

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ**

**FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA**



**PONTIFICIA  
UNIVERSIDAD  
CATÓLICA  
DEL PERÚ**

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS PARA UNA  
CELDA DE CARGA DENTRO DEL PROCESO DE PESAJE DINÁMICO**

Tesis para optar por el título de Ingeniero Electrónico, que presenta el bachiller:

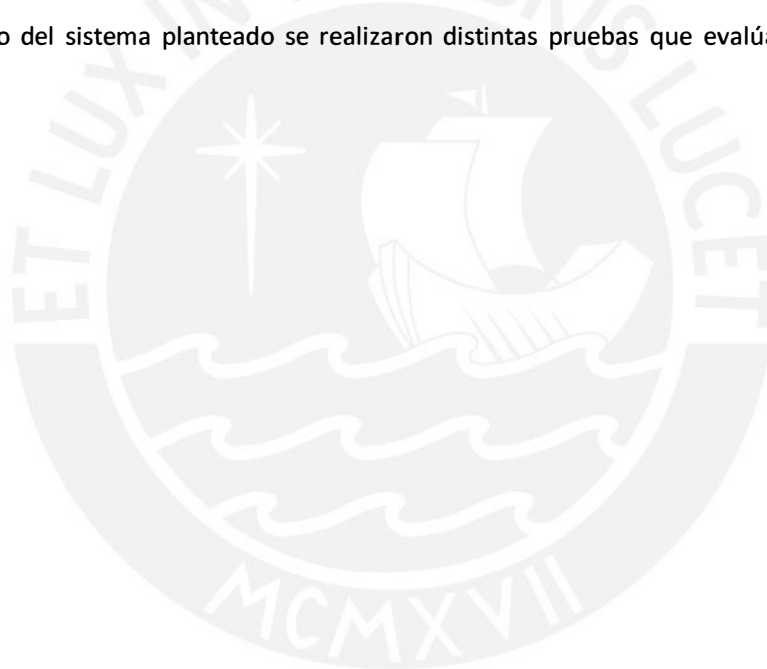
**Ronald Humberto Uriol Cabrera**

**ASESOR: Ing. Willy Carrera Soria**

**Lima, diciembre de 2013**

## RESUMEN

El presente trabajo de tesis tiene como objetivo realizar el diseño de un Sistema de Adquisición de Datos para una Celda de Carga Analógica dentro de un Proceso de Pesaje Dinámico. En este trabajo se busca proponer una solución alternativa al uso de celdas de carga digitales de tal forma que una balanza dinámica no sea un equipo sobre-equipado, sino un equipo a medida. Se plantea el diseño de tal forma que el peso será digitalizado y enviado usando un protocolo industrial. Para demostrar el funcionamiento del sistema planteado se realizaron distintas pruebas que evalúan las etapas del diseño.



## ÍNDICE

<b>Introducción</b> .....	<b>1</b>
<b>Capítulo 1: INTRODUCCIÓN AL PESAJE DINÁMICO Y SU PROBLEMÁTICA EN EL PERÚ</b> .....	<b>2</b>
1.1. Planteamiento del problema y objetivos del presente trabajo.....	2
1.2. Conceptos generales del control de calidad.....	3
1.3. Control de calidad basado en pesaje dinámico.....	4
<b>Capítulo 2: TECNOLOGÍA INVOLUCRADA EN EL PESAJE DINÁMICO</b> .....	<b>6</b>
2.1. Celda de carga.....	6
2.1.1. Clasificación de las celdas de carga.....	6
2.1.2. Partes de una celda de carga.....	7
2.1.2.1. Galga extensiométrica.....	7
2.1.2.2. Elemento de resorte.....	8
2.1.2.3. Puente de Wheatstone.....	8
2.2. Sistema de adquisición de datos.....	9
2.2.1. Acondicionamiento de la señal.....	9
2.2.2. Conversor AD.....	9
2.2.3. Procesamiento.....	10
2.2.4. Comunicación.....	11
2.3. Equipos disponibles en el mercado.....	11
2.3.1. Balanza dinámica.....	11
<b>Capítulo 3: DISEÑO DE SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS PARA UNA CELDA DE CARGA ANALÓGICA</b> .....	<b>12</b>

3.1. Esquema general del diseño. ....	12
3.2. Balanza dinámica. ....	12
3.3. Celda de carga analógica. ....	17
3.4. Acondicionamiento de señal. ....	21
3.5. ADC. ....	28
3.6. Comunicación. ....	30
3.7. Procesamiento. ....	31
3.8. Software del sistema. ....	35
3.9. PC. ....	39
3.10. Fuente de Alimentación. ....	40
3.11. Costos. ....	44
<b>Capítulo 4: SIMULACIONES. ....</b>	<b>46</b>
4.1. Materiales y métodos usados para las pruebas. ....	46
4.2. Prueba de la primera etapa. ....	48
4.3. Prueba de la segunda etapa. ....	50
4.4. Pruebas de la tercera y cuarta etapa. ....	52
4.5. Pruebas de las primeras cuatro etapas juntas. ....	54
<b>Conclusiones. ....</b>	<b>58</b>
<b>Recomendaciones. ....</b>	<b>59</b>
<b>Bibliografía. ....</b>	<b>60</b>
<b>Anexos. ....</b>	<b>63</b>

## INTRODUCCIÓN

El pesaje dinámico es una forma de control de calidad ampliamente usada en distintos rubros industriales. La herramienta central de este proceso es la balanza dinámica, la cual consta de una celda de carga y un sistema de adquisición de datos. En el Perú se tiende a importar equipos de pesaje dinámico que muchas veces vienen sobre-equipados para la tarea a realizar, lo cual representa una inversión sin retorno para el comprador. La alternativa para solucionar este problema es diseñar un sistema de adquisición de datos en base a los requerimientos específicos del usuario y usando una celda de carga analógica en vez de una digital, lo cual disminuye considerablemente los costos.

El presente trabajo es el diseño y pruebas de un sistema de adquisición de datos para una celda de carga analógica dentro de un proceso de pesaje dinámico. Se divide al sistema en cinco etapas: celda de carga, acondicionamiento de señal, ADC, control y comunicación. El diseño está orientado a una balanza dinámica perteneciente a la empresa que propuso este tema de tesis. El objetivo principal de esta tesis es presentar una alternativa a una celda de carga digital, la cual ya tiene un sistema de adquisición de datos embebido. La motivación principal es el bajo costo que representa usar una celda de carga analógica en lugar de una celda de carga digital.

El diseño se lleva a cabo tomando en cuenta todos los parámetros involucrado en cada etapa. La balanza será capaz de medir un peso máximo de 15 kilogramos y se tendrá un peso mínimo de 200 gramos, además contará con una resolución de 20 gramos. Una vez planteado el diseño se procede a realizar pruebas con componentes y circuitos equivalentes a los del diseño. Se optó por realizar pruebas en lugar de simulaciones ya que estas muestran de manera más realista el funcionamiento del sistema ante las situaciones que se podría encontrar si estuviese instalado en alguna línea de producción.

En el capítulo 1 se describe el problema relacionado al pesaje dinámico usando balanzas dinámicas sobre-equipadas. En el capítulo 2 se presenta un marco teórico que engloba los conceptos necesarios para entender el diseño. En el capítulo 3 se plantea el diseño de cada etapa del sistema, mostrando cómo cambia la señal al pasar por cada bloque. Finalmente, en el capítulo 4 se muestran los resultados de las pruebas realizadas para comprobar el funcionamiento del sistema.

## **CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN AL PESAJE DINÁMICO Y SU PROBLEMÁTICA EN EL PERÚ**

### **1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y OBJETIVOS DEL PRESENTE TRABAJO.**

Actualmente las industrias de manufactura necesitan de un control de calidad que asegure la creación de productos de forma uniforme, a gran escala y de manera eficiente. El pesaje dinámico es una alternativa de control de calidad que cumple con estos requerimientos. Este consiste en monitorear el peso de objetos en movimiento dentro de una línea de producción. Para llevarlo a cabo se necesita instalar una balanza dinámica dentro de la línea de producción. Sin embargo en Perú no se diseñan ni construyen, en proporción significativa, equipos que permitan este método de control de calidad. Debido a esto, las empresas que requieren incorporar balanzas dinámicas en sus procesos de manufactura se ven en la necesidad de importar estos equipos, ya sean completos o por partes.

Al ser importados, las balanzas dinámicas muchas veces vienen equipadas con funciones que no son requeridas por las empresas que las compran. Esto significa que la balanza dinámica viene sobre-equipada para la función a la cual será destinada.

La celda de carga es un componente fundamental en el sistema de pesaje dinámico, esta puede ser analógica o digital. La diferencia de precios entre una celda de carga analógica y una celda de carga digital es lo suficientemente alta como para ser determinante en el momento de establecer el costo total de una balanza dinámica. Una celda de carga digital es aquella que tiene un sistema de adquisición de datos embebido, lo cual hace que su precio sea mucho más elevado que una celda de carga analógica. Las dimensiones de una celda de carga digital importada por lo general no difieren mucho de las dimensiones de una celda de carga analógica, es decir, el sistema de adquisición de datos embebido no ocupa demasiado espacio dentro de la celda de carga. Esto puede resaltarse como una ventaja de la tecnología de fabricación de circuitos que otros países usan, la cual permite una miniaturización significativa de la circuitería interna de una celda de carga digital. Sin embargo, una celda de carga digital importada también sufre de la misma desventaja que una balanza dinámica: viene sobre-equipada para la función que debe desempeñar.

El sobre-equipamiento y la gran diferencia de costos entre una celda de carga analógica y una digital forman la base del problema que busca resolver el presente trabajo, cuyo objetivo principal será el diseño de un sistema de adquisición de datos para una celda de carga analógica.

## 1.2 CONCEPTOS GENERALES DE CONTROL DE CALIDAD.

Dentro de las muchas definiciones que se le pueden acuñar al término “calidad”, la que mejor se adecua a los procesos de manufactura a gran escala actuales es: “la calidad es inversamente proporcional a la variabilidad” (Montgomery 2009: 34).

Si una empresa está dedicada a la manufactura de productos a gran escala, se debe asegurar que cada uno de los productos sean lo más uniformes posibles. Los productos tienen un diseño a seguir, y una desviación de ese diseño es un error en la manufactura. Además, seguir un diseño pre-establecido y construir piezas iguales reducen los costos de fabricación (Process Engineering 2006: 23-24).

“Las compañías que se están metiendo en problemas son aquellas que son administradas por ejecutivos que dan poca importancia a la calidad y prestan más atención a ganancias a corto plazo y calendarios de entrega. Las compañías que hablan, sienten y creen en la calidad están sobreviviendo y creciendo” (Blakeslee 1984: 34).

En las últimas décadas, el control de calidad ha pasado de ser una simple función de inspección a ser una estrategia corporativa. Este punto de vista empezó a difundirse alrededor de la década de los ochenta en las empresas estadounidenses como respuesta ante la gran competitividad de Japón en diversas áreas industriales (Blakeslee 1984: 34). Es esta mentalidad la que permite a los países líderes en la industria tecnológica mantenerse competentes ante un mercado tan cambiante.

En el Perú, la aplicación de esta ideología en las empresas nacionales es reciente y trae consigo una mejora de los productos peruanos que se exportan al mercado internacional. Sin embargo, el control de calidad aún no está lo suficientemente difundido como para lograr una mejora de los productos peruanos que les permita competir en el mercado extranjero. Además de la competencia internacional, las exportaciones peruanas tienen que lidiar con la crisis económica que atraviesa la zona euro y el menor crecimiento de la economía mundial. El Perú ha crecido económicamente en el tercer trimestre de 2012, sin embargo sus exportaciones han disminuido (Instituto Nacional de Estadística e Informática 2012: 3). Esto refleja la necesidad de aplicar un control de calidad más exhaustivo en la industria peruana.

Conforme avanza la tecnología, mayor es la integración de esta a las actividades industriales. Un caso particular de esta integración es el desarrollo de Control de Calidad Asistido por Computadora (CAQC por sus siglas en inglés). Un CAQC está orientado a cumplir con dos objetivos: satisfacer la demanda de calidad del cliente y el mercado; y transformar estas demandas en un diseño real, desarrollo y producción. Para lograr estos objetivos un CAQC debe ser un sistema de control de calidad que cubra la producción, actividad económica, investigación de mercado, diseño de producto, desarrollo, manufactura, ensamble, examinación y servicio técnico. Un sistema de esta envergadura puede dividirse de acuerdo a la forma de administrar sus funciones, para lo cual se tendrían tres niveles: nivel de planeamiento, nivel de administración y nivel de ejecución. Asimismo se puede hacer una división de acuerdo a la administración de sus procesos, en cuyo caso se identificarían tres fases: fase pre-producción, fase producción y fase post-producción. Tanto en el nivel de ejecución como en la fase de producción se necesita de la adquisición de información (Zheng 2004: 2820).

Es en el proceso de adquisición de datos que la ingeniería electrónica juega un papel importante al proporcionar sensores, dispositivos de almacenamiento de datos, circuitos de control, entre otras herramientas que facilitan este proceso. Dentro de esta gama de herramientas se encuentra el sistema de pesaje dinámico, el cual se describe en la siguiente sección.

### **1.3 CONTROL DE CALIDAD BASADO EN PESAJE DINÁMICO**

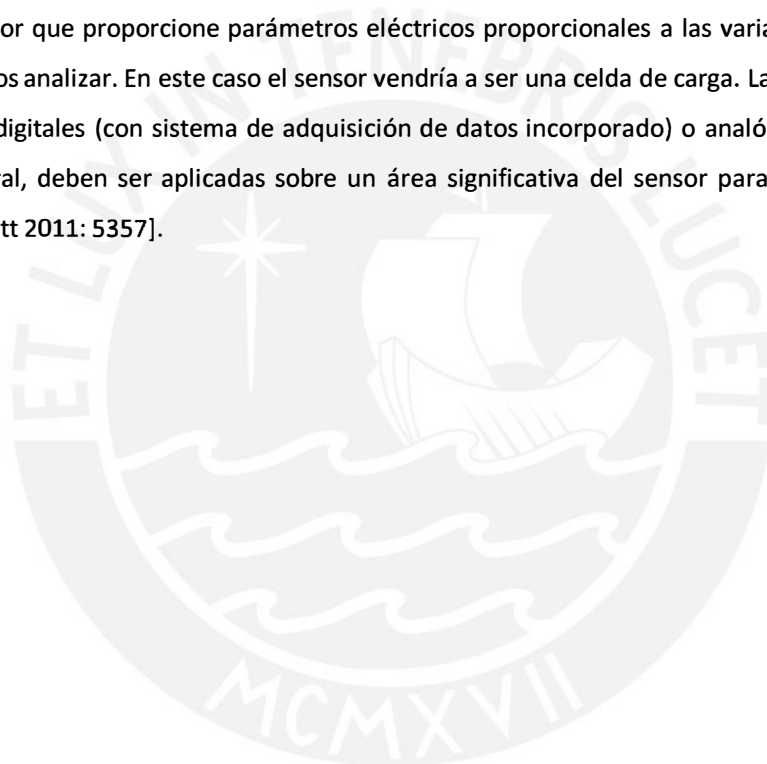
El pesaje de distintos artículos como alimentos, ingredientes de producción, fármacos o componentes químicos se ha convertido en una labor esencial en la industria moderna. Están aumentando cada vez más el tipo y número de productos que requieren ser pesados. En consecuencia es necesario contar con un pesaje preciso y eficiente. Seguir esta tendencia asegura beneficios tanto para el consumidor como para el productor. La eficiencia de la manufactura incrementa, y junto a ella también aumenta la rentabilidad para el productor; mientras que se asegura la calidad y cantidad del producto para la satisfacción del cliente (Halimic y Balachandran 1995: 786).

El control de calidad basado en pesaje es aquel que obtiene el peso del producto para comprobar que los resultados de la línea de producción son los esperados. Hace solo algunas décadas, para pesar un objeto había que ubicarlo en una balanza y colocar un contrapeso hasta equilibrar un indicador. Con la ayuda de la electrónica, el proceso de pesaje se hizo cada vez más rápido y



eficiente. Las balanzas pasaron a ser balanzas dinámicas digitales, que cuentan con la capacidad de determinar el peso de un producto aunque este esté en movimiento. La medición del peso del producto moviéndose a velocidad constante será la misma que si el producto hubiese sido pesado mientras está detenido (Rogers 1994: 24). Gracias a esto, el pesaje pasó de ser estático a ser un pesaje dinámico, el cual es más conveniente para procesos de manufactura a gran escala que requieren un desempeño rápido y continuo.

Para que la electrónica pueda ser de ayuda en un proceso como el pesaje dinámico se debe tener un transductor que proporcione parámetros eléctricos proporcionales a las variables del proceso que deseamos analizar. En este caso el sensor vendría a ser una celda de carga. Las celdas de carga pueden ser digitales (con sistema de adquisición de datos incorporado) o analógicas. Las cargas, por lo general, deben ser aplicadas sobre un área significativa del sensor para que puedan ser medidas [Platt 2011: 5357].



## **CAPÍTULO 2. TECNOLOGÍA INVOLUCRADA EN EL PESAJE DINÁMICO**

### **2.1 CELDA DE CARGA**

Una celda de carga es dispositivo que mide fuerzas y momentos aplicados a una trayectoria de carga entre superficie de contacto y una superficie de apoyo. La superficie de apoyo es la estructura donde va montada la celda de carga, mientras que la superficie de contacto es aquella donde se aplica la fuerza o momento medido. Por lo general la trayectoria de carga es instrumentada usando galgas extensiométricas. Las celdas de carga están hechas de materiales elásticos, lo cual le brinda características lineales que la convierten en un instrumento muy versátil. La relación entre las medidas de deformación tomadas y la carga aplicada será lineal mientras la superficie de contacto y la superficie de apoyo de la celda de carga permanezcan en la región de operación elástica (Platt 2011: 5358).

El principio físico de funcionamiento de una celda de carga es que todo conductor sufre una variación en su resistencia eléctrica cuando está bajo la acción de una fuerza. Gracias a esto la celda de carga es usada para diversas aplicaciones donde se requieren datos de fuerza (tensión, compresión, peso, etc). A diario se usan celdas de carga para pesar alimentos, vehículos y animales. La tenaza de un brazo robótico se equipa con celdas de carga para proporcionar información acerca de la fuerza con que se está sujetando un objeto. Las articulaciones de un robot que camina se pueden monitorear usando celdas de carga para saber qué tanto estrés están soportando durante la marcha del robot y usar esa información para equilibrarlo. En el ámbito industrial se usan tanto para monitorear la magnitud del estrés que soportan elementos mecánicos como vigas, ruedas, barras y rodillos; como también para medir el volumen de un tanque cuyas dimensiones se conocen (Muller 2010: 15).

Uno de los parámetros más importantes de la celda de carga es su mínimo intervalo de verificación. Una balanza no puede tener una resolución menor al intervalo de verificación de la celda de carga que utiliza (Scale Manufacturers Association 2010: 8).

“El material usado para construir las partes principales de una celda son barras de aluminio. Para obtener un mejor rendimiento de la barra de aluminio, esta se somete a un proceso de templeado luego haber pasado por una etapa de extrusión” (Baoxiang 2009: 552).

#### **2.1.1 Clasificación de las celdas de carga.**

De acuerdo a su forma, pueden ser clasificadas como: viga de flexión, viga de flexión de dos extremos, viga en forma de "S", viga en forma de "S" con protección contra sobrepeso, celda con botón de carga, entre otras. La forma de la celda de carga determina sus características mecánicas, las cuales van de acuerdo a los requerimientos de la aplicación para la que va destinada.

Por otro lado, de acuerdo al material de construcción, las celdas de carga pueden clasificarse como: metálicas y semiconductoras. Las celdas de carga hechas con material semiconductor son por lo general más pequeñas que las metálicas (Platt 2011: 5358).

### **2.1.2 Partes de una celda de carga**

Podemos identificar dos partes principales dentro de una celda de carga, una parte mecánica y una parte eléctrica. La parte mecánica viene a ser el elemento resorte que recibe la fuerza externa aplicada sobre la celda de carga. La parte eléctrica viene a ser una galga extensiométrica que traduce la fuerza aplicada en un cambio de resistencia eléctrica. Aparte se puede notar que las galgas extensiométricas están dispuestas en un arreglo llamado puente de Wheatstone.

#### **2.1.2.1 Galga extensiométrica:**

Es un transductor pasivo que convierte deflexión, deformación o tensión en una señal eléctrica. Desde un punto de vista físico se la puede definir como una resistencia eléctrica de precisión en la cual se conoce la relación entre su deformación mecánica y la variación del valor de resistencia eléctrica. Debido a esto las galgas extensiométricas por lo general se fabrican empleando los mismos materiales usados en la construcción de resistencias de precisión. Los materiales más usados para la construcción de galgas extensiométricas son el constantán (55% Cu y 45% Ni) y el karma (20% Cr, 2.5% Al, 2.5% Cu, bal Ni)" (Robinson 2006: 42).

Las galgas extensiométricas vienen en forma de pequeños parches de silicio o metal adheridos a superficies donde se desea medir la tensión mecánica aplicada. En general, cuando se aplica una carga a un material elástico (aluminio o acero), se general deformaciones que pueden ser medidas usando galgas extensiométricas (Platt 2011: 5358).

### 2.1.2.2 Elemento de resorte:

Es aquel que va conectado al objeto que aplica la fuerza. Cuando un objeto es sometido a estrés mecánico, este se contrae o se expande, a este fenómeno se le llama efecto Poisson. La forma del elemento de resorte se deforma y muestra un efecto Poisson tanto a lo largo de su eje X (sección longitudinal) como de su eje Y (sección transversal). Asimismo el efecto Poisson está relacionado con el material del elemento de resorte. Por lo general se usa aluminio o acero. Se debe tener cuidado de siempre operar la celda de carga dentro de la región de elasticidad determinada por el material del elemento de resorte, de lo contrario puede sufrir daños permanentes (Muller 2010: 15)

**2.1.2.3 Puente de Wheatstone:** Este arreglo está formado por de cuatro resistencias, un voltaje de excitación y un voltaje de salida. Una o más resistencias eléctricas varían su valor de acuerdo a algún fenómeno físico de interés, como la deformación mecánica. El puente de Wheatstone convierte este cambio de resistencia a un cambio de voltaje, se ilustra este arreglo en la figura 2.1. El voltaje de salida está dado por la ecuación 2.1 (Desai 2007: 47-50).

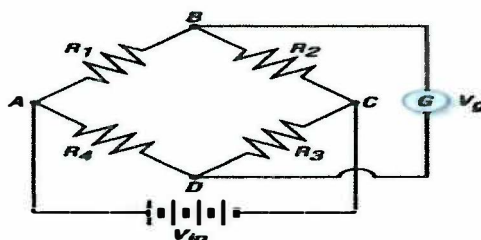


Figura 2.1. Puente de Wheatstone.

$$V_g = \frac{\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_4}{R_3}}{\left(\frac{R_1}{R_2} + 1\right) \left(\frac{R_4}{R_3} + 1\right)}$$

Ecuación 2.1. Ecuación del puente de Wheatstone.

Cuando el medidor marca una ausencia de voltaje y corriente, se dice que el puente está balanceado y se cumple la ecuación 2.2.

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3}$$

Ecuación 2.2. Condición de medición de resistencia en un puente de Wheatstone.

En una celda de carga, las galgas extensiométricas suelen colocarse formando un puente de Wheatstone. Este tipo de arreglo se usa tanto con excitación de voltaje directo y elementos puramente resistivos, como en voltaje alterno y con elementos reactivos (Austerlitz 2003: 43).

## 2.2 SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

Es aquel sistema encargado de recolectar datos de un entorno para su posterior almacenamiento, procesamiento e interpretación. Una persona puede tomar datos a una velocidad de una muestra por segundo aproximadamente, sin embargo una computadora puede llevar a cabo esta misma tarea de manera mucho más rápida y eficiente. Al usar computadoras (de escritorio o embebidas), se debe tener en cuenta que el parámetro a medir debe ser convertido a una variable eléctrica tal que pueda ser leído por las entradas del sistema de adquisición de datos (Austerlitz 2003: 1). Está formado por las siguientes etapas:

**2.2.1 Acondicionamiento de señal:** Esta etapa trabaja con las señales analógicas provenientes de los sensores. Los circuitos que conforman esta etapa deben ser capaces de controlar por lo menos uno de los tres parámetros que describen a una señal analógica: amplitud, frecuencia y fase (Masi 2008: 2). Ejemplos de acondicionamiento de señal son la amplificación de una señal pequeña, atenuación de una señal de alta magnitud o peligrosa, filtrado de señales para reducir el ruido, aislamiento de señales de alto voltaje, excitación de transductores pasivos o completar circuitos para sensores basados en puentes (Padhye 2009: 1).

Para el caso de una celda de carga, se requiere amplificar la señal proveniente del puente de Wheatstone que por lo general posee una sensibilidad alrededor de 2mV/V. Una alternativa para amplificar la señal es usar un amplificador de instrumentación con alta impedancia de entrada, alta ganancia diferencial, alto CMRR, bajo offset, baja desviación y baja corriente de polarización. Sin embargo, al poseer todas estas características se obtiene como efecto colateral una baja velocidad en cuanto al desempeño del sistema (Muller 2010:16). Por otro lado, existen conversores A/D con amplificadores de ganancia programable embebidos (PGA por sus siglas en inglés).

**2.2.2 Conversor A/D:** Estos son dispositivos que convierten cantidades analógicas en cantidades digitales, usadas para el procesamiento de la información, análisis, transmisión de datos y control de sistemas (Analog Devices 2004: pp 57).

Los parámetros más resaltantes de un conversor A/D son:

- Rango de entrada: el rango de voltajes el cual el conversor puede digitalizar. Un rango común es 0-5v.
- Resolución: es el voltaje más pequeño que el conversor es capaz de detectar.
- Convención del código: el formato usado por el conversor para representar su salida. Ej. un código binario de 8 bits.
- Errores lineales: son errores que alteran el rango sobre el cual opera el conversor. A pesar de no alterar la función de transferencia del conversor, se busca solucionarlos usando calibraciones o simples sumas y multiplicaciones con constantes. Estos son los tipos de errores más grandes y comunes en un conversor.
- Errores no lineales: son errores cuya compensación es más complicada que los errores lineales, existen dos tipos:
  - No-linealidad diferencial (DNL por sus siglas en inglés): diferencia entre el actual valor del cambio en la entrada y el valor ideal de cambio que se espera en un solo código.
  - No-linealidad integral (INL por sus siglas en inglés): desviación de la función de transferencia actual de la función de transferencia ideal.
- Errores de apertura: errores relacionados con la conversión misma. Existen dos tipos:
  - Retardo de apertura: tiempo que pasa entre la señal que indica el inicio de la conversión y el momento en que el resultado de la conversión está retenido.
  - *Jitter*: variación del tiempo entre cada muestra.
- Ruido interno: limita la resolución del conversor ya que interfiere con la señal de entrada mientras está siendo convertida. Los tipos de ruido interno del conversor A/D son:
  - Ruido térmico
  - Señales acopladas electromagnéticamente
  - Error de cuantización
- Rango dinámico: relación entre la señal más grande y la señal más pequeña que el conversor puede representar (Bishop 2008: 31-2).

**2.2.3 Procesamiento:** Esta etapa involucra un procesamiento digital de la señal o DSP por sus siglas en inglés. Este proceso puede incluir cualquier operación realizada en una secuencia de datos (señales discretas). Puede ser una operación como una AND, un filtro polinomial como un FIR, o una transformada. Existen circuitos integrados diseñados específicamente para realizar procesamiento digital de señales, sin embargo los algoritmos usados también pueden

ser implementados en un micro-controlador o un micro-procesador (Vijayarajeswaran 2012: pp215).

**2.2.4 Comunicación:** Finalmente, es importante transmitir los datos procesados a donde sean requeridos. Pueden ser llevados a un visualizador, una computadora de escritorio, un controlador industrial, una memoria, etc. Para transmitir estos datos existen distintos protocolos de comunicación industrial. Algunos ejemplos de estos protocolos son RS232, RS422 y RS485.

## 2.3 EQUIPO DE REFERENCIA

### 2.3.1 Balanza dinámica

SISCODE, la empresa que propuso este tema de tesis, posee la balanza dinámica *Check Weigher WS-N158*. Esta balanza se ilustra en la figura 2.2 y posee las siguientes características:

- Fuente de alimentación: AC110V/220V 50-60Hz
- Rango de medición: 5g – 600g
- Resolución: 0.1g
- Dimensión, 1468mm (L)\*558mm (W)\*1285±35mm (H)
- Operación e indicación en pantalla táctil
- Otros indicadores: buzzer y lámpara
- Velocidad de la correa, 31-70m/min



Figura 2.2. Balanza dinámica *Check Weigher WS-N158*

## CAPÍTULO 3. DISEÑO DE SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS PARA UNA CELDA DE CARGA ANALÓGICA

### 3.1 ESQUEMA GENERAL DEL DISEÑO

El objetivo principal del presente trabajo es diseñar un sistema de adquisición de datos para una celda de carga analógica dentro de un proceso de pesaje dinámico. El sistema irá dentro de una balanza dinámica, sobre esta circulan objetos cuyo peso será sentido y mostrado al usuario. Los requerimientos establecidos para el diseño del sistema de adquisición de datos son:

- Peso máximo del objeto a ser medido ( $W_{MAX}$ ) : 10 kg
- Peso mínimo del objeto a ser medido ( $W_{MIN}$ ) : 200 g
- División mínima de la escala de la balanza ( $div$ ) : 20 g
- La orientación del objeto no debe interferir con la medición de su peso.

El esquema general del diseño se resume en el diagrama de bloques mostrado en la figura 3.1.

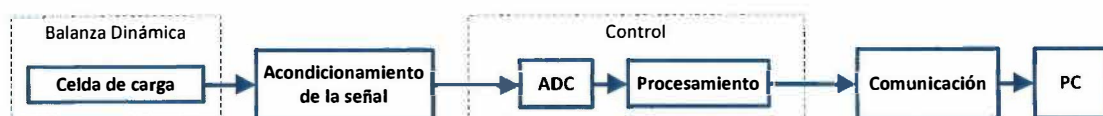


Figura 3.1. Diagrama de bloques general.

Los requerimientos fueron planteados por la empresa SISCODE, la cual propuso este tema de tesis.

### 3.2 BALANZA DINÁMICA

El objetivo de este bloque es proporcionar al sistema un medio de interacción entre los objetos a ser pesados y el sistema de adquisición de datos. El modelo de balanza dinámica para el cual está orientado este trabajo es la balanza mostrada en la figura 2.2. la cual se muestra instalada en la empresa SISCODE en la figura 3.2.





Figura 3.2. Balanza dinámica Check Weigher WS-N158, disponible en SISCODE.

La operación de la balanza dinámica consiste en actuar como un tramo de faja transportadora insertado en la línea de producción. Los objetos pasan por encima y, al terminar de pasar, la balanza proporciona el peso correspondiente. La figura 3.3 muestra la balanza dinámica en funcionamiento pesando cajas de cereales. Se puede apreciar que las cajas de cereales no están perfectamente alineadas con el tramo de faja transportadora, sin embargo el sistema funciona correctamente. Los parámetros mecánicos de la balanza involucrados en el proceso de pesaje se muestran en la figura 3.4.



Figura 3.3. Balanza dinámica en funcionamiento.

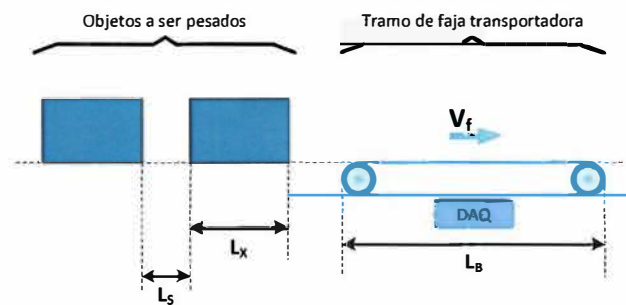


Figura 3.4. Esquema de funcionamiento de la balanza dinámica.

Donde:

- $V_f$ : Velocidad del tramo de faja transportadora.
- $L_B$ : Longitud del tramo de faja transportadora.
- $L_X$ : Longitud del objeto a ser pesado.
- $L_S$ : Separación entre un objeto y el siguiente.

Para que el peso de un objeto no interfiera con el peso del que le sigue, la separación entre objetos debe ser igual o mayor a la longitud del tramo de faja de la balanza dinámica, es decir  $L_S \geq L_B$ . De esta forma se asegura que sobre el tramo de faja transportadora no se ubique más de un solo objeto a la vez. La balanza dinámica que se usará tiene una longitud de tramo de faja transportadora ( $L_B$ ) de 80cm.

La velocidad de la faja transportadora ( $V_f$ ) está entre 0.7 m/s y 1 m/s. Se opera a una velocidad constante. La longitud del objeto a pesar debe ser menor que la longitud del tramo de faja, si esta condición no se cumple el objeto nunca estará enteramente sobre la balanza dinámica.

El pesaje será un proceso periódico ya que se mide el peso de una secuencia de objetos, y su periodo será un ciclo de pesaje. El ciclo de pesaje consta de cuatro instantes principales. La figura 3.5 ilustra un ciclo de pesaje completo y los tiempos que lo conforman. El peso del objeto se obtienen entre el momento 2 y momento 3. Durante este tramo de tiempo el objeto está completamente sobre la plataforma anclada a la celda de carga y por lo tanto su peso real está siendo sentido por esta. Entre los instantes 1 y 2 el peso captado por el sistema incrementa hasta alcanzar el peso real del objeto en el instante 2. Entre los instantes 3 y 4 el peso sentido por el sistema disminuye hasta alcanzar su nivel inicial en el instante 4.

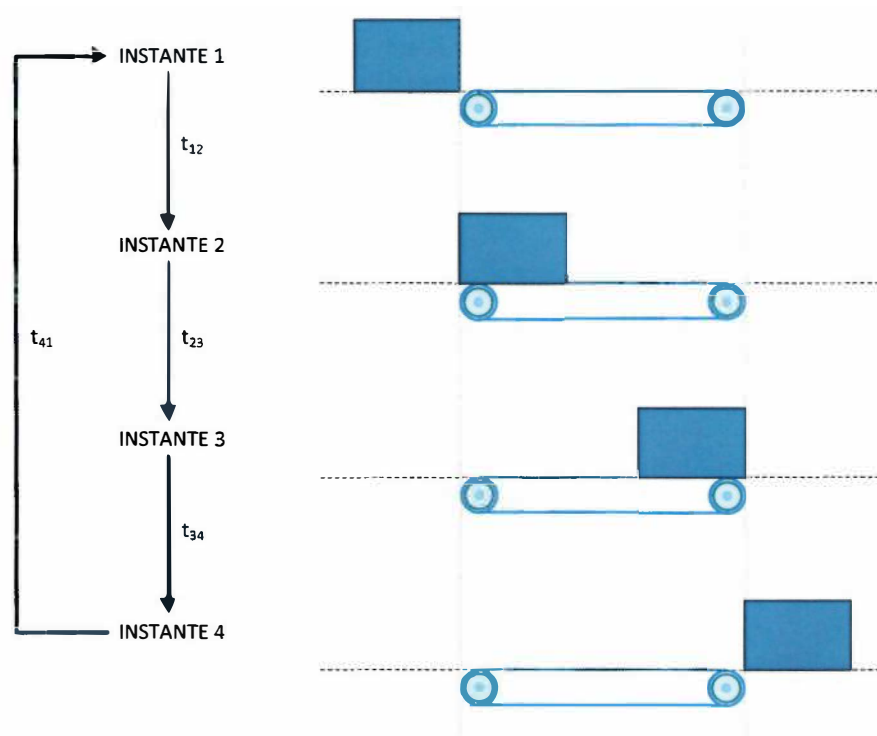


Figura 3.5. Tiempos que componen un ciclo de pesaje.

El ciclo de pesaje es el tiempo que se toma el sistema para obtener el peso de un solo objeto, la ecuación 3.1 define el ciclo de pesaje en función de los tiempos que lo componen. Los tiempos de un ciclo de pesaje se relacionan con los parámetros de la balanza dinámica de acuerdo a las ecuaciones mostradas en la tabla 3.1.

$$T_p = t_{12} + t_{23} + t_{34} + t_{41}$$

Ecuación 3.1. Tiempo de pesaje.

Tabla 3.1. Relación entre tiempos del ciclo de pesaje y parámetros de la balanza dinámica.

Instante 1 → Instante 2	$t_{12} = \frac{L_x}{V_f}$
Instante 2 → Instante 3	$t_{23} = \frac{L_B - L_x}{V_f}$
Instante 3 → Instante 4	$t_{34} = \frac{L_x}{V_f}$
Instante 4 → Instante 1	$t_{41} = \frac{L_S}{V_f}$

Fuente: elaboración propia.

De las relaciones planteadas en la tabla 3.1 se puede bosquejar la forma que tendrá la señal a la entrada de la celda de carga. La figura 3.6 muestra el bosquejo de esta señal, donde el caso más crítico sería pesar objetos de una longitud aproximada pero menor a la longitud del tramo de faja, una distancia de separación igual a la longitud de los objetos y a una velocidad de 1m/s. Bajo estas condiciones se tiene que la señal tendrá una frecuencia máxima de 0.455 Hz y entre el instante 2 y 3 se tendrán 0.1 segundos.

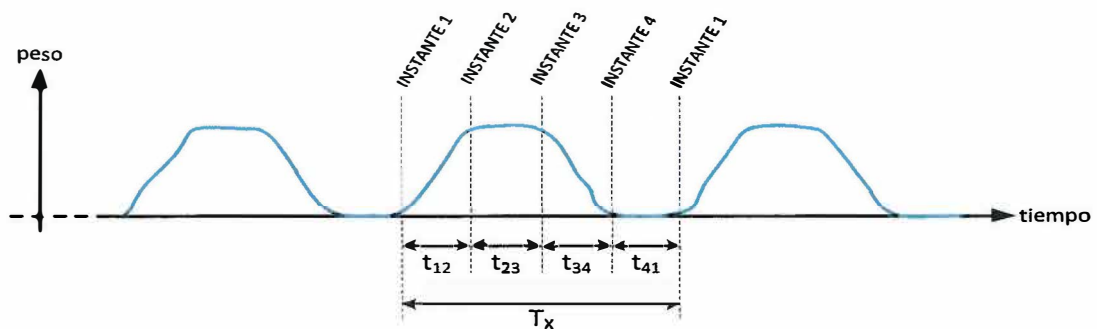


Figura 3.6. Forma de onda de la señal de entrada a la celda de carga.

Cabe resaltar que a pesar que el requerimiento de peso máximo de un objeto será 10Kg, se debe tener en cuenta que la plataforma será un peso muerto sobre el sistema y, aunque será un punto de referencia para el pesaje, debe sumarse al peso total que soportará la balanza. Se estima que el peso de la plataforma es de 5Kg. Finalmente, tomando en cuenta los parámetros analizados en esta etapa, se puede ilustrar la señal de entrada al sistema en el bloque de la balanza dinámica en la figura 3.7.

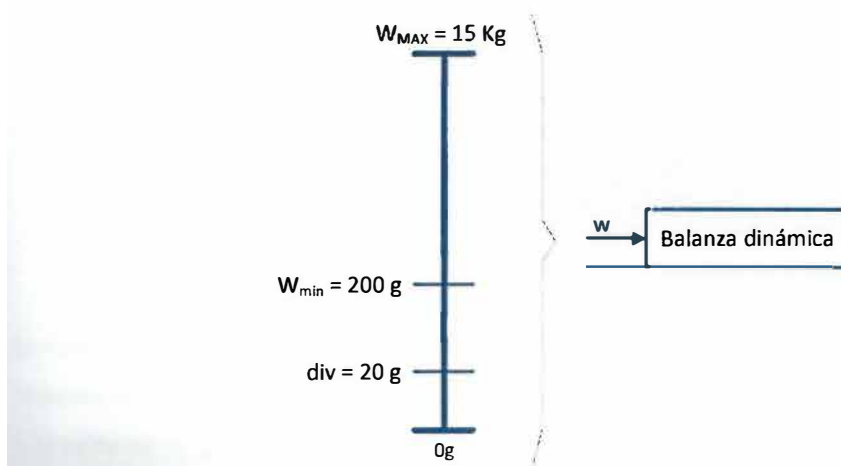


Figura 3.7. Bloque correspondiente a la balanza dinámica.

### 3.3 CELDA DE CARGA ANALÓGICA

#### REQUERIMIENTOS

El objetivo principal de esta etapa es transformar la señal de peso en una señal eléctrica proporcional. La celda de carga analógica que se usará debe ser capaz de medir el peso de un objeto ubicado en una plataforma de apoyo que estará fija sobre el cuerpo de la celda. Esta plataforma es parte de la estructura de la balanza dinámica donde se realiza el proceso de pesaje dinámico. Por lo tanto, la celda de carga debe ser del tipo *single-point*, ya que este tipo de celda permite llevar a cabo la medición del peso de un objeto sin la necesidad de que este se encuentre centrado en un solo punto del cuerpo de la celda de carga. Las celdas de carga tipo *single-point* están diseñadas para ser usadas con una plataforma que va atornillada al cuerpo de la celda, y el peso medido es correcto sin importar en qué parte de la plataforma se encuentre el objeto a medir ni su orientación sobre esta. Los límites para las dimensiones de la plataforma son datos adjuntos en las hojas de datos de las celdas de carga de este tipo (Scale Manufacturers Association 2010: 4) (Pro Weigh 2001: 9).

La figura 3.8 muestra un ejemplo de plataforma anclada a una celda de carga digital en una balanza dinámica.



Figura 3.8. Plataforma anclada a una celda de carga.

La celda de carga a usar debe ser capaz de medir 10kg ya que este es el requerimiento de peso máximo del sistema. Como se señaló previamente, se estima que el peso de la plataforma anclada a la celda de carga es de 5kg, lo cual justifica la elección de 15kg como el límite máximo de peso. Cabe resaltar que la celda de carga debe ser capaz de soportar un rango de sobrecarga de al menos 50% sin sufrir daños mecánicos, es decir, sin que la celda opere fuera de su región elástica.

El peso mínimo ( $W_{\text{MIN}}$ ) con el que trabaja la balanza dinámica determina el mínimo incremento de peso que puede mostrar el sistema, es decir, la división de la escala de la balanza ( $\text{div}$ ). Esta división debe ser mayor o igual al mínimo intervalo de verificación ( $v_{\text{min}}$ ) de la celda de carga. Para el presente trabajo se usará una división igual a la décima parte del peso del objeto más liviano, es decir 20g.

Existen certificaciones que regulan el uso que se le debe dar a la celda de carga y sus parámetros de precisión (mínimo intervalo de verificación y máximo número de divisiones). Por un lado está el NTEP, el cual es una lista de procedimientos para la evaluación de equipos de pesaje, este se basa en los requerimientos establecidos en el *Handbook 44*. Este documento es una recopilación de requerimientos que deben cumplir diversos equipos de pesaje y medición usados en la industria y actividades legales. Dentro de la información proporcionada por un certificado NTEP está la clase de precisión, la cual puede ser I, II, III, IIII y IV. Para el presente diseño nos interesará que la clase de precisión de la celda de carga sea III ya que esta indica que la celda puede ser usada para todo tipo de actividad industrial de bajo perfil (pesaje de alimentos, animales, joyería, etc.). Por otro lado está la OIML (Organización Internacional de Metrología Legal, por sus siglas en francés), la cual es una organización que publica recomendaciones para los distintos tipos de equipos de pesaje. Al igual que el NTEP, la OIML define clases de precisión para las celdas de carga, y el equivalente a la clase III del NTEP es la clase C. La NTEP fue desarrollada en Estados Unidos, mientras que la OIML fue desarrollada en una convención internacional llevada a cabo en Francia; sin embargo ambas certificaciones son las más usadas actualmente para regular el uso y clasificación de celdas de carga a nivel internacional (Rice Lake Weighing Systems 2002: 1-8).

#### ALTERNATIVAS

Tomando en cuenta todos los requerimientos expuestos, se procedió a buscar fabricantes de celdas de carga cuyos productos cumplieran con los requisitos específicos planteados. Los fabricantes que ofrecen documentación detallada de sus celdas de carga fueron los que entraron en el proceso de selección de la celda de carga. Los fabricantes elegidos fueron: Celtron, Flintec, HBM y Tedeo-Huntleigh. Las celdas de carga mostradas en la tabla 3.2 cumplen con las certificaciones NTEP III u OIML C, tienen 15kg de carga máxima y son del tipo *single-point*.

Tabla 3.2. Alternativas de celda de carga.

Fabricante	celda de carga	número máximo de divisiones de la balanza	intervalo de verificación [g]	mínimo intervalo de verificación [g]
Celtron	LOC	5000	3	1.5
Celtron	LPS	5000	3	1.875
Flintec	PC1	3000	5	1.5
HBM	PW15A	3000	5	2
Tedea-Huntleigh	240	5000	3	1.25
Tedea-Huntleigh	1010	5000	3	1.5
Tedea-Huntleigh	1022	5000	3	1.5
Tedea-Huntleigh	1030	3000	5	2.14
Tedea-Huntleigh	1040	5000	3	2.5
Tedea-Huntleigh	1042	5000	3	1.5
Tedea-Huntleigh	1130	4000	3.75	1

Fuente: elaboración propia.

#### CRITERIO DE SELECCIÓN Y DISEÑO FINAL

La celda 1130 de Tedea-Huntleigh posee un *mínimo intervalo de verificación* menor a todos, por lo cual sería capaz de ofrecer una mejor resolución para la balanza. Por esta razón la celda 1130 es elegida para el presente proyecto. La tabla 3.3 muestra las principales características de esta celda de carga analógica.

Tabla 3.3. Características principales de la celda de carga elegida.

Capacidad	15 kg
número máximo de divisiones de la escala	4000
intervalo de verificación	3.75 g
mínimo intervalo de verificación	1 g
sobrecarga aceptable	200% de la escala máxima
voltaje de excitación máximo	15 V
Sensibilidad	2 mV/V

Fuente: elaboración propia.

Ya que su sobrecarga aceptable es de 200%FS, la celda Tedeo-Huntleigh 1130 puede soportar hasta 30kg sin sufrir daños mecánicos. EL voltaje de excitación máximo no es recomendable ya que acorta el tiempo de vida de la celda de carga, así que se elegirá un valor estándar inferior de 5V. Se elige este voltaje ya que será el mismo que se use para el ADC, de esta manera se reducen los errores por variación del voltaje en las líneas de alimentación. La conexión eléctrica de la celda de carga será como lo muestra la figura 3.9.

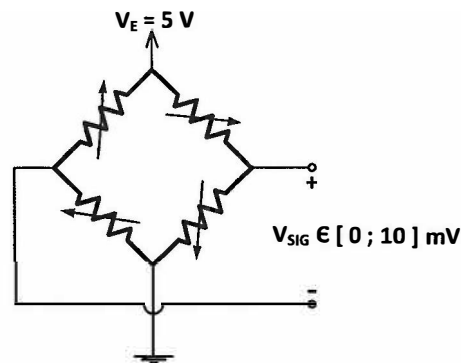


Figura 3.9. Conexiones eléctricas de la celda de carga.

Tomando en cuenta los parámetros analizados en esta etapa, el bloque y las señales correspondientes a la celda de carga dentro de la balanza dinámica se muestran en la figura 3.10.

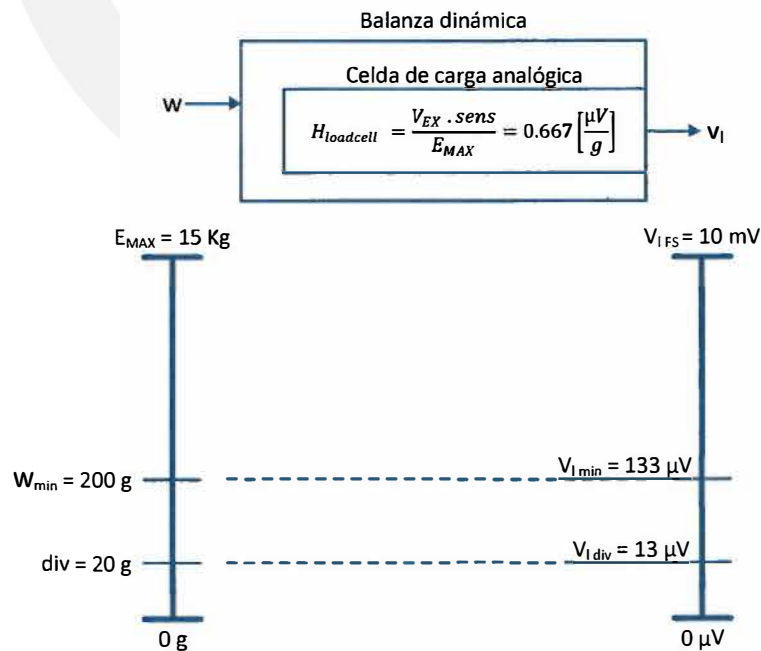


Figura 3.10. Bloque y señales correspondientes a la celda de carga dentro de la balanza dinámica.



### 3.4 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL

#### REQUERIMIENTOS

Las principales razones para implementar una etapa de amplificación dentro del sistema son: para que  $V_{IFS}$  (máximo voltaje entregado por la celda de carga) alcance  $V_{REF}$  (voltaje de referencia del ADC) y para que la complejidad computacional del sistema disminuya. A pesar de que se puede obviar la etapa de amplificación usando un ADC con una gran cantidad de bits (por ej. 24 bits), no se opta por esta opción ya que mientras más bits se usen, más complejas serán las operaciones que tenga que realizar la etapa de procesamiento (el microcontrolador). Por lo tanto una etapa de amplificación es necesaria para reducir la complejidad computacional del sistema.

La entrada a la etapa de amplificación es un diferencial de voltaje, es decir, la información del peso del objeto está en la diferencia de voltaje entre los terminales de salida de la celda de carga. Se necesita un dispositivo que sea capaz de amplificar solo la diferencia de voltaje y no las componentes DC (componentes comunes) de la señal entregada por la celda de carga. Esta forma de operar es propia de los amplificadores de instrumentación, ya que los amplificadores operacionales amplifican tanto la diferencia de potencial como las componentes DC. Usar un amplificador de instrumentación nos brinda la ventaja adicional de poseer impedancias de entrada mejor balanceadas debido a que es un solo bloque monolítico dentro de un circuito integrado (Jung 2005: 128-142). Por lo tanto, la etapa de amplificación será implementada usando un amplificador de instrumentación.

De la función de transferencia de la celda de carga mostrada en la figura 3.10 se puede determinar que el rango de voltaje a la entrada del bloque de amplificación llegará hasta 10 mV cuando la entrada sea 15 kg (peso máximo). Debido a que se usará un voltaje de referencia de 5 V para la etapa del ADC, estos 10 mV deben amplificarse hasta ese nivel. Por lo tanto se necesita que el amplificador de instrumentación proporcione una ganancia de 500 V/V y cuyo rango de voltajes de salida incluya los 5 v necesarios para el ADC.

El mínimo valor que puede tomar la señal que proviene de la celda de carga analógica es de 13  $\mu$ V, que corresponde a un peso de 20g (la división de la escala). Asimismo, luego de ser amplificado, este voltaje se convertirá en 6.667 mV. Estos dos valores son bastante reducidos, por lo cual el amplificador de instrumentación a usar debe ser del tipo rail-to-rail (tecnología MOSFET o CMOS)

(Lis 2012: 12-13). Dentro de la gran variedad de amplificadores rail-to-rail, se requiere uno cuyo headroom respecto a GND sea 0V o menor.

La alimentación del amplificador de instrumentación será del mismo nivel de la celda de carga, es decir entre 5V y GND, por lo tanto será una alimentación simple (no simétrica). El presente proyecto está orientado al área industrial, por lo tanto debe soportar temperaturas desde -40°C hasta 85°C, el cual es un rango prudente para este tipo de aplicaciones.

Como se mencionó previamente en el análisis de la señal de entrada, la frecuencia máxima de la señal es de 0.455 Hz. Este dato determina el ancho de banda que debe poseer el amplificador. La gran mayoría de amplificadores de instrumentación poseen un ancho de banda mucho mayor a 0.455 Hz, por lo cual este parámetro no representa una restricción significativa.

De la figura 3.9 se puede apreciar que la celda de carga actúa como un divisor resistivo, por lo tanto se tendrá un nivel de  $2.5V_{DC}$  a la entrada del amplificador de instrumentación. El parámetro que mide el rechazo a los voltajes DC en un inamp (amplificador de instrumentación por sus siglas en inglés) es el CMRR. Para saber qué nivel de CMRR necesitará el amplificador a usar se debe tomar en cuenta que el nivel de voltaje DC en la entrada debe ser mucho menor que el mínimo voltaje a la salida. Para este diseño se consideró que debe ser cinco veces menor para asegurar el correcto funcionamiento del sistema. El mínimo voltaje a la salida del inamp que corresponde a la división de la escala de la balanza es 6.667 mV, por lo tanto su quinta parte viene a ser 1.333 mV. La ecuación 3.2 plantea el cálculo del CMRR.

$$CMRR = 20 \log \left( \frac{G_{dif}}{G_{com}} \right) \text{ dB}$$

Ecuación 3.2. Cálculo del CMRR en un inamp.

Donde la ganancia en modo diferencial ( $G_{dif}$ ) viene a ser los 500 V/V previamente calculados. La ganancia en modo común ( $G_{com}$ ) viene a ser la atenuación que requiero para que los 2.5  $V_{DC}$  a la entrada del inamp se conviertan en 1.333 mV a la salida del mismo, es decir  $0.533 (10^{-3})$ . Por lo tanto el CMRR mínimo requerido es de 119.4 dB.

#### CONSIDERACIONES RESPECTO AL RUIDO INTERNO DEL AMPLIFICADOR

Los parámetros relacionados al ruido generado por el propio amplificador se proporcionan en su hoja de datos de dos formas: como especificaciones y como gráficas. Las especificaciones respecto

al ruido interno del amplificador son: ruido de voltaje en la entrada y densidad espectral del ruido de voltaje en la entrada. Las gráficas del ruido interno del amplificador son: densidad espectral de ruido de voltaje vs frecuencia y ruido de voltaje en la entrada vs tiempo (Baker 2006: 6-8).

Para asegurar el correcto funcionamiento del sistema, el ruido interno del amplificador no debe ser mayor que la mínima señal en su entrada. Para empezar el análisis del nivel de ruido aportado por el amplificador en su entrada, se empieza por identificar dos regiones en la gráfica de densidad espectral de ruido de voltaje vs frecuencia. La figura 3.11 muestra estas dos regiones.

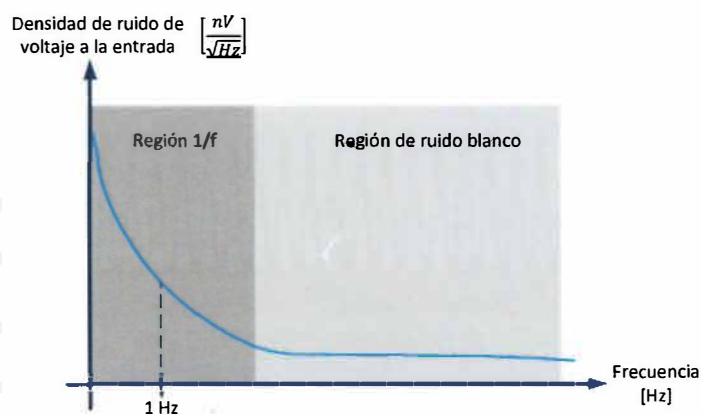


Figura 3.11. Gráfica característica de la densidad espectral de ruido en un amplificador.

La gráfica de la figura 3.11 muestra la forma característica de la densidad espectral de ruido de voltaje en un amplificador, independientemente de su fabricante o código. El ruido total rms que es introducido en la entrada del amplificador por el mismo amplificador se calcula en cada región de su gráfica de densidad espectral de ruido de voltaje. Para la región 1/f el ruido rms total en determinado ancho de banda se calcula según la ecuación 3.3; y para la región de ruido blanco el ruido rms total introducido en determinado ancho de banda se calcula con la ecuación 3.4 (Analog Devices 2009: 2).

$$V_{1/f} = C \sqrt{\ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}$$

Ecuación 3.3. Ecuación del ruido rms en la región 1/f.

$$V_{white} = e_{nd} \sqrt{BW}$$

Ecuación 3.4. Ecuación del ruido rms en la región de ruido blanco.

En la figura ## se muestra la señal generada por la balanza cuando se tienen las condiciones críticas que generan su máxima frecuencia, luego se muestra una señal periódica formada por cuarenta periodos de esta señal y finalmente su espectro en el dominio de la frecuencia.

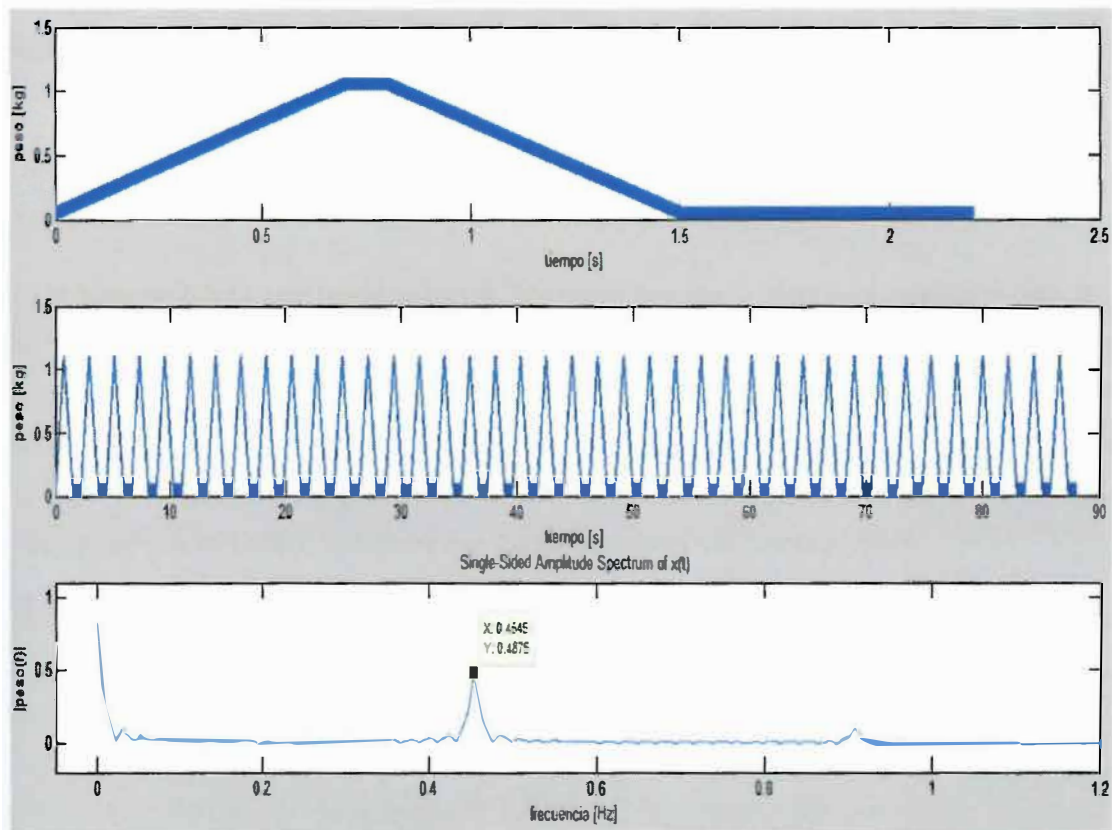


Figura 3.12. Señal generada por la balanza bajo condiciones crítica y su espectro en frecuencia.

Ya que el sistema genera a la entrada del amplificador una señal cuya máxima frecuencia será de 0.4545Hz, la señal de entrada nunca llegará a salir de la región 1/f del amplificador. Por lo tanto, la contribución de ruido en la región de ruido blanco es despreciable y solo se tomará en cuenta el aporte del ruido rms calculado en la región 1/f. El ancho de banda a usar irá desde 0.1Hz hasta 1Hz, por lo tanto para la región 1/f se tendrá que  $f_1=0.1\text{Hz}$  y  $f_2=1\text{Hz}$ . La expresión de la ecuación 3.3 quedará como se muestra en la ecuación 3.5.

$$V_{1/f} = 1.52 C$$

Ecuación 3.5. Ecuación del ruido rms en la región 1/f para el ancho de banda requerido.

Donde C es la densidad espectral de ruido de voltaje a la entrada para la frecuencia específica de 1 Hz. Este dato se usará como parámetro de selección del amplificador a ser usado. La ecuación 3.5 entrega como resultado un voltaje rms, sin embargo para saber si el ruido será mayor que la señal más pequeña a la entrada del amplificador (13.3μV, correspondiente a 20 gramos) se necesita obtener el valor pico-a-pico. Esto se logra usando la ecuación 3.6.

$$V_{\frac{1}{f}pk-pk} = \left( V_{\frac{1}{f}rms} \right) (2)(CF)$$

Ecuación 3.6. Relación entre el valor rms del ruido interno del amplificador y su valor pico-a-pico

En la ecuación 3.6, CF es el factor de cresta. Este factor describe la naturaleza estadística del ruido, su valor muestra las veces que se sobrepasará el valor rms. Para un ruido de distribución gaussiana el porcentaje de veces que se sobrepasará 3.3 veces el valor rms del ruido es del 0.1%. El valor 3.3 es un estándar usado para la conversión del ruido rms a pico-a-pico. Por lo tanto, reemplazando CF=3.3 en la ecuación 3.6, y tomando en cuenta que el valor pico-a-pico del ruido no debe sobrepasar más de 13.3μV, se obtiene que C debe ser menor que 1638 nV/√Hz.

Finalmente, el ruido térmico inherente a las resistencias, tanto internas como externas, conectadas al amplificador de instrumentación también debe analizarse. La ecuación 3.7 describe el ruido térmico.

$$V_t = \sqrt{4KTBR}$$

Ecuación 3.7. Voltaje térmico.

Donde K es la constante de Boltzmann, T es la temperatura medida en Kelvin, B es el ancho de banda de la señal y R la resistencia. Este ruido se controla mediante el ancho de banda, ya que la temperatura depende muchas veces del ambiente donde se coloca el sistema y las resistencias tienen valores fijos. Sin embargo el ancho de banda de la señal con que se trabajará es bastante pequeña y la constante de Boltzmann tiene un factor de  $10^{-23}$ , por lo tanto este ruido será despreciable para todos los valores de las resistencias involucradas.

## ALTERNATIVAS

Para elegir el amplificador de instrumentación se consideró los principales fabricantes de este tipo de dispositivos además de que cuenten con un motor de búsqueda paramétrico en su página web y documentación detallada de sus productos.

Todos los componentes mostrados en la tabla 3.4 cumplen con la mayoría de requisitos planteados previamente: su rango de ganancias incluye 500 V/V, su rango de voltajes de alimentación incluye a 5V, su rango de temperatura es adecuado para aplicaciones industriales, pueden ser trabajados con alimentación asimétrica y son del tipo rail-to-rail. Asimismo, su nivel densidad espectral de ruido en 1Hz es menor que 1638 nV/VHz. Los datos de CMRR mostrados son correspondientes a bajas frecuencias ya que la máxima frecuencia de la señal es 0.4545 Hz.

Tabla 3.4. Opciones para elegir el amplificador de instrumentación a ser usado.

Fabricante	Código	input headroom from V- (MAX)	output headroom from V- (MAX)	CMRR	C [nV/VHz] (aprox.)
Texas Instruments	INA826	0V	0.1V	120 dB	40
Texas Instruments	INA827	-0.3V	0.1V	110 dB	40
Linear Technology	LTC1789	0V	0.11V	100 dB	80
Analog Devices	AD8227	-0.1V	0.2V	105 dB	20
Analog Devices	AD8226	-0.1V	0.1V	105 dB	20
Analog Devices	AD8224	-0.1V	0.3V	94 dB	54
Analog Devices	AD8220	-0.1V	0.15V	94 dB	54
Analog Devices	AD8230	0V	0.1V	110 dB	200
Analog Devices	AD627	-0.1V	25mV	77 dB	48
Analog Devices	AMP04	0V	2.5mV	75 dB	100

Fuente: elaboración propia.

#### CRITERIO DE SELECCIÓN Y DISEÑO FINAL

De la tabla 3.5 se elige al INA826 debido a que es el único que cumple con el requerimiento de poseer un CMRR mayor a 119.4, la tabla 3.5 muestra sus especificaciones más resaltantes.

Tabla 3.5. Características principales del INA826.

fabricante	Texas Instruments
código	INA826
input headroom from V- (MAX)	0 V
output headroom from V- (MAX)	0.1V
CMRR	120 dB
rango de temperatura	-40°C a 125°C

rango de ganancias	1 a 1000
rango de alimentación	2.7V a 36V
ancho de banda	entre 6 kHz y 60 kHz
Ruido interno del amplificador	356.4 nV

Fuente: elaboración propia.

La figura 3.12 muestra el diagrama esquemático de la etapa de amplificación implementada con el INA826. La figura 3.13 muestra la máscara de pistas y componentes para el amplificador dentro de un circuito de pruebas.

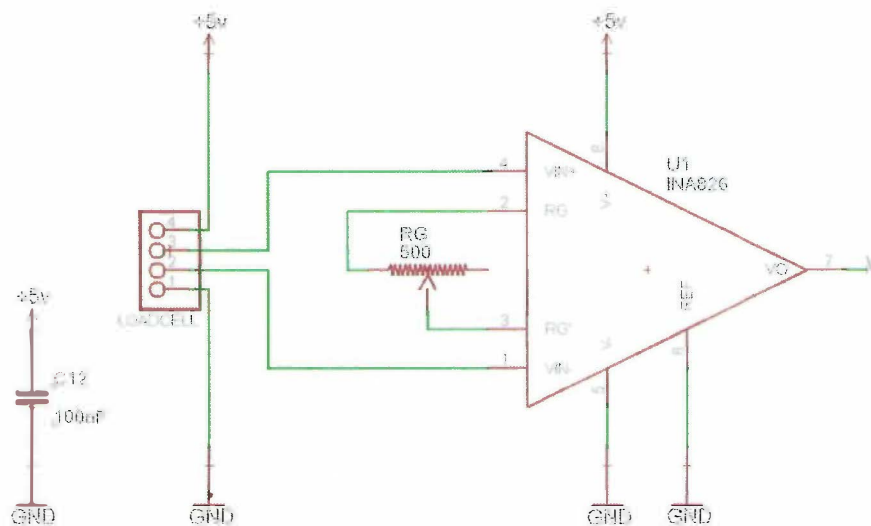


Figura 3.13. Diagrama esquemático de la etapa de amplificación.

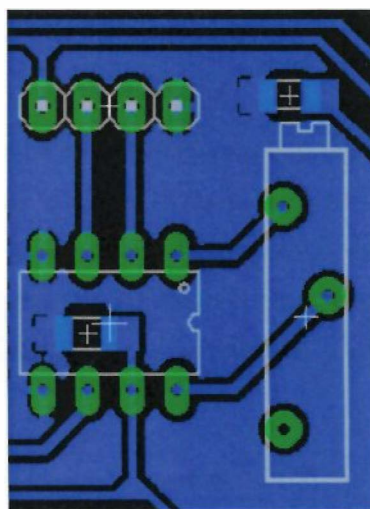


Figura 3.14. Máscara de pistas y componentes correspondiente al amplificador.

Tomando en cuenta los parámetros analizados en esta etapa, se puede plantear el bloque correspondiente a la etapa de amplificación con sus respectivas señales. La figura 3.14 muestra este bloque.

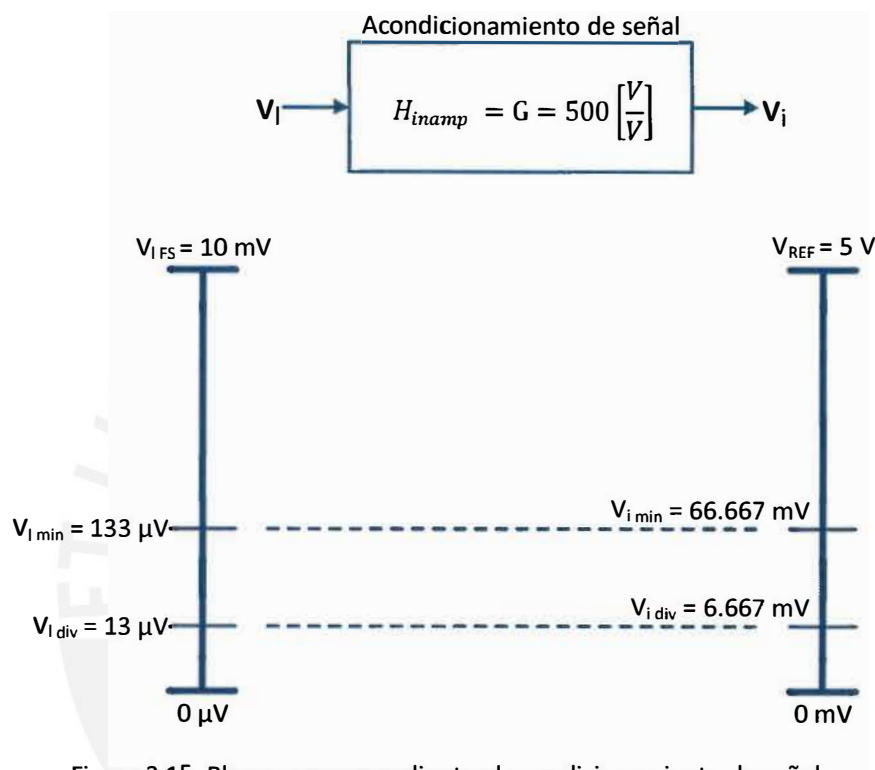


Figura 3.15. Bloque correspondiente al acondicionamiento de señal

### 3.5 ADC

#### REQUERIMIENTOS

Los objetivos principales de la etapa de conversión análoga-digital son: asegurarse de que un LSB sea igual a  $V_{i div}$  y proporcionar por lo menos 1024 muestras entre el instante 2 y 3 del proceso de pesaje. El voltaje de referencia a usar será el mismo que el de la celda de carga y la etapa de amplificación ( $V_{REF}=5V$ ). Esto significa que al producirse perturbaciones en la línea de alimentación, estas llegarán por igual a la celda de carga, el amplificador y el ADC, por lo tanto sus efectos se verán disminuidos.

La relación entre la entrada analógica y la salida digital en un ADC está dada por la ecuación 3.8.



$$\frac{v_i}{V_{REF}} = \frac{b}{2^N}$$

Ecuación 3.8. Relación entre la entrada analógica y la salida digital en un ADC

Donde para hallar el número mínimo de bits necesarios para el presente diseño se debe reemplazar  $v_i = v_{i\ div} = 6.667\text{mV}$ ,  $b = 1$  y  $V_{REF} = 5\text{V}$ . El resultado es 10 bits de resolución como mínimo, con lo cual se obtendrá un  $LSB = 4.883\text{mV}$ .

Para cumplir con el requisito de obtener por lo menos 1024 muestras en cada  $t_{23}$ , debemos multiplicar su inversa 1024 veces. Por lo tanto se tendrá que la frecuencia de muestreo del ADC debe ser por lo menos 10.24 KHz.

Una última consideración a tener en cuenta para la elección del ADC es que tenerlo embebido dentro de la etapa de procesamiento aportará ventajas al momento de diseñar el circuito impreso. Por lo tanto se usará un ADC que esté incorporado en el microcontrolador a elegir.

Finalmente, luego de analizar los parámetros de esta etapa, se puede ilustrar el bloque que corresponde al ADC y sus señales de entrada y salida en la figura 3.15.

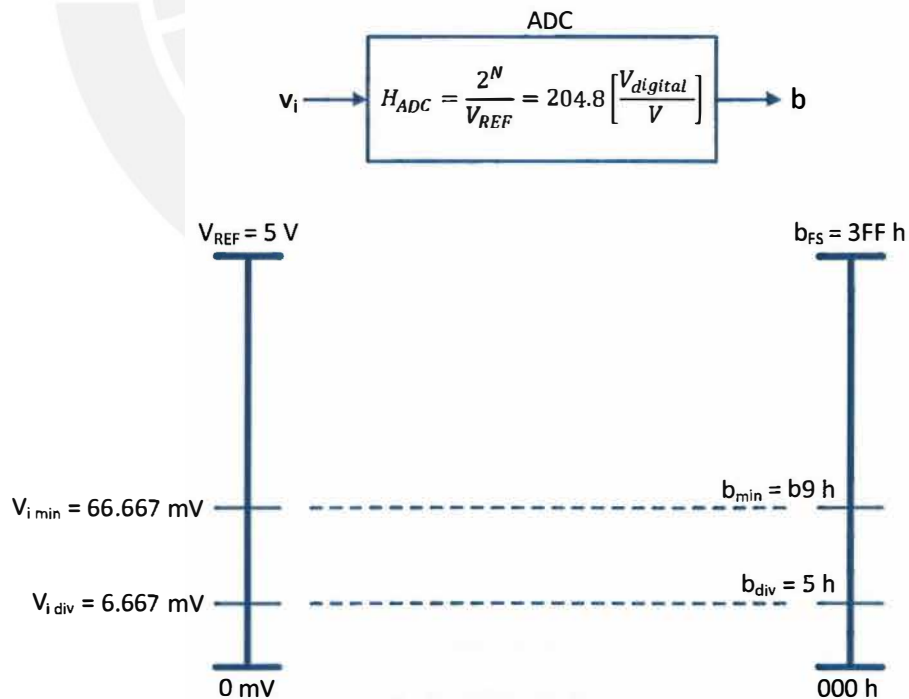


Figura 3.16. Bloque correspondiente al ADC.

### 3.6 COMUNICACIÓN

#### REQUERIMIENTOS

El sistema de adquisición de datos debe mandar información hacia una computadora, y dado que el presente diseño está orientado a un entorno industrial, se necesitará un protocolo de comunicación adecuado para ese tipo de ambientes. Los principales parámetros para evaluar un protocolo de comunicación industrial son la distancia que puede cubrir, la velocidad de transmisión de datos y la cantidad de nodos que puede haber en una red. Adicionalmente, se recomienda usar protocolos de comunicación que utilicen un modo de operación del tipo diferencial en vez de single-ended, ya que el primero es más robusto frente a interferencia electromagnética.

#### ALTERNATIVAS

Los protocolos más usados en la industria son: RS232, RS422 y RS485. Estos protocolos han tenido bastante difusión en el ámbito industrial y por lo tanto existen varios dispositivos electrónicos que los implementan. La tabla 3.6 muestra una comparación entre estos protocolos.

Tabla 3.6. Comparación entre protocolos RS232, RS422 y RS485.

parámetro	RS232	RS422	RS485
Modo de operación	Single-ended	diferencial	Diferencial
Distancia máxima cubierta por el cable	15.24 metros	1219.2 metros	1219.2 metros
Velocidad de transmisión de datos	460 kbps	10 Mbps	30 Mbps
Número de dispositivos en una red	1 transmisor y 1 receptor	1 transmisor y 10 receptores	1 transmisor y 32 receptores

Fuente: elaboración propia.

#### CRITERIO DE SELECCIÓN Y DISEÑO FINAL

Se usará el protocolo RS485 por contar con un desempeño superior a los otros dos protocolos evaluados. La figura 3.16 muestra la forma de conectar el dispositivo MAX491, el cual es un circuito integrado transmisor/receptor que implementa el protocolo RS485.

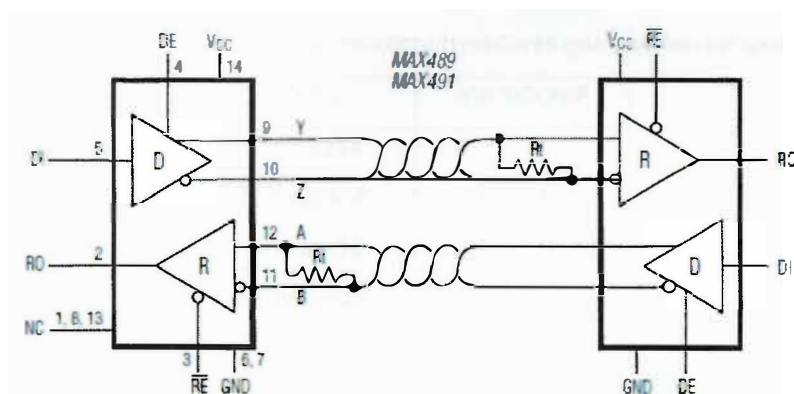


Figura 3.17. Conexión del MAX491 recomendada por el fabricante.

### 3.7 PROCESAMIENTO

#### REQUERIMIENTOS

Para elegir el micro-controlador se utilizará buscadores dinámicos en las páginas web de dos fabricantes. Estos fabricantes son Atmel y Microchip, ya que ambos tienen amplia presencia, tanto comercial y académica, a nivel local. El microcontrolador a usar debe poseer un ADC de 10 bits de resolución, un receptor/transmisor interno serial asíncrono y por lo menos dos pines de entrada/salida (para el manejo de la comunicación mediante el MAX491). Se introducen estos dos parámetros de selección en los buscadores de cada fabricante y se obtienen 427 microcontroladores de Microchip y 252 de Atmel. Todas las opciones obtenidas cumplen con esos tres requerimientos así que todas ellas servirían para el presente trabajo, sin embargo se usará otros parámetros para disminuir el sobredimensionamiento de los microcontroladores para la aplicación en cuestión. Estos parámetros secundarios de selección son:

- CPU de 8 bits
- Frecuencia máxima de operación del CPU: 20MHz
- Cantidad de canales del ADC: entre dos y ocho
- Cantidad de puertos UART: entre uno y seis
- Cantidad de pines: hasta 44

#### ALTERNATIVAS

La tabla 3.7 muestra las opciones disponibles luego de aplicar los parámetros secundarios.

Tabla 3.7. Lista de opciones de microcontroladores que pueden ser usadas.

ATMEL	MICROCHIP
ATmega16	
ATmega168	PIC16F946
ATmega32	PIC16F917
ATmega328	PIC16F916
ATmega48	PIC16F914
ATmega8	PIC16F913
ATmega88	PIC16F88
ATmega8535	PIC16F688
ATmega644	

Fuente: elaboración propia.

#### CRITERIO DE SELECCIÓN Y DISEÑO FINAL

De la lista presentada en la tabla 3.7 se elegirá al ATmega88 como microcontrolador a usar. Se optó por esta opción debido a que el autor del presente trabajo ya cuenta con experiencia en la programación de este dispositivo.

La figura 3.17 muestra el diagrama esquemático de la etapa del microcontrolador. Para el diseño de esta etapa se ha seguido las recomendaciones proporcionadas por Atmel en su documento AVR042. En dicho documento se especifica las consideraciones que se deben tener cuando se desarrolla un circuito basado en alguno de sus microcontroladores. El circuito diseñado pone a disposición del usuario todos los pines de entrada/salida del microcontrolador así como un conector para programación.

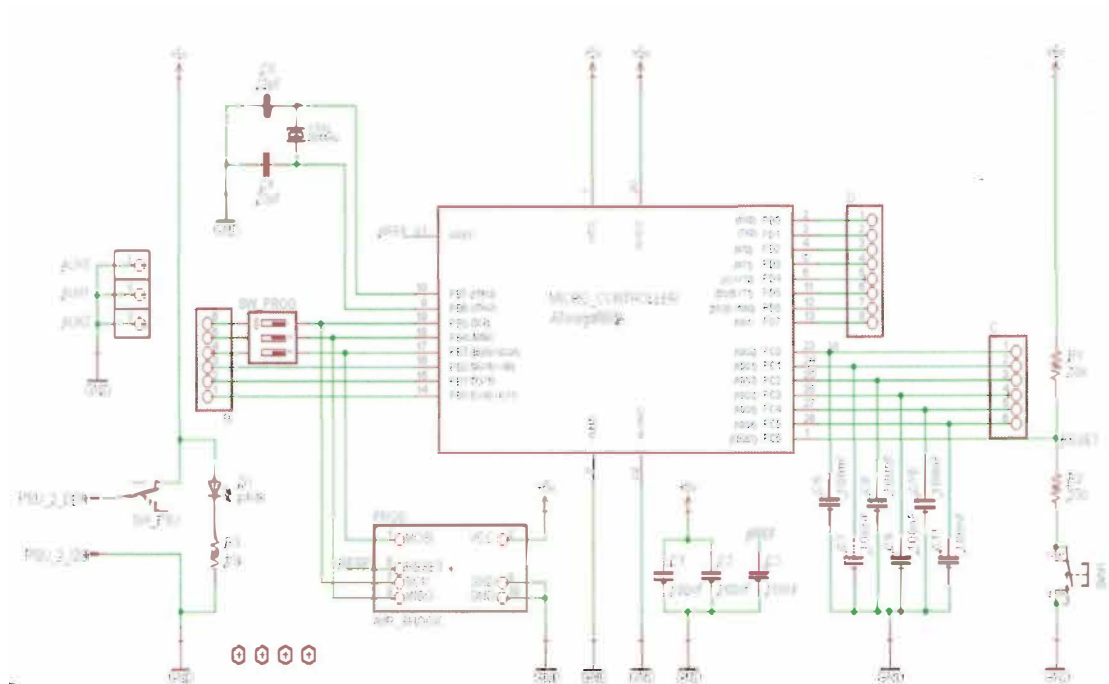


Figura 3.18. Diagrama esquemático de la etapa de procesamiento.

Se incluye un interruptor de apagado de esta etapa, un LED indicador y un botón de reset. Se colocaron capacitores de desacoplo de 100nF para evitar que las perturbaciones en la línea de alimentación alteren el funcionamiento del microcontrolador. Asimismo se colocó capacitores de 100nF en todas las entradas del ADC para limitar el ruido en la entrada del ADC. Los pines PB0 y PB1 serán usados para las entradas DE y RE del MAX491 en la etapa de comunicación. La máscara de componentes y pistas respectiva se muestra en la figura 3.18.

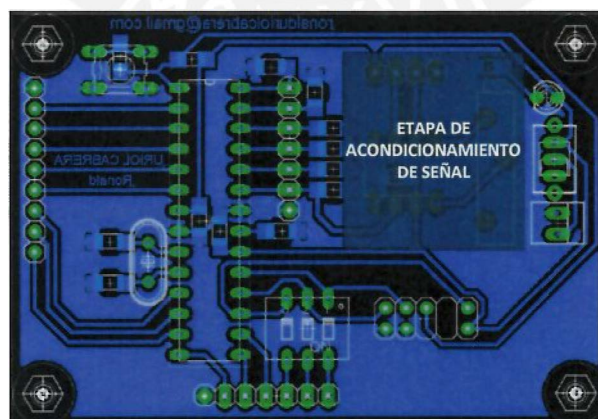


Figura 3.19. Máscara de pistas y componentes de la etapa de procesamiento.

El microcontrolador será el encargado de procesar la información contenida en las lecturas del ADC. Las muestras tomadas por el ADC son números de 10 bits proporcionales al rango de peso medido (15 Kg). Sin embargo, lo que se necesita es que el sistema brinde un número que muestre la cantidad de gramos que pesa el objeto. En síntesis, el peso que ingresó al sistema como una señal analógica será mostrado en la PC como una cantidad digital. Para esto analizamos las distintas funciones de transferencia por las que ha pasado la señal, la figura 3.19 muestra la trayectoria de la señal a través de los bloques previos al procesamiento.

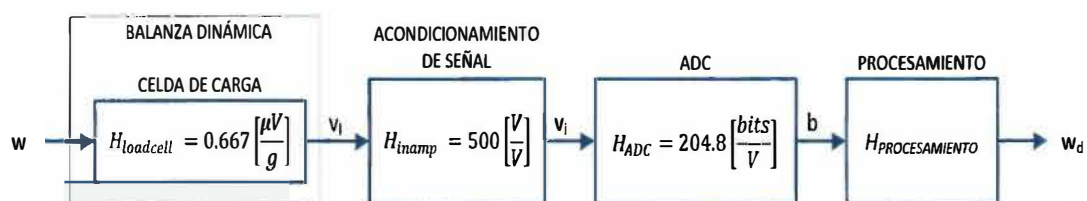


Figura 3.20. Diagrama de bloques con sus respectivas funciones de transferencia.

De acuerdo a lo mostrado en la figura 3.19, la etapa de procesamiento debe ser capaz de revertir los efectos de los bloques anteriores para que la señal vuelva a representar el peso (en gramos) del objeto. Por lo tanto la función de transferencia del microcontrolador debe ser la inversa de la multiplicación de las tres funciones de transferencia previas (celda de carga, acondicionamiento de señal y ADC). La ecuación 3.9 muestra la función de transferencia que debe implementarse en el software del microcontrolador.

$$H_{\text{procesamiento}} = \frac{1}{H_{\text{loadcell}} \cdot H_{\text{inamp}} \cdot H_{\text{ADC}}} = 14.648$$

Ecuación 3.9. Función de transferencia de la etapa de procesamiento.

Una vez analizados estos parámetros, se puede plantear el bloque de procesamiento con su respectiva función de transferencia y señales de entrada y salida; esto se muestra en la figura 3.20.

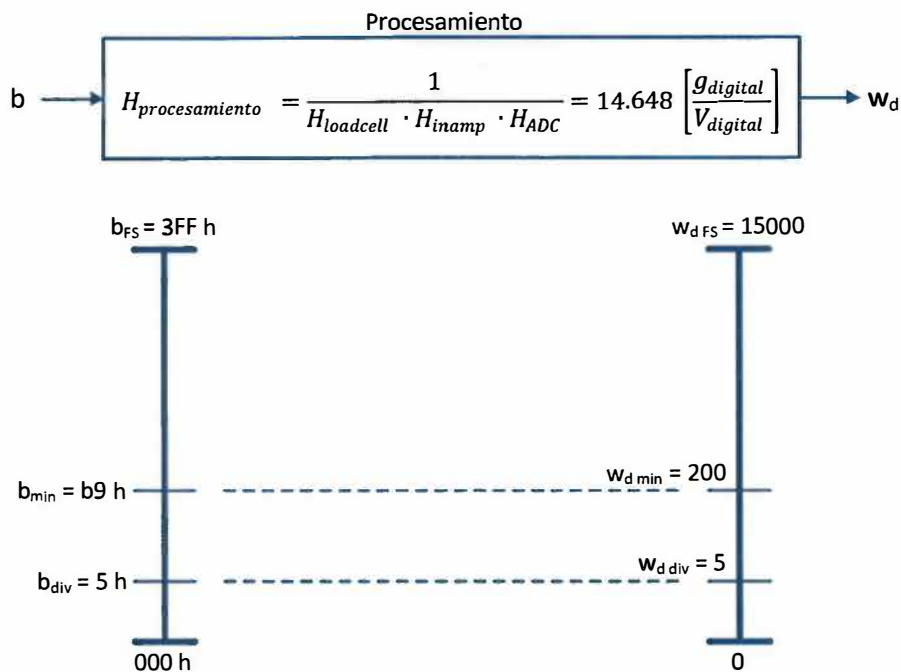


Figura 3.21. Bloque correspondiente a la etapa de procesamiento.

### 3.8 SOFTWARE DEL SISTEMA

El esquema general del software a implementar en el microcontrolador se ilustra en la figura 3.21.

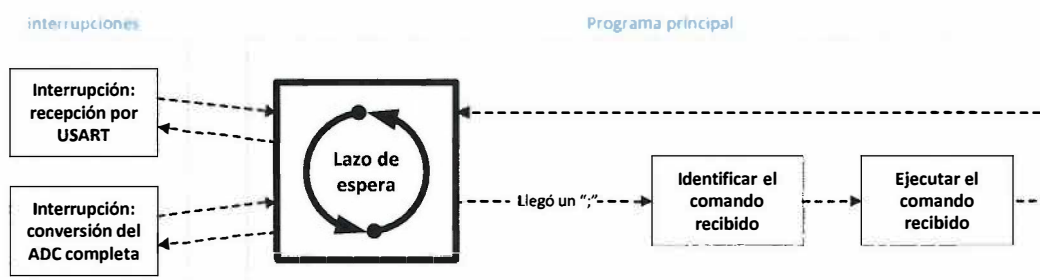


Figura 3.22. Estructura del software implementado en el microcontrolador.

Todo el software puede dividirse en dos partes principales: el programa principal y las interrupciones. El diagrama de flujo del programa principal se muestra en la figura 3.22.

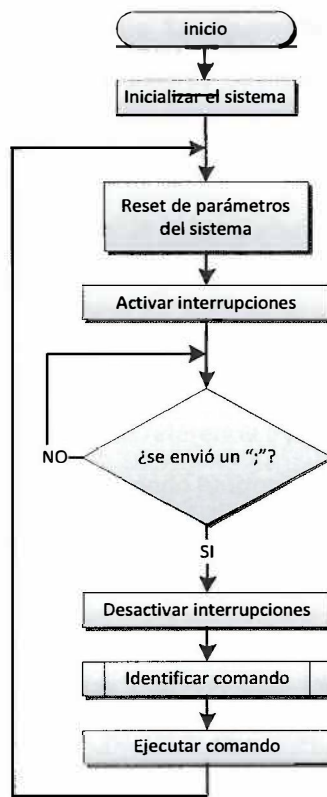


Figure 3.23. Diagrama de flujo del programa principal.

Al iniciar el programa se asigna espacios de memoria RAM, se configuran los periféricos del microcontrolador (temporizador y USART) y se definen los parámetros iniciales del sistema. Luego el programa entra en un lazo de espera del que saldrá solo si recibe el carácter “;”. Mientras se encuentra en este lazo, el sistema puede atender dos interrupciones: recepción del USART y conversión completa en el ADC. Sin embargo, al recibir un “;”, el microcontrolador deja de atender interrupciones y pasa a ejecutar el resto del programa principal. La recepción de un “;” indica que el usuario ha terminado de introducir un comando al sistema, es por esto que el resto del programa principal se encarga de identificar este comando y ejecutarlo. Al terminar la ejecución del comando correspondiente, el programa vuelve a activar sus interrupciones y a esperar a que un nuevo “;” llegue por el USART.

Los comandos están formados por una secuencia de letras seguidas de números. Algunos comandos funcionan como órdenes, otros como consultas y otros como ambas. Los comandos y sus respectivas funciones se listan a continuación:



- S: Activación/desactivación del sistema. Su argumento es un número entre 0 y 99, el cual representa la dirección asignada al sistema (identificador del sistema). Este parámetro solo funciona como orden.
- ADR: Dirección del sistema. Funciona como orden y como consulta. Cuando es una consulta, su argumento es un "?", y el sistema envía como respuesta la dirección actual del sistema. Cuando es una orden, su argumento es un número entre 1 y 99 que pasa a ser la nueva dirección del sistema.
- TAR: Tara. Este comando no posee argumentos y solo funciona como orden. Al enviar este comando el peso actual se toma como referencia o punto cero.
- TAS: Activar/desactivar tara. Este comando funciona como orden y como consulta. Cuando es usado como consulta su argumento es un "?", y el sistema devuelve un "1" si la tara está activada o un "0" si esta está desactivada. En caso sea usado como orden, su argumento será un "1" si se quiere activar la tara, o un "0" si se quiere desactivar la tara.
- AVG: Activar promedio de muestras. Este comando solo puede ser usado como orden. Su argumento es un "1" si se quiere activar el promedio de muestras, o un "0" si se quiere desactivar el mismo.

En caso los argumentos sean inválidos, o el comando no sea reconocido, el sistema envía un mensaje de error que consiste en el carácter ASCII "?". Mientras el sistema no haya sido activado por el comando "S", el sistema no responderá a ningún comando que llegue por USART ni efectuará ninguna conversión con el ADC. La figura 3.23 muestra el diagrama de flujo de la interrupción encargada de la recepción de datos vía USART. La subrutina de interrupción del ADC se muestra en la figura 3.24.

El sistema posee un conjunto de bits que son usados como banderas para indicar el estado de ciertos procesos del programa. La bandera "comando recibido" indica si la recepción de un comando ha sido completada, esta bandera es "0" cuando el comando aún no ha sido completado, y es "1" cuando el comando ya fue enviado completamente.

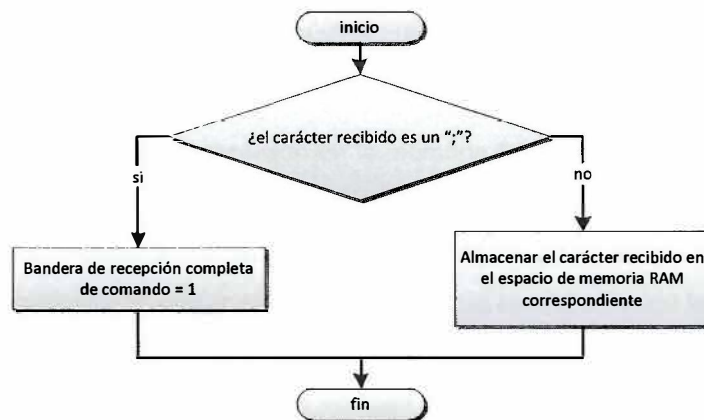


Figura 3.24. Diagrama de flujo de la subrutina de interrupción para la recepción por USART.

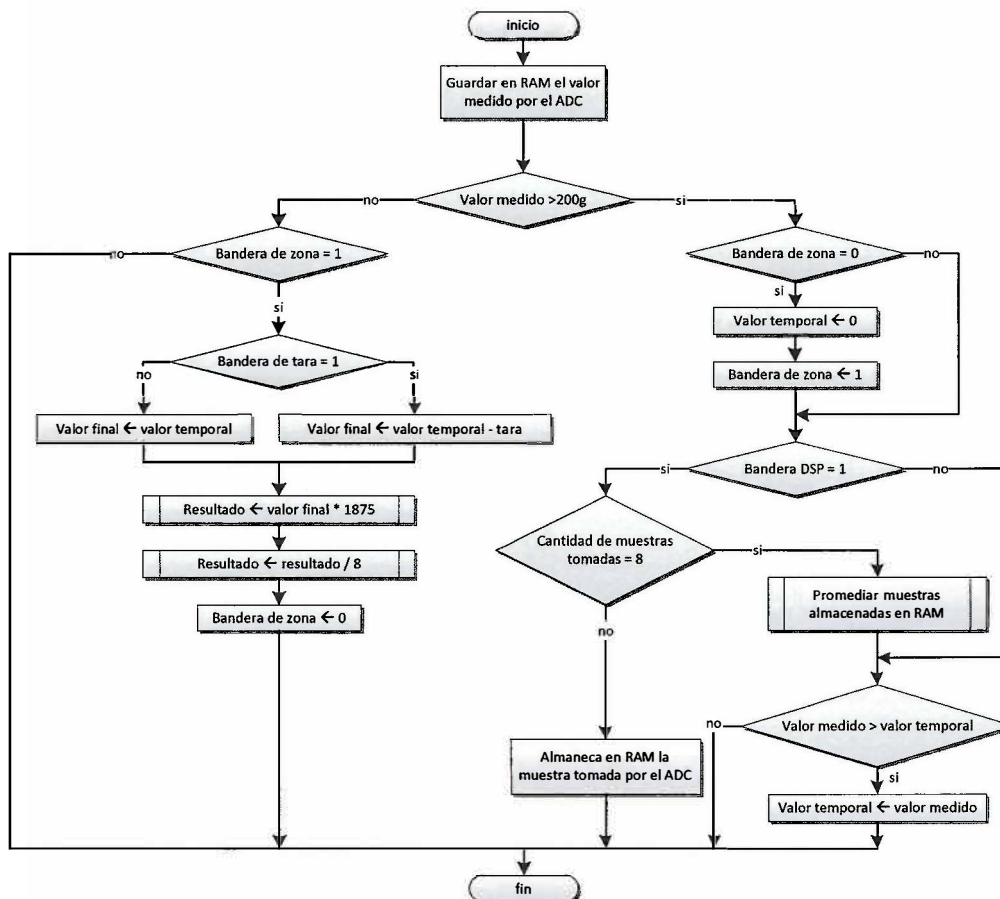


Figura 3.25. Subrutina de interrupción para el ADC.

La bandera de zona indica si es que el valor medido por el ADC se encuentra por debajo de 200g (bandera = 0) o por encima de 200g (bandera = 1). Asimismo, la bandera DSP indica si el usuario ha

elegido usar el promedio de muestras o no. Por último la bandera de tara indica si el usuario desea usar la tara como referencia para las mediciones.

El valor medido por el ADC es almacenado en la memoria RAM del microcontrolador. Luego se evalúa si es que este es mayor de 200g para empezar a procesar la información. Cuando se pasa de 200g, el sistema empieza a comparar los valores recibidos y solo se queda con el mayor de ellos. En caso la bandera DSP esté activada, los valores que compara no son las muestras sino un promedio de cada ocho muestras sucesivas. El promedio de estas muestras es un filtro digital pasabajos que suaviza la onda de entrada en caso se presenten picos o irregularidades en el muestreo. La función de transferencia del filtro digital se muestra en la ecuación 3.10.

$$H(z) = \frac{1}{8} (1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + z^{-4} + z^{-5} + z^{-6} + z^{-7})$$

Ecuación 3.10. Función de transferencia del filtro digital.

Esta función, para una frecuencia de muestreo de 10.24KHz, proporciona una frecuencia de corte (-3dB) de 570Hz que abarca la señal de interés. Se puede observar que la frecuencia de corte es la adecuada para incluir el ancho de banda de la señal de interés, por lo tanto se usará un filtro de orden 8. El diagrama de Bode para este filtro se muestra en la figura 3.25

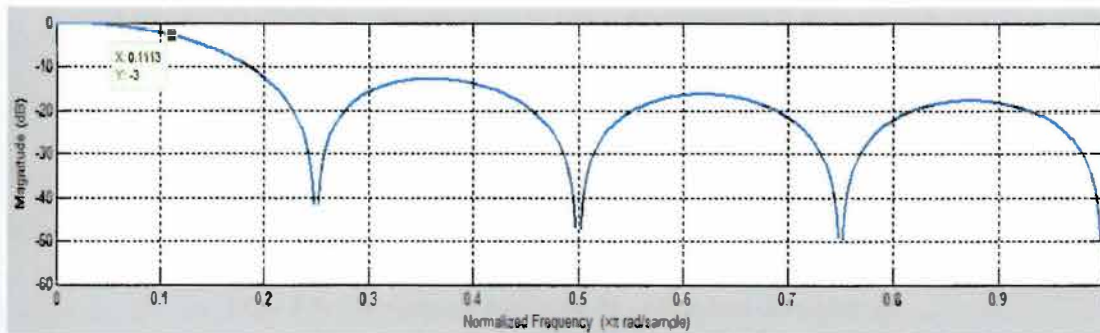


Figura 3.26. Diagrama de Bode del filtro digital.

### 3.9 PC

Para visualizar los datos de salida del sistema que llegan a la PC se usará el software SScom32, este permite enviar y recibir datos por un puerto USB. Este programa puede mostrar los datos recibidos por la PC en forma de caracteres ASCII o números de 8 bits en forma hexadecimal. Asimismo el

usuario puede elegir el formato de la trama (bits de datos, parada y verificación) y la velocidad de transmisión (bits por segundo). La figura 3.25 muestra dicho programa.

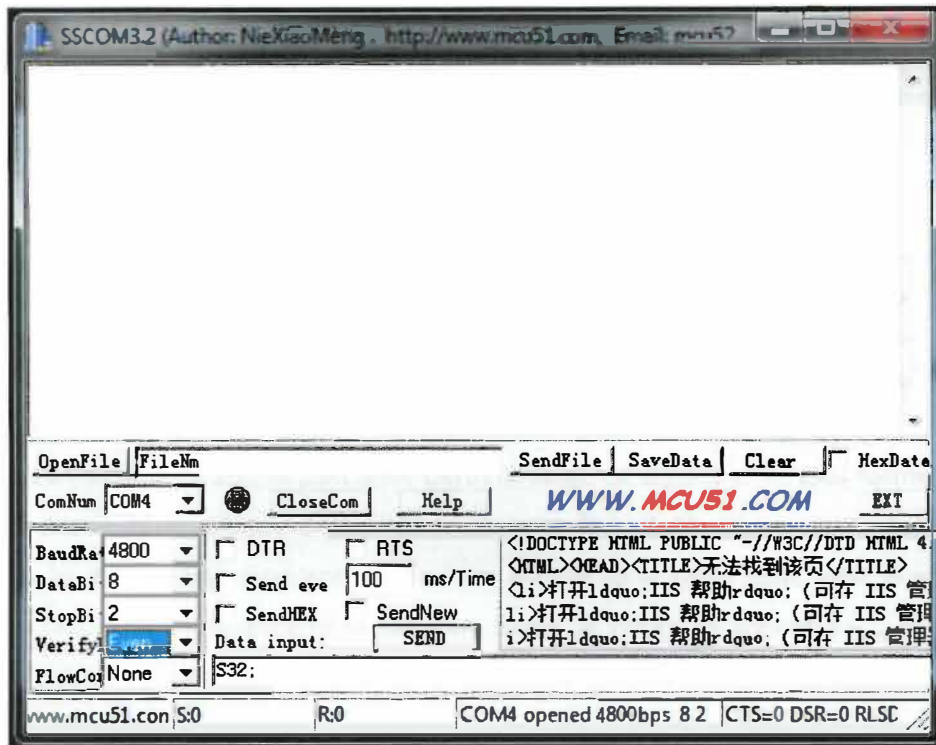


Figura 3.27. Pantalla principal del SSCom32E.

### 3.10 FUENTE DE ALIMENTACIÓN

Para el diseño de la fuente de alimentación se evaluó el consumo de corriente de cada etapa del sistema. Los consumos se muestran en la tabla 3.8.

Tabla 3.8. Consumo de corriente de cada etapa del sistema.

Etapa	Consumo
celda de carga	13.51 [mA]
acondicionamiento de señal	200 [µA]
<i>Control</i>	<i>4 [mA]</i>
comunicación	160 [mA]
Otros	10 [mA]

Fuente: elaboración propia.

Por lo tanto se requiere una fuente que sea capaz de suministrar una corriente de 187.71 mA como mínimo. Las etapas antes de la PC en el sistema se alimentan con 5V, por lo tanto este es el nivel de voltaje que debe proporcionar la fuente. En la etapa de rectificación se usará un rectificador de media onda ya que el diseño no demanda mayor complejidad. Para el diseño de esta etapa se utilizará el método gráfico de Shade, para el cual se definen los requerimientos de la fuente en la tabla 3.9.

Tabla 3.9. Requerimientos y valores elegidos para la fuente de alimentación.

	voltaje [V]	corriente [mA]	potencia [W]
requerimientos mínimos	5	20	0.1
valores elegidos	5	200	1

Fuente: elaboración propia.

Se elige una corriente de 200mA para tener cierto un rango de seguridad. En toda fuente lineal se tiene una diferencia de voltaje entre la entrada y la salida llamada  $V_{dropout}$ , un valor común de este voltaje es 2v. Este voltaje establece qué tan por encima de la salida debe estar el voltaje de entrada a la fuente. Adicionalmente se toma en cuenta un voltaje de seguridad  $V_{seg}$  que para el presente trabajo será de 1v. Por lo tanto el voltaje de entrada a la fuente está dado por la ecuación 3.10.

$$V_{C_{DC}} = V_{OUT} + V_{dropout} + V_{seg} = 8V$$

Ecuación 3.11. Voltaje de entrada a la fuente de alimentación.

El siguiente parámetro que se calcula es  $R_L$  (resistencia de carga), la cual se obtiene con el voltaje de entrada a la fuente y la corriente que suministrará. Esto se muestra en la ecuación 3.11.

$$R_L = \frac{V_{C_{DC}}}{I_L} = 40 \Omega$$

Ecuación 3.12. Resistencia de carga.

Las curvas de Shade nos proporcionan un método gráfico para calcular la capacitancia necesaria luego de la etapa de rectificación y el voltaje de salida que debe tener el transformador a usar. Haciendo uso de la figura 3.26 podemos hallar el valor de la capacitancia necesaria para la fuente.

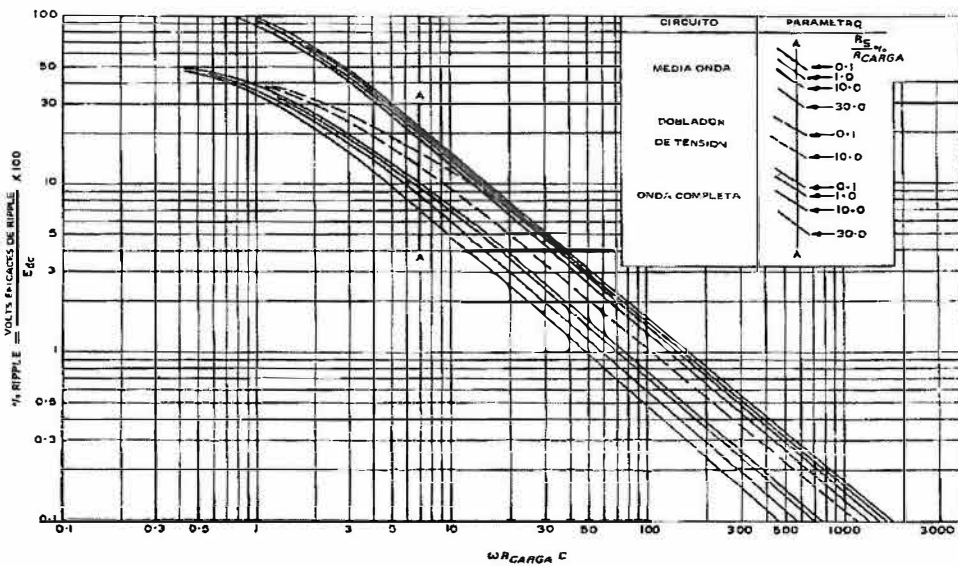


Figura 3.28. Gráfico de Shade para el cálculo de la capacitancia necesaria (Fapesa 1975: 86).

En un transformador de similares características al que se está diseñando se puede esperar tener una resistencia en el secundario de  $1\Omega$ , por lo tanto se tendría que la relación  $R_s/R_L$  sería 2.5%. Si se desea tener un rizado máximo de 0.5V el factor de rizado debe ser 2.21% de acuerdo a la figura 3.27. Con estos datos y la figura 3.27 se obtiene que la capacitancia debe ser  $4973.74 \mu\text{F}$ , el valor comercial más cercano a este valor es  $5000 \mu\text{F}$ . Una vez elegido este valor, se vuelve a calcular  $\omega C R_L$  y se obtiene 75. Con este nuevo dato y la figura 3.28 se obtiene el valor del voltaje máximo que se obtendrá del transformador.

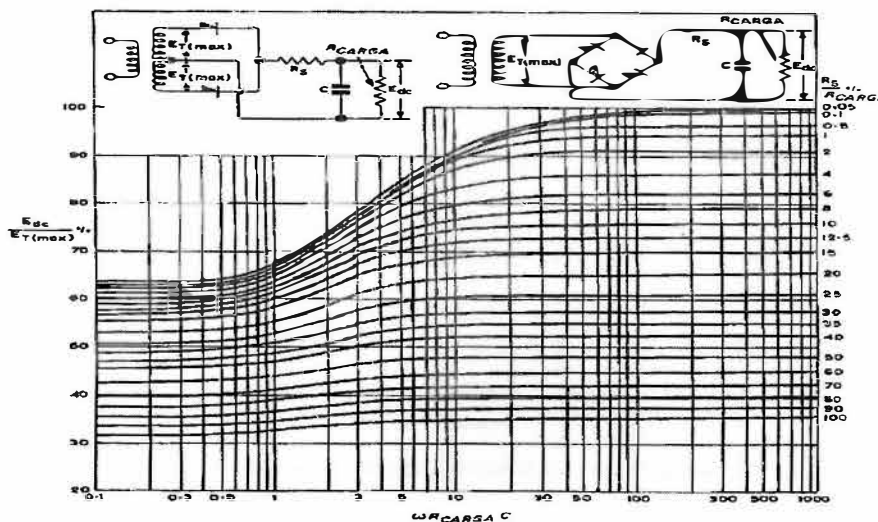
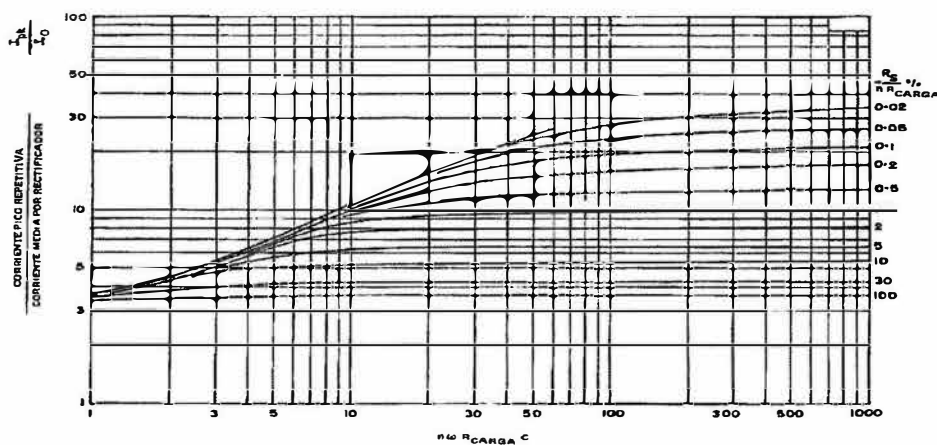


Figura 3.29. Gráfica de Shade para el cálculo de voltaje del transformador (Fapesa 1975: 84).

Se obtiene que el voltaje máximo del transformador en su bobinado secundario debe ser 15.38V, por lo tanto debe tener un valor rms de 10.88V. La corriente que circulará por los diodos rectificadores se determina usando la figura 3.28 y la figura 3.29. El valor  $n\omega CR_L$  sigue siendo 75 ya que para rectificadores de media onda  $n = 1$ . La corriente rms que circula por los diodos rectificadores sería 500mA, y la corriente pico sería 1.24A. Por lo tanto se eligen diodos de propósito general 1N4001 o 1N4004 para la etapa de rectificación dentro de la fuente de alimentación.



La figura 3.30 Gráfica de Shade para la corriente pico repetitiva (Fapesa 1975: 88).

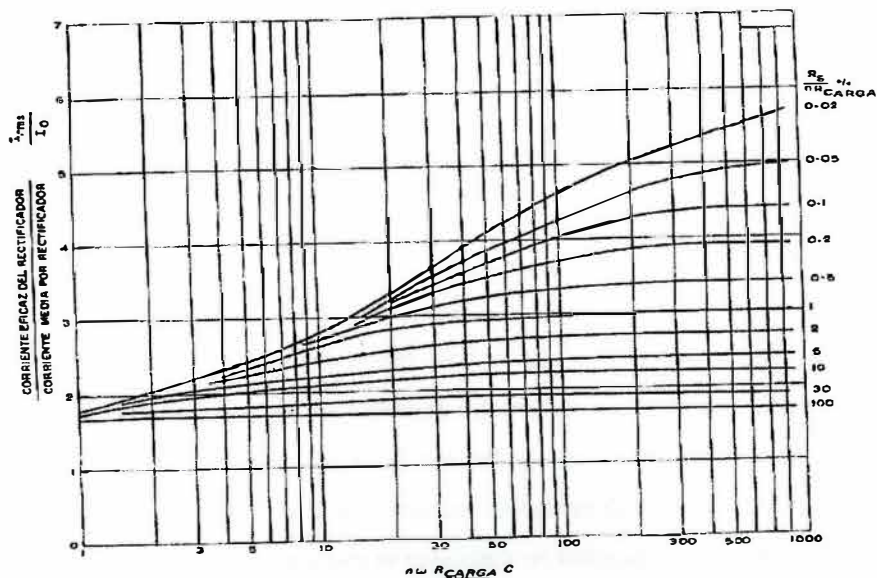


Figura 3.31. Gráfica de Shade para la corriente rms (Fapesa 1975: 87).

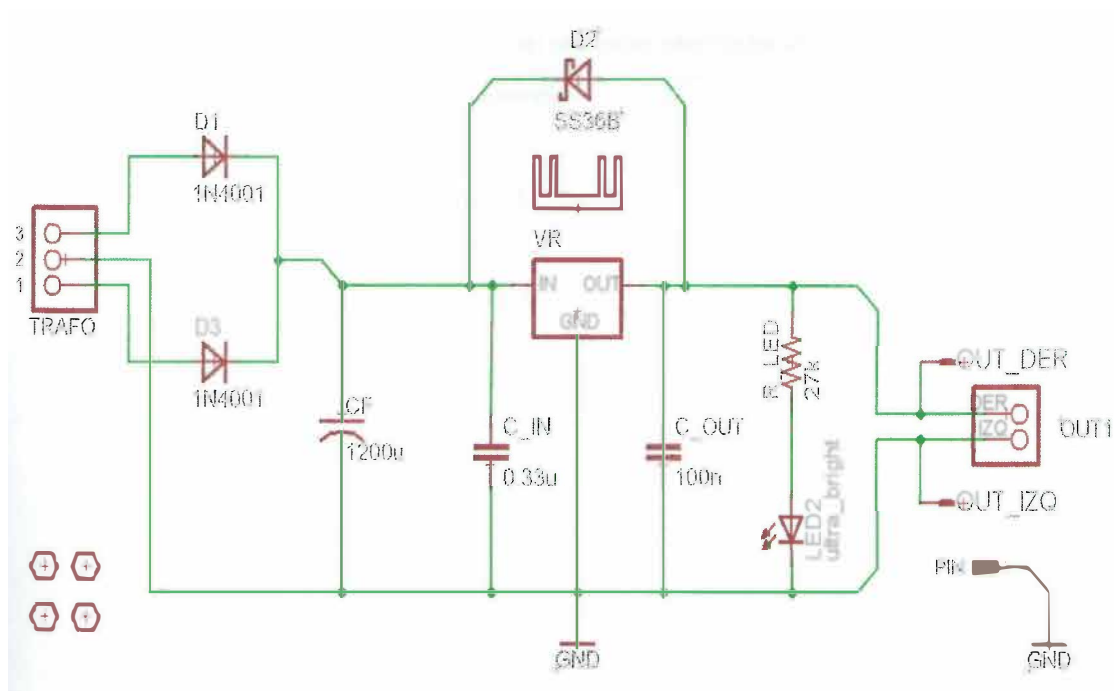


Figura 3.32. Esquemático de la fuente de alimentación.

El regulador de voltaje a usar es el 7805 ya que proporciona una corriente de hasta 1A y es de uso sencillo. Los valores de los capacitores C\_IN y C\_OUT están recomendados en la hoja de datos del regulador de voltaje. El diodo D2 permite que el capacitor C\_OUT se no descargue a través de la salida del regulador, lo cual lo dañaría internamente. Se usa un interruptor general (S2) para apagar la fuente. La entrada del transformador se conecta en la bornera TRAF0 y la salida de 5V se obtiene en los conectores OUT y OUT1. La figura 3.29 muestra la máscara de pistas y componentes de la fuente de alimentación.

### 3.11 COSTOS

Se evaluará el costo total del sistema bajo dos precios: precios en el mercado local y precios en el mercado internacional. Los precios del mercado internacional corresponden a los componentes principales del diseño en la página Digikey®. Los precios del mercado local corresponden a los precios de las tiendas de la localidad que poseen componentes similares a los elegidos en el diseño realizado en este capítulo. En ambos casos se considera un estimado de lo que costaría construir el circuito impreso correspondiente y los componentes adicionales. La tabla 3.9 muestra los costos del mercado internacional y la tabla 3.10 muestra los costos del mercado local.



Tabla 3.9. Costos del mercado internacional.

Componente	Precio [€]
celda de carga 1130	60
INA826	3.4
ATmega88	2.62
MAX491	3.28
construcción del PCB	10
Fuente de alimentación	10
Chasis	10
Otros	10
<b>Total</b>	<b>109.30</b>

Fuente: elaboración propia.

Tabla 3.10. Costos del mercado local.

Componente	Precio [S/.]
celda de carga XS-L6D	150
INA126	19
ATmega88	10
MAX491	15
construcción del PCB	20
Fuente de alimentación	15
Chasis	20
otros	10
<b>total</b>	<b>239</b>

Fuente: elaboración propia.

## CAPÍTULO 4. SIMULACIONES

Para demostrar el funcionamiento del sistema se optó por realizar pruebas en circuitos impresos y protoboard. Este tipo de pruebas mostrarán resultados más cercanos al funcionamiento del sistema en una situación real que una simulación. Se realizarán cuatro pruebas:

- Prueba de la primera etapa: se demuestra la linealidad de la celda de carga.
- Prueba de la segunda etapa: se prueba que la linealidad del sistema se mantiene después del acondicionamiento de señal.
- Prueba conjunta de la tercera y cuarta etapa: se prueba que el procesamiento entrega la información correspondiente al peso equivalente en la entrada al ADC.
- Prueba de las primeras cuatro etapas: se prueba la celda de carga, el amplificador de instrumentación, el ADC y el procesamiento.

### 4.1 MATERIALES Y MÉTODOS USADOS PARA LAS PRUEBAS

Para simular el paso de objetos sobre la balanza dinámica se usaron dos métodos:

- Presionar la plataforma de la celda de carga con la mano
- Usar una onda triangular de generador de funciones

En estos dos métodos se procuró formar una onda que se obtendría en una balanza dinámica real. Adicionalmente se usaron pesos de prueba disponibles para probar el sistema bajo situaciones estáticas.

En la primera etapa se usó una celda de carga modelo XS-L6D, cuya diferencia más resaltante con la 1130 de Tedeo-Huntleigh (elegida según el diseño propuesto en el capítulo 3) es la sensibilidad. La celda XS-L6D tiene una sensibilidad de 1.2 mV/V, mientras que la 1130 posee una sensibilidad de 2 mV/V. La figura 4.1 muestra esta celda de carga.

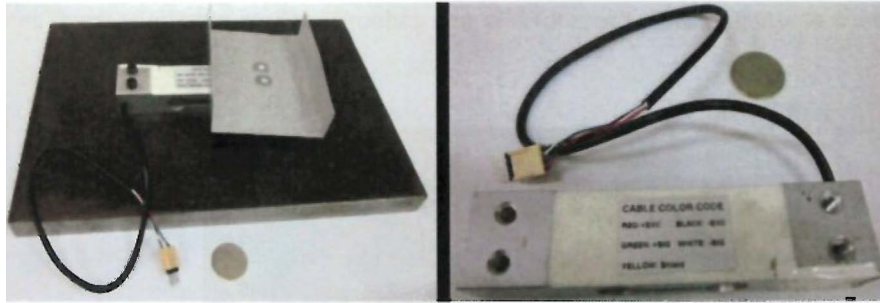


Figura 4.1. Celda de carga XS-L6D y soporte metálico.

En la segunda etapa se usó un INA126 para lograr la amplificación requerida en esta etapa. Este integrado posee la misma distribución de pines del INA826. Las principales diferencias entre el INA126 y el INA826 se resumen en la tabla 4.1. Se usó este integrado en un protoboard como se muestra en la figura 4.2. Se alimentó al amplificador con voltajes simétricos de 6v para eliminar los inconvenientes causados por el hecho de no ser rail-to-rail.

Tabla 4.1. Diferencias entre el INA826 y el INA126.

Parámetro	INA826	INA126
Forma de alimentación	Asimétrica	Simétrica
CMRR	120 dB	83 dB
Ancho de banda cuando G=100	60 KHz	9 KHz
Rail-to-Rail	Si	No

Fuente: elaboración propia.

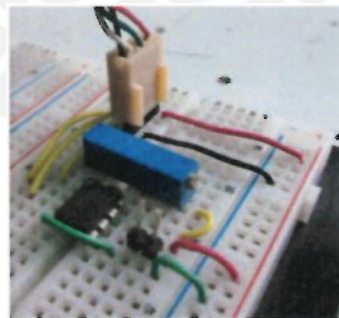


Figura 4.2. INA126 en un protoboard.

Para la tercera etapa se usó el ADC interno del ATmega88, el cual funciona a una frecuencia de muestreo 125 KHz y posee diez bits de resolución (cumple con los requerimientos del diseño). Para la tercera y cuarta etapa se usó un circuito impreso en baquelita que cuenta con todos los

componentes necesarios para realizar pruebas con el ATmega88. Este circuito se muestra en la figura 4.3.



Figura 4.3. Circuito usado para probar la tercera y cuarta etapa.

Para probar el envío y recepción de datos se usó una laptop con el programa Scom32 ejecutándose en ella. En uno de sus puertos USB se conectó un módulo de comunicación USB/TTL basado en el integrado CP2120, este se muestra en la figura 4.4.



Figura 4.4. Módulo de comunicación USB/TTL.

#### 4.2 PRUEBA DE LA PRIMERA ETAPA

Para probar que la celda de carga entregue un voltaje linealmente proporcional al peso sobre ella se usaron pesos de prueba que se iban colocando progresivamente. El peso de las pesas de prueba se obtuvo con una balanza de referencia cuyas características son:

- Marca: Camry / Modelo: EK8012
- Peso máximo: 5Kg
- División de la escala: 2g
- Incertidumbre: 1g

Las pruebas se realizaron como se ilustra en la figura 4.5. Los resultados se muestran en la tabla 4.2 y se grafican en la figura 4.6. En la tabla 4.2 se muestra el error porcentual que es la diferencia entre el valor ideal y el valor medido, respecto al valor ideal.

Tabla 4.2. Resultados de las pruebas de la primera etapa.

peso [g]	$V_{i \text{ ideal}}[\text{mV}]$	$V_{i \text{ medido}}[\text{mV}]$	error [mv]	error [%]
1000	0.6	0.6	0.0000	0.0%
2000	1.2	1.2	0.0000	0.0%
3000	1.8	1.8	0.0000	0.0%
4000	2.4	2.5	0.1000	4.2%
5000	3.0	3.1	0.1000	3.3%
6000	3.6	3.7	0.1000	2.8%
7000	4.2	4.3	0.1000	2.4%
8000	4.8	4.9	0.1000	2.1%
9000	5.4	5.5	0.1000	1.9%
10000	6.0	6.1	0.1000	1.7%

Fuente: elaboración propia.



Figura 4.5. Pruebas de linealidad de la celda de carga

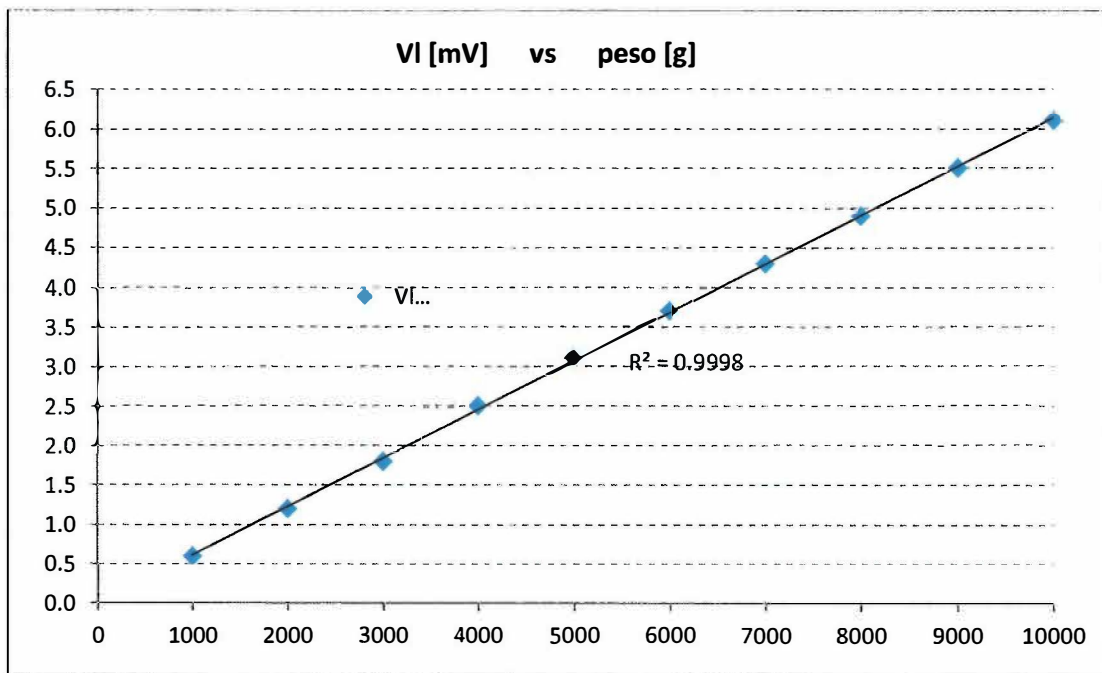


Figura 4.6. Resultados de prueba de linealidad de la celda de carga.

Se puede apreciar que la celda de carga si posee un comportamiento lineal debido a que el coeficiente de determinación correspondiente a la línea de tendencia y las muestras tomadas se aproxima a uno ( $R^2=0.9998$ ). de la tabla 4.2 podemos observar que el error porcentual disminuye conforme el peso aumenta.

#### 4.3 PRUEBA DE LA SEGUNDA ETAPA

La linealidad de la señal entregada por la celda de carga debe mantenerse luego de pasar por la etapa de acondicionamiento de señal, es decir la amplificación. Para esto se realizó una prueba similar a la anterior, pero se adicionó la etapa de amplificación implementada con un INA126 en un protoboard (ver figura 3.12). Los resultados de la prueba se muestran en la tabla 4.3 y se grafican en la figura 4.7.

Tabla 4.3. Resultados de las pruebas de la segunda etapa.

peso [g]	$V_{I\text{ ideal}}$ [mV]	$V_{I\text{ medido}}$ [V]	error [mv]	error [%]
1000	499.8	0.640	140.2000	28.1%
2000	999.6	1.106	106.4000	10.6%
3000	1499.4	1.617	117.6000	7.8%

4000	1999.2	2.119	119.8000	6.0%
5000	2499.0	2.619	120.0000	4.8%
6000	2998.8	3.110	111.2000	3.7%
7000	3498.6	3.619	120.4000	3.4%
8000	3998.4	4.120	121.6000	3.0%
9000	4498.2	4.282	216.2000	4.8%
10000	4998.0	4.282	716.0000	14.3%

Fuente: elaboración propia.

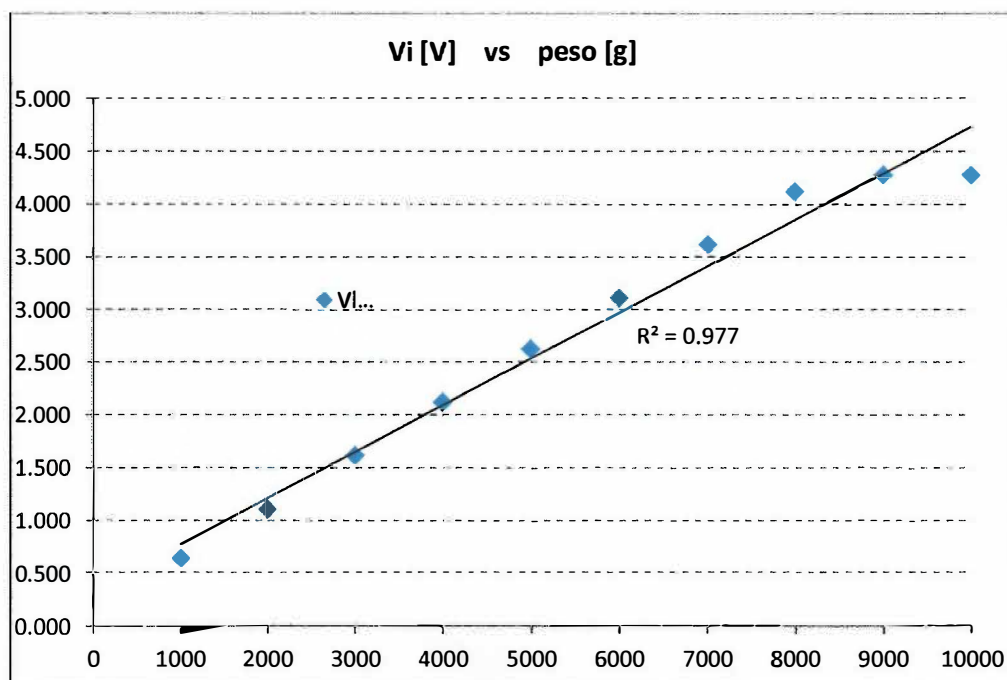


Figura 4.7. Resultados de las pruebas de la segunda etapa.

Se puede ver que la linealidad se mantiene ya que el coeficiente de determinación continúa siendo muy cercano a uno ( $R=0.977$ ). De la tabla 4.3 se puede apreciar que los errores son mayores en los extremos del rango de pesaje, es decir, cerca de 0kg y a 10kg. Esto se debe a que el amplificador de instrumentación usado para las pruebas tiene un headroom de 0.8V desde  $\bar{V}$  y 0.75V desde  $\bar{V}^*$ . El efecto del headroom es más apreciable en los dos puntos superiores de la gráfica, donde la señal entregada por el amplificador de instrumentación ya no puede seguir a la señal proveniente de la celda de carga.

#### 4.4 PRUEBAS DE LA TERCERA Y CUARTA ETAPA

La señal de entrada fue una onda triangular obtenida de un generador de funciones modelo AFG2021 de la marca Tektronix. El objetivo de estas pruebas es comprobar la uniformidad del resultado del sistema ante una misma señal de entrada, esto simula el paso de objetos similares sobre la balanza dinámica. Para esto se introduce una señal triangular a distintas amplitudes: 0.5V, 1V, 1.5V, 2V, 2.5V, 3V, 3.5V, 4V, 4.5V y 5V. La frecuencia de la señal será 0.455Hz ya que es la máxima que puede tomar la señal en la balanza dinámica. Para cada amplitud a probar se evaluaron cien muestras, es decir cien periodos de la onda. Luego se procedió a evaluar el error que existe entre los resultados obtenidos y los resultados esperados para cada amplitud de la señal triangular usada. La figura 4.8 muestra un esquema de cómo fue llevada a cabo esta prueba. La figura 4.9 muestra aun ejemplo de la onda triangular usada. Los resultados de las pruebas se muestran en la tabla 4.4.

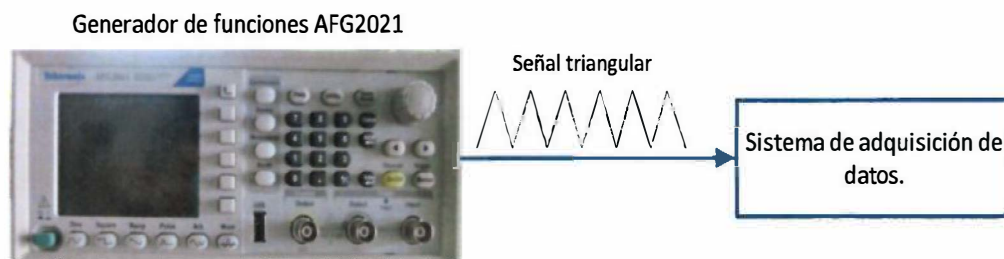


Figura 4.8. Esquema de la prueba de la tercera y cuarta etapa usando un generador de funciones.

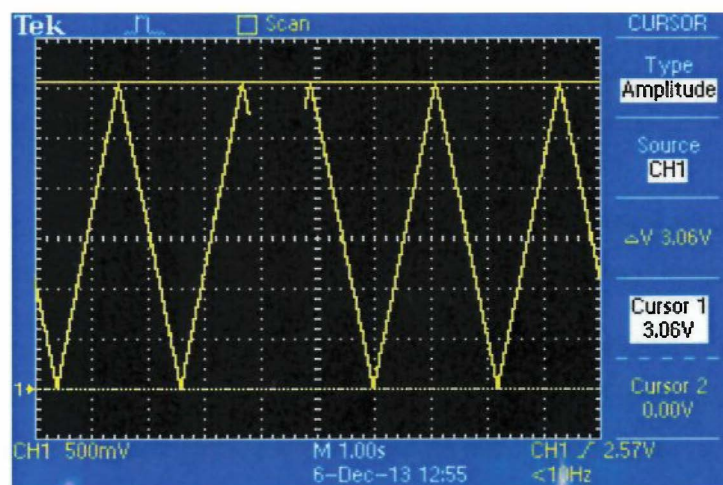


Figura 4.9. Onda triangular obtenida del generador de funciones AFG2021.



Tabla 4.4. Resultados de las pruebas en la tercera y cuarta etapa con una onda triangular.

<b>Vi</b>	<b>Peso esperado [g]</b>	<b>Peso obtenido [g]</b>	<b>Error [g]</b>	<b>Error [%]</b>
0.5	1000	996	4	0.4 %
		1005	5	0.5 %
1.0	2001	2011	10	0.5 %
1.5	3001	3017	16	0.5 %
		3027	26	0.9 %
2.0	4002	4033	31	0.8 %
		4023	21	0.5 %
2.5	5002	5039	37	0.7 %
		5029	27	0.5 %
		5048	46	0.9 %
3.0	6002	6035	33	0.5 %
		6044	42	0.7 %
3.5	7003	7060	57	0.8 %
		7070	67	1.0 %
4.0	8003	8076	73	0.9 %
		8085	82	1.0 %
4.5	9004	9082	78	0.9 %
		9091	83	1.0 %
5.0	10004	9990	14	0.1 %

Fuente: elaboración propia.

El error para cada amplitud evaluada no sobrepasa el 1%, lo cual significa que se tiene menos de 90g de error en cada medición cuando solo se usa la tercera y cuarta etapa conjuntamente.

Adicionalmente se puede probar qué tan rápido puede responder el sistema ante una señal de entrada. Para esto se introdujo una señal triangular de amplitud 2.5V al sistema y se aumentó progresivamente su frecuencia hasta que el sistema no logró proporcionar resultados correctos. Con una señal triangular a 200Hz se obtuvo un error máximo de 3%, y el sistema empezó a fallar significativamente a 400Hz.

#### 4.5 PRUEBAS DE LAS PRIMERAS CUATRO ETAPAS JUNTAS

En estas pruebas se unieron las primeras cuatro etapas: celda de carga, amplificador de instrumentación, ADC y microcontrolador. Se utilizaron dos tipos de señales de entrada. La primera fueron pesos de prueba y la segunda fue una señal generada al presionar manualmente la plataforma de la celda de carga para formar una onda similar a la que se tendría en la balanza dinámica.

##### ENSAYOS CON PESOS DE PRUEBA

Esta prueba sirve para verificar la confiabilidad del sistema bajo una situación estática. Los resultados se muestran en la tabla 4.5 y se ilustran en la figura 4.10.

Tabla 4.5. Resultados de las pruebas con las primeras cuatro etapas y pesos de prueba.

peso [g]	peso <sub>real</sub> [g]	peso <sub>digital</sub> [g]	error [g]	error [%]
1000	1281	1591	310	20%
2000	2213	2392	179	7%
3000	3235	3398	163	5%
4000	4240	4364	124	3%
5000	5240	5417	177	3%
6000	6222	6407	185	3%
7000	7241	7428	187	3%
8000	8243	8429	186	2%
9000	8567	8743	176	2%
10000	8567	8743	176	2%

Fuente: elaboración propia.

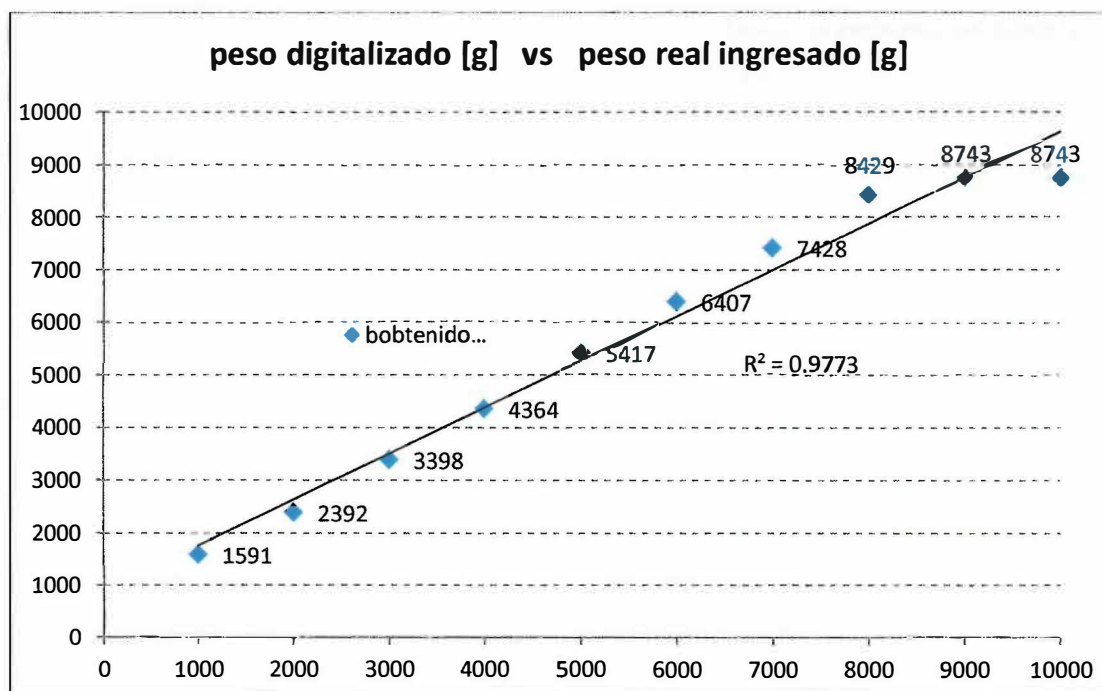


Figura 4.10. Resultados de las pruebas con las primeras cuatro etapas y pesos de prueba.

Se observa en la tabla 4.5 que el error en 1000g es significativamente mayor que en los demás casos, esto corresponde a los 0.8V de headroom que posee el amplificador de instrumentación usado. Asimismo se observa que para 9kg y 10kg se obtiene el mismo resultado, lo cual corresponde al headroom desde  $V^+$  del amplificador. En la figura 4.10 se observa que la linealidad del sistema se mantiene ( $R=0.9773$ ).

#### PRUEBAS PRESIONANDO LA PLATAFORMA DE LA CELDA DE CARGA

Se realizaron ensayos en dos modalidades: con promedio de muestras y sin promedio de muestras. Para cada modalidad se llevaron a cabo cien ensayos procurando imitar la forma de onda que podría presentarse en la balanza dinámica. Para cada peso colocado sobre la celda de carga el sistema debe entregar un valor de peso digitalizado expresado en gramos. Sin embargo, existe una diferencia entre el valor que se espera obtener y el valor que se obtiene. Para las cien muestras tomadas se calcula el error y luego se halla el mínimo, máximo y la mediana de estos cien ensayos. Los resultados de estas pruebas se muestran en las tablas 4.6 y 4.7 y las figuras 4.11 y 4.12.

Tabla 4.6. Resultados de las pruebas con las primeras cuatro etapas y presión manual sobre la celda de carga. Sin promedio de muestras.

	error [g]	error [%]
mínimo	0	0%
máximo	178	6%
mediana	52	1%

Fuente: elaboración propia.

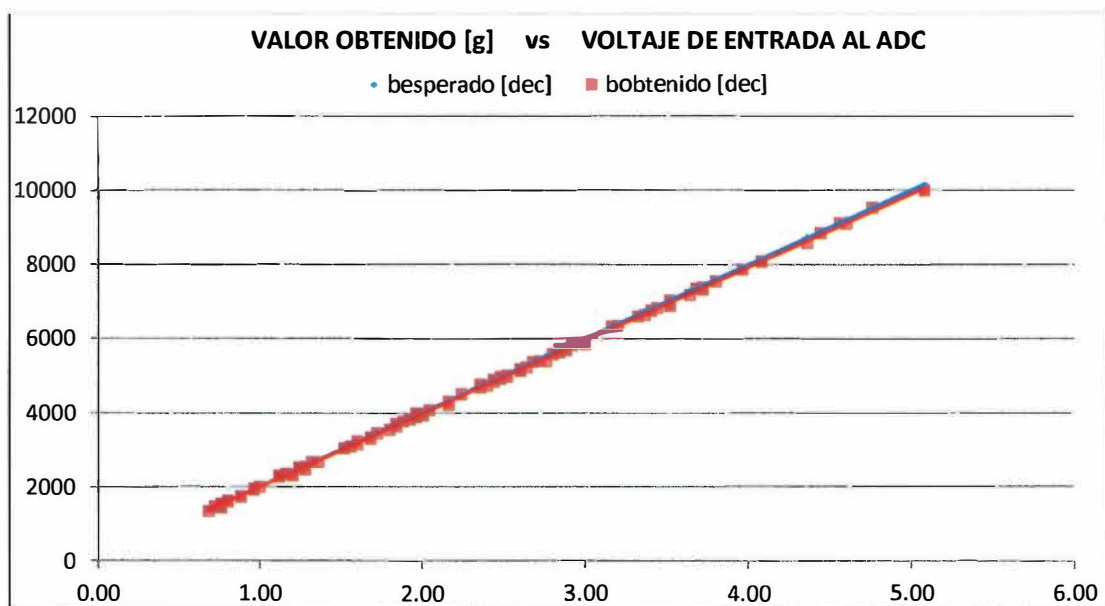


Figura 4.11. Resultados de las pruebas con las primeras cuatro etapas y presión manual sobre la celda de carga. Sin promedio de muestras.

Tabla 4.7. Resultados de las pruebas con las primeras cuatro etapas y presión manual sobre la celda de carga. Con promedio de muestras.

	error [g]	error [%]
mínimo	0	0%
máximo	137	3%
mediana	33	1%

Fuente: elaboración propia.

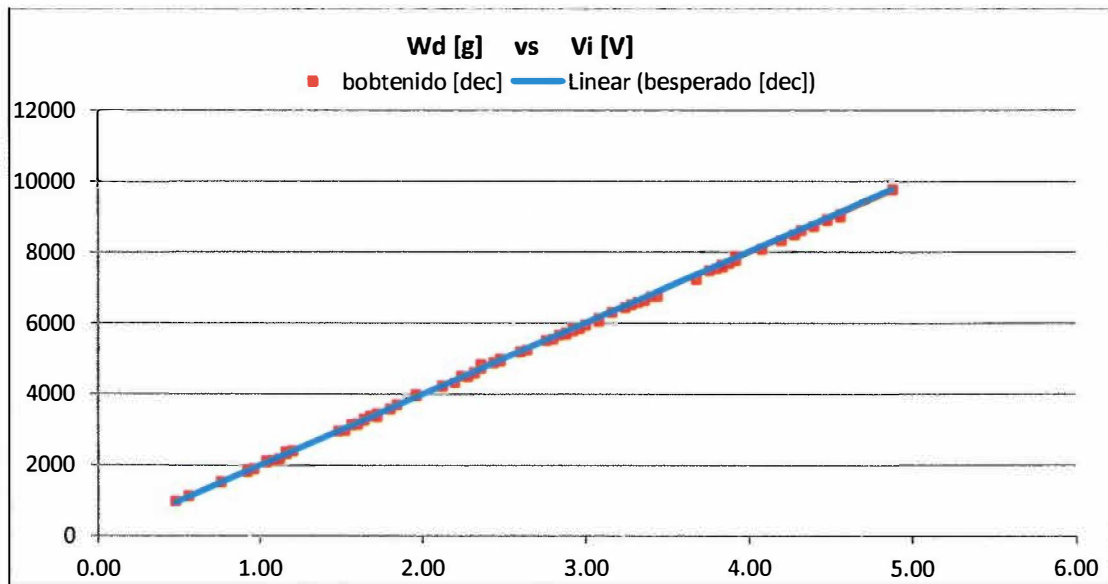


Figura 4.12. Resultados de las pruebas con las primeras cuatro etapas y presión manual sobre la celda de carga. Con promedio de muestras.

Se observa que el máximo error es menor cuando se usa el promedio de muestras, sin embargo la mediana sigue siendo la misma. En ambos casos se mantiene la linealidad.

## CONCLUSIONES

Se logró acondicionar la señal usando un amplificador de instrumentación de tal forma que el voltaje máximo entregado por la celda de carga alcance el voltaje de referencia usado por el ADC. Cabe notar que existen ventajas al elegir que el voltaje de referencia del ADC sea igual al voltaje de excitación de la celda de carga. Una de estas ventajas es que el factor de amplificación en la etapa de acondicionamiento de señal solo depende de la sensibilidad de la celda de carga. Esto se debe a que dicha etapa tiene como objetivo encajar el rango de voltaje de salida de la celda de carga con el rango de voltajes de entrada del ADC para que pueda ser digitalizada correctamente. La ecuación 4.1 explica esta ventaja.

$$G = \frac{V_{out\ MAX}}{V_{IN\ MAX}} = \frac{V_{REF}}{V_{IFS}} = V_{REF} \frac{1}{\frac{V_{EX\ sens}}{E_{MAX}} \cdot E_{MAX}} = \frac{1}{sens}$$

Ecuación 4.1. Dependencia del factor de amplificación y la sensibilidad de la celda de carga

Se digitalizó la señal usando 10 bits de resolución en el ADC con lo cual se logró un LSB de 4.883mV, el cual es suficiente para representar el voltaje más pequeño entregado por el amplificador como un bit. Asimismo, para el presente trabajo se usó 125KHz como frecuencia de muestreo, lo cual representa más de doce veces la frecuencia requerida para lograr el mínimo número de muestras planteado. Por lo tanto se puede decir que la señal ha sido digitalizada correctamente.

En las pruebas realizadas usando las primeras cuatro etapas se puede apreciar la diferencia entre usar el sistema con promedio de muestras (filtro digital) y sin este. El error obtenido disminuye un 3% cuando se usa el filtro digital. El sistema está expuesto a dos tipos de ruido: ruido inherente al sistema (como el ruido de cuantización y las operaciones matemáticas en el microcontrolador) y ruido externo al sistema (interferencia electromagnética). Los efectos del ruido inherente al sistema se asumen invariables, mientras que los efectos del ruido externo al sistema pueden ser reducidos. La disminución del error al usar el filtro digital indica que la relación señal a ruido ha mejorado.

Se eligió el protocolo industrial RS485 con el cual se obtiene 1.2 Km de cobertura a bajas tasas de transmisión de datos. Los requerimientos de velocidad de transmisión no son muy restrictivos por lo cual se puede mantener una gran distancia de cobertura ideal para ambientes industriales.

## RECOMENDACIONES

A pesar que la celda de carga elegida para el diseño puede soportar hasta 200% de sobrecarga, sería recomendable añadir protección mecánica contra sobrepeso. Por lo general estas protecciones son puntos de apoyo posicionados a una distancia tal que la celda de carga no se siga deformando más de lo correspondiente a su rango de operación elástico.

La cantidad de muestras promediadas en el filtro digital podría aumentarse e incluso hacerse seleccionable para el usuario. De esta forma se podría cambiar la operación del filtro de acuerdo a la forma de onda de la señal de entrada. Asimismo, podría implementarse un filtro digital usando un promedio móvil en vez de un promedio con retardo.

Ya que el diseño está orientado a un ambiente industrial, la interferencia electromagnética debe tomarse en cuenta al momento de diseñar el chasis. El material del chasis debería ser metálico para lograr un efecto "jaula de Faraday". Además, se debe diseñar las dimensiones del chasis tal que éstas no sean múltiplos de la longitud de onda de ruido presente en el ambiente. Finalmente, el chasis debe estar conectado a tierra.

Ya que el software del sistema cuenta con una dirección, se podría implementar un bus de datos con múltiples sistemas anclados a él. De esta forma se podría monitorear el peso en varios puntos de una línea de producción desde una misma PC conectada a varios sistemas de adquisición de datos. Cada sistema respondería a los comandos enviados solo si su dirección ha sido activada.

## BIBLIOGRAFÍA

### ANALOG devices

2004 *Data Conversion Handbook*. Tercera edición. Massachusetts: Newnes.

### ANALOG devices

2009 "In-Amp Noise". *MT-065 tutorial*.

### ANALOG devices

2009 "Op Amp Noise Relationships: 1/f Noise, RMS Noise, and Equivalent Noise Bandwidth". *MT-048 tutorial*.

### AUSTERLITZ, Howard

2003 *Data Acquisition*. Segunda edición. New York, Academic Press.

### APPLIED Weighting

2006 "Data on demand". *Process Engineering*. Berkhamsted, volumen 87, número 6, pp. 23-34.

### BAKER, Bonnie.

2006 "Matching the noise performance of the operational amplifier to the ADC". *Analog applications journal*. Texas,US.

### BAKER, Bonnie.

2011 "How delta-sigma ADCs work, part1". *Analog applications journal*. Texas,US.

### BAOXIANG, He y otros

2009 "Developing of High Accuracy and Low Capacity Strain Gage Based Load Cell for Electronic Scale". *The Ninth International Conference on Electronic Measurement & Instruments*. Changzhou, China.

### BISHOP, Robert H.

2008 *Mechatronic system control, logic, and data acquisition*. Segunda edición. Texas, CRC Press.

### BLAKESLEE, Sandra

1984 "Restoring quality in quality control". *The New York Times*. Survey of Education Desk. New York, 14 de octubre, pp. 34.

### BOYLES, Walt

2003 *Instrumentation Reference Book*. Tercera edición. Boston, Butterworth-Heinemann.



DESAI, Janhavi

2007 "Using a strain-gauge transducer in a Wheatstone bridge". *Electronic Engineering Times*, 29 de octubre de 2007, pp. 47-50.

FAPESA

1975 "Rectificación de potencia con diodos de silicio". Boletín de electrónica. Año XXI, tercer bimestre, número 3 pp. 74-113.

HALIMIC, H. y W. BALCHANDRAN

1995 "Kalman Filter for Dynamic Weighing System". IEEE International Symposium on industrial electronics. Surrey.

INSTITUTO NACIONAL DE ESTADÍSTICA E INFORMÁTICA

2012 *Comportamiento de la economía peruana en el tercer trimestre de 2012*. Lima.

INTERFACE

2012 "Load Cell Theory". Lima. Consulta: 12 de setiembre de 2012.  
< <http://www.interfaceforce.com/technical-library/load-cell-theory.php>>

MASI, C. G.

2008 "Signal Conditioning for PC-Based Control". *Control Engineering*. Barrington, volumen 55, número 1, pp. 2

MONTGOMERY, Douglas C.

2009 *Introduction to Statistical Quality Control*. Sexta edición. Hoboken, N.J. : Wiley.

MULLER, Ivan y otros

2010 "Load-cell in force sensing analysis, Theory and a Novel Application". *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, pp. 15-19.

PADHYE, S.

2009 "Best practices for large-scale signal conditioning systems". *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*. New York, volumen 24, número 11, pp. 1

PALLAS-ARENY, Ramon y John G. WEBSTER

2001 "Sensors and Signal Conditioning". Segunda edición. New York, John Wiley & Sons.

PLATT Jr., Robert y otros

2011 "A miniature load cell suitable for mounting on the phalanges of human-sized robot finger". *IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Shanghai, China.

PRO WEIGH Ltd

2001 "Pro Weigh Loadcell guide: Selection, Instalation & Testing". Auckland, New Zealand.

RICE LAKE WEIGHING SYSTEMS

2002 "What is Handbook 44 and What is NTEP". *National conference on weights and measures*. United States of America.

ROBINSON, M.

2006 "Strain Gage Materials Processing, Metallurgy, and Manufacture". *Experimental Techniques*. Blackwell Publishing Ltd. Bethel, United Kingdom.

ROGERS PUBLISHING

1994 "Dynamic weighing: a look at what in-motion weighing is all about". *Canadian Packaging*. Lima, volumen 47, número 3, pp. 24.

SCALE MANUFACTURERS ASSOCIATION

2010 "Load cell application and test guideline". Ohio, US.

STEWART R. W.

1995 "An Overview of Sigma Delta ADCs and DAC Devices". *Signal Processing Division, Dept. of Electronic and Electrical Eng., University of Strathclyde Glasgow*. London, UK.

VIJAYARAJESWARAN, R.

2012 "DSP Implementation of a Power Factor Correction Strategy for BLDC Motor Drive". *IJCSI International Journal of Computer Science Issues*. Chennai, volumen 9, número 3, pp. 215.

VTI Instruments

2012 "Fundamentals of Data Acquisition". *Technical Notes*. Lima. Consulta: 12 de setiembre de 2012.  
<<http://www.vtiinstruments.com/TechnicalNotes.aspx?TNID=53&TNSCat=Data%20Acquisition>>

ZHENG, Xiaolin y Deren CHEN

2004 "Computer Aided Quality Control System for Manufacturing Process". *Proceedings of the 5\* World Congress on Intelligent Control and Automation*. Hangzhou, pp. 2820.