emulador de terminal, mediante comandos AT para su configuración.

En el módulo bluetooth, existe un timeout que no permite escribir el comando a mano, es decir letra por letra, sino que el comando completo, sin enter, debe enviarse a un solo tiempo.

Resumen de comandos AT:

- Ping Test

Ninguna acción es tomada por el Bluetooth, simplemente reconoce con "OK" que le permite saber la comunicación se ha realizado correctamente.

Envía: AT

Responde: OK

- Set Baud Rate

Establece la velocidad de transmisión de Bluetooth UART. Velocidad de transmisión se establece por un índice hexadecimal de "1" a "C".

Los Índices son: 1:1200, 2:2400, 3:4800, 4:9600, 5:19200, 6:38400, 7:57600, 8:115200, 9:230400, A: 460800, B: 921600, C: 1382400

Envía: AT+BAUD<índice>

Responde: OK<baud rate>

- Set Bluetooth Device Name

Establece el nombre del dispositivo bluetooth

Envía: AT+NAME<nombre del dispositivo>

Responde: OK<nombre del dispositivo>

- Set Bluetooth PIN Code

Establece el código de seguridad necesaria para conectarse al dispositivo.

Envía: AT+PIN<Código de 4 dígitos>

Response: OK<Código de 4 dígitos>

5.5 Comunicación a través del puerto serial con Labview

La transmisión de un dato como ya se menciona es a través del puerto serial de la PC se hace a través de un protocolo de comunicaciones denominado RS-232. Este último se describe en el siguiente gráfico (ver. Fig. 5.10):

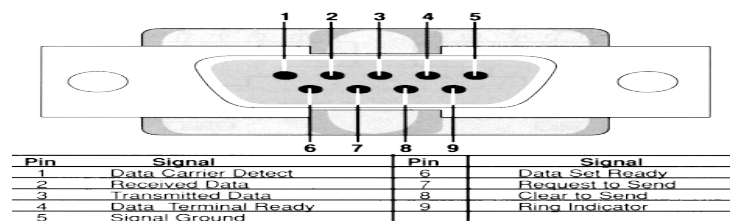


Fig. 5.10 Pines de conexión uart

LabVIEW instala un software denominado: VISA Interactive Control, con el cual permite visualizar y obtener información de todos los dispositivos GPIB y VXI que estén conectados actualmente a la PC en la que se está trabajando. Usualmente aparecerán al menos los puertos de comunicaciones (serial y paralelo) y sus distribuciones (cuantos COM seriales y cuantos LPT tiene la computadora).

De lo antes mencionado, se concluye que LabVIEW maneja los puertos de comunicación como recursos tipo INSTR VISA. Además, al utilizar el VISA Interactive Control se observa que LabVIEW clasifica los puertos de comunicación como dispositivos ASRL: INSTR. Donde ASRL1 está relacionado con el COM1, ASRL2 con el COM2 y ASRL10 con el LPT1.

A continuación se desarrollara un programa ejemplo de un transmisor serial, emisor y receptor, las funciones para el manejo del puerto serial se encuentran dentro de la categoría Instrument I/O (ver. Fig. 5.11).

Lo primero que hacemos es implementar en nuestro diagrama, una estructura tipo secuencia, donde en el primer paso de la misma se inicializaran los parámetros del puerto serial del módulo VISA [28].

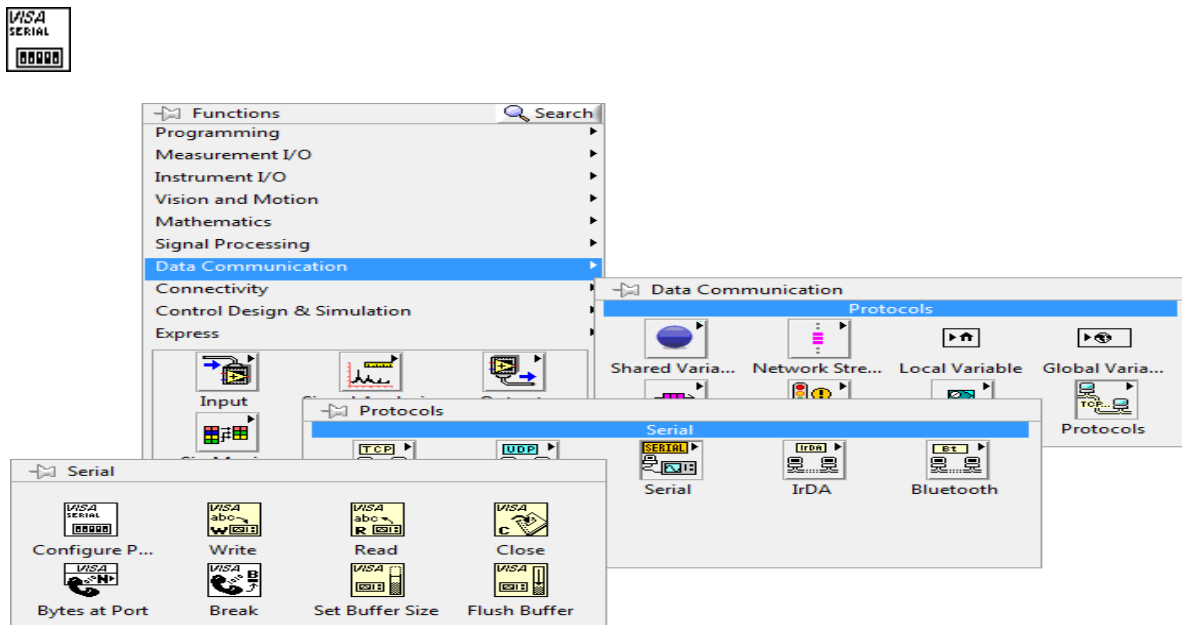


Fig. 5.11 Bloques de puerto serial

Después de localizar el modulo VISA, configure el puerto serie en dicho bloque se puede ajustar distintos parámetros (velocidad en baudios, bits de datos, paridad, bits de parada y control de flujo). Ajuste el carácter de terminación y el período de tiempo de espera para la operación de lectura.

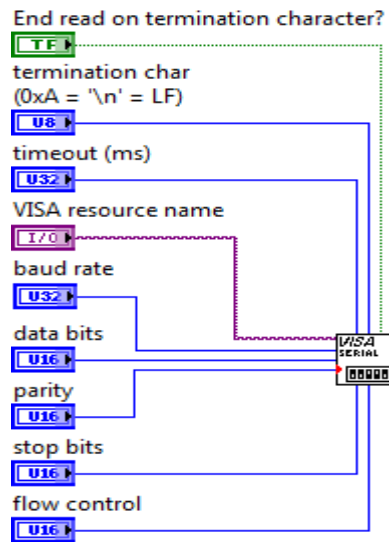


Fig. 5.12 Configuración del puerto serie

En el parámetro de entrada VISA resource name creamos un control que será mostrado en el panel frontal de nuestro VI (ver. Fig. 5.12). Es desde este control que elegiremos el puerto a utilizar para la transmisión serial, por ejemplo: el COM1 de la computadora.

Otro parámetro a establecer es la tasa de transferencia o baud rate. También se debe decidir cuál es la cantidad de bits que serán consideradas un byte y si se hará chequeo de paridad (y de qué tipo: par o impar).

Una vez configurado el puerto, hacemos el siguiente paso de la secuencia principal. Donde colocamos un ciclo while.

En el primer frame, de la secuencia menor, se tiene el modulo VISA write



Este módulo (ver. Fig. 5.13), se utiliza para enviar datos de tipo string en este caso a nuestro microcontrolador, para poder inicializar nuestro dispositivo y poder inicializar la recepción de datos en nuestra pc, todo este módulo se coloca dentro de un bucle while que se ejecuta de manera infinita [27,28].

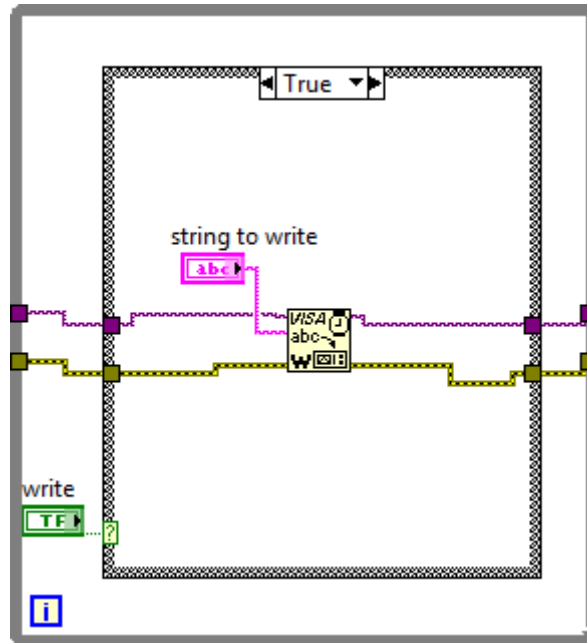


Fig. 5.13 Configuración del bloque transmisor.

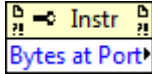
Ahora elaboraremos el receptor serial, basados en el programa del transmisor.

Aquí también se tendrá como estructura principal una secuencia, cuyo primer frame será idéntico al primer frame del transmisor, es decir se hará la configuración del puerto con su respectivo control y su indicador.

Una vez configurado el puerto, hacemos el siguiente paso de la secuencia principal. En él volvemos a encontrar un ciclo WHILE infinito que contiene a una secuencia de frame. La diferencia es que ahora vamos a recibir datos en vez de enviarlos (ver. Fig. 5.14); Por esto procedemos utilizar la función VISA Read.



Un punto importante de la función VISA Read es que ella necesita saber cuántos bytes se van a leer. A pesar de que no la vamos a utilizar en este programa de ejemplo, la propiedad VISA Bytes at Serial Port



Devuelve el número de bytes que se encuentran disponibles para ser leídos en el buffer del puerto serial. Si se utiliza esta propiedad, se puede hacer un programa que lea todos los bytes enviados al puerto, sin importar cuántos sean estos.

Para nuestro ejemplo, le indicamos a la función VISA Read que lea un solo byte desde el dispositivo reseñado e inicializado anteriormente por VISA resource name. Como ya debe haber notado, los datos para comunicación serial son tratados por LabVIEW como datos tipo string. Por esto el dato recibido lo transformamos en un número [27,28].

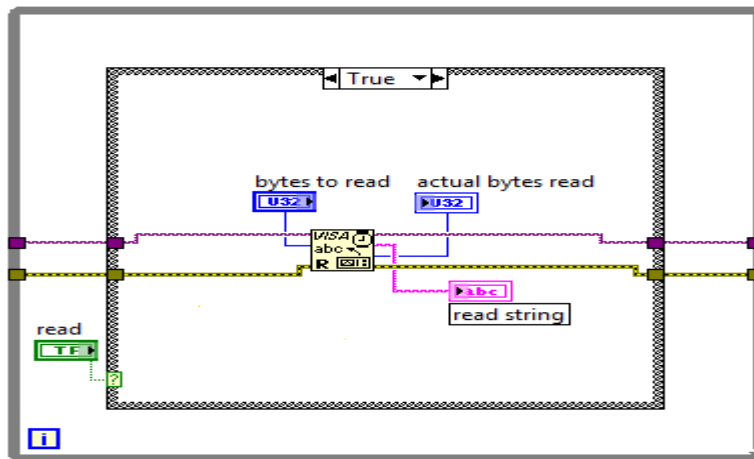


Fig. 5.14 Configuración del bloque receptor.

Después de haber programado nuestro bloque receptor nos encargaremos de demultiplexar las señales por software ya que todas las señales analógicas sensadas por nuestro microcontrolador pic serán enviadas a través de un único puerto RS232, posteriormente nos encargaremos de demultiplexar las señales por software mediante el módulo string to byte array



Este módulo se encarga de convertir una cadena de datos en código ASCII a una matriz de bytes sin signo es decir valores de 0 a 255 .El primer byte de la matriz tiene el valor ASCII del primer carácter en la cadena, el segundo byte tiene el segundo valor, y así sucesivamente, contenidos dentro de un flat sequence que consiste en una o más tramas que se ejecutan secuencialmente de izquierda a derecha.

Para poder inicializar la recepción de datos colocamos el string dentro de una estructura case, y creamos un control booleano que nos permite inicializar la recepción de datos todo esto dentro de un ciclo while, esto actuara como un demultiplexor (ver. Fig. 5.15).

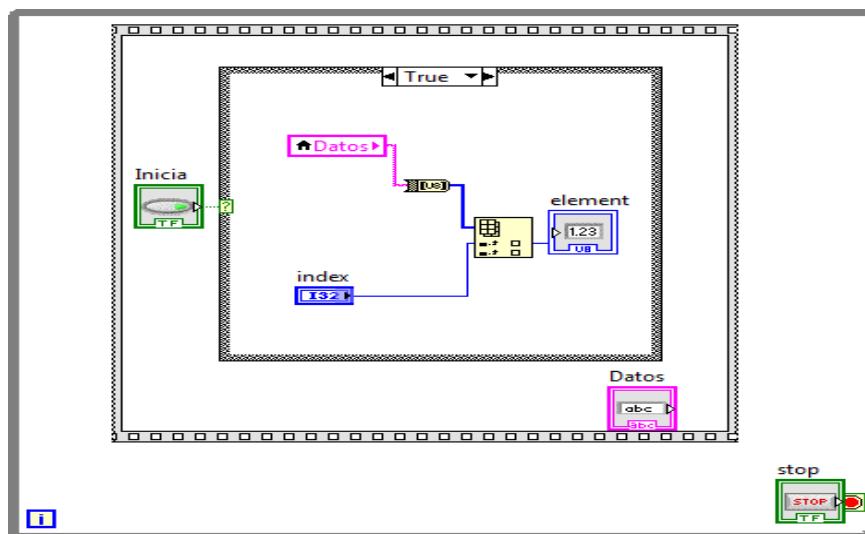


Fig. 5.15 Demultiplexor por software.

Dentro de esta estructura se encuentra el bloque Index array function que devuelve el elemento o subconjunto de la matriz de n-dimensión en el índice.



Cuando se cablea un arreglo a esta función, la función cambia de tamaño automáticamente para mostrar las entradas de índice para cada dimensión de la matriz. El panel conector muestra los tipos de datos por defecto para esta función polimórfica (int8, int16, U8, U16).

Una vez concluido el sistema de envío y recepción de datos procederemos a separar las variables de datos unas de otras, para poder obtener el PI. En el siguiente capítulo se obtendrán otros parámetros que tienen que ver con la operación del perfilógrafo. Estos son la “longitud” de la “sección” a analizar, la “Banda Nula”, la “Altura de las profundidades” y la fecha y la hora del inicio del desarrollo de la prueba. El parámetro de longitud se refiere al tamaño de la sección en metros de la cual se calculará el PI, es decir, cada que se cubra esa distancia con el perfilógrafo, el sistema calculará el PI. Por ejemplo, supongamos que se realizará una prueba a una pista de 100 metros, y se estableció una sección de 1 metro, cada que se cubra la distancia de 1 metro el sistema calculará el PI correspondiente a cada tramo y después se calcula el PI de toda la pista con base a los PI’s de cada una de las secciones de 100 metros. El parámetro “Orden del filtro” corresponde al filtrado de la señal proveniente de la señal del transductor de desplazamiento vertical. Del filtro se pueden seleccionar entre tres órdenes diferente para evitar señales que no son representativas del perfil, y que son agregadas por rugosidad o vibración de la estructura mecánica del perfilógrafo. El siguiente parámetro “Altura de las profundidades”, indica el valor que la curva de perfil deberá superar a la banda nula para poder se considerado en al cálculo del PI; si la curva de perfil no supera a dicho valor, ya sea por arriba o por debajo de ésta, simplemente se omite en el cálculo del PI.

La “Banda nula” se refiere a la banda de tolerancia definida en milímetros dentro de la cual se considera que el perfil de la pista se encuentra en condiciones óptimas; si la curva de perfil sobresale de dicha banda por un valor mayor al de la protuberancia indicada por el parámetro anterior, se considera como una zona que debe ser supervisada. El valor de la banda de tolerancia es por omisión de 5 milímetros, pero puede modificarse a un valor mayor o menor.

5.6 Calibración del strain gauge

Para la calibración de la galga extensiométrica tenemos que hacer una conversión del valor análogo en voltaje, dicha conversión se puede llevar a cabo desde el mismo microcontrolador todo dependerá de la manera en que enviemos los datos pueden ser bytes, decimales, hexadecimales etc. En nuestro caso los datos se enviaron con un formato de tipo byte por lo que tenemos que hacer la conversión a voltaje tal y como se puede observar en este apartado (ver. Fig. 5.16), la conversión se realizará dentro de una estructura llamada nodo de fórmula, que nos permite trabajar con distintas funciones y fórmulas matemáticas así como distintas funciones similares a C, por cierto es importante mencionar que existen diferencias entre el analizador Matemáticas VI y el nodo de fórmula, haremos la conversión a voltaje en la interfaz de LabView ya que así le quitamos al microcontrolador responsabilidad de realizar demasiadas conversiones de tipo float sumándole que estamos ocupando RTOS y requiere bastante memoria RAM para poder completar las tareas en tiempo y forma.

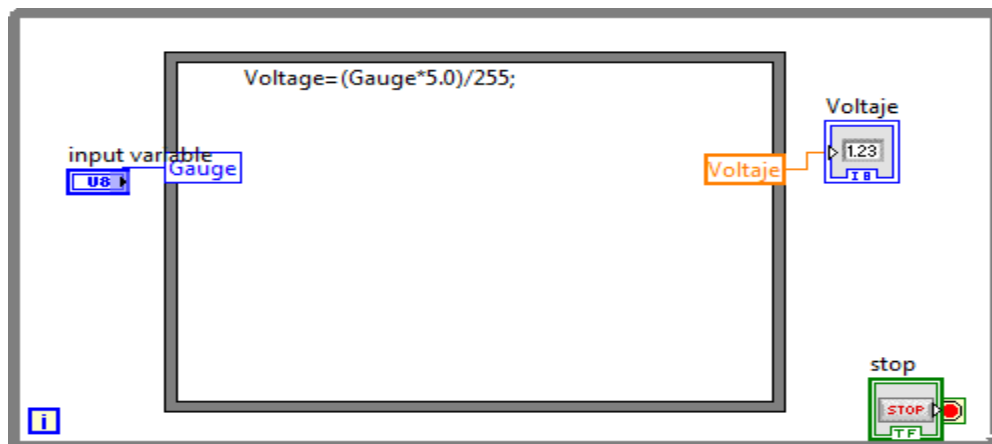


Fig. 5.16 Nodo de fórmula.

Después se tiene que calcular la media, o promedio, de los valores de datos de entrada especificados por la longitud de la muestra, la longitud de la muestra es el conjunto de datos entrantes por segundo a los que se les sacará el promedio.

El bloque realiza el cómputo para cada conjunto de datos, el valor predeterminado es 100. Cuando se establece la longitud de la muestra a cero, el bloque calcula una solución acumulativa para los datos de entrada desde el momento en que llamó o inicializado el VI. Cuando el ajuste de longitud de la muestra es mayor que cero, la VI calcula la solución para sólo el más reciente conjunto de datos de entrada, el cálculo de la media de valores actuara como un filtro digital mediante el siguiente bloque llamado Media PtByPt.



Dicho bloque hará el computo de la media aritmética en tiempo real por cada 100 muestras entrantes y las mostrara en un gráfico, el bloque contiene una terminal de datos entrantes y otra terminal donde se especificara la cantidad de datos que tiene que promediar, para que se pueda realizar el promedio de la cantidad de datos que queremos lo ingresaremos a un ciclo for en el que después de 100 ciclos hará un promedio de esa cantidad de datos y lo mostrara el valor de manera gráfica o numérica(ver. Fig. 5.17), se escogió un promedio de 100 datos entrantes ya que más datos a una velocidad de 115200 baudios atascan el buffer del modulo visa [29].

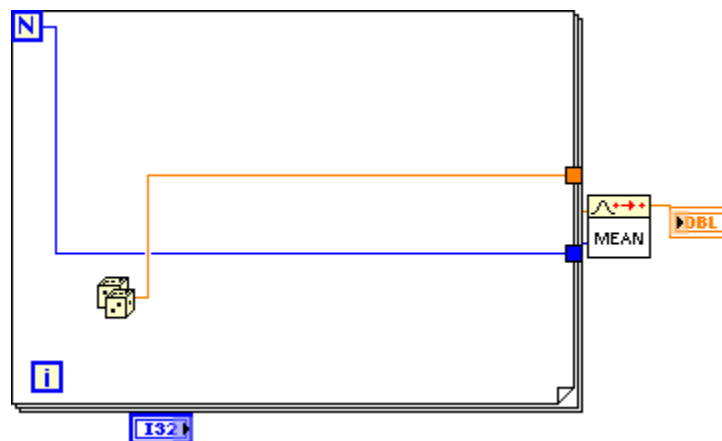


Fig. 5.17 Filtro digital.

Obteniendo el promedio de esa cantidad de datos proseguiremos con escalar los valores es decir utilizaremos un bloque que convierte el valor de tensión de una galga extensiométrica a unidades strain que es una medida normalizada de la deformación representa el desplazamiento entre las partículas en un cuerpo con respecto a una longitud de referencia el bloque a utilizar es el siguiente [28,29]:



El bloque contiene terminales importantes para poder escalar los valores ya convertidos a unidades strain, los valores que nos pide el bloque los podemos encontrar en el datasheet del strain que vamos a utilizar.

Rg: Es el valor de la resistencia nominal del calibrador de tensión en ohmios. El valor predeterminado es 120 Ω , en nuestro caso la cambiaremos a 350 Ω que es el valor de Rg de nuestra galga.

GF: Es el factor de galga del calibrador de tensión es de 2.1, contenido en el datasheet.

v: Es el coeficiente de Poisson. Este parámetro sólo es necesario para ciertas configuraciones de puente.

Vsg: Es el voltaje a leer de la galga extensiométrica.

Bridge Configuration: Indica el tipo de configuración de puente en el que está montado el medidor de deformación. El valor predeterminado es Medio puente II. Esta entrada acepta los siguientes valores de cuarto de puente, medio puente y puente completo nosotros utilizaremos esta última

Vex: Es la tensión de excitación (alimentación) que utiliza el puente generalmente se alimentan de 0 a 15 V. El valor por defecto es 3.3 Voltios.

Vinit: Es la tensión medida sin aplicar fuerza en la galga sirve como calibrador de tensión después de montar la configuración del puente, se debe leer la tensión al comienzo del programa y guardarlo

RI: Es la resistencia del conductor, la resistencia de los cables es insignificante y se puede dejar sin cablear.

Ahora que obtuvimos el valor promediado de cada dato entrante de la interfaz procederemos a calibrar, para esto usaremos los valores previamente obtenidos en el apartado 3 .Calibraremos los valores de las galgas mediante el siguiente bloque para obtener las ecuaciones de calibración y hacer una regresión lineal (ver. Fig. 5.18).

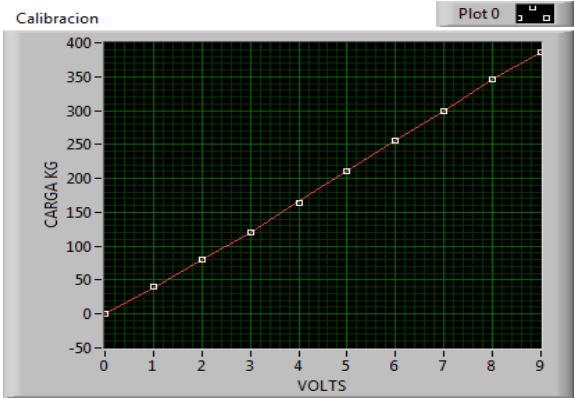
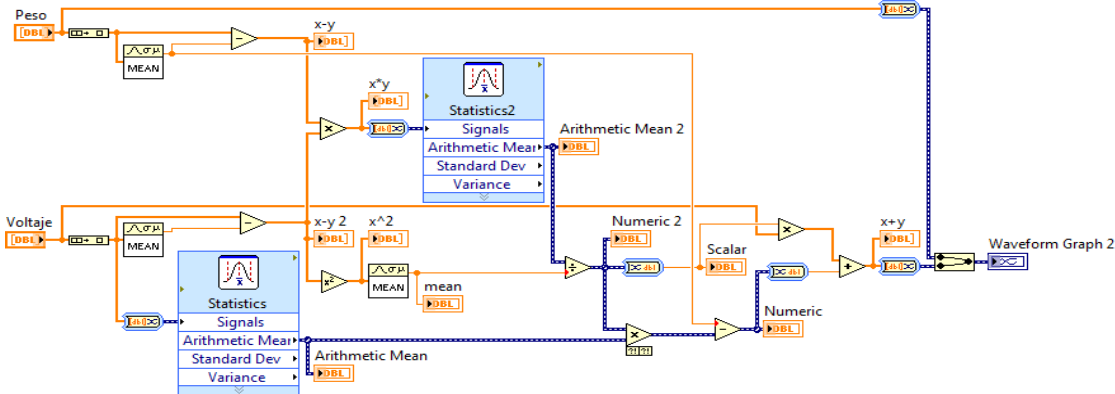


Fig. 5.18 Bloque de Calibración

5.6.1 Adquisición vertical de alturas con celda de carga en mm

Dicho voltaje obtenido de la celda de carga es un puente completo de wheatstone expresado en el orden de la mili volts y micro volts, por lo tanto es necesario realizar la conversión del voltaje amplificado al orden de los mili volts o micro volts, posteriormente obtener el valor del strain o deformación para saber cuántos milímetros se deforma la estructura que está sujeta a la rueda.

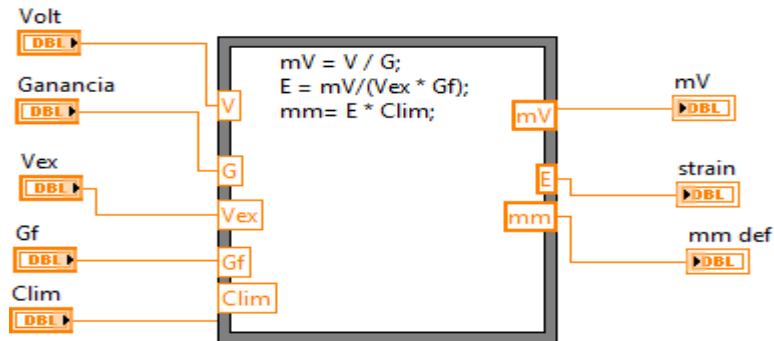


Fig. 5.19 Conversión de voltaje a mm de deformación

Los mm de rugosidad obtenidos a lo largo del eje y nos permitirán obtener un perfil de la trayectoria en la que se mueve el vehículo, en la imagen (ver. Fig. 5.20), se puede observar que cuando la celda de carga unida a la estructura sobre la rueda, sufre un cambio en la inclinación a lo largo del recorrido, la estructura se deforma lo que es traducido por la celda en esfuerzo por tensión o compresión, esto nos permitirá obtener la rugosidad y ondulación a lo largo del recorrido.

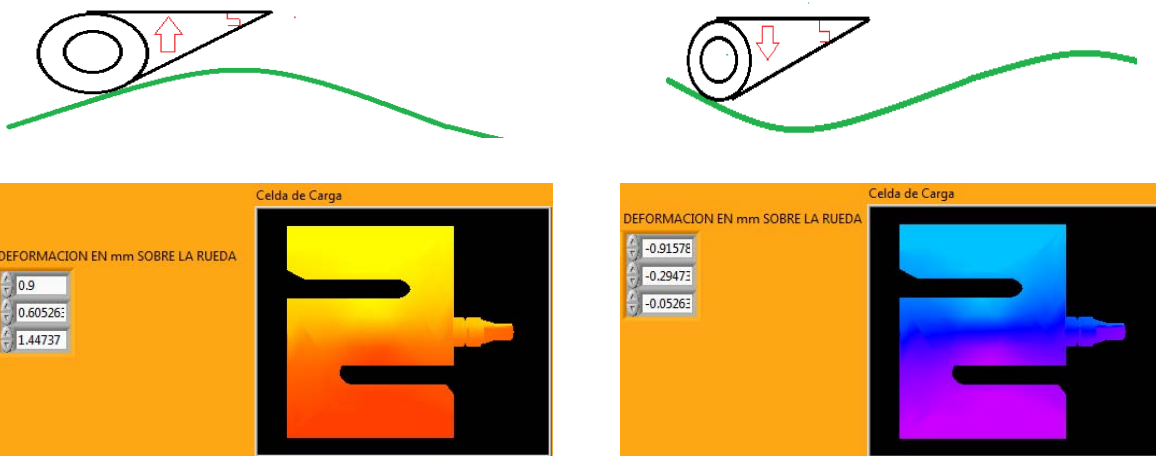


Fig. 5.20 Deformación en tensión y compresión

5.6.2 Adquisición de alturas con acelerómetro

Para poder interpretar los datos tomados por el acelerómetro lo primero que tenemos que hacer es convertir el voltaje obtenido de los ejes del acelerómetro a un valor angular, para posteriormente realizar una conversión a mm de inclinación, tal y como se menciona en el apartado III de esta tesis la resolución del valor angular máximo del acelerómetro dependerá del adc y la velocidad de muestreo dependerá del tiempo de adquisición y frecuencia a la que se tomen los datos. A continuación se puede observar (ver. Fig. 5.21) la conversión de voltios a grados de inclinación, usaremos el acelerómetro para tomar los valores en el eje z, dicho valor angular se verá reflejado en el movimiento del acelerómetro mostrado en una animación 3d donde se ve el desplazamiento del acelerómetro de 0° a 45° para posteriormente realizar la conversión a mm. Todos estos datos son tratados en un bloque de media aritmética para calcular la media de los valores a la entrada de dicho bloque.

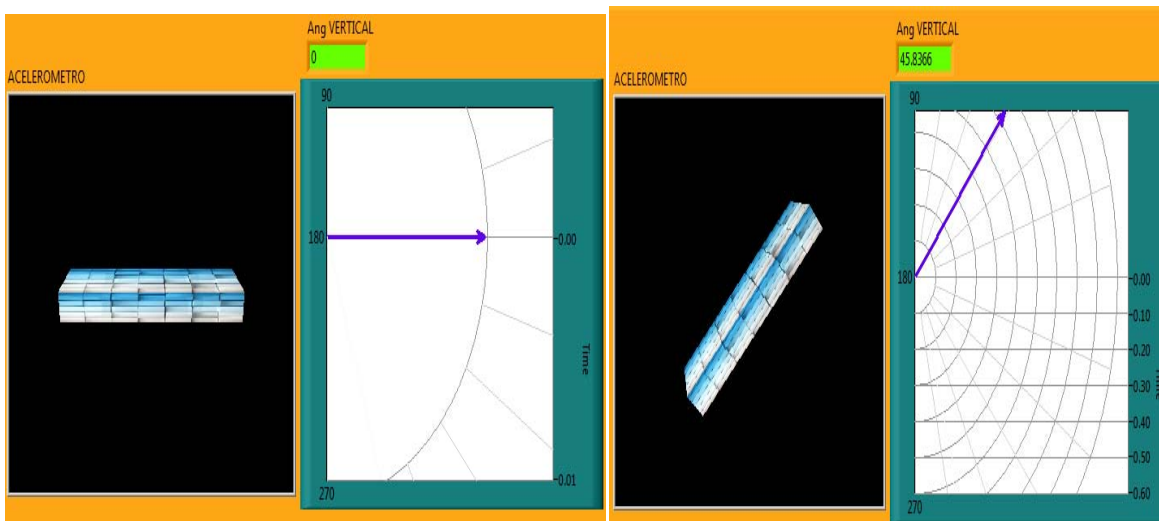
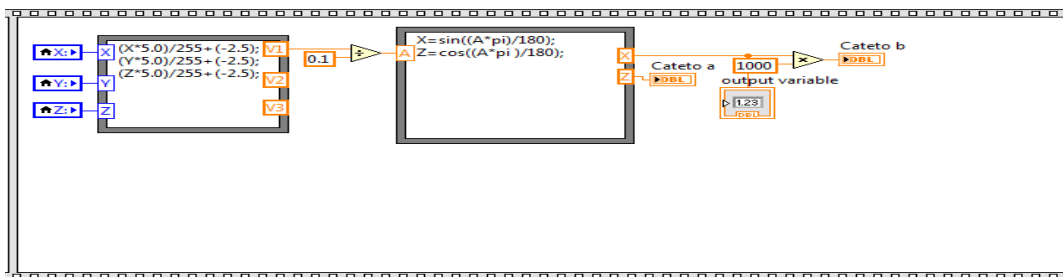


Fig. 5.21 Ángulo de Inclinación del acelerómetro

5.6.3 Desplazamiento Horizontal y generación de archivo de texto

Para obtener la distancia recorrida es necesario cuantificar la distancia recorrida que hará el vehículo, como se menciono antes en el apartado IV cada 13 pulsos del motor el vehículo avanza aproximadamente una pulgada lo que mejoraría la resolución horizontal del vehículo, sin embargo eso implicaría un mayor procesamiento de datos a través de labview lo que puede ocasionar un sobre flujo de datos por lo que se analizara cada 2 pulgadas y a partir de esta generaremos la distancia recorrida en metros del perfilometro la siguiente imagen muestra el bloque para discriminar la distancia recorrida (ver. Fig. 5.22).

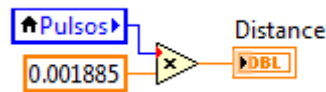


Fig. 5.22 Obtención de la distancia

En la siguiente imagen como se puede observar configuramos la cantidad de pulsos que queremos ejercer sobre los motores, una vez dado la cantidad de pulsos que queramos dar en el panel de control podemos monitorear la cantidad de pulsos que se están llevando en tiempo real, mostrados en un indicador donde se muestra el conteo actual de pulsos llevados a si como el switcheo entre mosfet



Fig. 5.23 Monitoreo de Mosfet

Una vez concluida la cantidad de pasos a realizar, obtenemos la distancia recorrida total, con la cantidad total de datos tomados a través del recorrido. Una vez que se superó la prueba de calibración, o bien se haya decidido omitirla, se procede a la creación del archivo de datos donde se almacenará la información adquirida durante las pruebas.

Para ello utilizaremos un bloque de generación de archivos de texto, donde es posible asignar el un nombre a dicho archivo, además de poder seleccionar la carpeta donde se almacenará, todo esto a través de un cuadro de diálogo. Para facilidad del usuario, se arregló esta parte del código de tal forma que se tenga una carpeta donde se almacenan los archivos y se asigne un nombre que permita de manera sencilla identificar una determinada prueba, se optó por nombrar a cada archivo como “perfil fecha hora”, donde el campo de fecha y hora es sustituido automáticamente por la fecha y hora en la cual se está llevando a cabo la prueba. Esto facilitará la ubicación de archivos cuando se desee consultar archivos ya almacenados en la computadora. Puede sin embargo, ser modificado el nombre por cualquiera que el usuario desee, así como la ubicación [29].

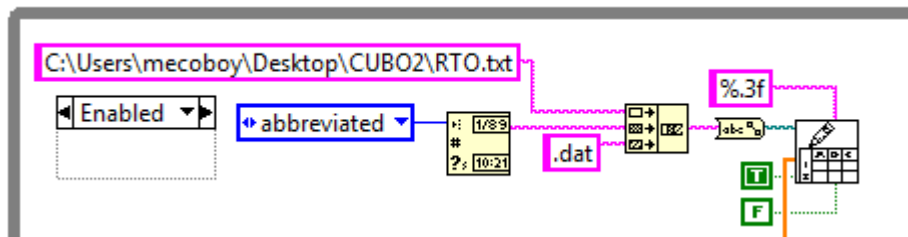
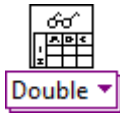


Fig. 5.24 Creación del archivo de texto

5.7 Generación de la grafica del perfil

Para poder hacer un correcto análisis del parámetro de la rugosidad es necesario sensor primeramente la superficie que vayamos analizar y guardar los datos en un archivo de texto o Excel, en nuestro caso el tiempo de sensado necesario para poder obtener de manera mínima el perfil de una superficie es de 30 minutos.

El bloque inicial que se utilizara para leer un determinado número de líneas o filas de un archivo de texto numérico desde una hoja de cálculo se llama Read Spreadsheet File.



Este bloque convierte los datos de una hoja de cálculo como ya se mencionó anteriormente a una matriz 2D, se debe seleccionar manualmente el tipo de datos que se ingresaran a este bloque, el bloque admite datos de tipo string, Int y dbl.

Para poder saber el número de columnas y la cantidad de filas de la hoja de cálculo utilizamos el bloque Array Size Function.



Este bloque devuelve el número de elementos en cada dimensión de la matriz.

Para el siguiente paso tendremos que calcular el promedio o la media aritmética de los valores sensados es decir el promedio de la profundidad de la rugosidad respecto a una línea de referencia tal y como se mencionó en el apartado 4.2 y 4.3 de esta investigación, para ello utilizaremos el siguiente bloque Add Array:



Este módulo suma todos los elementos de la matriz numérica de cualquier número de dimensiones un punto importante de este bloque es que no se puede utilizar con los números de punto fijo.

El siguiente paso será dividir la suma de la matriz entre el número total de elementos sensados para esto necesitaremos la ayuda del siguiente modulo llamado Multiply Array.



Este bloque devuelve el número de datos en una matriz numérica si la matriz numérica contiene solo un elemento, la función devuelve ese elemento.

Prosiguiendo con la construcción del programa el siguiente paso es dividir la suma de todos los elementos entre el número de elementos de la matriz, este será el valor obtenido que le restaremos a todos los elementos de la matriz y obtendremos el valor de las profundidades (ver. Fig. 5.25).

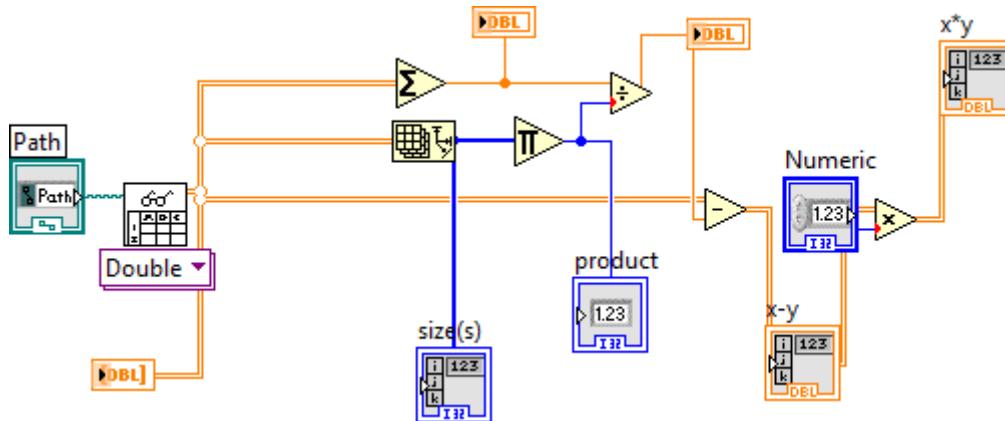


Fig. 5.25 Adquisición de las profundidades totales del perfil

Para la adquisición de nuestro perfil necesitamos la ayuda de un bloque que tenga la capacidad de graficar datos de una matriz 3d o 2d, el bloque que vamos a utilizar es el 3D Surface y el icono es el siguiente [28,29]:



Este bloque traza una simple superficie de la matriz z, esta superficie es modificada por los vectores (x, y) y que hacen que la superficie se desplace en relación con los planos (x, y).

El bloque contiene 6 terminales de entrada, en la primera terminal de entrada podemos poner una referencia de un archivo 3d y el bloque no lo mostrara la salida.

X vector: Solo admite matrices de una dimensión que describen la superficie de la matriz z en relación con el plano x.

Y vector: Solo admite matrices de una dimensión que describen la superficie de la matriz z en relación con el plano y.

Z matrix: Es una matriz 2D de datos que determina la superficie en relación con el plano z. Los vectores (x, y) se desplazan o sesgan el conjunto de datos en la matriz z.

Para poder adquirir nuestro perfil es necesario graficar como ya se ha mencionado antes la altura de dicho perfil respectivamente de los ejes (x, y).

Para graficar el eje x es necesario conocer el número de impulsos que se producen por segundo, la velocidad de medición mm/s, por lo tanto es necesario ingresar estas variables a un bloque llamado Compound Arithmetic Function.



Este bloque realiza una operación aritmética de datos tipo, matriz, booleano, clúster o de simple carácter numérico, se debe seleccionar el tipo de operación que se va a realizar (suma, multiplicación, AND, OR y XOR). El modo predeterminado es la suma.

El segundo paso es generar el plano x, en el que se debe considerar el número de muestreos que se produjeron a lo largo de la medición de la superficie o establecer el número de muestras a analizar (letra N), por lo que es necesario ingresar estos datos a un ciclo for (ver. Fig. 5.26).

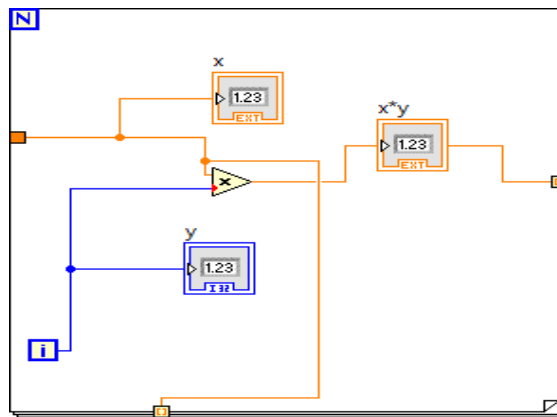


Fig. 5.26 Generación del plano x

Dentro del bloque se ingresa el valor total de las iteraciones y se multiplica por la superficie medida sobre segundo, todo esto al término de la ejecución del subdiagrama. Para obtener el perfil de la superficie es necesario hacer una regresión polinomial, para esto es necesario establecer una escala al orden de micras ya que el prototipo es demasiado chico y no alcanza una velocidad muy elevada por lo que es difícil obtener un perfil adecuado y es necesario establecer los criterios de inicio de la trayectoria y del término de esta a un bloque aritmético para redondear la entrada del entero más cercano (ver. Fig. 5.27). Si el valor de la entrada está a medio camino entre dos números enteros, la función devuelve el entero par más cercano. Por ejemplo, si el número es de 1,5 o 2,5, valor entero más cercano está a 2. Esto servirá para poder obtener una grafica más correcta del perfil

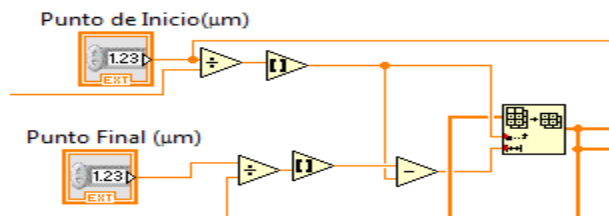


Fig. 5.27 Inicio y Final del Recorrido

5.7 Generación del PI en base al desplazamiento y las alturas

Regresión lineal

Algunas veces cuando la relación entre las variables dependientes e independientes es no lineal, es útil incluir términos polinomiales para ayudar a explicar la variación de nuestra variable dependiente.

Las regresiones polinomiales se pueden ajustar la variable independiente con varios términos

$$y = a + bx + cx^2 \quad \text{Segundo Grado}$$

$$y = a + bx + cx^2 + dx^3 \quad \text{Tercer Grado}$$

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n \quad \text{Ecuación General para cualquier grado}$$

Derivando respecto a cada uno de los coeficientes nos da el planteamiento un sistema de ecuaciones de la siguiente forma (donde m es el número de pares de datos):

$$S = \begin{bmatrix} am & b \sum x & c \sum x^2 & d \sum x^3 & \dots & = & \sum y \\ a \sum x & b \sum x^2 & c \sum x^3 & d \sum x^4 & \dots & = & \sum xy \\ a \sum x^2 & b \sum x^3 & c \sum x^4 & d \sum x^5 & \dots & = & \sum x^2 y \\ a \sum x^3 & b \sum x^4 & c \sum x^5 & d \sum x^6 & \dots & = & \sum x^3 y \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} m & \sum x & \sum x^2 & \sum x^3 & \dots \\ \sum x & \sum x^2 & \sum x^3 & \sum x^4 & \dots \\ \sum x^2 & \sum x^3 & \sum x^4 & \sum x^5 & \dots \\ \sum x^3 & \sum x^4 & \sum x^5 & \sum x^6 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \\ \dots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum y \\ \sum xy \\ \sum x^2 y \\ \sum x^3 y \\ \dots \end{bmatrix}$$

Por ejemplo teniendo los datos de un plano(x, y):

X	y	Xy	x^2	y^2	x^2y	x^3	x^4
1	3	3	1	9	3	1	1
1.2	3.4	4.08	1.44	11.56	4.896	1.728	2.0736
1.5	5	7.5	2.25	25	11.25	3.375	5.0625
2	2	4	4	4	8	8	16
3	4.1	12.3	9	16.81	36.9	27	81
3.7	5	18.5	13.69	25	68.45	50.653	187.4161
4	7	28	16	49	112	64	256
4.5	6.5	29.25	20.25	42.25	131.625	91.125	410.0625
$\sum 20.9$	$\sum 36$	$\sum 106.63$	$\sum 67.63$	$\sum 182.62$	$\sum 376.121$	$\sum 246.881$	$\sum 958.6147$

Usando una Matriz para calcular valores de los coeficientes

$$S = \begin{pmatrix} a8 & b20.9 & c67.63 & = & 36 \\ a20.9 & b67.63 & c246.881 & = & 106.63 \\ a67.63 & b246.881 & c958.6147 & = & 376.121 \end{pmatrix}$$

Usando el método de Eliminación de Gauss-Jordan.

$$c = 0.46209, b = -1.52415, a = 4.57543$$

La ecuación final que modela el sistema es:

$$y = 4.57544 - 1.52415x + 0.46209x^2$$

Después de esto se realiza un ajuste lineal del conjunto de datos por ejemplo (x,y), usando regresión lineal, mínimas desviaciones absolutas o método bicuadrado utilizando el siguiente bloque llamado linear fit [27,28,29].



El bloque contiene las siguientes terminales

Y: Es la matriz de valores dependientes. La longitud de Y debe ser mayor que o igual al número de parámetros desconocidos.

X: Es la matriz de valores independientes. X debe ser del mismo tamaño que Y.

Method: Especifica el método apropiado a utilizar ya sea mínimos cuadrados, desviaciones absolutas o método bicuadrado

A modo de ejemplo, utilizando la cantidad de centímetros que recorre nuestro vehículo podemos establecer el número de puntos por cada cm. Utilizando el método de mínimos cuadrados lineales apropiado (LS) curva, por ejemplo si se generan un conjunto de datos (50 puntos por cada cm) y una magnitud de ruido de (0,8) se ajusta a los datos.

Sabiendo y conociendo como se modela una regresión lineal, de esta manera proseguiremos a obtener el perfil de la superficie. Como se observa en un primer diseño del software del perfilógrafo, el algoritmo que se ha programado calcula el promedio de los valores leídos, y una vez obtenido el promedio, se graficaban dos líneas, una 100 micrómetros por arriba del valor promedio y otra 100 micrómetros por abajo, de las alturas previamente escaladas con una razón 1/1000 mm.

El problema que se tiene con esta manera de proceder es que, si se adquiere un valor muy grande, el promedio se desplaza hacia un valor positivo por arriba de la media, desplazando las líneas de banda nula hacia arriba, por otro lado si el valor leído se encuentra muy por debajo de la media, las líneas de banda nula se desplazan hacia la parte inferior de la gráfica, como es el caso de la figura anterior. Cabe mencionar que estos valores muy altos o muy bajos suelen presentarse cuando la llanta sensora golpea una pequeña piedra o algún otro objeto sobre la pista, que la hace dar un pequeño salto, evidentemente la piedra o pequeña deformación encontrada no forma parte del perfil.

Otro ejemplo de una mala ubicación de la banda nula se presentó en el caso de una pista con pendiente pronunciada, en él se compensaban los valores positivos obtenidos con los negativos y el promedio se anulaba, dando por resultado una banda nula con pendiente cero, lo cual es incorrecto.

El problema de la ubicación de la banda nula se resolvió realizando una regresión lineal de los datos colectados durante una prueba, de esta forma no importa si se presentan variaciones súbitas de valores muy altos o muy bajos de perfil, ya que mediante la regresión lineal se ubica una línea con el mejor ajuste posible, LabVIEW cuenta con un bloque que automáticamente proporciona el valor de pendiente y ordenada de una regresión lineal, de tal forma que no es necesario más que conectar los datos a la entrada de dicho bloque (ver. Fig. 5.28). En dicha etapa se ingresan los datos tomados por el acelerómetro y la celda de carga, a través de un array de datos para poder obtener una regresión lineal de esta vs la distancia recorrida.

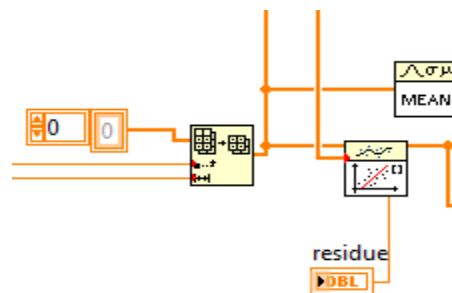


Fig. 5.28 Regresión Lineal

Una vez concluido la etapa de la regresión lineal ingresaremos cada dato que se tome a un bloque llamado convert to dynamic data



Este módulo convierte los datos de tipo numérico, booleanos, de forma de onda etc. a un array de tipo dinámico para su uso con los VI Express, es decir todos los datos enviados son representados de manera gráfica. Una vez ingresados los datos de la regresión lineal en este bloque obtendremos la representación gráfica de la ecuación de los datos ingresados como en la siguiente imagen, (ver. Fig. 5.29). En esta observamos la distancia total recorrida sobre los valores por arriba y debajo de las profundidades o alturas tomadas a lo largo del recorrido.

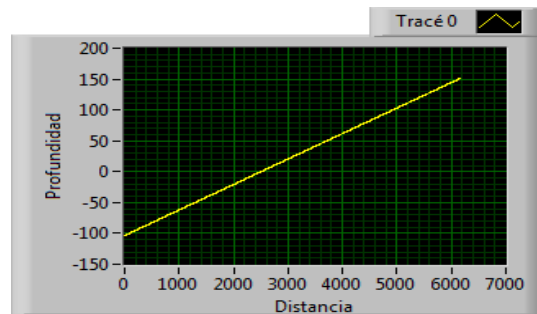


Fig. 5.29 Grafica de la regresión lineal



Merge Signal Function: Este bloque combina dos o más señales en una sola salida, es decir podemos ingresar los datos de la regresión lineal y las alturas tomadas durante el recorrido, para posteriormente mostrarlos en una sola grafica con la ayuda de un bloque llamado construire un graphe XY para general perfil se construirá una grafica XY, donde X serán la distancia del recorrido del perfil y Y serán las alturas previamente tratadas con una regresión lineal o mínimos cuadrados.



Apartir de este bloque generamos la grafica del perfil sin no antes haber tratado los datos de manera correcta, Como podemos observar (ver. Fig. 5.30) en la grafica de color azul el modelado de la regresión lineal de las profundidades tomadas a lo largo del recorrido, de color amarillo se observan las profundidades tomadas sin sacar su media aritmética ,posteriormente de color rojo se observa el perfil ya corregido al tratarlo con una media aritmética o filtro promediador.

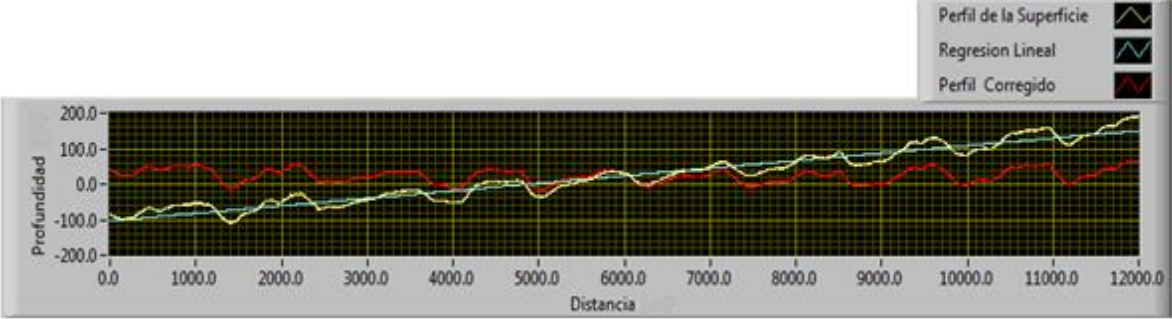


Fig. 5.30 Perfil de la superficie

Para hacer una correccion del perfil aplicamos un filtro gaussiano pasabandas tal y como lo recomiendo la norma ASME e ISO y obtener el perfil de la rugosidad, por lo tanto aplicaremos dicho filtro (ver. Fig. 5.31), el cual necesita que le proveamos de la información necesaria para aplicar el filtro datos como la frecuencia de sampleo en 2Hz, el tipo de filtro a utilizar puede ser pasa bajas, pasa altas, pasa bandas etc. dependiendo el tipo de filtro le indicaremos la frecuencia baja y alta de corte, además el tipo de ventana a utilizar puede ser una hanning, haming etc. nosotros utilizaremos un ventaneo tipo gaussian, por último el numero de coeficientes FIR.

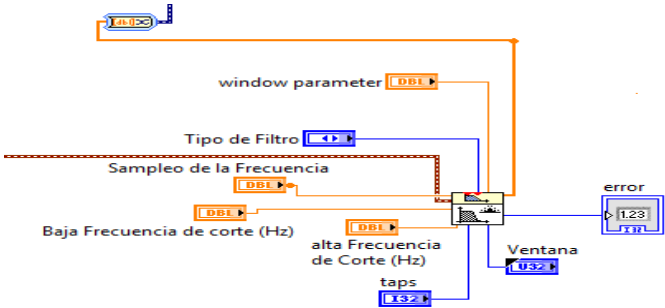


Fig. 5.31 Filtro para Obtener la Rugosidad

Tal y como se muestra en la figura anterior es necesario filtrar el perfil para poder obtener la rugosidad de este-La manera en la cual el programa del perfilógrafo calcula el PI es mediante la ubicación de las crestas y de los valles a lo largo de todo el reporte y comparando los valores de cada punto contra los valores de la banda nula, para verificar que se encuentren dentro de ella.

Para considerar una cresta o un valle se deben cumplir tres puntos importantes: el primero de ellos es que inicie dentro de la banda nula, es decir, no se toma en cuenta como un nuevo valle o cresta a aquellos que no caen nuevamente dentro de la banda nula; el segundo se debe exceder la banda nula en un factor que por omisión es de 0.5 milímetros, a menos que especifique otro, esto se refiere a que si la excursión de la gráfica de perfil no supera este valor, no será contabilizada en el cálculo del PI y se considerará que aun se encuentra dentro de la tolerancia. Y como tercer y último criterio, se considera el ancho de las protuberancias que sobresalen de la banda nula, las cuales deberán ser de cuando menos 60 centímetros de ancho, o bien, de acuerdo a la escala manejada, deberán tener un ancho de cuando menos 2.25 milímetros. La imagen (ver. Fig. 5.32), muestra una idea de las crestas y valles a ser tomados en cuenta para el cálculo del PI.



Fig. 5.32 Puntos Para el cálculo del PI

CONCLUSIONES

Se cumplió el objetivo del proyecto, el cual era obtener el perfil y rugosidad de una superficie mediante el empleo de acelerómetro y galgas extensiométricas realizando una adquisición de datos.

En pruebas de operación observamos que el equipo es funcional a la hora de obtener el perfil y rugosidad sobre una superficie pero carece de precisión y está limitado en procesamiento de datos por lo que no se asegura que sea fiable, tomando en cuenta las consideraciones que se mencionaron en esta tesis. La construcción de este diseño experimental puede servir como base para futuros desarrollos relacionados con este tipo de equipos y en la construcción de diferentes sistemas que empleen los transductores utilizados en esta tesis. Pueden llevarse a cabo las adecuaciones necesarias para realizar este tipo de estudios, tal como se desarrolló en esta investigación.

El desarrollo del software para la adquisición de datos que permitirían la generación del perfil cumplió con lo que se requería además de poder interactuar de manera visual y gráfica el monitoreo de cada uno de los sensores. El protocolo utilizado para el monitoreo de los transductores demostró ser eficaz a pesar de estar utilizando un PIC de gama baja pudimos analizar los datos de manera eficaz aunque este ocupe mucha memoria en el micro.

El empleo de los transductores como galgas y acelerómetros fueron empleados correctamente para su monitoreo solo que carecen de sensibilidad y exactitud.

MEJORAS FUTURAS

Al finalizar un trabajo se tiene la sensación de que pudo realizarse de una mejor forma, y el desarrollo de este trabajo no es la excepción. Se presenta por lo tanto algunas sugerencias y recomendaciones con base a la experiencia adquirida en el diseño del sistema.

El principal problema que se tuvo fue con la estructura mecánica del perfilógrafo, por lo tanto para el diseño de un prototipo más comercial es de suma importancia el diseño mecánico de este además de mencionar que LabVIEW es un software que limita el uso de muchos bloques y es caro.

Una recomendación personal de este prototipo es colocar la instrumentación electrónica en la parte más próxima a las llantas pero recomendaciones de la ASA para generar un buen perfil mencionan colocarlo en la parte del manubrio

En cuanto a la instrumentación electrónica se tuvieron que hacer adecuaciones en software para corregir algunos detalles de la implementación del hardware, ya que ambas fueron desarrolladas al mismo tiempo, los cuales ya en la implementación tuvieron variaciones respecto a lo calculado en el diseño. En particular se seleccionó un motor a pasos ya que tenemos mayor control sobre este y podemos saber de manera más precisa la distancia que recorrió el vehículo sin usar más sensores ya que un motor de corriente directa necesitaría un transductor de desplazamiento horizontal, lo cual ya no fue posible debido al alto costo de cada uno de los transductores. Para un desarrollo más comercial lo más eficaz es utilizar ese tipo de transductores además de un motor universal.

Para una mejor adquisición de variables se recomienda utilizar un microcontrolador de 32 bits o un ARM Cortex, además de emplear un convertidor A/D externo con reloj en tiempo real. También sería adecuado utilizar una unidad de almacenamiento masivo como una USB lo cual ayudaría mucho ya que en la construcción de un sistema comercial las variables que se analizan son muchísimas.

BIBLIOGRAFÍA

[1] Operational Guidelines for Longitudinal Pavement Profile Measurement, NCHRP Project 10-47, The University of Michigan Transportation Research Institute, February 1999.

[2] American Society for Testing and Materials (ASTM), E 1274-03, Standar Test Metod for Measuring Pavements Roughness Using a Profilograph, EUA.

[3] Instituto Mexicano del Transporte, “Respuesta Dinámica de un Cuarto de Carro”, <http://imt.mx/archivos/Publicaciones/PublicacionTecnica/pt67.pdf>

[4] Digital Metrology, “3 Steps to Understanding Surface Texture” <http://digitalmetrology>

[5] Department of Transportation, California Test 526, Operation of California Profilograph and Evaluation of Profiles, Sacramento, California, EUA (Abril 2002).

[6] A. Hugon, M. Serre, “Cálculos y ensayos, estudio de los proyectos” , ISBN 84-7146-193-5

[7] Normas básicas de la edificación, http://normativaconstruccion.cype.info/1_02_a/pagina165.html, Relación Flecha / luz

[8] José Ernesto Bernal Avalos (1999), “Técnicas de medición de deformación aplicado al diseño mecánico con deformímetros eléctricos” Universidad Autónoma de Nuevo León , Tesis Maestría, México, pp. 30-73.

[9] Marcos Giménez Valentín, Jaime Riera Guasp, Ana Vidaurre Garayo, “Fundamentos Electromagnéticos de la ingeniería”, Editorial UPV, ISBN 978-84-8363-063-1

[10] Marco Vinicio M. Badilla, Jhimer R. Vásquez (2004), “Metrología e Instrumentación”, Ed. Universidad de Costa Rica, 1a edición, Costa Rica, pp. 60-98.

[11] Ramon Pallás Areni (1993), “Adquisición y Distribución de Señales ”, Ed. Marcombo, Reimpresión, Barcelona, España.

[12] Acelerómetro, http://www.freescale.com/files/sensors/doc/app_note/AN3107.pdf, Data y catalogo de Freescale

[13] Acelerómetro, http://www.freescale.com/files/sensors/doc/data_sheet/MMA7361L.pdf, Datasheet MMA7361L.

[14] Celda de Carga Tipo S, <http://www.intertechnology.com/Sensortronics/pdfs/60001.pdf> , Datasheet Model 60001.

[15] Datasheet 7805, <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/LM/LM7805.pdf>

[16] Datasheet TL071, <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl071.pdf>

[17] Datasheet INA 145, <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ina146.pdf>

[18] Richard Dorf, James A. Svoboda (2000), "Introducción a los Circuitos Eléctricos", Ed. Marcombo, España.

[19] Red Users, "Electrónica Practica Aprenda a Analizar, Simular y Construir Circuitos Eléctricos", Buenos Aires, Argentina.

[20] Adolf Senner 1994, "Principios de electrotecnia", Ed. Reverte, Barcelona, España.

[21] Timothy J. Malony (2006), "Electrónica Industrial Moderna", Ed. Pearson, 5a edición, México.

[22] Marty Brown (2001), "Power Supply Cookbook", Ed. Newnes, 2a edición, United States of America.

[23] David Cook (2010), "Intermediate Robot Building", Ed. Apress , 2a edición, México.

[24] Julio Sanchez, Maria P. Canton (2013), "Microcontrollers: High-Performance Systems and Programming", Ed. CRC Press, 2a edición, United States of America.

[25] Myke Predko, Michael Predko (2006)," Programming robot controllers",Ed. McGraw Hill, 1a edicion, United States of America.

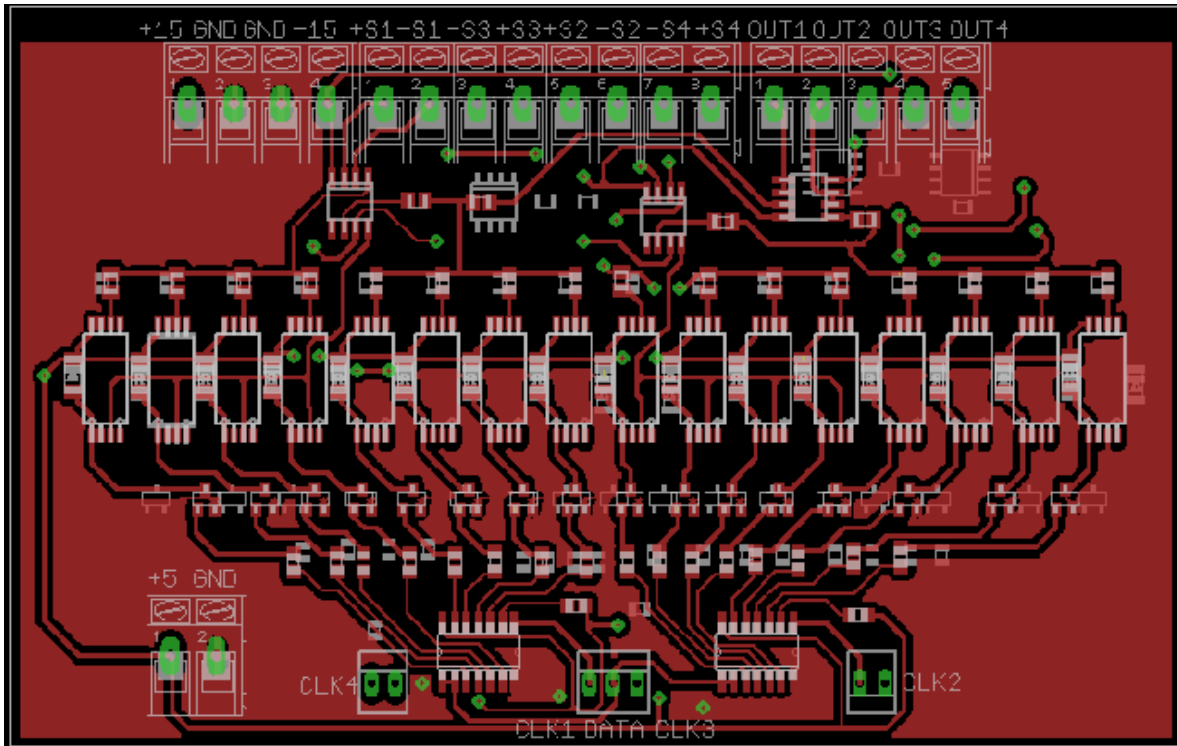
[26] Datasheet 16f877A, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39582C.pdf>

[27] Nesimi Ertugrul (2002), "LabVIEW for Electric Circuits, Machines, Drives, and Laboratories", Ed. Prentice Hall , 2a edición, United States of America.

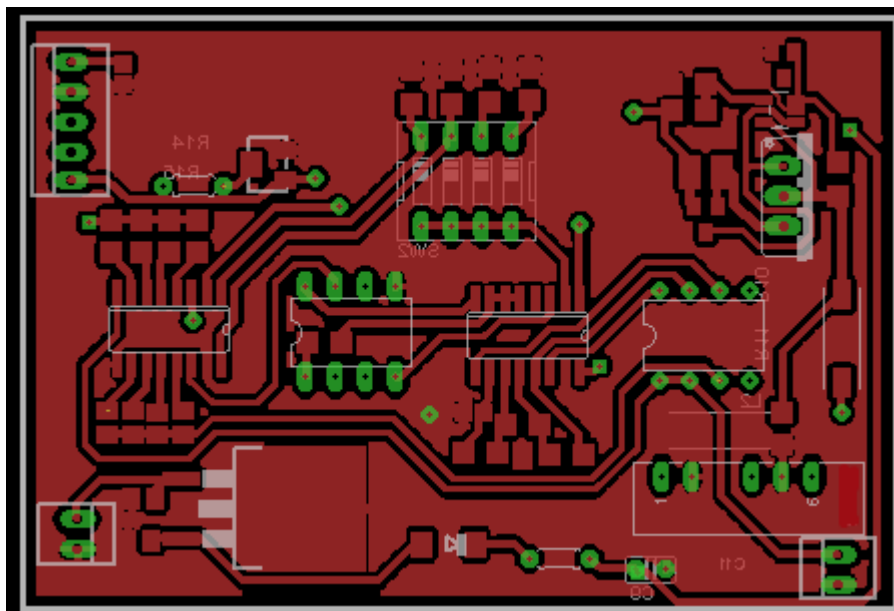
[28] Gary Johnson, Richard Jennings (2006)," LabVIEW Graphical Programming",Ed. McGraw Hill, 4a edicion, United States of America.

[29] Rick Bitter, Taqi Mohiuddin, Matt Nawrocki (2006)," LabView: Advanced Programming Techniques",Ed. CRC Press, 2a edicion, United States of America.

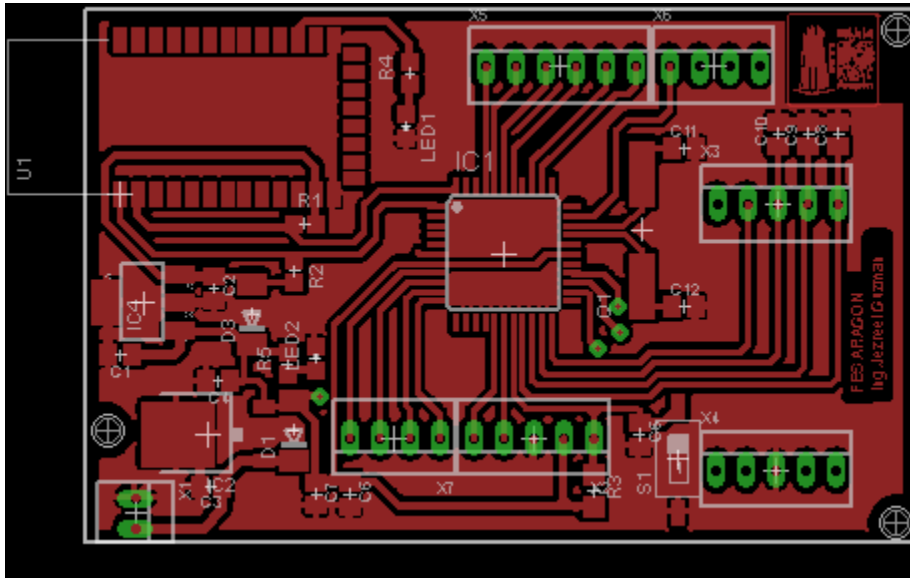
ANEXO A



Circuito Amplificador

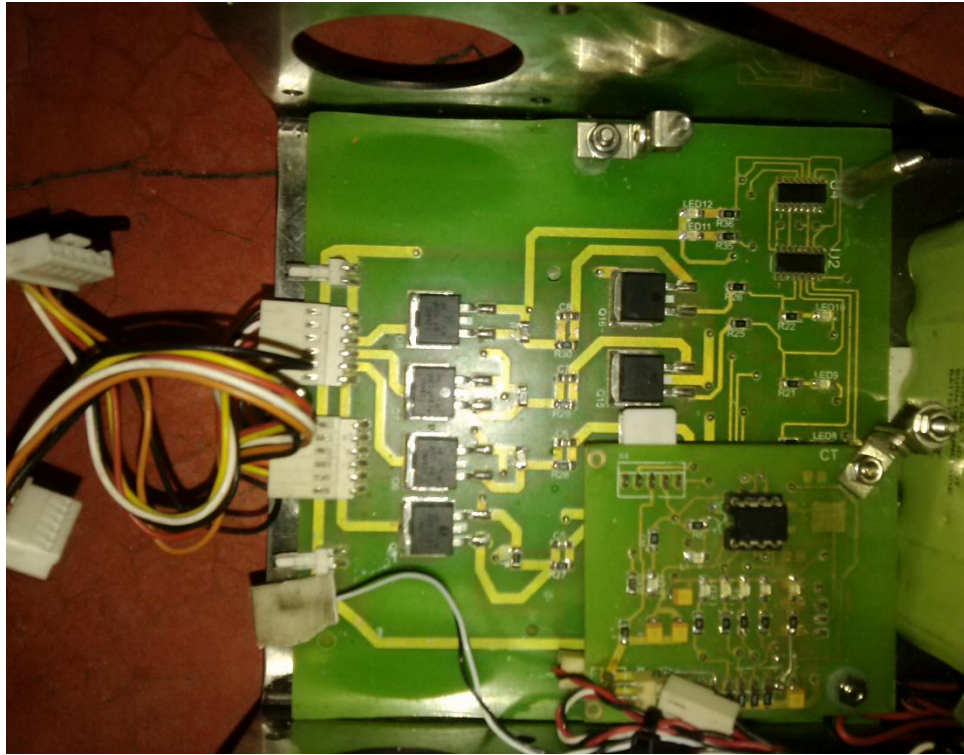


Celda de Carga

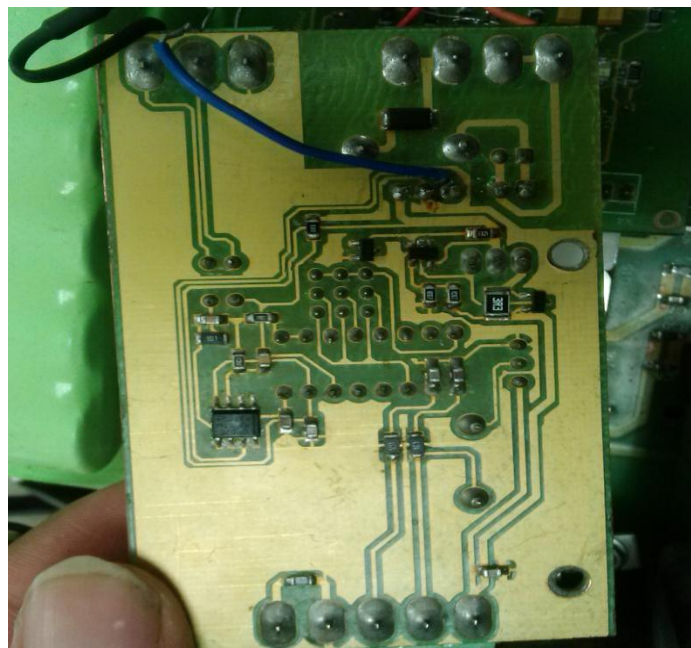


Circuito Controlador

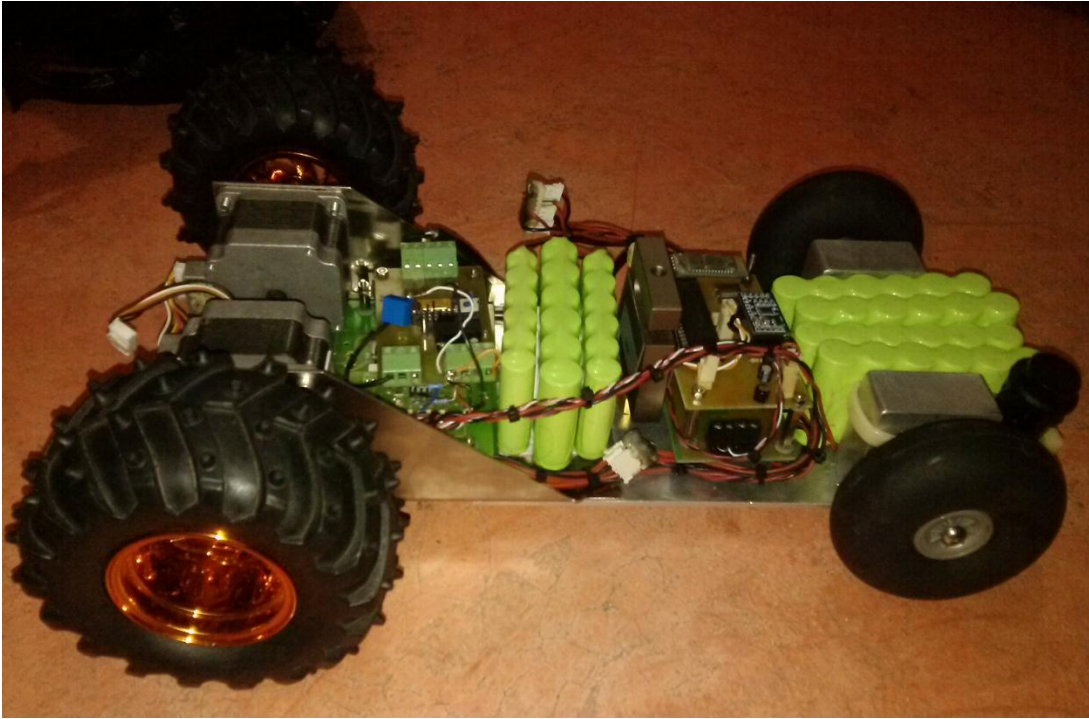
ANEXO B



Circuito Controlador



Celda de Carga



Vehículo Terminado