

MEDICIÓN DEL ESFUERZO MECÁNICO Y DISTANCIA DE RECORRIDO SOBRE UNA BARRA PULIDA

CHRISTIAN LEONARDO SÁNCHEZ HERNÁNDEZ
JUAN CAMILO SANTANA MIRANDA



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISIOMECAÑICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA,
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA

2013

Trabajo de Grado - Modalidad Investigación

**MEDICIÓN DEL ESFUERZO MECÁNICO Y DISTANCIA
DE RECORRIDO SOBRE UNA BARRA PULIDA**

**CHRISTIAN LEONARDO SÁNCHEZ HERNÁNDEZ
JUAN CAMILO SANTANA MIRANDA**

**Trabajo de Grado para optar al título de
Ingeniero Electrónico**

**Director:
Msc. Jorge Hernando Ramón Suarez**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA,
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2013**

Siempre ten presente que la piel se arruga, el pelo se vuelve blanco,
Los días se convierten en años...
Pero lo importante no cambia;
tu fuerza y tu convicción no tienen edad.
-Madre Teresa de Calcuta-

Dedico todo el trabajo y el esfuerzo plasmado en este trabajo de grado a mi hija Isabella pues ella es quién me motiva a ser mejor y progresar exponencialmente en todos los ámbitos de mi vida.

De igual manera a mis padres por su crianza, su confianza y su apoyo en todas las etapas de mi crecimiento, pues es para mí un orgullo que ellos se sientan orgullosos de este logro en nuestras vidas.

Por último a los muchachos del Grupo ERA que gracias a sus conocimientos, apoyo y compañerismo se forjó la base más importante de mis conocimientos y de mi forma de desempeñar la ingeniería electrónica.

Juan Camilo

Primero a Dios, quien en tiempos difíciles y de incredulidad, siempre se muestra en mi vida con detalles sencillos y llenos de valor para seguir adelante; a mi familia, especialmente a mis padres y a mi abuela Adelina, quien me siempre me ha apoyado en los momentos más difíciles de mi vida, a mis profesores, Alfredo, Raúl y Jorge, que con su conocimiento y su confianza me han ayudado a sobresalir a lo largo de mi carrera, y por último, a mis amigos, que aunque son pocos y no los pueda nombrar en este lugar para no extender mis palabras, siempre los tengo presentes.

Christian

Índice general

Lista de Figuras	12
Introducción	15
1. Descripción del proyecto	16
1.1. Identificación del problema	16
1.2. Objetivos	16
1.2.1. Objetivo general	16
1.2.2. Objetivos específicos	17
2. Marco teórico	18
2.1. Acerca del proceso de extracción de petróleo	18
2.2. Medición de la carga	20
2.3. Medición de la distancia de recorrido	24
2.3.1. Método del trapecio[4]	25
2.3.2. Método de la sumatoria de áreas[4]	26
2.4. Estado del arte	26
2.4.1. <i>COURSE LENGTH MEASUREMENT</i> [5]	27
2.4.2. <i>METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING PUMPING ROD POSITION AND OTHER ASPECTS OF PUMPING SYSTEM BY USE OF AN ACCELEROMETER</i> [6]	27
3. Implementación del algoritmo de obtención de distancia	28
3.1. Modelo	28
3.2. Descripción y procesamiento del algoritmo	30
4. Diseño electrónico	35
4.1. Descripción general	35
4.1.1. <i>Microelectromechanical Systems (MEMS)</i>	36
4.1.1.1. Giróscopos[14]	36
4.1.1.2. Acelerómetros	37
4.1.2. Convertidor analógico - digital[17]	39
4.1.2.1. Convertidores A/D de sobremuestreo	40
4.1.3. Microcontroladores	41
4.1.3.1. MCF51AC256	41
4.1.3.2. Kinetis K40X256VLQ100	42

4.2. Implementación y pruebas	43
4.2.1. Tarjeta de adquisición de datos	43
4.2.1.1. Señales de aceleración y giro	43
4.2.1.2. Consideraciones sobre el conversor ADS1232	45
4.2.1.3. Rediseño del sistema	52
4.2.2. Tarjeta de recepción y procesamiento de datos	53
4.2.3. Modulo para la visualización de resultados	54
4.2.3.1. TWR-LCD	56
4.2.3.2. CRYSTALFONTZ CFAG160160BTFH VZ LCD	59
4.2.4. Transmisión inalámbrica	60
Conclusiones	64
Observaciones y Recomendaciones	66
Bibliografía	67
A. Códigos de programación	69
A.1. Algoritmo de corrección de distancia en Matlab	69
A.2. Algoritmo de recepción	73
B. Diseño del circuitos	74
B.1. Tarjeta Inalámbrica	74
B.1.1. Esquemático v1.0	74
B.1.2. Circuito Impreso v1.0	74
B.1.3. Esquemático v2.0	74
B.1.4. Circuito Impreso v2.0	74
B.2. Tarjeta TWR inalámbrica para recepción	74
B.2.1. Esquemático v1.0	74
B.2.2. Circuito Impreso v1.0	74
B.2.3. Tarjeta de prueba ADS1232	74

Índice de figuras

2.1. Ejemplo de un dinagrama	19
2.2. Celdas de carga	21
2.3. Galgas extensiométricas (<i>strain gauge</i>)	21
2.4. Puente de Wheatstone	22
2.5. Otra configuración del puente de Wheatstone	23
2.6. Integración numérica. Método del trapecio	25
2.7. Integración numérica. Método de áreas	26
3.1. Mecanismo de Peula	28
3.2. Vectores modelados	29
3.3. Vectores de velocidad modelados	30
3.4. Vectores de distancia modelados	32
3.5. Error de aproximación	33
3.6. Tiempo de cálculo kinetis K40P144	34
4.1. Macro del sistema	35
4.2. Sección transversal de un giróscopo con tecnología MEMs	36
4.3. Modelo simplificado del transductor de aceleración	38
4.4. Modelo de posiciones del acelerómetro MMA8451Q	39
4.5. ADCs: arquitectura, aplicaciones, resolución y velocidad de muestreo	40
4.6. Arquitectura del MCF51AC256	41
4.7. Arquitectura del Kinetis K40X256VLQ100	42
4.8. Diseño de la tarjeta de adquisición. Plano superior.	43
4.9. Diseño de la tarjeta de adquisición. Plano inferior.	44
4.10. Tarjeta de adquisición de datos	44
4.11. Tarjeta de adquisición y transmisión de datos	45
4.12. Visualización de las señales de aceleración mediante LabVIEW	45
4.13. Visualización de las señales de giro mediante LabVIEW	46
4.14. Estructura interna del ADS1232	46
4.15. Uso de una señal AC para excitar una configuración en puente	47
4.16. Función de transferencia de un ADC de 3 bits	48
4.17. Tarjeta de prueba para el ADS1232- Implementación	49
4.18. Espectro de la tensión medida entre la tierra analógica y digital	50
4.19. Salida digital del conversor A/D con entrada diferencial en cero	51
4.20. Puente de Wheatstone	52
4.21. Tarjeta de adquisición V2	53

ÍNDICE DE FIGURAS

4.22. Tarjeta de Adquisición V2(Vista posterior)	54
4.23. Tarjeta de desarrollo KWIKSTIK	54
4.24. Sistema TWR-ELEV	55
4.25. Implementación del sistema de adquisición	55
4.26. Sistema de adquisición y procesamiento de datos	56
4.27. Sistema de adquisición	56
4.28. Modulo TWR-LCD de freescale	57
4.29. Diagrama de bloques TWR-LCD de freescale	58
4.30. Sistema de procesamiento integrado	59
4.31. LCD CFAG160160BTFHVZ	60
4.32. Gráfica del dinagrama en la LCD CFAG160160BTFHVZ	61
4.33. Prueba de sincronización por terminal	62
4.34. Prueba de recepción mediante debug (KWIKSTIK)	63
A.1. Algoritmo de recepción completo	73
B.1. Esquemático de la tarjeta inalámbrica v1.0	75
B.2. Circuito impreso de la tarjeta inalámbrica v1.0	76
B.3. Circuito impreso de la tarjeta inalámbrica v2.0	77
B.4. Circuito impreso de la tarjeta inalámbrica v2.0	78
B.5. Esquemático modulo TWR-Xbee	79
B.6. Circuito impreso modulo TWR-Xbee	80
B.7. Tarjeta de prueba para el ADS1232	81

RESUMEN

TÍTULO: MEDICIÓN DEL ESFUERZO MECÁNICO Y DISTANCIA DE RECORRIDO SOBRE UNA BARRA PULIDA¹

AUTORES: JUAN CAMILO SANTANA MIRANDA, CHRISTIAN LEONARDO SÁNCHEZ HERNÁNDEZ ²

PALABRAS CLAVE: dinagrama, sistema embebido, convertidor analógico-digital, microcontrolador, sensor inercial.

CONTENIDO: En este trabajo de grado, y como parte de un proceso de investigación se aborda el problema de obtener información propia de un sistema de bombeo mecánico para la extracción del crudo, como lo son la distancia de recorrido de la barra pulida y la carga soportada por la sarta de varillas. Para este fin se utilizan dos sistemas embebidos interconectados inalámbricamente, donde el primero integra dos sensores inerciales digitales de tres ejes, un acelerómetro para obtener la posición y un giróscopo al que se asocia cierta información relacionada con los extremos verticales del movimiento, también cuenta con un convertidor analógico-digital para realizar la lectura de una galga extensiométrica cuya deformación se asocia a la carga soportada, y por ultimo un microcontrolador el cual es el encargado de adquirir las señales del sistema, filtrarlas, acondicionarlas y transmitir las. El segundo sistema integra un microcontrolador con ciertas características especiales que lo asemejan más a un procesador, permitiendo tiempos de procesamiento cortos, este es el encargado de procesar las señales y de aplicar métodos numéricos de manera que a partir de la aceleración se obtenga la posición, se minimicen los errores de lectura, se puedan traducir todas las lecturas a datos físicos con sus respectivas unidades y analizar su comportamiento en cada ciclo de trabajo. De esta forma se estará dando el primer paso en el diseño, para que en un futuro se pueda lograr un prototipo que obtenga una gráfica que correlaciona las medidas adquiridas, obteniendo una curva gráfica la cual se podrá mostrar en una pantalla integrada, llamada carta dinagráfica o dinagrama, en donde se puede analizar el comportamiento y el estado del proceso de extracción.

¹Proyecto de Grado

²Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Jorge Hernando Ramón. Codirector: Jorge Enrique Meneses.

ABSTRACT

TITLE: MEASUREMENT OF THE MECHANICAL EFFORT AND THE TRAVEL OF A ROD STRING³

AUTHOR: JUAN CAMILO SANTANA MIRANDA, CHRISTIAN LEONARDO SÁNCHEZ HERNÁNDEZ ⁴

KEY WORDS: dynamometer, embedded system, analog to digital converter, microcontroller, inertial sensor.

CONTENT: In this paper, as part of a researching process, approaches to the problem about getting information from a mechanical pumping system use to the oil extraction, like the rod travel distance and the rod strings load. As a result of this, two wirelessly networked embedded systems are used, the first one has two digital and three axes inertial sensors, an accelerometer to get the position and a gyroscope associated with certain information about the vertical ends of the movement. Furthermore, it has an analog to digital converter to read the strain gauge whose deformation is associated with the load. Finally, a microcontroller whose main work is the signal acquisition, filtering, conditioning and transmission.

The second system has a microcontroller with some special processor features, allowing shorter processing times. Besides, the microcontroller's work is the processing the signals and in this way use of several numerical methods to get position from acceleration, and make a conversion from data type to physics quantities units and eventually, analyze the process behavior on each stroke. In conclusion, this set of material propose the first step to a future design, in other words, finding to get a prototype to compare the acquired signals, getting a curve showing on an embedded LCD to analyze the status and behavior about the pumping process.

³Undergraduate thesis

⁴Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Advisor: Jorge Hernando Ramón. Co-advisor: Jorge Enrique Meneses.

Introducción

Desde hace unos años, el mundo se ha envuelto en una carrera tecnológica desenfrenada producto de la investigación y del desarrollo que ahora nos permite realizar proyectos cada vez más ambiciosos y con mejores resultados. En Colombia, este desarrollo que ha sido limitado por las fronteras geopolíticas que nos rodean, está teniendo una tendencia incremental gracias a los aportes y a la importancia que las instituciones como las universidades han reconocido en la investigación, buscando de esta manera nuestras propias soluciones a los retos que la ciencia nos propone. En particular, uno de los grandes retos a los que se enfrenta cada día el investigador y desarrollador electrónico radica en la automatización, no solo de gran parte de los procesos industriales, si no de todas las áreas de producción en general, debido a que siempre se busca una disminución de los riesgos sobre los trabajadores, y un aumento en la eficiencia de la recolección de productos.

Los sistemas de adquisición de datos se han vuelto indispensables en la industria de estos últimos tiempos, además, debido a que la investigación desarrolla cada día nuevas y mejores técnicas para el procesamiento de las señales y el control de los sistemas al tiempo que se crean nuevos sensores de escalas incluso nanométricas que permiten el desarrollo de sistemas embebidos y portables, es posible realizar tareas como el monitoreo y control de los procesos industriales de una manera cada vez más eficiente y de fácil acceso.

En el presente proyecto se aborda un reto en la elaboración de un dispositivo de adquisición y procesamiento de señales físicas, el cual permitirá obtener la carta dinográfica generada en los procesos de extracción de crudo que involucran el bombeo mecánico para realizar dicha tarea, buscando de esta manera trazar un lineamiento nuevo en la investigación acerca del diseño electrónico, la adquisición y el procesamiento de datos y aprovechando desde luego las herramientas tecnológicas e intelectuales a las que se pueden acceder hoy en día, y a los dispositivos que hacen posible la investigación y la creación de soluciones tecnológicas vanguardistas y dentro de nuestra universidad.

De esta manera, se espera que para los próximos años, la Universidad Industrial de Santander sea pionera en desarrollo tecnológico al nivel de los países más desarrollados del mundo, además de incrementar su estado actual de producción intelectual, y finalmente pueda garantizar una mayor productividad para nuestra región, proponiendo soluciones a nuevos retos que estén a la vanguardia de la tecnología.

Capítulo 1

Descripción del proyecto

1.1. Identificación del problema

La industria petrolera, como la gran mayoría de industrias, actualmente trata de implementar sistemas que hagan más eficientes los procesos de producción de pozos petroleros. Estos sistemas, se espera, puedan tener una reacción rápida y oportuna ante acontecimientos inesperados, para lo cual se requiere en un primer paso de una etapa que permita la adquisición de señales directamente relacionadas con el funcionamiento del sistema de extracción y que posteriormente, puedan ser relacionadas y contribuyan al conocimiento acerca del estado de la producción.

En una investigación inscrita en el DIFE código 8556 se debe realizar un equipo que obtenga el dinagrama de fondo de pozo. Un dinagrama es un registro que permite evaluar el estado del equipo de extracción, así como el comportamiento del machín ¹ durante cada ciclo de extracción, para eso se requiere medir la posición y la carga mecánica de la barra pulida que se encuentra en el mecanismo y a continuación se debe resolver una ecuación de onda. En este PG se pretende resolver el problema de obtener la posición y la carga en la barra pulida mediante el diseño electrónico de un sistema embebido que permita extraer los datos de aceleración carga y giro sobre la barra, para luego ser transmitidos vía inalámbrica a otro dispositivo que desarrolle los cálculos de conversión a distancia y carga mecánica, y que permita visualizar los datos ya procesados.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo general

Identificar aspectos clave que contribuyan con el desarrollo de un sistema electrónico que permita obtener el dinagrama de superficie de un pozo petrolero.

¹El “machín” o “balancín” es uno de los métodos mas comunes de extracción de petróleo, el cual mediante el balanceo acciona una bomba ubicada en el fondo del pozo petrolero que succiona el petróleo hacia la superficie.[1]

1.2.2. Objetivos específicos

El cumplimiento del objetivo general del trabajo de grado comprende:

- Determinar un algoritmo que permita obtener la posición de la sarta de varillas utilizando un acelerómetro y un giróscopo digitales acoplados a la cabeza del sistema de bombeo.
- Diseñar e implementar el respectivo sistema de instrumentación electrónica para leer la resistencia de las galgas pegadas a la celda de carga.
- Identificar posibles soluciones que permitan graficar la lectura de carga de la barra pulida contra la posición de la misma para así obtener la respectiva curva o dinagrama de superficie.
- Realizar el diseño electrónico de un prototipo del dispositivo que comprenda las etapas de obtención, adecuación y procesamiento de la señal hasta su etapa de salida

Capítulo 2

Marco teórico

2.1. Acerca del proceso de extracción de petróleo

Cuando la energía de un pozo es insuficiente para llevar el crudo a la superficie por sí mismo, se recurre a un Sistema de Levantamiento Artificial (SLA), mecanismo por el cual se levanta el crudo desde la formación a una determinada tasa. El principal SLA en el mundo es el denominado “bombeo mecánico”, se estima que 9 de cada 10 de los pozos con SLA lo utilizan. El “bombeo mecánico” utiliza una bomba de desplazamiento positivo ubicada en el fondo del pozo (a cientos de metros de profundidad) que recibe un movimiento lineal alternativo generado por un aparato mecánico de bombeo (unidad de bombeo) situado en la superficie. La transmisión de movimiento desde la superficie a la bomba se hace mediante la unión de una serie de varillas de bombeo unidas entre sí, conocida usualmente como sarta. Gran parte de la carga soportada por la sarta de varillas se debe a su propio peso. La elasticidad del material con que estas están construidas, unida a la esbeltez de la sarta, hace que el sistema vibre comportándose de manera análoga a un resorte, y este efecto se hace notorio ante las excitaciones alternativas generadas por el aparato de bombeo situado en superficie. Asimismo, dado que las varillas se desplazan dentro de un tubo (normalmente en la industria se conoce como *tubing*) que transporta el fluido bombeado hasta la superficie, parte de la fuerza ejercida por el aparato de bombeo se pierde debido al contacto de la sarta con el crudo que la rodea y en eventuales contactos mecánicos con el *tubing*. Por todo ello, las fuerzas instantáneas que se midan en la cabeza del pozo, no corresponden con las fuerzas que se aplican a la bomba situada en el fondo del mismo.[2]

En bombeo mecánico, la bomba es el núcleo del sistema, y su desempeño tiene un impacto directo en el nivel de beneficio económico del pozo y del yacimiento de petróleo. Para monitorizar el desempeño del sistema de bombeo mecánico, un dispositivo denominado DINAMOMETRO DE SUPERFICIE, se une a la barra pulida en la cabeza del pozo. El dinamómetro tradicional, inventado por Isaac Newton, funciona de manera que la fuerza (carga) en la varilla lisa (en la cabeza del pozo) se mide en función de su posición para generar una curva (gráfica) que suele denominarse CARTA DINAGRÁFICA o DINAGRAMA, el cual representa el trabajo hecho en superficie por la unidad de bombeo mecánico para cada carrera de la bomba. El DINAGRAMA es una curva cerrada, en la cual el eje X representa el desplazamiento de la sarta de varillas en la cabeza del pozo, y el eje Y representa la carga (fuerza) presente para

2.1. ACERCA DEL PROCESO DE EXTRACCIÓN DE PETRÓLEO

dicha posición, describiendo la relación carga – desplazamiento en un ciclo de bombeo. En la Figura 2.1 se puede apreciar un ejemplo de un dinagrama.

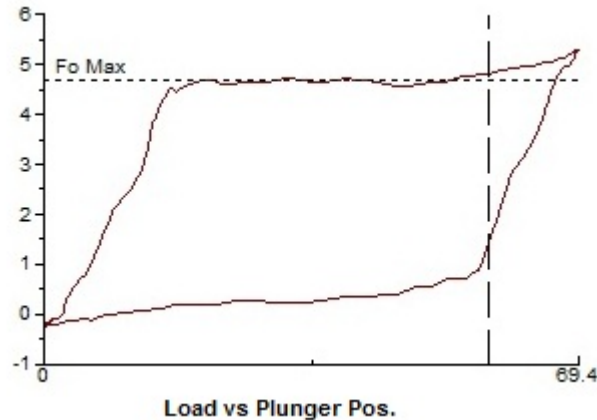


Figura 2.1: Ejemplo de un dinagrama

Fuente: http://www.echometer.com/products/echo_pump/optimize.html

Al analizar el rendimiento de un sistema de bombeo mecánico, la herramienta más valiosa es el dinagrama, dado que puede revelar información importante sobre las condiciones de fondo y de superficie, tales como:

- El porcentaje de llenado de la bomba.
- El desplazamiento de la bomba en barriles por día.
- Operación y fuga de las válvulas de la bomba
- Distribución de carga en la sarta de varillas
- Carga de fatiga y colapso de varillas
- El desplazamiento efectivo del pistón de la bomba.
- La velocidad de bombeo.
- Si las cargas, máxima y mínima de la barra lisa están dentro de la capacidad de la unidad de bombeo y de las varillas
- Cargas que se produzcan en la estructura de la unidad de bombeo y en la sarta de varillas.
- Carga de torsión en el reductor de velocidad.
- Potencia necesaria para impulsar la unidad de bombeo.

Teniendo en cuenta que las fuerzas en la cabeza del pozo (barra pulida), y las fuerzas actuantes sobre la bomba en el fondo del mismo, son diferentes, se tendrán entonces dos dinagramas, uno de superficie (cabeza de pozo) y otro de fondo. El dinagrama de fondo es la fuente de información fundamental para diagnosticar cualquier falla (anomalía) del sistema de bombeo mecánico. Como se puede inferir, la dinamometría es la clave para determinar el funcionamiento de un equipo de bombeo mecánico, y evidentemente es más fácil y económico ubicar un dinamómetro en la cabeza del pozo (superficie) que en el fondo del mismo. Si bien

lo ideal sería contar con dinamómetros de fondo, esto está lejos de ser económicamente viable, de tal manera que a partir de un dinagrama de superficie, y utilizando métodos matemáticos que contemplen el comportamiento dinámico de la sarta de varillas, se debe obtener el dinagrama de fondo. En 1963 Sam G. Gibbs presentó el modelo matemático unidimensional de la dinámica de la sarta, el cual contempla una ecuación diferencial de segundo orden en derivadas parciales y sus correspondientes condiciones de frontera. Si bien se han hecho numerosos desarrollos desde su formulación, la ecuación de Gibbs continúa siendo actualmente la base de la mayoría de los cálculos dinamométricos en sistemas de bombeo mecánico. Como se ha mostrado, optimizar un sistema de bombeo mecánico implica el diagnóstico de su funcionamiento para generar las acciones de control pertinentes. Para ello, independientemente del esquema (manual o automático) que se adopte para su optimización, se requiere obtener el dinagrama de superficie y calcular por algún método el dinagrama de fondo. Durante el funcionamiento de un sistema de bombeo mecánico, los dinagramas (de cabeza y de fondo) mostrarán formas disímiles que podrían corresponder a una operación normal o a situaciones de fallas. Un sistema que diagnostique las fallas del sistema de bombeo, se basará en la interpretación visual de los dinagramas por parte de un ingeniero experto; el diagnóstico de fallas, basado en seres humanos, es afectado por factores tales como: la complejidad del sistema de bombeo mecánico, la diversidad de formas de los dinagramas, la experiencia y la habilidad del ingeniero que diagnostica.

2.2. Medición de la carga

Debido a que el principal interés es medir señales que interactúan con el mundo exterior, para esto es necesario el uso de sensores que nos permitan obtener señales como la aceleración y el giro. Para la medición de señales analógicas se utiliza un convertidor que traduce señales de tensión analógicas en palabras digitales.[3]

Los transductores más utilizados actualmente para la medición de carga, son las llamadas celdas de carga o en inglés, *load cells*, que son dispositivos diseñados mecánica y estructuralmente para obtener una medida de su deformación mecánica gracias al uso de laminas peliculares llamadas galgas extensiométricas, las cuales son resistencias que varían a medida que se deforma la celda.

En la Figura 2.2 se observan algunos ejemplos de celdas de carga. Las celdas de carga pueden medir la gran mayoría de los tipos de fuerza, pero en escalas de peso o esfuerzo, casi todas miden la compresión.

En la Figura 2.3 se observa la estructura de una galga extensiométrica, la cual está adaptada a la forma de las celdas de carga para medir su deformación. El principio es muy simple: cualquier pieza de alambre común cambiará su resistencia levemente cuando una fuerza de tensión es aplicada sobre ella. El arreglo de alambres como se observa es utilizado para maximizar este efecto, y todo el conjunto es a lo que se le llama una galga extensiométrica.

El cambio de resistencia del alambre que compone la galga suele ser muy pequeño, por esta razón, requiere de un circuito electrónico adecuado para poder medirse con la suficiente precisión. En la Figura 2.4 se puede observar un circuito como estos, conocido como puente de

2.2. MEDICIÓN DE LA CARGA



Figura 2.2: Celdas de carga

Fuente: *BRIDGE MEASUREMENT SYSTEMS*, & Texas Instruments Precision Analog Seminar, section 5

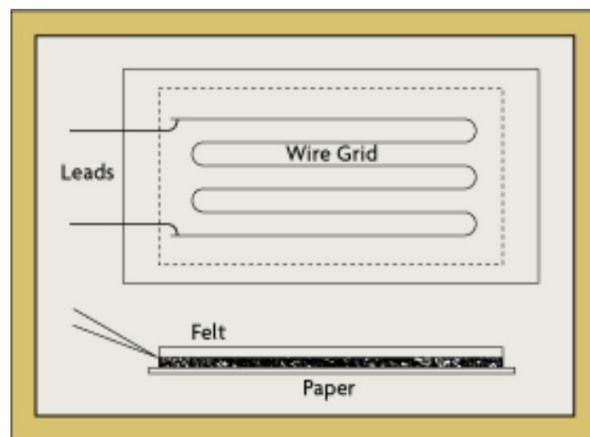


Figura 2.3: Galgas extensiométricas (*strain gauge*)

Fuente: <http://www.omega.com/literature/transactions/volume3/strain.html>

Wheatstone, inventado en 1833 por Hunter Christie y nombrado en honor a Charles Wheatstone, quien lo estudió, analizó y también fue el primero en utilizar el estilo de diamante para dibujarlo.

El principio del circuito es muy simple, tres resistencias son conocidas y una cuarta es la que varía (R_G); además la corriente a través de V_o es idealmente igual a cero. Debido a que el circuito basa su funcionamiento en una estructura diferencial, y a los divisores de tensión que forman el puente, con la configuración apropiada de resistencias, es fácilmente demostrable

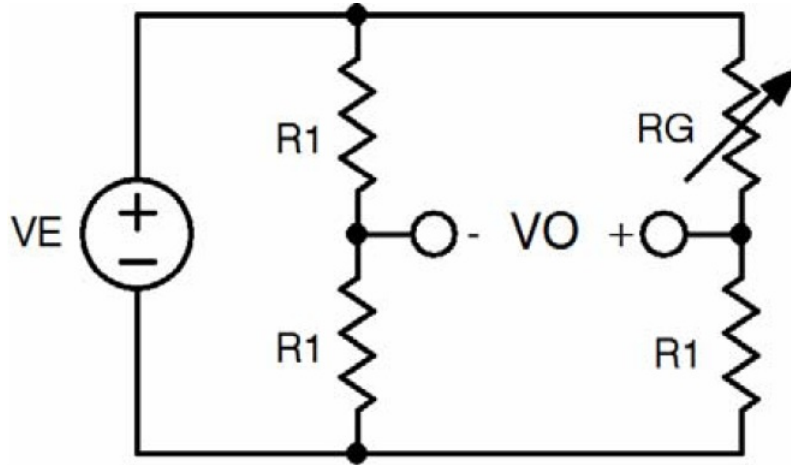


Figura 2.4: Puente de Wheatstone

Fuente: *BRIDGE MEASUREMENT SYSTEMS*, & Texas Instruments Precision Analog Seminar, section 5

que el error de off-set en la tensión de salida es cero.

$$R_G = R_1 + \Delta R \quad (2.1)$$

En la Ecuación (2.1) se observan las condiciones de resistencia para obtener un error de offset igual a cero a la salida del puente, en donde ΔR representa la variación de resistencia de la galga.

Despejando V_o

$$V_o = V_{o+} - V_{o-} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_G} - \frac{1}{2} \right) V_E \quad (2.2)$$

Reemplazando (2.1) en (2.2)

$$V_o = \left(\frac{R_1}{2R_1 + \Delta R} - \frac{1}{2} \right) V_E \quad (2.3)$$

La Ecuación (2.3) representa la tensión de salida en función de la tensión de excitación V_E y de la variación de resistencia ΔR .

Los sensores en puente se pueden implementar con mas de una resistencia variable, haciéndolo proporcionalmente sensible con el número de resistencias que varían, esto se puede observar en la Figura 2.5 en donde se muestra tambien la forma de diamante propuesta por Charles Wheatstone.

Este tipo de configuración como el que observamos en la Figura 2.5 se usa solo en casos en los cuales es necesaria una salida extremadamente lineal y sensible, es de uso poco frecuente debido a que se requieren sensores costosos para minimizar el error que puede generar el ruido

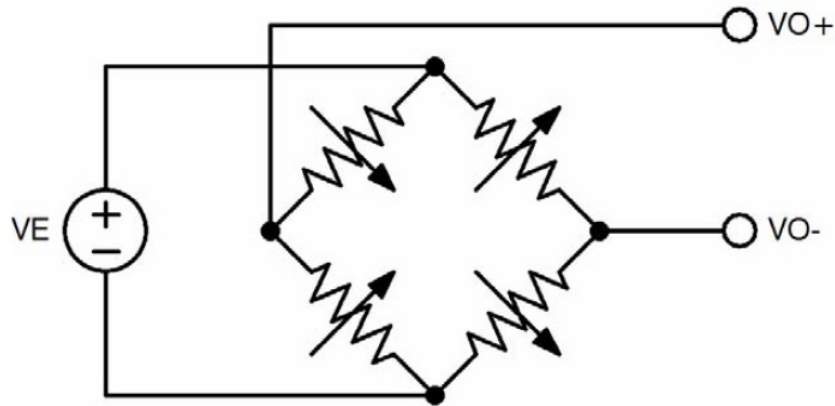


Figura 2.5: Otra configuración del puente de Wheatstone

Fuente: *BRIDGE MEASUREMENT SYSTEMS*, & Texas Instruments Precision Analog Seminar, section 5

en las resistencias cuando el circuito no ha sido alterado.

Algunos conceptos importantes que se deben tener en cuenta alrededor de los sensores de puente:

- **Sensibilidad:** Medida en mV/V ; es el voltaje de salida cuando el puente es excitado a 1[V] y el sensor se encuentra en la *full scale*.
- **Precisión:** Medida en porcentaje, la mayoría de las celdas presenta valores entre 0,1 % y 1 %, debido a la característica no lineal en la curva de salida. Esta medida relaciona el valor real de la medición, y el valor medido por el circuito.
- **Resistencia de puente:** Es la resistencia del puente medida sin carga a través de los terminales de salida.
- **Error de *offset*:** Es el voltaje producido cuando el parámetro de medición es cero.
- **Error de la plena escala (*Full-scale error*):** Es la diferencia entre el voltaje ideal y el voltaje real cuando el parámetro de medición es máximo
- **Deriva:** Cambio de la medición a medida que la temperatura varía. En los instrumentos se relaciona con la calidad de la medida a través del tiempo.
- **No-Linealidad:** Es la desviación de la curva de salida con respecto a una línea recta.

2.3. Medición de la distancia de recorrido

Físicamente, al derivar el desplazamiento con respecto al tiempo se obtiene la velocidad como se indica a continuación:

$$dx/dt = v \tag{2.4}$$

x : desplazamiento, t : tiempo, v : velocidad

Nuevamente, al derivar la velocidad con respecto al tiempo se obtiene aceleración:

$$dv/dt = a \tag{2.5}$$

v : velocidad, t : tiempo, a : aceleración

Ahora bien, debido que el resultado que se espera es la distancia a partir de la aceleración, primero se integra la aceleración y se obtiene la velocidad como se muestra a continuación:

$$\int a(t) dx = v(t) + c \tag{2.6}$$

Se puede observar la aparición de una constante, esto sucede solo si la integral es indefinida, para una integral que se define en función del tiempo a partir de un tiempo cero como en este caso, se obtiene una integral de la siguiente forma:

$$\int_0^T a(t) dx = v(t) \tag{2.7}$$

Integrando nuevamente el resultado anterior se obtiene el desplazamiento

$$\int_0^T v(t) dx = x(t) \tag{2.8}$$

Ahora bien, es importante resaltar que el principal objetivo es procesar este algoritmo dentro de un sistema embebido, cuyo procesador central será un microcontrolador ¹, lo cual obliga a buscar métodos alternativos que permitan obtener resultados aproximados de la integral; cabe aclarar que la función no se encuentra propiamente definida, debido a que aunque existe un modelo de su comportamiento, es imposible asegurar que el sistema se comportará exactamente igual a este, por esta razón, se deben buscar alternativas como los métodos de integración numérica que permiten una solución recursiva a este problema.

A continuación se explican dos métodos diferentes los cuales permiten calcular integrales numéricamente. Un aspecto interesante en su elección radica en su simplicidad, debido a que realizan la aproximación de la integral con el menor número de puntos y requieren poca capacidad de procesamiento para ser implementados.

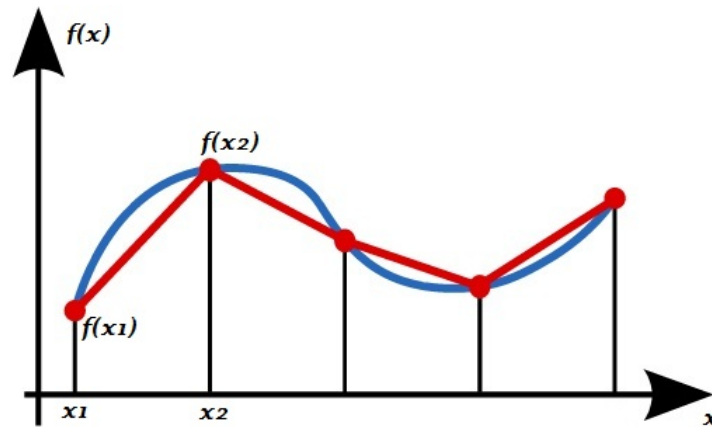


Figura 2.6: Integración numérica. Método del trapecio

Fuente: http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Trapezoidal_rule_illustration_small.svg

2.3.1. Método del trapecio^[4]

En la Figura 2.6, se observa como la función se ha particionado en intervalos que se asumen constantes de acuerdo con el teorema del muestreo, es decir, se toma el tiempo como un tiempo discreto. Más adelante se profundizará este tema al explicar la implementación del algoritmo de integración.

$$A = \frac{f(x_2) + f(x_1)}{2} * (x_2 - x_1) \quad (2.9)$$

En la Ecuación (2.9) se observa el cálculo del área para un solo bloque de la función $f(x)$, ahora bien, no se puede olvidar que la definición de integral se generaliza como el área bajo la curva de la función total en el tiempo, de esta manera redefiniendo la Ecuación (2.9) a la n -ésima muestra se obtiene:

$$A(n) = \frac{f(x_n) + f(x_{n-1})}{2} * (\Delta x) + \sum_{i=0}^{n-1} A_i \quad (2.10)$$

con

$$(\Delta x) = x_2 - x_1 \quad (2.11)$$

La Ecuación (2.10) presenta una fórmula generalizada en el tiempo y sencilla de implementar, la cual podría servir en la solución del problema de integración, pero antes de tomar una decisión, se debe evaluar al menos un segundo método igualmente sencillo de implementar.

¹Un microcontrolador es dispositivo semiconductor que permite ser reprogramado y que contiene memorias RAM y ROM, y es en esta última en la que se almacena el programa a ejecutarse

2.3.2. Método de la sumatoria de áreas[4]

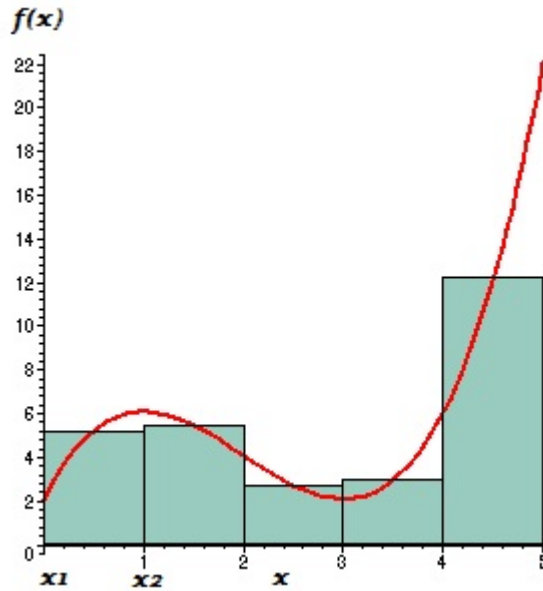


Figura 2.7: Integración numérica. Método de áreas

Fuente: <http://yohan.jasdid.com/2011/10/suma-de-riemann/>

Este método es bastante similar al método anterior, pero obsérvese que ahora la altura de los rectángulos se evalúa en la mitad del Δ , es decir, en $(\Delta x)/2$.

$$A = \text{Altura} * (x_2 - x_1), \text{Altura} = \frac{f(x_2) + f(x_1)}{2} \quad (2.12)$$

Es evidente la igualdad que existe entre las Ecuaciones (2.9) y (2.12), y de igual manera se observa que el resultado final del despeje llevará igualmente a la Ecuación (2.10), con lo cual se obtiene una fórmula de integración que servirá para implementar el algoritmo de programación final.

Como ya se ha mencionado anteriormente, existen muchos otros métodos para resolver integrales numéricamente que involucran 3 o más muestras para su cálculo, pero finalmente se ha optado por estos dos debido a su fácil implementación y a que no exige muchos recursos del microprocesador donde será finalmente implementado, en contraste con otros métodos que implican un número mayor de muestras como es el caso del método de Simpson 3/8.

2.4. Estado del arte

Existen actualmente dos patentes que han abordado el problema o parte de él y que se describirán brevemente a continuación.

2.4.1. *COURSE LENGTH MEASUREMENT*[5]

Este documento trata el problema de la medición de distancia a partir de señales de aceleración sobre una barra que posee un desplazamiento vertical, lo cual es el principio del sistema que se intenta desarrollar en el presente proyecto.

Debido al error generado en la doble integración de la señal de aceleración, en este documento se observa una propuesta que consiste en colocar unos anillos sobre la cubierta de la barra, los cuales sirven como referencia sobre la distancia, y que seguidamente permite conocer el error en determinados puntos del recorrido y poder ejercer una corrección sobre el cálculo de la distancia en tiempo real.

Este es uno de los retos a los que se enfrenta este proyecto como consecuencia de que la distancia que recorre la barra es una de las variables observadas en el dinagrama; debido a que sobre la barra no se pueden colocar este tipo de anillos de referencia, no es viable la solución presentada en este artículo, sin embargo es interesante el análisis alrededor del cálculo de la integral y como afecta el error en la medición de la distancia.

2.4.2. *METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING PUMPING ROD POSITION AND OTHER ASPECTS OF PUMPING SYSTEM BY USE OF AN ACCELEROMETER*[6]

En esta patente se propone un algoritmo para la obtención del dinagrama; se realiza la recolección de los datos de acuerdo al teorema de Nyquist, el cual está implícitamente contenido dentro del algoritmo de muestreo, luego se realiza una corrección del offset de la medida como consecuencia de la aceleración de la gravedad, la cual es siempre tomada por el dispositivo MEMs que realiza la medición de la aceleración.

Se puede observar el método de linealización que se propone en esta patente así como el error generado por el procesamiento de la aceleración, el cual se incrementa con el tiempo a medida que se realizan más y más desplazamientos.

Aunque no se hace mucho énfasis en la medida del esfuerzo mecánico del proceso, es evidente que se utiliza una celda de carga, la cual posee un tratamiento especial basado en circuitos de adecuación para obtener su señal de salida, dependiendo del fabricante.

Capítulo 3

Implementación del algoritmo de obtención de distancia

3.1. Modelo

Para la realización del modelo, en la Figura 3.1 se observa un mecanismo que simula el movimiento vertical similar al del machín de extracción de petróleo, de esta manera se puede obtener una ecuación que permita evaluar el algoritmo de integración y obtener el desplazamiento.

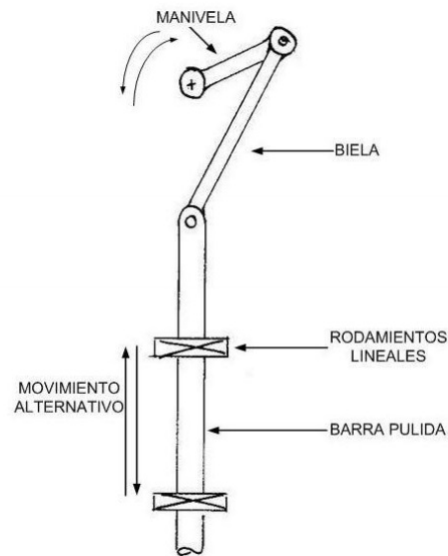


Figura 3.1: Mecanismo de Peula

Fuente: J. GARCIA, D. FERREIRA *PROTOTIPO DE UN SISTEMA DE ADQUISICION DE DATOS PARA LA OBTENCION DE DINAGRAMAS DE SUPERFICIE DE UN POZO PETROLERO*, & RECURSO ELECTRONICO, P. 41, 2012.

3.1. MODELO

A partir del mecanismo observado en la Figura 3.1 se obtiene una ecuación que modela la distancia en función de la velocidad angular y de la medida de las distancias de las palancas que componen el mecanismo. Para mayor profundización acerca de su desarrollo y construcción por favor remítase a la cita [?].

En la Ecuación (3.1) se puede observar el modelo del desplazamiento en función del tiempo (t) y la velocidad angular (w)

$$d = R_1 \cos(w_1 t) + R_2 \cos(w_2 t) \quad (3.1)$$

Debido a que la entrada del algoritmo es la aceleración del movimiento, se integra dos veces en función del tiempo y se obtiene:

$$v = -R_1 w_1 \text{sen}(w_1 t) - R_2 w_2 \text{sen}(w_2 t) \quad (3.2)$$

$$a = -R_1 w_1^2 \cos(w_1 t) - R_2 w_2^2 \cos(w_2 t) \quad (3.3)$$

La Ecuación (3.3) servirá para obtener el vector de muestras de aceleración modelado que será la entrada del algoritmo que se quiere desarrollar.

Ya obtenida la aceleración, el siguiente paso es generar el modelo de la otra entrada que será un vector llamado 'Gyroscopto'. Este vector básicamente cambia su estado en los puntos en los que se produce una velocidad cero, es decir, en los puntos de máxima y mínima aceleración, con esto se obtendría el cambio en la dirección del movimiento. Este vector se obtiene de un sensor que permite obtener variaciones de giro, más adelante se profundiza acerca del dispositivo electrónico que hace esto posible.

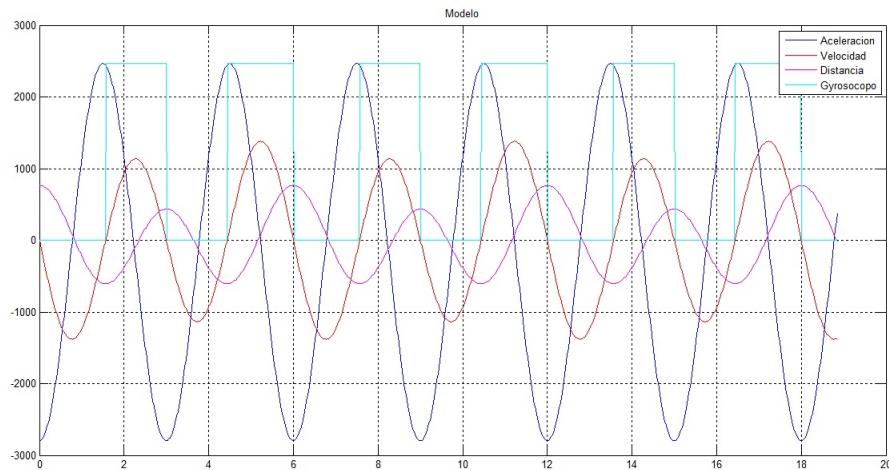


Figura 3.2: Vectores modelados

Fuente: Elaboración propia

3.2. DESCRIPCIÓN Y PROCESAMIENTO DEL ALGORITMO

En la Figura 3.2 se puede observar el modelamiento de los vectores correspondientes. Son entradas del algoritmo para obtener el desplazamiento las señales de aceleración y giro.

3.2. Descripción y procesamiento del algoritmo

Una vez se tienen las entradas, la primera parte del algoritmo se basa en una integración numérica de acuerdo con la Ecuación (2.10), la Ecuación (2.11) que describe el tiempo de muestreo se toma unitaria, esto debido a que se utiliza el tiempo discreto para evaluar el modelo como se mencionó anteriormente, mas adelante se mencionaran algunos aspectos con respecto al muestreo de los datos.

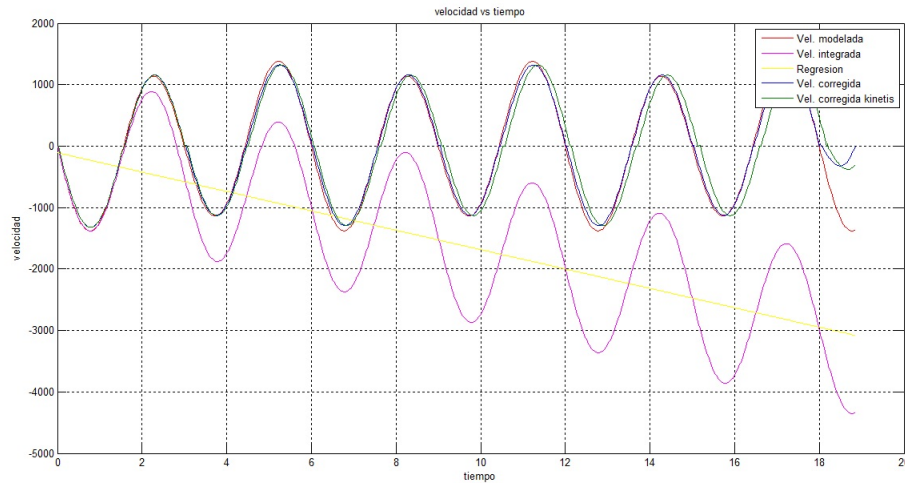


Figura 3.3: Vectores de velocidad modelados

Fuente: Elaboración propia

En la Figura 3.3 se observa la primera etapa del algoritmo desarrollada por dos procesadores diferentes, el primero, un computador con procesador intel core i5 de primera generación y el segundo, un procesador con núcleo Cortex-M4 que corresponde al kinetis K40X256VLQ100 de freescale.

En la sección de apéndices se puede encontrar el código completo en matlab v2011a.

Como se puede observar en la Figura 3.3, la velocidad integrada numéricamente genera un error constante debido a las aproximaciones de la integración numérica, recordando además el factor de tipo acumulativo de este algoritmo que hace que el mismo error se incremente con el tiempo como se observa en la regresión lineal sobre la curva que se ha integrado. A continuación se muestra el algoritmo de integración.

```
1 %INTEGRACION ACELERACION—>VELOCIDAD
2 int2=integral;
3 for i=2:p
4     int2(i)=(((a(i)+a(i-1))/2)*dt)+int2(i-1);
```

3.2. DESCRIPCIÓN Y PROCESAMIENTO DEL ALGORITMO

```
5 end
6 reg=polyfit(t,int2,1);
```

Debido a que el objetivo es corregir este error por aproximación, se utilizan las lecturas del giroscopo para dividir la función en los cruces por cero de la velocidad, de esta manera, se pueden guardar en una matriz cada una de las partes de la gráfica.

```
1 %Generando matriz de velocidad
2 i=1;
3 f=0;
4 while(i<p)
5     c=1;
6     f=f+1;
7     if(gyro(i)==0)
8         while(gyro(i)==0 && (i<p))
9             vel_m(f,c)=int2(i);
10            i=i+1;
11            c=c+1;
12        end
13    else %gyro=1
14        while(gyro(i)==1 && (i<p))
15            vel_m(f,c)=int2(i);
16            i=i+1;
17            c=c+1;
18        end
19    end
20 end
```

Una vez se obtiene la matriz de velocidad, el siguiente paso consiste en calcular las pendientes, recordando que en el modelo la desviación de la función debe ser cero, entonces, se calcula la pendiente de la recta de desviación con el punto inicial y el punto final del recorrido, recordando que en estos puntos la velocidad debe ser cero:

```
1 %Sacando puntos para pendiente ->vector de pendiente
2 for i=1:s
3     j=2;
4     pey(i,1)=vel_m(i,1);
5     while (j<=y && vel_m(i,j)~=0)
6         pey(i,2)=vel_m(i,j); %pey(i,1)
7         j=j+1;
8     end
9     pey(i,3)=j-1; %calculo del numero de muestras diiscretas para pendiente
10 end
11
12
13 %Generando vector de pendientes
14 for i=1:s
15     pen(i)=(pey(i,2)-pey(i,1))/pey(i,3);
16 end
```

Una vez es calculado el vector de pendientes correspondiente para cada segmento de la función, se realiza la corrección restando proporcionalmente como se observa a continuación:

```
1 %vector de velocidad corregido
2 for i=1:s
3     j=2;
```

3.2. DESCRIPCIÓN Y PROCESAMIENTO DEL ALGORITMO

```
4   vel_c(i,1)=vel_m(i,1)-pen(i)-vel_m(i,1);
5   while(((vel_m(i,j))~=0) && j<y)
6       vel_c(i,j)=vel_m(i,j)-pen(i)*j-vel_m(i,1);
7       j=j+1;
8   end
9   end
10  %Generando vector de velocidad corregido continuo
11  w=2;
12  for i=1:s
13      j=1;
14      vel_corr(1)=0;
15      while(j<y && (vel_c(i,j)~=0))
16          vel_corr(w)=vel_c(i,j);
17          w=w+1;
18          j=j+1;
19      end
20      vel_corr(w)=0;
21      w=w+1;
22  end
```

El resultado como se observa en la Figura 3.3 es una curva totalmente similar a la modelada para ambos procesadores, aunque es evidente la presencia del error de aproximación en el algoritmo desarrollado por el procesador embebido debido a la restricción de las variables, la cual es mucho mayor comparándola con el desarrollo en matlab v2011a.

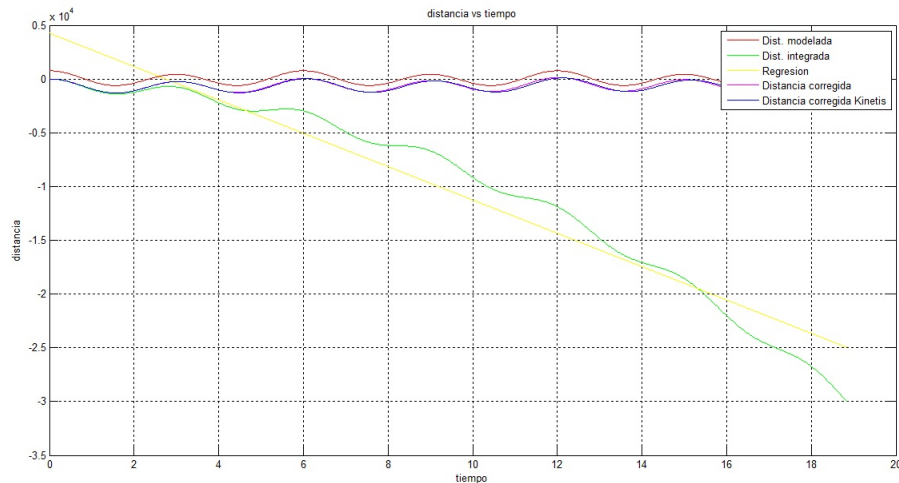


Figura 3.4: Vectores de distancia modelados

Fuente: Elaboración propia

En la Figura 3.4 se observa el resultado final, obtenido a partir de la integración de los vectores de velocidad.

Se puede concluir acerca de la gráfica de la distancia integrada sin corrección y su correspondiente regresión, la cual no es nada lineal con respecto al comportamiento de la tendencia de la función, se debe a que nuevamente al integrar el error con respecto al tiempo, se ob-

3.2. DESCRIPCIÓN Y PROCESAMIENTO DEL ALGORITMO

tiene un error que varía con la nueva integración, y un error nuevamente integrado que se ha acarreado anteriormente, por eso es indispensable realizar la corrección a cada paso de integración. A continuación se muestra el algoritmo nuevamente de corrección, que es similar al de corrección de velocidad.

```
1 %INTEGRACION VELOCIDAD—>POSICION
2 %Sin Correccion
3 int3=integral;
4 for i=2:p
5     int3(i)=(((int2(i)+int2(i-1))/2)*dt)+int3(i-1);
6 end
7 reg2=polyfit(t,int3,1);
8
9 %Corregida
10 dis_corr(1)=0;
11 for i=2:p
12     dis_corr(i)=(((vel_corr(i)+vel_corr(i-1))/2)*dt)+dis_corr(i-1);
13 end
14 reg3=polyfit(t,dis_corr,1);
```

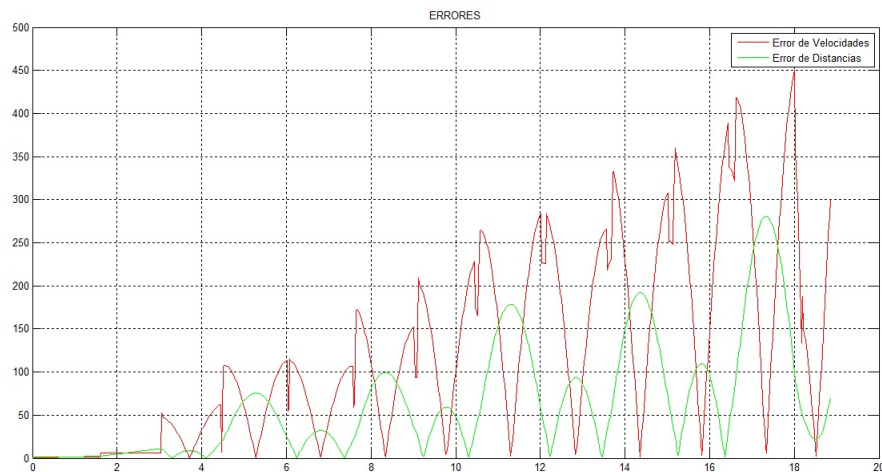


Figura 3.5: Error de aproximación

Fuente: Elaboración propia

En la Figura 3.5 se obtiene una gráfica del error comparado con el modelo de distancia previamente obtenido y se puede observar como el error se incrementa con el tiempo; una solución propuesta es iniciar el algoritmo cada uno o dos periodos de la señal, de esta forma el error se mantiene constante y lo más pequeño posible.

Un aspecto interesante es la disminución del tiempo de cálculo del sistema embebido, en donde se obtuvo un tiempo de 45,4 ms como se observa en la Figura 3.6 frente a 54,7 ms en el ordenador, aunque cabe resaltar la subjetividad de este resultado, ya que este tiempo varia de un ordenador a otro dependiendo del tipo de procesador y su velocidad; para este caso se

3.2. DESCRIPCIÓN Y PROCESAMIENTO DEL ALGORITMO

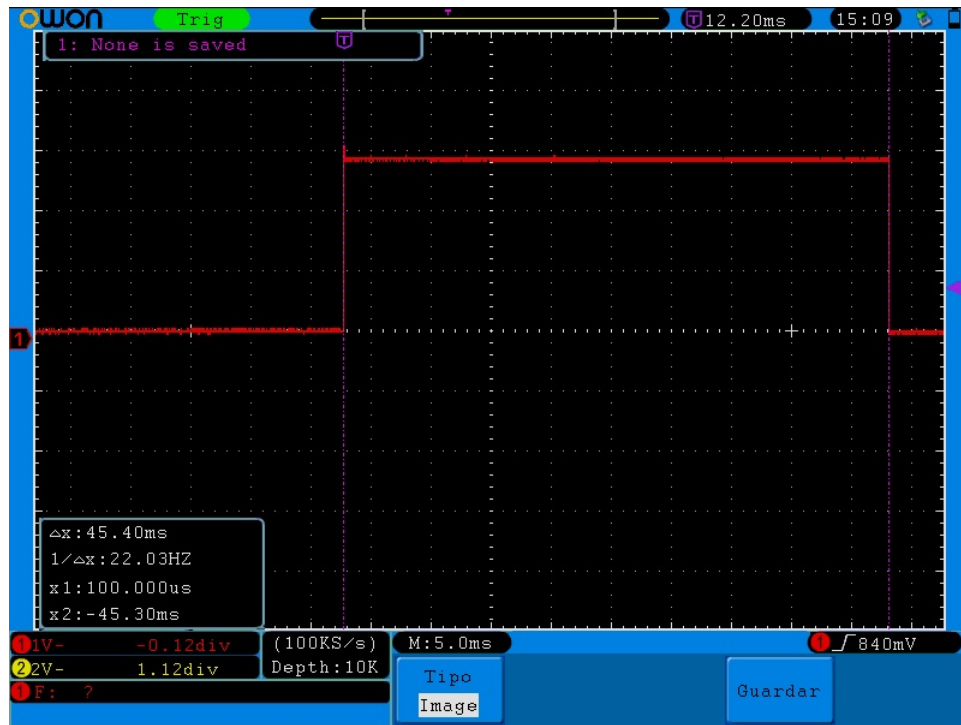


Figura 3.6: Tiempo de cálculo kinetis K40P144

Fuente: Elaboración propia

desarrollo con un procesador Intel core i5 de primera generación como ya se había anotado anteriormente.

Capítulo 4

Diseño electrónico

4.1. Descripción general

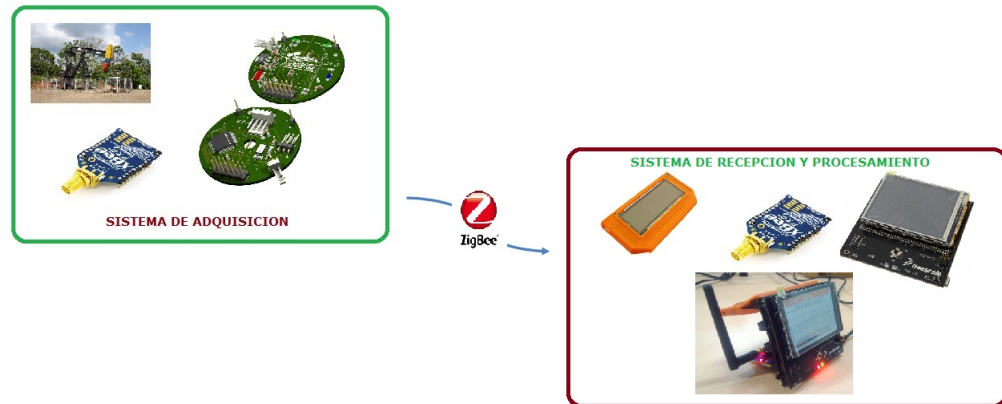


Figura 4.1: Macro del sistema

Fuente: Elaboración propia

El uso de sensores en los dispositivos electrónicos, básicamente tiene la tarea de obtener señales que interactúan con el mundo exterior, para este caso en particular, aceleración, efecto de giro y esfuerzo mecánico. El primer paso para este desarrollo es obtener un dispositivo electrónico que permita obtener las señales de aceleración y giro sobre el machín, además de la señal de esfuerzo, y una vez obtenidas, ser transmitidas vía inalámbrica a otro dispositivo embebido que se encargará de obtener el desplazamiento empleando el algoritmo que se ha desarrollado y explicado anteriormente. Esta descripción se puede evidenciar en la Figura 4.1 en donde se observa que la transmisión de datos se realiza a través el protocolo Zig-Bee.

Primero se realiza el diseño de la tarjeta que se colocará sobre el machín con los siguientes dispositivos electrónicos:

4.1. DESCRIPCIÓN GENERAL

- Acelerómetro MMA8451Q [7]
- Giróscopo L3G4200D [9]
- Microcontrolador MCF51AC256A [10]
- XBEE PRO [11]
- ADS1232 [12]

Para el diseño de la tarjeta de adquisición de datos, se utilizó el programa Eagle v 6.3. En la sección de apéndices se pueden observar los esquemáticos y los planos de los circuitos impresos de esta tarjeta.

4.1.1. *Microelectromechanical Systems (MEMS)*

Los sistemas microelectronicomecánicos (*MEMs*), son pequeños dispositivos de escalas micrométricas que combinan componentes eléctricos y mecánicos para medir, controlar o activar procesos mecánicos utilizados para medir variaciones o señales del mundo exterior.

4.1.1.1. Giróscopos[14]

Un giróscopo se puede definir como un dispositivo que mide velocidad angular. El primer giróscopo fue inventado a principios del siglo XVII y se le atribuye al científico francés Jean Bernard Leon Foucault el darle el nombre de giróscopo.

A través del siglo XX se han desarrollado tecnologías que han permitido mejorar la fabricación de los giróscopos, desde los giróscopos ópticos que utilizan laser hasta los hoy conocidos MEMs. En la Figura 4.2 se observa la sección transversal de un giróscopo implementado con tecnología MEMS.

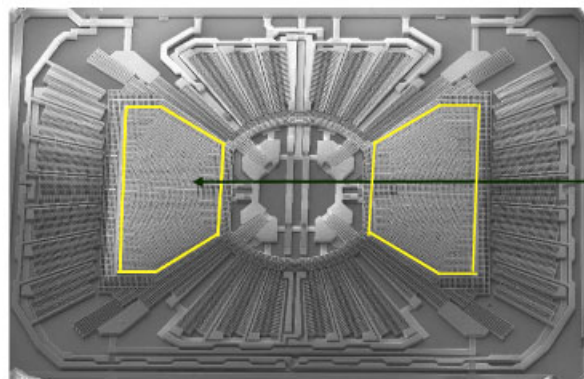


Figura 4.2: Sección transversal de un giróscopo con tecnología MEMS

Fuente: H. NGUYEN, H. LEE *Design and Analysis of a Micro-gyroscope with Sol-gel Piezoelectric Plate Smart Material Structures*,& 1999 VOL. 8. 212-217..

4.1. DESCRIPCIÓN GENERAL

Los giróscopos pueden ser clasificados en tres tipos básicos:

- **Giróscopo de masa rotacional:** Es el tipo clásico de giroscopo, cuando el giro se inclina, el efecto giroscópico causa un movimiento ortogonal a la dirección de sentido de inclinación en el eje de rotación de masas, por lo tanto, un cambio en el ángulo puede ser detectado.
- **Giróscopo laser:** Su funcionamiento radica en la medición del tiempo de reflexión de un rayo laser dentro de un recinto, si el recinto rota, el tiempo de retraso varía.
- **Giróscopo de estructura vibrante:** En este tipo de giro, un elemento vibrante es rotado sometándolo a un efecto llamado efecto coriolis, el cual causa una vibración ortogonal a la dirección de vibración original. Si la vibración creada es medida, se puede medir también el radio de giro.

Para la implementación de este dispositivo se utilizo un giróscopo L3G4200D [9] de *ST microelectronics*, el cual es un dispositivo que implementa una estructura vibrante con tecnología MEMS, además es relativamente asequible ya que las leyes de los países en los que se fabrican estos dispositivos restringen la venta para países como Colombia. En la sección 4.2 se puede observar cómo reacciona al cambio de dirección al cual es sometido de acuerdo con el movimiento perpendicular del machín de extracción.

4.1.1.2. Acelerómetros

Existen actualmente diferentes tipos de transductores de aceleración en el mercado de acuerdo a la tecnología su fabricación y su principio de funcionamiento. Estos son algunos de los más comunes actualmente:

- Acelerómetros de efecto Hall
- Acelerómetros piezoeléctrico
- Acelerómetros de condensador

Los acelerómetros de efecto Hall basan su funcionamiento en la detección de un campo magnético de acuerdo a la masa sísmica producida por un imán sobre un sensor de efecto Hall.

Los acelerómetros piezoeléctricos son los más comunes, versátiles y fiables en el mercado. Su funcionamiento está basado en la compresión de un retículo cristalino piezoeléctrico que produce una carga eléctrica proporcional a la fuerza aplicada.

Los acelerómetros de condensador miden la capacitancia eléctrica que se genera entre dos placas de las cuales una permanece fija y otra se mueve de acuerdo a la fuerza aplicada sobre el dispositivo.

Aunque a simple vista parecen ser los acelerómetros piezoeléctricos los más adecuados debido

4.1. DESCRIPCIÓN GENERAL

a su fiabilidad, su alto costo así como su tamaño hacen difícil su selección para aplicaciones en las que se tienen espacios reducidos. Actualmente gracias a el avance tecnológico, existen tecnologías como las MEMS con las que se construyen acelerómetros de tres ejes en un solo chip lo que los hace versátiles y más asequibles que los anteriores.

ACELERÓMETROS DE TECNOLOGÍA MEMS[8]

Este dispositivo consiste en dos celdas capacitivas y superficiales llamadas celdas- g^1 (*g-cell*) y un dispositivo acondicionador contenido en una sola cápsula que compone el dispositivo MEMS.

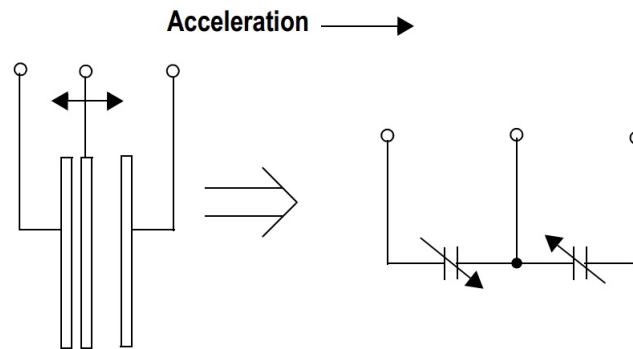


Figura 4.3: Modelo simplificado del transductor de aceleración

Fuente: http://cache.freescale.com/files/sensors/doc/data_sheet/MMA8451Q.pdf

En la Figura 4.3 se observa la estructura básica de el acelerómetro, en el cual dos placas fijas y una placa deslizante componen este sistema; cuando la aceleración esta presente, se observa como la placa se desliza y la capacitancia entre la placa deslizante y las placas fijas varía, de esta forma se obtiene la señal de aceleración en unidades capacitivas. Una vez se tiene esta señal, se pueden usar técnicas para medir capacitancias, una de las mas comunes es la variación de la frecuencia de una señal pulsante en un circuito con un filtro rc al variar el τ del circuito, como en el NA555.

En la Figura 4.4 se observan la relación entre diferentes posiciones del acelerómetro MMA8451Q de *Freescale Semiconductor* y su salida cuando el acelerómetro se encuentra en una posición estática. Este acelerómetro fue seleccionado debido a su alta y flexible sensibilidad puesto que es un parámetro programable dentro del dispositivo. En la Ecuación (4.1) se encuentra la definición de $1g$, que no es más que la medida de la fuerza gravitacional de la tierra; como se puede observar, la salida del acelerómetro es proporcional a esta medida y puede ser modificada por la sensibilidad que a este se le puede dar, esto solo para algunos dispositivos en

¹Las celdas g son superficies micromecanizadas utilizadas para detectar la capacitancia.

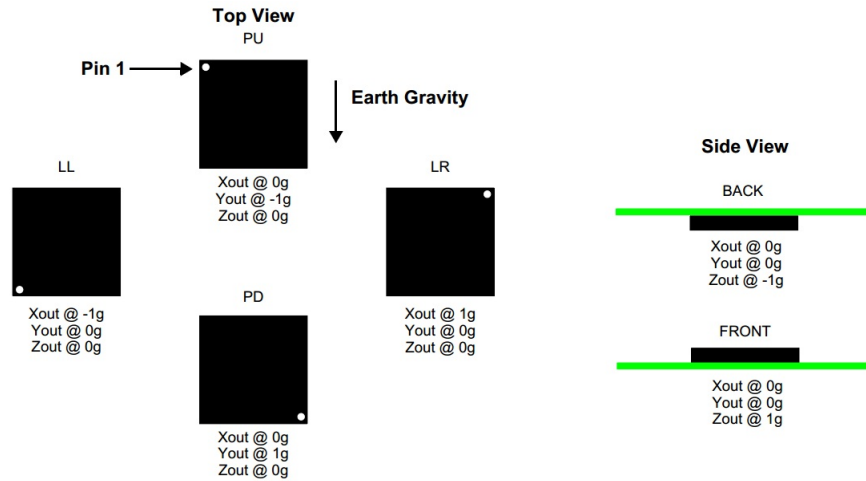


Figura 4.4: Modelo de posiciones del acelerómetro MMA8451Q

Fuente: http://cache.freescale.com/files/sensors/doc/data_sheet/MMA8451Q.pdf

los cuales la sensibilidad se puede programar.

$$1g = 9,8[m/s^2] \quad (4.1)$$

4.1.2. Convertidor analógico - digital[17]

Un conversor analógico digital es un dispositivo que se encarga de convertir señales analógicas en palabras de datos digitales. Existen gran variedad de tipos de conversores analógicos-digitales, así que es muy importante el tener claro el tipo de aplicación que se necesita para su respectiva selección.

Se debe tener en cuenta que la mayoría de conversores suelen tener una latencia entre la entrada y la salida debido a las técnicas empleadas de "pipelining" y multiplexado; además, la velocidad de conversión y la resolución, suelen ser parámetros sumamente importantes de un ADC, esta última viene especificada en base 2 con resoluciones desde 2^3 hasta incluso los que se conocen hoy día de 32 bits, es decir, 2^5 .

Debido a que como hemos mencionado anteriormente se adquiere una señal cuyas variaciones son del orden de los μV , es decir un acelerómetro con una resolución mínima de 2^{20} , existen dos arquitecturas que permiten adquirir señales con la precisión suficiente de estos requerimientos como se observa en la Figura 4.5, estas son la arquitectura SAR, o de aproximaciones sucesivas, la cual utiliza dispositivos analógicos, OPAMs de alta precisión para realizar las conversiones, y también la arquitectura $\Sigma - \Delta$ la cual utiliza técnicas de procesamiento digital para adquirir y procesar las señales analógicas.

Es evidente que la arquitectura $\Sigma - \Delta$ es la que mayor ventaja presenta para esta aplicación, aunque no por su velocidad si no por su precisión, para aplicaciones en las cuales se requieren

4.1. DESCRIPCIÓN GENERAL

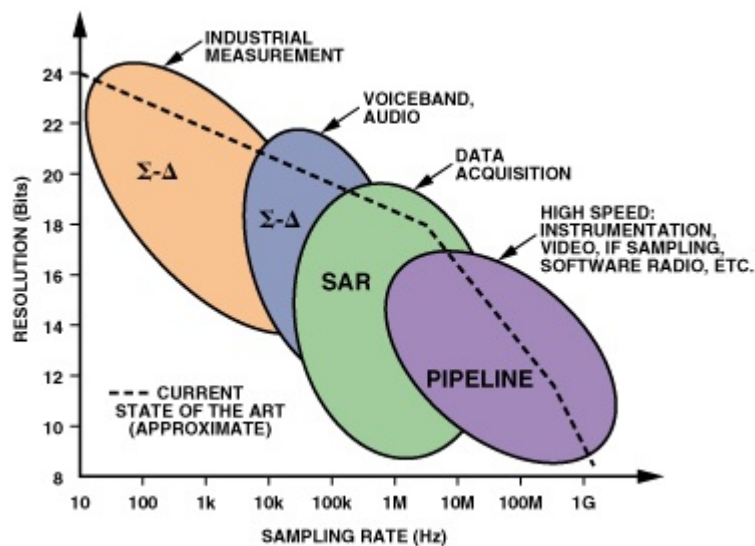


Figura 4.5: ADCs: arquitectura, aplicaciones, resolución y velocidad de muestreo

Fuente: <http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/39-06/architecture.pdf>

altas velocidades es recomendable un ADC con arquitectura de tipo SAR.

4.1.2.1. Convertidores A/D de sobremuestreo

EL convertor $\Sigma-\Delta$, es un convertor de tipo de sobremuestreo que implementa un modulador $\Sigma-\Delta$ en su arquitectura con el fin de mejorar el procesamiento y el error de cuantificación entre otros aspectos.

Los convertidores $\Sigma-\Delta$ como se menciono anteriormente, implementan una etapa de modulación a través de un modulador $\Sigma-\Delta$ que consta de un muestreador que tiene frecuencias de muestreo por lo general del orden de 15 a 20 veces la frecuencia natural de la señal buscando mejorar su relación señal a ruido SNR a través del sobremuestreo del ruido cuyo ancho de banda es infinito, es por esta razón que además también cuenta con un filtro *antialiasing* en la entrada para garantizar la integridad de la señal muestreada. Este convertidor también tiene una realimentación y un diezmado que funcionan como un promediador de todas las muestras, por esta razón, su frecuencia de salida suele ser mucho más pequeña que su frecuencia de muestreo.

En la sección 4.2.1.2 se realiza un análisis mas detallado de algunas características importantes específicamente para el convertor seleccionado. Para mayor profundización acerca del funcionamiento de este tipo de convertidores, se pueden consultar las notas de aplicación de algunos fabricantes como texas instruments o bibliografías referenciadas[13].

4.1.3. Microcontroladores

Los microcontroladores son dispositivos electrónicos capaces de ejecutar ordenes programadas. En el capítulo 3 se hizo énfasis en el procesamiento de un algoritmo para obtener distancia de recorrido a partir de las señales de aceleración y giro, y son los microcontroladores los encargados de realizar esta tarea dentro del sistema embebido.

4.1.3.1. MCF51AC256

El microcontrolador MCF51AC256 es el encargado de adquirir las señales de los sensores de aceleración y giro; el acelerómetro y el giróscopo utilizan un protocolo llamado I2C (*Inter-Integrated Circuit*) mientras que el conversor analógico-digital posee otro tipo de protocolo de comunicación llamado "Serial SCI", el cual es una variante del protocolo SCI; estos protocolos de comunicación digital permiten enviar y recibir datos a los dispositivos de procesamiento, los cuales pueden obtener señales de datos como interrupciones de los dispositivos o incluso datos de calibración.

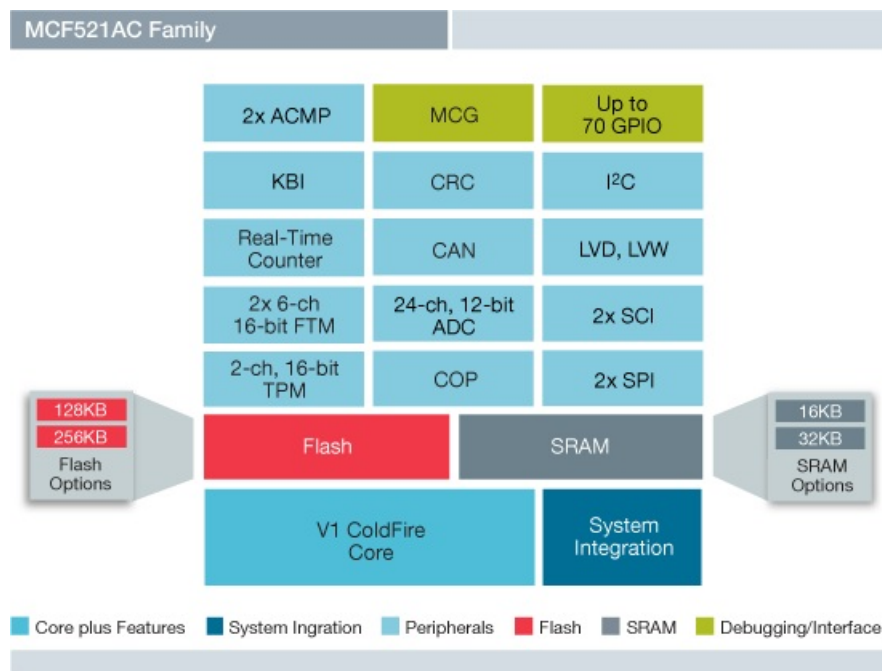


Figura 4.6: Arquitectura del MCF51AC256

Fuente: http://www.freescale.com/webapp/sps/site/prod_summary.jsp?code=MCF51AC

En la Figura 4.6 se puede observar la arquitectura interna del MCF51AC256, en donde se visualiza un aspecto bastante importante de los microcontroladores de esta familia, en la cual los protocolos de comunicación hacen parte del hardware del dispositivo a diferencia de otros microcontroladores como los conocidos PIC de Microchip[15].

4.1. DESCRIPCIÓN GENERAL

Una vez se han adquirido los datos de los sensores que se encuentran en la tarjeta sobre el machín, el MCF51AC256 envía los datos adquiridos al Kinetis K40X256 de forma inalámbrica, y este último será el encargado de procesar la información y mostrar los resultados respectivamente. La transmisión inalámbrica se realiza por medio de módulos XBEE mediante el protocolo zig-bee, este tema se detallará en la sección 4.2.4.

4.1.3.2. Kinetis K40X256VLQ100

En la Figura 4.7 se observa la arquitectura interna del Kinetis K40X256. Este microcontrolador es el encargado de recibir los datos y procesar el algoritmo que ya se ha presentado en la sección 3. La principal ventaja de este microcontrolador radica en su velocidad de procesamiento debido a que soporta frecuencias de incluso hasta 100 MHz, además, otros microcontroladores de esta familia poseen un FPU (*Float Point Unit*)² que permite mejorar mucho más la eficiencia en el tiempo de procesamiento del código, de esta manera, migrar el código a uno de estos microcontroladores sería más sencillo. El microcontrolador MCF51AC256 soporta frecuencias de hasta 50 MHz si se acelera su CPU.

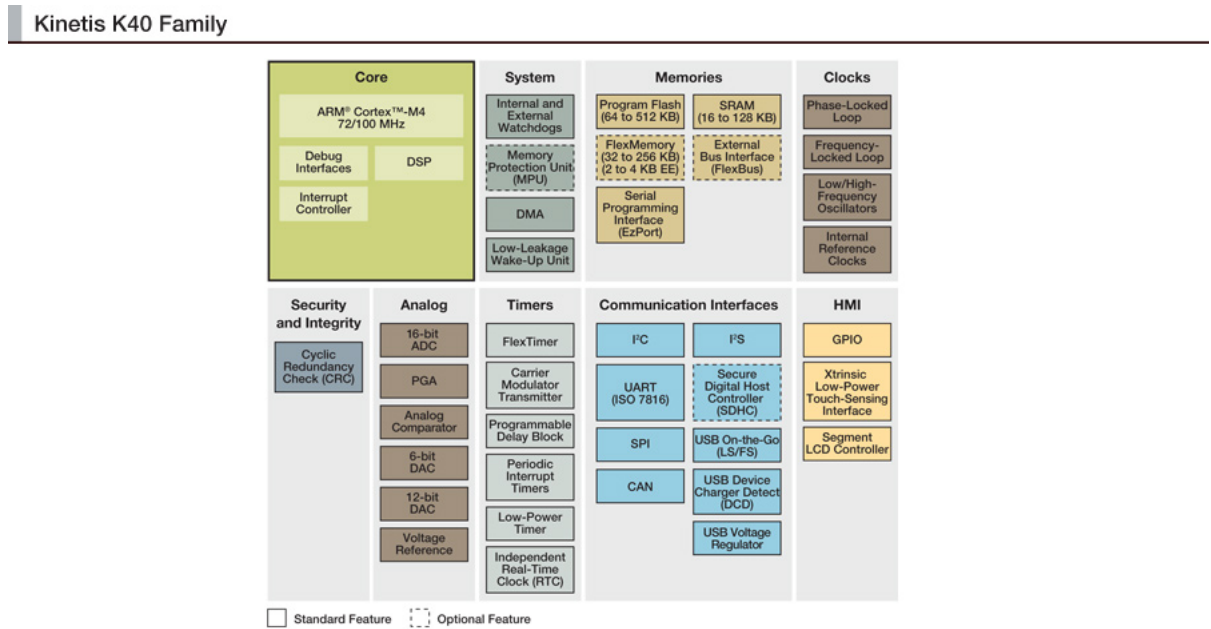


Figura 4.7: Arquitectura del Kinetis K40X256VLQ100

Fuente: http://www.freescale.com/webapp/sps/site/prod_summary.jsp?code=K40_100

²Una FPU es una unidad de procesamiento similar a una ALU pero las operaciones las realiza en punto flotante. Una FPU puede contener varios circuitos complejos, incluyendo algunas ALU.

4.2. Implementación y pruebas

4.2.1. Tarjeta de adquisición de datos

Al principio de esta sección se presentaron algunos de los componentes electrónicos que utiliza la tarjeta de adquisición de datos. En el apéndice B se pueden visualizar los planos de esta tarjeta así como su respectivo circuito impreso. En las Figuras 4.8 y 4.9 se puede visualizar el diseño tridimensional de la tarjeta de adquisición.

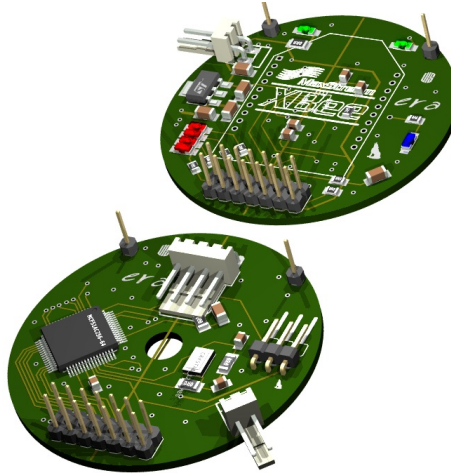


Figura 4.8: Diseño de la tarjeta de adquisición. Plano superior.

Fuente: Elaboración propia

Una vez se ha obtenido el diseño tridimensional de la tarjeta, se procede a la etapa de implementación como se observa en las Figuras 4.10 y 4.11

4.2.1.1. Señales de aceleración y giro

La tarjeta de adquisición de datos que se observa en la Figura 4.11 transmite las señales de aceleración, giro y conversión analógica a través de módulos Xbee a una tarjeta encargada de procesar la información; esta tarjeta como se ha mencionado anteriormente, tiene un microcontrolador MCF51AC256, mientras que la tarjeta de procesamiento posee un Kinetis K40X256VLQ100.

Las primeras pruebas de transmisión y visualización se realizaron enviando las señales de aceleración y giro a un ordenador, y fueron visualizadas mediante una interfaz en LabVIEW. Estas pruebas se pueden visualizar en las Figuras 4.12 y 4.13 respectivamente.

Como se puede observar, un movimiento transversal genera una reacción en las señales de aceleración y giro, estas señales se obtuvieron a partir de un movimiento similar al de machín de extracción, y como se observa, se genera no solo una reacción en un solo eje del sensor,

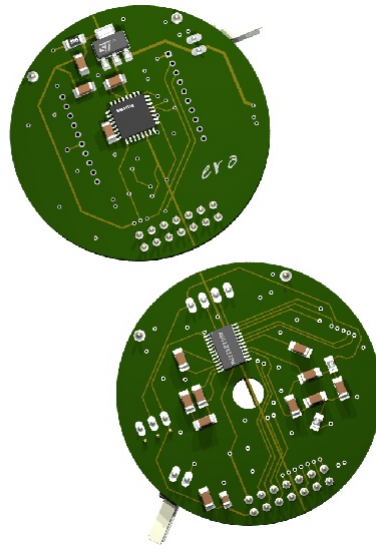


Figura 4.9: Diseño de la tarjeta de adquisición. Plano inferior.

Fuente: Elaboración propia



Figura 4.10: Tarjeta de adquisición de datos

Fuente: Elaboración propia

si no se relacionan con mas de una componente. Para que las señales se obtengan en un solo eje, la ubicación de la tarjeta debe ser totalmente paralela al eje en el cual se presenta el movimiento.

4.2. IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS

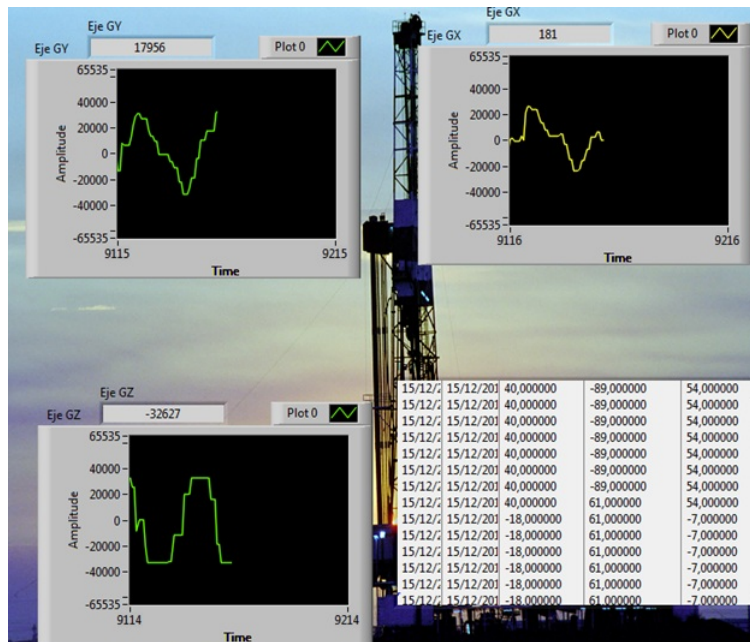


Figura 4.13: Visualización de las señales de giro mediante LabVIEW

Fuente: Elaboración propia

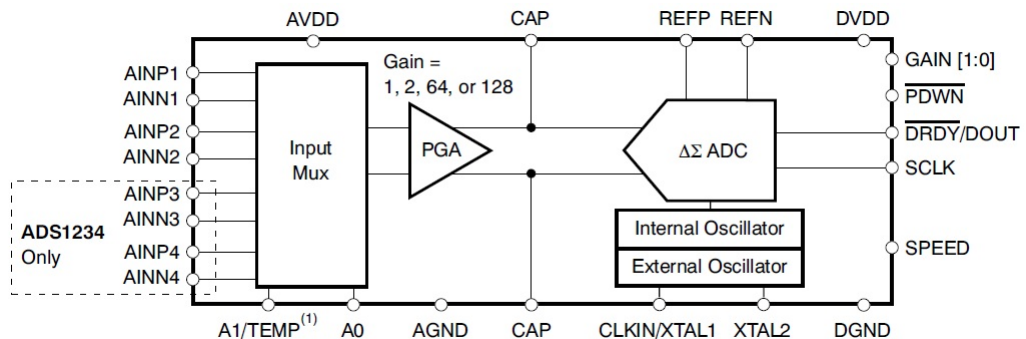


Figura 4.14: Estructura interna del ADS1232

Fuente: <http://www.ti.com/product/ads1232>

bits como una de sus principales características. Esta primer presentación muy idealista se debe a que parámetros fundamentales como el ruido por polarización poseen factores de rechazo suficientemente altos como para lograr estos resultado. Este convertidor también resulta bastante adecuado en aplicaciones donde se necesitan sensor cambios pequeños de tensión en celdas de carga a partir de un puente Wheatstone según las notas de aplicación y la hoja de datos del fabricante [16]. Existen otros dispositivos especiales para sensor configuraciones en puente como el que se observa en la Figura 4.15 en donde la excitación se realiza con una fuente de señal en AC buscando mejorar la relación de rechazo en modo común a través de la modulación de la señal a sensor. Este tipo de configuraciones no presentan ventajas signi-

4.2. IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS

ficativas con respecto al método que emplea el convertidor ADS1232 y si hace mas tediosa la labor en el diseño electrónico debido a la generación de la fuente AC necesaria para su funcionamiento.

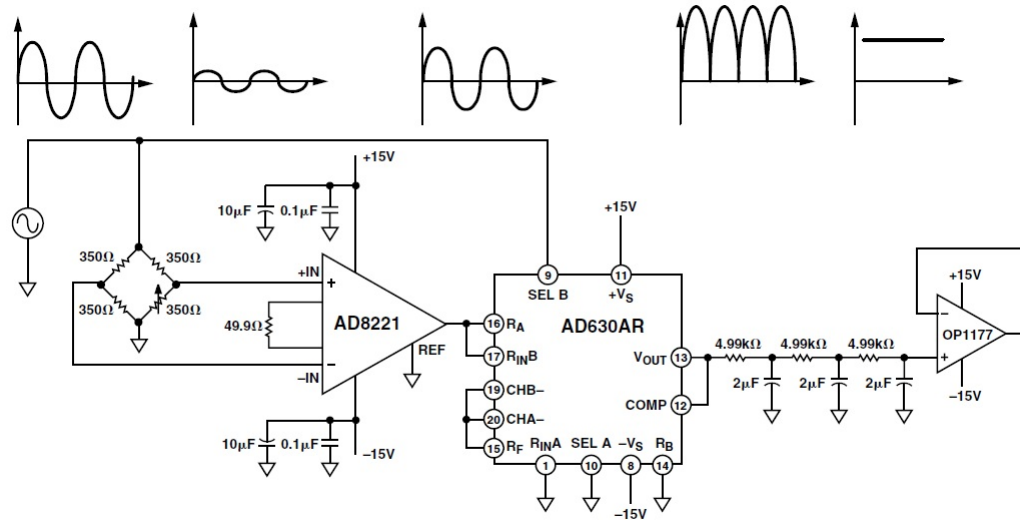


Figura 4.15: Uso de una señal AC para excitar una configuración en puente

Fuente: Disponible en <http://www.analog.com/>

La polarización para este caso se realiza a través de un regulador LDO TLV1117-50 de Texas el cual tiene un ruido de polarización de $0,003\%V_{out}$, es decir, que para una tensión de salida de $5[V]$, el ruido es de $1,5\text{ mV}$. Cabe resaltar, que esta polarización solo es parte de la referencia analógica del circuito, el rizo presente en las polarizaciones afecta solo a la parte analógica, la parte digital posee otro regulador de la misma familia, este afectará igualmente de manera proporcional la sensibilidad y la lectura del convertor. Si se tiene un convertor de 24 bits, con una referencia de 5 V , entonces:

$$1VLSB = \frac{V_{ref}}{2^n - 1} = 298,023[nV] \quad (4.2)$$

1 VLSB (*less significant bit Voltage*) es el valor en tensión que corresponde a 1 bit del convertor analógico-digital, en otras palabras, este parámetro define la sensibilidad del convertidor. En la Figura 4.16 se observa la función de transferencia de un convertor analógico-digital de 8 bits de resolución, donde claramente se visualiza el concepto de un LSB.

Para calcular el efecto del rizo de la polarización en el convertor analógico-digital se debe tener en cuenta un parámetro muy importante relacionado en la hoja de datos que ofrece el fabricante del dispositivo, se trata del PSRR (*Power Supply Rejection Ratio*), idealmente infinito, es un valor dado en dBs que relaciona el rechazo que tiene el dispositivo al rizo que presenta la polarización del circuito. En la Ecuación (4.3) se presenta la formula y el valor del PSRR del ADS1232 el cual se encuentra en la hoja de datos del dispositivo. En componentes como amplificadores, este factor puede variar en función de la frecuencia de la función de

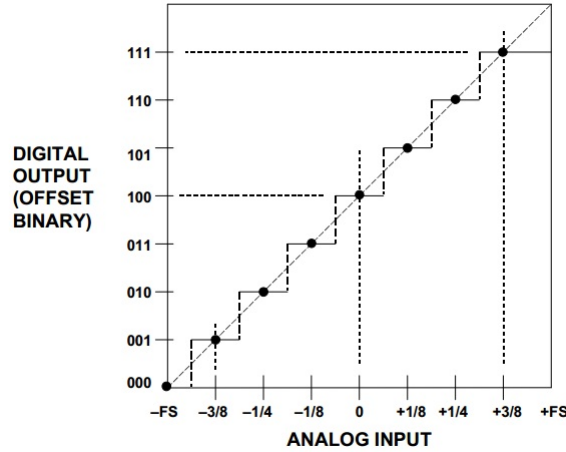


Figura 4.16: Función de transferencia de un ADC de 3 bits[17]

entrada.

$$PSRR = \frac{Ripple_{input}}{Ripple_{output}} = 100[dB] \quad (4.3)$$

EL valor de 100 dB corresponde al peor caso de rechazo, de esta manera convirtiendo el presente valor a tensión:

$$PSRR = 10^{\frac{-dB}{20}} [V/V] PSRR = 10[\mu V/V] \quad (4.4)$$

La Ecuación (4.4) sugiere que un rizo de amplitud de 1 V en la polarización ocasionara una variación de 10 μV en las polarizaciones de los circuitos internos del dispositivo lo cual afectará las lecturas del conversor como se ha mencionado anteriormente. De esta manera, el ruido por polarización del circuito será:

$$Ruido_{Polarización} = 1,5mV * 10[\mu V] = 15nV/V \quad (4.5)$$

De las Ecuaciones (4.2) y (4.5) se tiene:

$$Ruido_{Polarización} = \frac{15nV}{1VLSB} = 0,05033Bits \quad (4.6)$$

Al valor obtenido en la Ecuación (4.6) se le llamará *piso de ruido por polarización* concluyendo que el ruido por la polarización del circuito no debería afectar la lectura del conversor ni siquiera en un bit, de allí que como se mencionó al comienzo, que se especifique una resolución efectiva de 23,5 Bits.

El diseño analógico es uno de los aspectos mas críticos de la parte de adquisición, ya que como se observo en la Ecuación (4.2) se intentan adquirir señales del orden de los $[\mu V]$, y perturbaciones del mismo orden que suelen ser comunes y no tan criticas en circuitos digitales, pueden alterar las lecturas de los sensores llevando al procesamiento de datos totalmente

4.2. IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS

incorrectos.

Para realizar un análisis detallado de las fuentes de ruido que pueden afectar la lectura del conversor, aparte de la polarización la cual ya fue estudiada anteriormente, se realiza una tarjeta de prueba del conversor con algunas correcciones implementadas a partir del primer diseño. El diseño de esta tarjeta puede visualizarse en la Sección B.2.3.

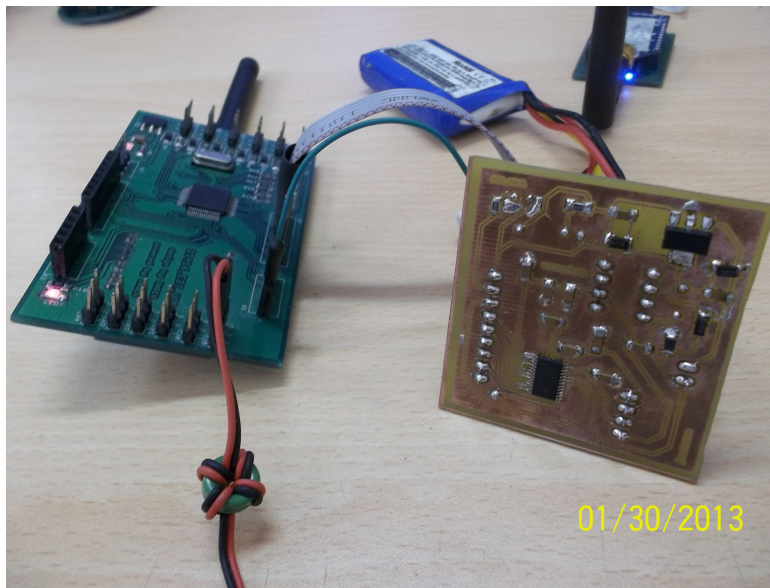


Figura 4.17: Tarjeta de prueba para el ADS1232- Implementación

Fuente: Elaboración propia

Como primera consideración, se realiza un aislamiento entre la tierra analógica y la tierra digital del circuito, esto debido a que los circuitos digitales inherentemente al trabajar con señales que varían su tensión de manera abrupta, producen picos de corriente en el circuito de tal manera que estas señales se traducen en ruido que puede afectar como ya se ha anotado, las señales que se pretenden adquirir. Para solucionar este problema, se utilizan unos dispositivos pasivos llamados ferritas, los cuales de acuerdo a sus propiedades ferromagnéticas, aíslan estos picos de corriente de acuerdo con su naturaleza inductiva, manteniendo una tierra libre de ruido digital.

En la Figura 4.18 se observa el espectro de la tensión medida entre la tierra analógica y la tierra digital, se puede detallar que existen dos armónicos aparte de la componente fundamental de la señal, los 475 [KHz] corresponden a la frecuencia de lectura del conversor y los 337,5 [KHz] a una señal auxiliar del microcontrolador. Es evidente entonces la existencia del ruido y la necesidad de la ferrita como filtro.

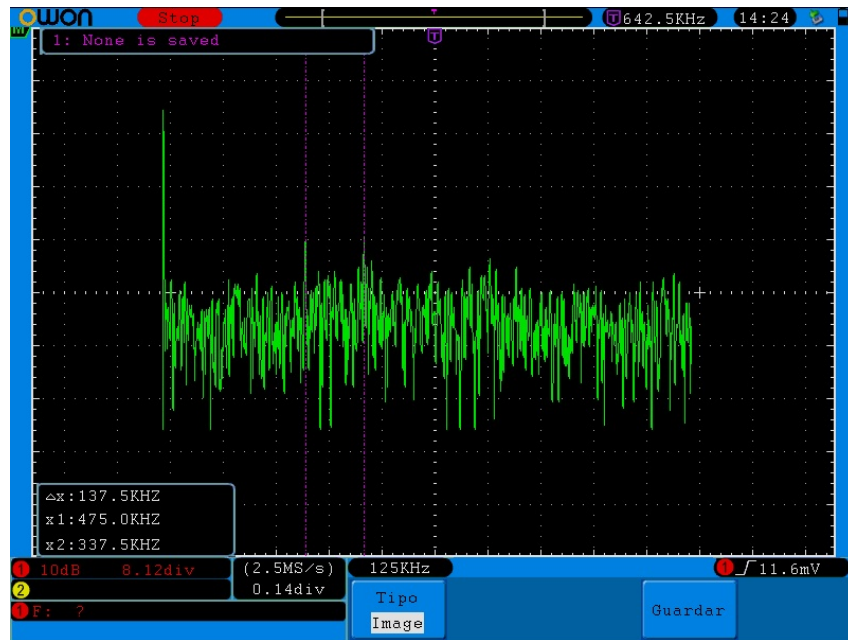


Figura 4.18: Espectro de la tensión medida entre la tierra analógica y digital

Fuente: Elaboración propia

Una vez considerados los anteriores aspectos que conciernen a la conexión del dispositivo, se realiza un análisis del ruido que se encuentra presente en la tarjeta aun tomadas las precauciones, para ello, se cortocircuita la entrada diferencial esperando idealmente que la respuesta del conversor sea digitalmente un 0, es decir, 0 VLSBs. En la Figura 4.19 se observa la salida del conversor en escala decimal, en donde 1 en la gráfica corresponde a 1 VLSB de la conversión. Se toma un número igual o mayor de muestras a 1024 para comparar los resultados con los propuestos en la hoja de datos.

De acuerdo con la Figura 4.19, el ruido presenta un promedio aritmético de $-7,4477$, es decir $-2,21[\mu V]$, aunque esperábamos cero en la conversión, de acuerdo con los datos especificados por el fabricante[16], para una tensión de referencia de 5 V y una tensión analógica de igualmente 5 [V] y una ganancia unitaria, se obtiene un ruido RMS referenciado a la entrada del conversor de 420 [nV] y un número de bits libres de ruido de 21.4 bits como se indica en la Tabla 4.1, esto quiere decir que aproximadamente el valor máximo decimal generado por el ruido será de 7, el número mas grande representado por 3 bits, sin embargo en la Figura 4.19 se observo un promedio poco mayor a este valor, que se puede aproximar a un bit mas, es decir 4 bits, este ruido adicional se debe a las propias características del circuito electrónico y a la susceptibilidad al ruido del ambiente.

Para complementar el calculo del desempeño del conversor ADS1232 con respecto al ruido referenciado a la entrada, se puede consultar la hoja de datos del dispositivo[16] de donde

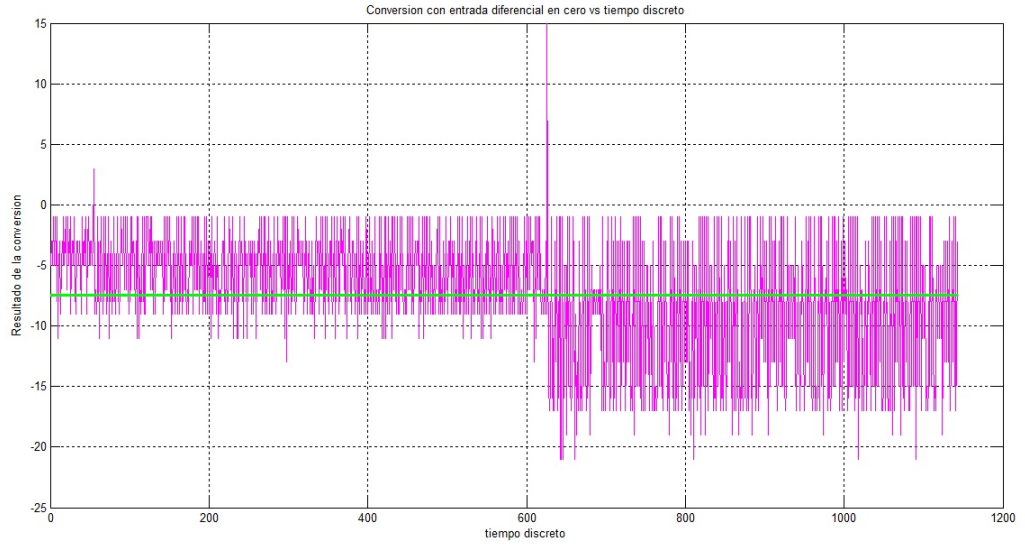


Figura 4.19: Salida digital del convertor A/D con entrada diferencial en cero

Fuente: Elaboración propia

se observan la Ecuaciones (4.7) y (4.8):

$$ENOB = \ln \frac{FSR/RMS_{noise}}{\ln(2)} \quad (4.7)$$

$$Noise - Free - Bits = \ln \frac{FSR/(Peak - to - Peak_{noise})}{\ln(2)} \quad (4.8)$$

con:

$$FSR(FullScaleRange) = \frac{V_{REF}}{Gain} \quad (4.9)$$

En las Tablas 4.1 y 4.2 se observa el desempeño del convertidor ADS1232 con respecto a diferentes datos de ruido dados por el fabricante, para este caso, un promedio de 1024 muestras tomadas directamente en la entrada.

En la Figura 4.20 se observa un esquema del puente Wheatstone. Como se ha mencionado anteriormente, este circuito especial se utiliza para obtener la lectura generada por la variación de la resistencia de las celdas de carga que utilizan galgas extensiométricas. Cabe recordar que una de las consideraciones con respecto a los convertidores analógico-digitales que deben ser tenidas en cuenta es el error de off-set que se genera debido a la desviación en los valores de las resistencias considerando la idealidad de las polarizaciones en el circuito.

4.2. IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS

GAIN	RMS NOISE	PEAK TO PEAK NOISE	ENOB(RMS)	NOISE-FREE-BITS
1	420 nV	179 uV	23.5	21.4
2	270 nV	900 nV	23.1	21.4
64	19 nV	125 nV	22.0	19.2
128	17 nV	110 nV	21.1	118.4

Tabla 4.1: $AVDD=5[V]$, $V_{REF} = 5[V]$
Rendimiento del ADS1232, DR=10SPS

GAIN	RMS NOISE	PEAK TO PEAK NOISE	ENOB(RMS)	NOISE-FREE-BITS
1	1,36 uV	8,3 uV	21.8	19.2
2	850 nV	5,5 uV	21.5 uV	18.8
64	48 nV	307 nV	20.6	18
128	44 nV	247 nV	19,7 nV	17,2

Tabla 4.2: $AVDD=5[V]$, $V_{REF} = 5[V]$
Rendimiento del ADS1232, DR=80SPS

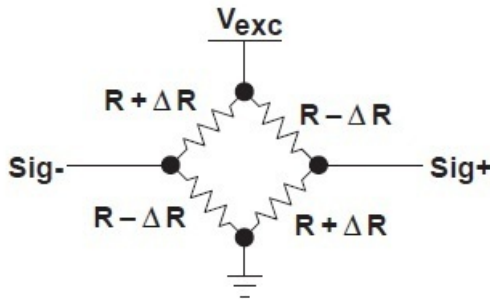


Figura 4.20: Puente de Wheatstone

Fuente: <http://www.ti.com/lit/an/sloa034/sloa034.pdf>

4.2.1.3. Rediseño del sistema

En el circuito diseñado se pueden implementar aún algunas modificaciones que permitan mejorar el rendimiento. Desde el punto de vista de el acoplamiento de la tierra analógica con la tierra digital, se ha incluido una ferrita que permita minimizar el ruido presente entre ellas como se observo anteriormente, además, se utilizaran unos dispositivos llamados referencias de tensión, los cuales poseen ruidos de polarización en la salida lo suficientemente bajos tra-

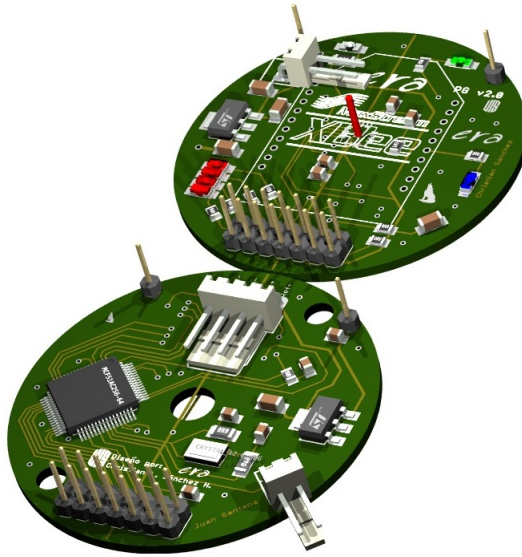


Figura 4.21: Tarjeta de adquisición V2

Fuente: Elaboración propia

tando de minimizar las fuentes de ruido en el circuito, incluso aunque el convertidor tenga un PSRR (*Power Supply Rejection Ratio*). En la tarjeta v2 se implementa una REF02 de texas instruments la cual tiene un ruido de polarización de $10 \mu V_{pp}$ entre frecuencias de 0.1 a 10 HZ, con el fin de polarizar las referencias del convertidor ADS1232.

Otro de los aspectos importantes es el muestreo, recordando que en la conexión del conversor se tenía una rata de conversión fija de 10 muestras por segundo, es decir 10 [Hz], se realiza la conexión para un muestreo de 80 [Hz], además de la posibilidad de obtener la temperatura del dispositivo mediante el pin TEMP.

4.2.2. Tarjeta de recepción y procesamiento de datos

El sistema de recepción y procesamiento de datos consta de una tarjeta de desarrollo kwikstik que incorpora el microcontrolador Kinetis K40X256 el cual se encarga del procesamiento de los datos; además se ha desarrollado una tarjeta para la recepción de datos la cual se puede observar en el anexo B.2, y que esta conectada a la tarjeta KWIKSTIK mediante un modulo de desarrollo de freescale llamado TWR-ELEV, el cual interconecta diferentes módulos mediante el puerto PCIE-164 que poseen algunos módulos y tarjetas de desarrollo de esta compañía.

El modulo desarrollado permite obtener los datos que transmite la tarjeta de adquisición a través de los módulos XBEE. En la sección 4.2.4 se profundizara al respecto de la transmisión.

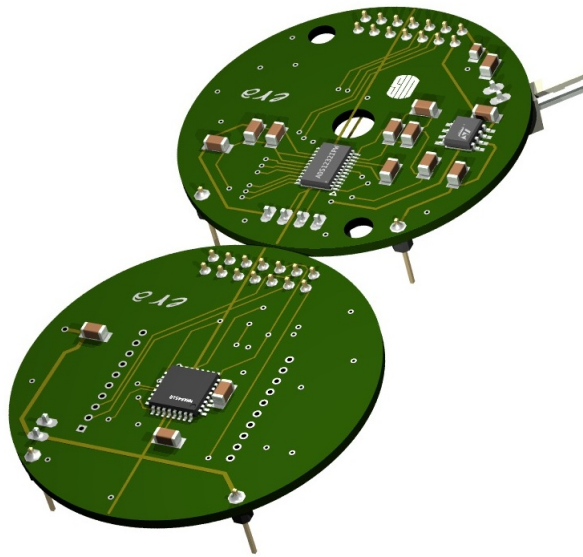


Figura 4.22: Tarjeta de Adquisición V2(Vista posterior)

Fuente: Elaboración propia



Figura 4.23: Tarjeta de desarrollo KWIKSTIK

Fuente: <http://www.freescale.com/>

4.2.3. Modulo para la visualización de resultados

Una solución gráfica con una LCD se hace necesaria en casos de control, mediciones y diagnóstico de sistemas o dispositivos con interfaz hombre-máquina, donde el operador pueda tener acceso a las variables del sistema o dispositivo y hacer cambios activos de las condiciones y requerimientos de operación del sistema o dispositivo.

4.2. IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS



Figura 4.24: Sistema TWR-ELEV

Fuente: <http://www.freescale.com/>

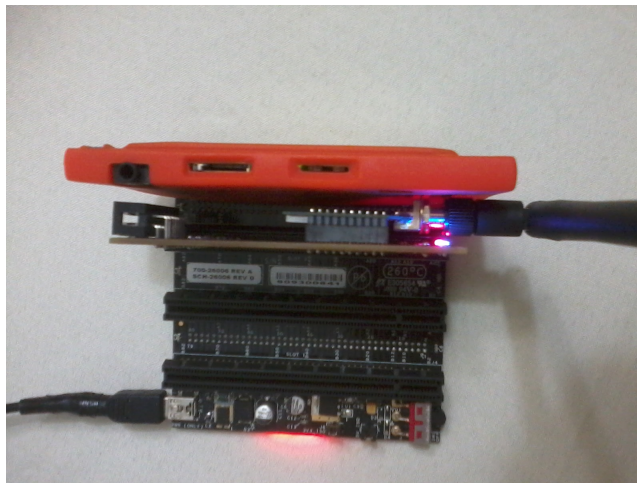


Figura 4.25: Implementación del sistema de adquisición

Fuente: Elaboración propia

En lo que corresponde la visualización de resultados, el enfoque radicó en la búsqueda de una solución modular y portable para visualizar el dinagrama. Primero se consideró la opción de graficar en un software para computadora como LABView o MATLAB, pero debido a que el proyecto se encuentra enfocado hacia los sistemas embebidos y como producto final se busca este tipo de desarrollo, se hace necesario buscar dispositivos más pequeños y portables como las LCDs, analizando criterios como los recursos y la documentación del software para que su implementación fuese sencilla y sus dimensiones se asimilaran a las de un dispositivo portable. De esta manera, se decidió adquirir la TWR-LCD, un modulo LCD de Freescale semiconductors diseñado para acoplarse e implementarse con el sistema de desarrollo TOWER SYSTEM y una LCD CFAG160160BTFHVZ de Crystalfontz America, monocromática



Figura 4.26: Sistema de adquisición y procesamiento de datos

Fuente: Elaboración propia

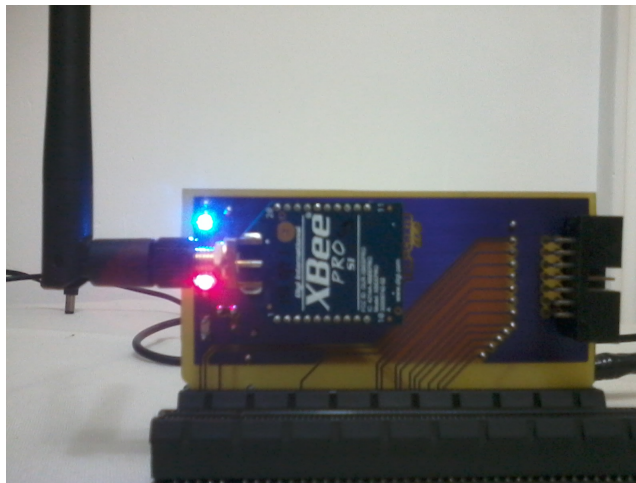


Figura 4.27: Sistema de adquisición

Fuente: Elaboración propia

y de 160x160 pixeles de resolución, con una interfaz de manejo simple, y al igual que la de Freescale, con suficiente documentación para elaborar un controlador acorde a las necesidades tanto de software como de visualización gráfica.

4.2.3.1. TWR-LCD

Entrando en detalles de la TWR-LCD de Freescale se listarán brevemente sus componentes de hardware y sus recursos de software más relevantes para el presente desarrollo.

Como características principales tiene una pantalla de 3,2" TFT QVGA con un sensor táctil

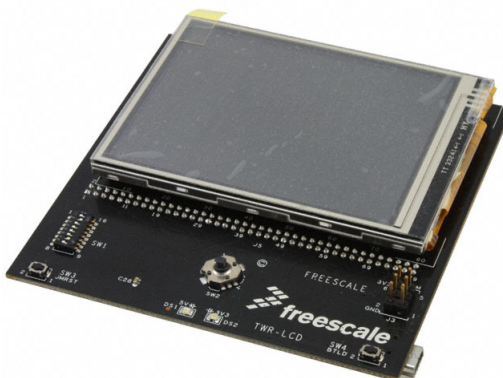


Figura 4.28: Modulo TWR-LCD de freescale

Fuente: <http://www.freescale.com/>

resistivo superpuesto, control de navegación por pulsador de 5 direcciones, puerto para tarjeta microSD, un microcontrolador dedicado MCF51JM128 y un timbre piezo eléctrico para realimentación.

El controlador de la pantalla LCD es accesible desde el microcontrolador a través de la interfaz SPI, y además permite una conexión con el bus EBI del sistema TOWER de Freescale. En la Figura 4.29 se observa un diagrama de bloques de la LCD.

Fuente de alimentación: Por ser una tarjeta de desarrollo independiente tiene la versatilidad de ser alimentada por el puerto Mini-B USB a 5V, o si se acopla al sistema TOWER alimentarse del BUS a 5V, sin embargo al estar acoplada el conector USB sigue funcionando como puerto para conexión de datos con el MCF51JM128. La etapa de regulación en esta tarjeta corresponde a la alimentación de 3,3V del núcleo del microcontrolador y del controlador de la LCD, y una tensión de 15,5V para alimentar el backlight o luz de retroiluminación.

Pantalla LCD: Es una pantalla Truly Semiconductor 3,2" TFT QVGA de cristal líquido con una interfaz táctil analógica resistiva superpuesta.

Comunicación: Para controlar la LCD se usa un controlador 240 RGB x 320 QVGA, el cual es accesible a través del MCF51JM128 o de un microcontrolador externo por SPI y de la CPU de la TOWER a través del bus interno del sistema EBI.

8 DIP switch: Esta tarjeta implementa un interruptor DIP de 8 posiciones para configurar el canal de comunicación, la CPU de control, el sensor táctil, el puerto microSD, la señal CS del SPI, la activación del backlight y la activación del PWM que controla el timbre piezo eléctrico.

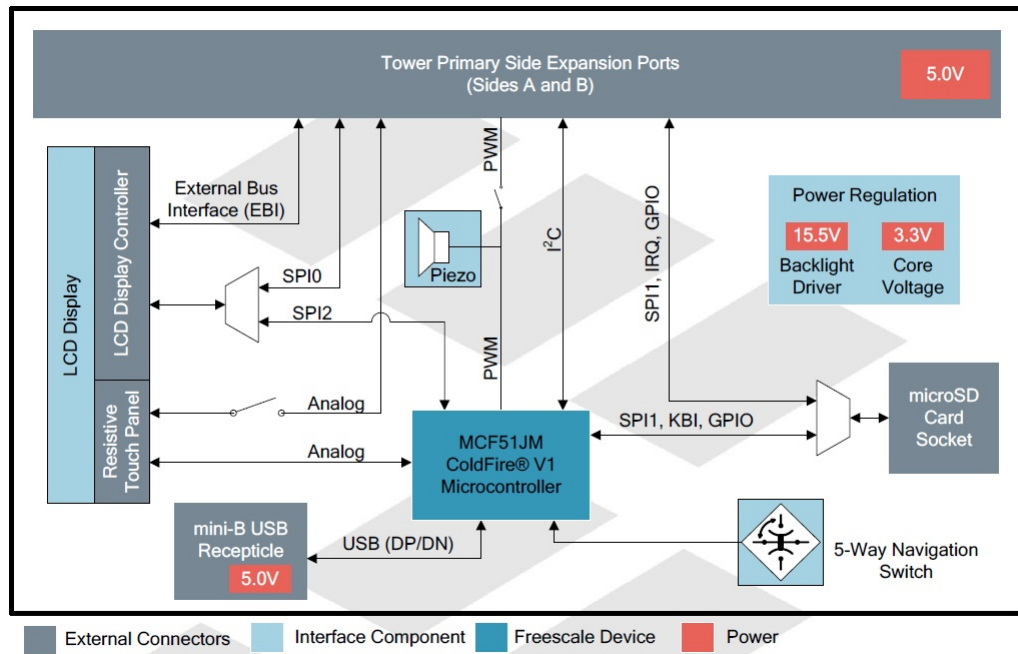


Figura 4.29: Diagrama de bloques TWR-LCD de freescale

Fuente: <http://www.freescale.com/>

Bootloader: A la hora de configurarse ofrece una alternativa muy interesante y es un sistema de carga del archivo ejecutable, el cual permite configurar la tarjeta para que el computador en el que se este trabajando la detecte como una unidad de almacenamiento masivo, y a continuación arrastrar a esta unidad el archivo ejecutable, para este caso un .s19 que es el resultado de compilar correctamente la aplicación en el programa de desarrollo CodeWarrior. También ofrece el modo convencional de cargar o programar el microcontrolador que es a través del modulo BDM (Background Debug Mode) usando una programadora o interfaz para dicho fin.

Para integrar este modulo al hardware desarrollado se utilizo el modulo de la TOWER ELEVATOR, la misma que permite integrar la tarjeta TWR inalámbrica para recepción y la tarjeta KWIKSTIK.

D4D: El equipo de Freescale ofrece una herramienta excepcional, un driver o controlador completo descrito y muy bien explicado, el D4D, el cual es un pequeño sistema operativo en tiempo real que contempla todos los detalles que se podrían necesitar de una LCD embebida como texto, iconos, menus, navegación, gráficas, animaciones y un control de interfaz de usuario que hace uso del sensor táctil y el pulsador de 5 direcciones que acompaña este modulo.

Debido a que se encuentra suficiente desarrollo en la parte del controlador para la LCD en el microcontrolador dedicado de la tarjeta el MCF51JM128, para efectos prácticos, se

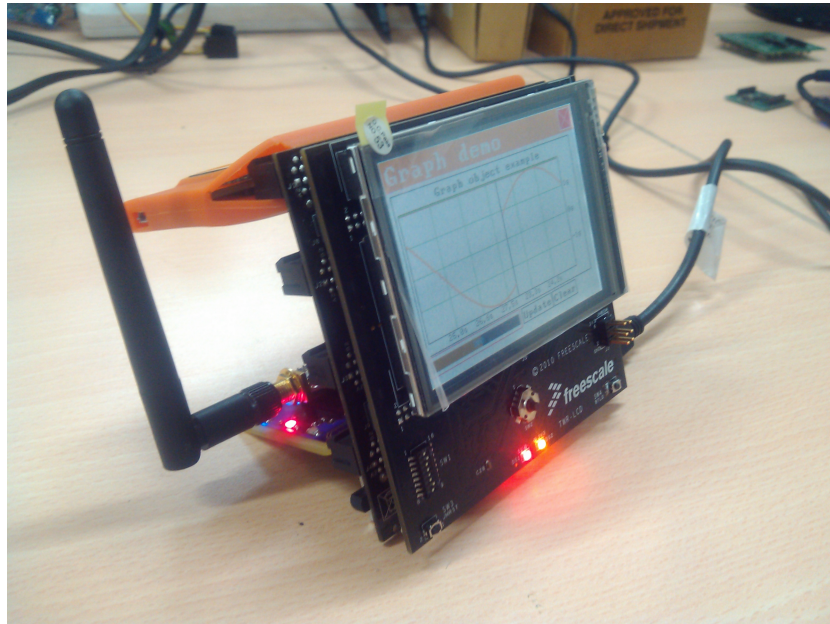


Figura 4.30: Sistema de procesamiento integrado

Fuente: Elaboración propia

propone utilizar este microcontrolador como el controlador de la LCD el cual se implementará de modo que reciba los datos de forma serial, se tomen en la sección gráfica y se muestren.

En la implementación del programa que permite manejar la TWR-LCD se tuvieron algunos inconvenientes debido a que excede la capacidad máxima permisible por el compilador, para este caso, Codewarrior 6.3 en su versión libre, de este modo se hace necesaria la adquisición de una licencia adicional del programa, por lo tanto a pesar de las ventajas que esta LCD ofrece, las complicaciones para su funcionamiento hicieron necesario el uso de la LCD CFAG160160BTFHVZ de *crystal fontz*.

4.2.3.2. CRYSTALFONTZ CFAG160160BTFH VZ LCD

La LCD CFAG160160BTFH VZ es de tipo monocromático de 160x160 pixeles, cuenta con *back light* (retro-iluminación) blanco, comunicación paralela de 8 bits, memoria SRAM de 4Kb, memoria ROM de caracteres y un controlador gráfico LC7981.

A continuación se detallan algunas de sus principales características:

- **Alimentación:** Esta provista de un conector de pines de 2x10 de los cuales dos son de polarización directa Vdd y Vss ($V_{dd}-V_{ss}=5V$) y uno de polarización indirecta, Vo, usado para ajustar el contraste, donde $V_o \simeq -15 [V]$. Además, posee un pin llamado Vee, el cual es una salida de una polarización negativa de $-15[V]$ utilizada para alimentar Vo por medio de un potenciómetro de $10K\Omega$. Finalmente, también cuenta con dos pads para el back light el cual se alimenta a $5[V]$ y presenta un consumo de $220[mA]$.



Figura 4.31: LCD CFAG160160BTFHVZ

Fuente: <http://www.crystalfontz.com/>

- **Pantalla:** LCD transreflectiva pasiva FSTN de luz gris apta para condiciones de visualización cómoda en entornos muy iluminados o soleados.
- **Comunicación:** Presenta una interfaz de datos paralela de 8bits (DB0-DB7) y unas señales de control CS (*chip select*), RS (*command data*), R (*reset*), W/R (*read-write*) y E (*Enable*). Su controlador permite implementar un driver usado por una CPU externa muy sencillo basado en el orden en que se ingresan las instrucciones y en tiempos de ejecución de las mismas.

Finalmente, se obtuvo la gráfica que se observa en la Figura 4.32 en donde se puede apreciar claramente una carta dinagráfica, de este modo, se concluye que esta LCD es adecuada para realizar la tarea de visualización del prototipo, además, su precio es considerablemente mas bajo que la TWR-LCD si se piensa en una posible producción en masa del dispositivo futuro.

4.2.4. Transmisión inalámbrica

La transmisión inalámbrica se realiza a una frecuencia de 2,4 GHz, la cual ha sido definida por el Ministerio de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones de Colombia como banda libre, utilizando el protocolo Zig-bee a través de los módulos XBEE[18] Pro que se comunican con el microcontrolador mediante el protocolo serial SCI. Los módulos Xbee pro ofrecen un alcance en línea de vista directa de hasta 1 Km con lo cual se pueden descartar otros dispositivos como los bluetooth, además, se pueden adquirir fácilmente y existen de diferentes tipos de acuerdo a la aplicación en la que se necesitan, incluso ofrecen la versatilidad de incorporarse a una red fácilmente lo que los hace adecuados para este tipo de aplicaciones.

Una vez se ha establecido la comunicación inalámbrica, el siguiente reto es establecer un

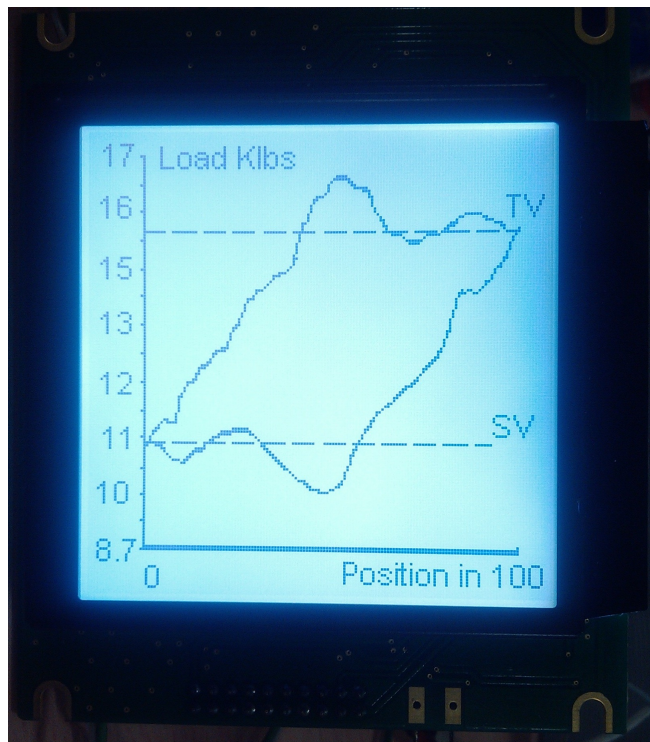


Figura 4.32: Gráfica del dinagrama en la LCD CFAG160160BTFHVZ

Fuente: Elaboración propia

algoritmo que permita sincronizar la transmisión de los datos debido a que la transmisión y el procesamiento son tareas secuenciales, la recolección de los datos suele ser mas lenta que el procesamiento, por tal razón se deben sincronizar una vez la tarjeta de transmisión haya obtenido los datos del acelerómetro, el giróscopo y el conversor analógico-digital, y la tarjeta de procesamiento este lista para recibir lo cual ocurre una vez esta ha terminado de procesar los datos anteriores. En la sección B.2 se puede observar el algoritmo completo.

En la primera parte de este algoritmo, la tarjeta de adquisición de los datos, envía señales de reconocimiento periódicamente ("SYNC") y espera a la respuesta de una cadena de caracteres específica("ok") lo que le indicara que la tarjeta de procesamiento esta lista para recibir los datos. Una vez esta sincronizada la recepción, se inicializan las banderas que se usaran en el algoritmo de recepción se procede a recibir los datos. El algoritmo de recepción terminará solo si el número de datos esperado es igual al número de datos que se ha recibido, una vez esto sucede la tarjeta de transmisión envía una cadena de caracteres de finalización ("fin") y si el número de datos que se ha recibido coincide, la tarjeta de procesamiento responde con una cadena de caracteres de transmisión exitosa, ("okf"), de lo contrario envía la cadena ("md") y se pone a la espera nuevamente de las señales de sincronización, y la tarjeta de adquisición enviará nuevamente los mismos datos.

Si la transmisión falla en alguno de los puntos de verificación, es decir, si la tarjeta de ad-

4.2. IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS

quisición ya ha terminado de enviar los datos y envía la cadena de "finalización de envío", y la tarjeta de recepción aún esta esperando datos, es por que alguno de los datos se perdió y por lo tanto, se corrieron los datos ya que se envían y se recogen de manera secuencial y alternada, es decir, primero se guarda el dato de aceleración, luego el de giro y por último el de conversión analógica-digital, de manera que si este escenario ocurre, la tarjeta de recepción espera a que la tarjeta de transmisión termine de enviar en un tiempo ya predefinido debido a que la tarjeta envía secuencialmente y la velocidad de transmisión es conocida, así como el número máximo de caracteres, entonces la tarjeta de recepción enviara una cadena que advierte la perdida de datos, de tal forma que la tarjeta de adquisición vuelva a enviarlos nuevamente.

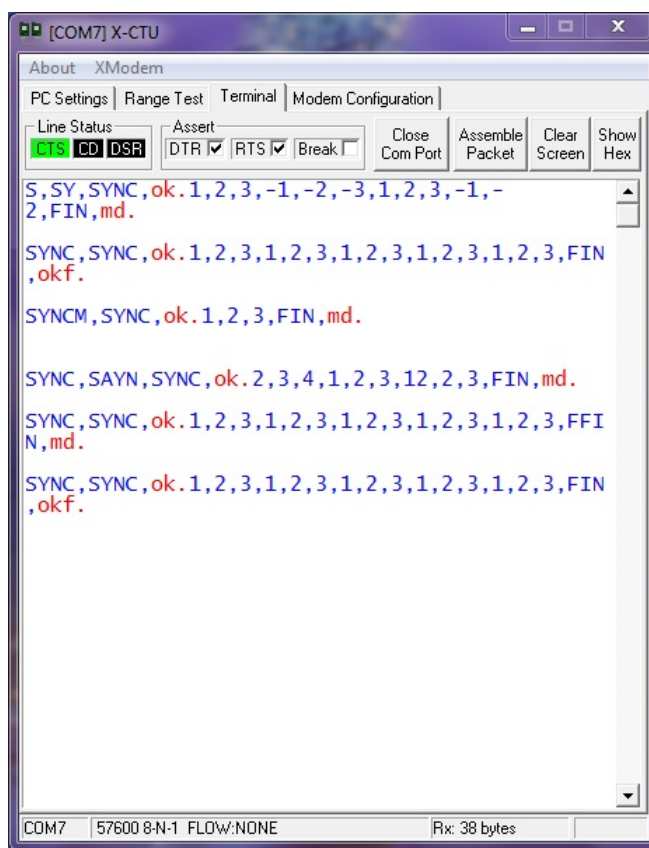
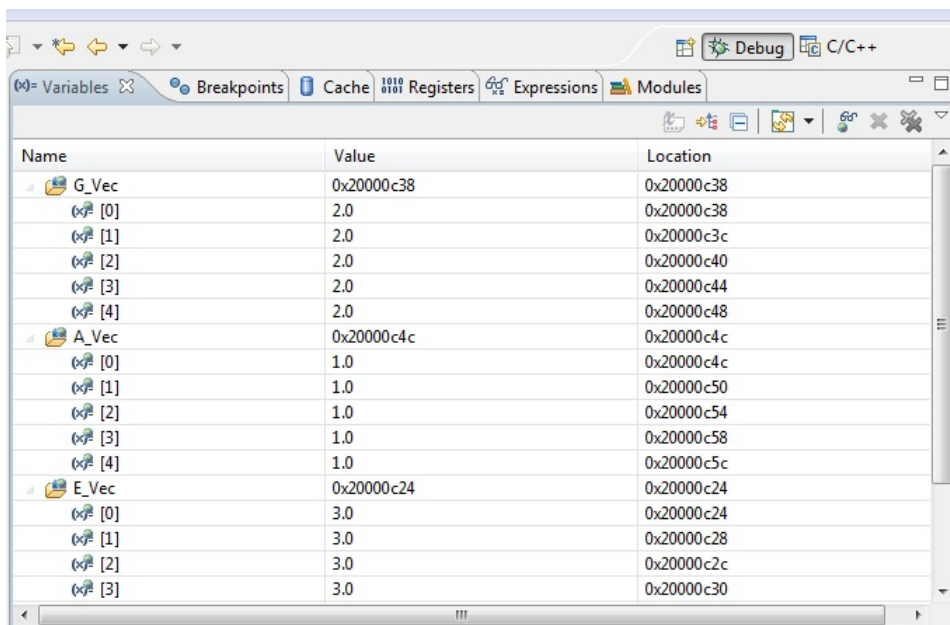


Figura 4.33: Prueba de sincronización por terminal

Fuente: Elaboración propia

En las Figura 4.33 se pueden observar diferentes escenarios de la transmisión, esta prueba fue realizada a través del terminal para verificar el funcionamiento del algoritmo. En la Figura 4.34 se observa que se han guardado los datos transmitidos satisfactoriamente. Esta es una imagen del debug en codewarrior 10.2 una vez ha finalizado la transmisión como se observo en la Figura 4.33.

4.2. IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS



The screenshot shows a debugger's 'Variables' window for a C/C++ application. The window displays a list of variables and their values. The variables are organized into three groups: G_Vec, A_Vec, and E_Vec. Each group contains five elements, indexed from [0] to [4]. The values for G_Vec are all 2.0, for A_Vec are all 1.0, and for E_Vec are all 3.0. The memory locations are shown in hexadecimal format.

Name	Value	Location
G_Vec	0x20000c38	0x20000c38
[0]	2.0	0x20000c38
[1]	2.0	0x20000c3c
[2]	2.0	0x20000c40
[3]	2.0	0x20000c44
[4]	2.0	0x20000c48
A_Vec	0x20000c4c	0x20000c4c
[0]	1.0	0x20000c4c
[1]	1.0	0x20000c50
[2]	1.0	0x20000c54
[3]	1.0	0x20000c58
[4]	1.0	0x20000c5c
E_Vec	0x20000c24	0x20000c24
[0]	3.0	0x20000c24
[1]	3.0	0x20000c28
[2]	3.0	0x20000c2c
[3]	3.0	0x20000c30

Figura 4.34: Prueba de recepción mediante debug (KWIKSTIK)

Fuente: Elaboración propia

Conclusiones

1. Se implementó un sistema de adquisición, recepción y procesamiento de datos modular, el cual permitió evaluar cada uno de los problemas de diseño electrónico individualmente e identificar rápidamente los aspectos a corregir en los futuros diseños del dispositivo, mejorando aspectos clave como el acoplamiento de las señales analógicas y digitales.
2. En todo sistema electrónico en el que se encuentren etapas de adquisición de señales analógicas existen diferentes factores de ruido que interfieren en su correcta adquisición, por esta razón se deben tener en cuenta detalles como el aislamiento de tierras en circuitos en los cuales se encuentran dispositivos de adquisición analógica interactuando con dispositivos que trabajan con señales digitales además de tener las debidas precauciones en las polarizaciones del circuito, es por esto, que se realizó el análisis de ruido generado entre las tierras analógica y digital observando los factores que afectan la correcta adquisición de las señales y corrigiendo los diseños para la correcta realización de futuros prototipos del dispositivo.
3. Existen diferentes tecnologías de convertidores analógico-digitales como las SAR o las *pipelining*, pero la tecnología $\Sigma - \Delta$ es la que mejor desempeño presenta a la hora de medir señales que varían en el orden de los nV ya que estas señales son extremadamente susceptibles al ruido, este desempeño se debe a la implementación de un sistema de sobremuestreo y modulación que permite mejorar aspectos como la SNR del dispositivo.
4. Se mostraron dos métodos para adquirir señales de celdas de carga con la configuración en puente Wheatstone, uno de ellos basado en la modulación de la señal que varía, sin embargo debido a la dificultad presente en la correcta generación de la señal moduladora, se escogió el método de excitación con una señal DC de acuerdo con la implementación del convertidor $\Sigma - \Delta$ ADS1232 que además presenta un excelente rendimiento frente señales de ruido externas al convertidor como los efectos por polarización(*PSRR*).
5. Se demostró un algoritmo computacional implementado sobre un sistema embebido que resuelve el problema de la integración de las señales de aceleración en busca del desplazamiento, solucionando los problemas implícitos de la integración numérica y de la aproximación de manera recursiva a través de señales físicas presentes en el entorno como lo son la aceleración y el giro.

4.2. IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS

6. Se observó que el error generado debido a los métodos de integración numérica es acumulativo, de esta forma es evidente que si no se realiza un reinicio del algoritmo de integración como se demostró en los resultados obtenidos, o se implementa un método de corrección alternativo, los datos procesados serán totalmente erróneos.
7. Se propuso la aplicación de la señal de giro obtenida a partir de un dispositivo MEMS como sistema de corrección para el error que produce la integración de la señal de aceleración.
8. Se obtuvieron señales físicas externas como la aceleración y el giro a partir de transductores que implementan tecnologías de tipo MEMS, de esta forma, se pueden obtener sistemas de adquisición de poco tamaño en contraste con transductores fabricados a partir de otras tecnologías, además se pudo observar la variación de las señales con la perturbación y el movimiento del dispositivo para su posterior procesamiento.
9. Debido al inherente ruido presente en la naturaleza, incluso en las señales físicas correspondiente a la no idealidad del comportamiento de los sistemas, se pueden realizar operaciones como la verificación de picos indeseados en las señales adquiridas a través del cálculo de la respectiva pendiente de la señal, lo cual permite descartar parte del ruido que la afecta.
10. Se realizó una selección de diferentes dispositivos que permitieran la visualización de los resultados de manera portable, comparando dos soluciones óptimas y asequibles, y realizando su selección teniendo en cuenta criterios como versatilidad y documentación y comprobando su validez mediante la presentación la carta dinagráfica en una de ellas, concluyendo en el desarrollo de un sistema de procesamiento modular que permite realizar cambios y pruebas en los diseños futuros del dispositivo a desarrollar.

Observaciones y Recomendaciones

Una vez finalizada la etapa de pruebas, a continuación se realizan algunas observaciones y recomendaciones que permitirán mejorar el desempeño de los futuros prototipos.

La forma circular de la tarjeta de adquisición se encuentra determinada por la forma del lugar donde se instalará finalmente, con un radio circular de 5 cm como máximo y dos orificios para su posterior instalación. La alimentación de los futuros prototipos se realizará a partir de celdas solares que provean una potencia igual o mayor a 1,6 [W], la cual está determinada por el consumo de la tarjeta de adquisición en operación normal. También se espera contar con baterías de respaldo que garanticen el buen funcionamiento del circuito y un circuito adicional que permita encender y apagar el sistema de manera remota y sin dificultades.

La tarjeta KWIKSTIK será sustituida en implementaciones futuras por la TWR-K70F120M, la cual cuenta con una unidad de hardware llamada FPU(*Float Point Unit*), la cual está encargada del procesamiento de variables en punto flotante, lo cual se espera conlleve a tiempos de procesamiento mucho menores a los actuales, ya que el microprocesador de la KWIKSTIK no cuenta con esta unidad dentro de su arquitectura.

Las primeras versiones de la tarjeta de adquisición de datos y el modulo de transmisión inalámbrico de la TWR fueron realizadas por fabricantes de circuitos impresos que utilizan técnicas de foto-revelado para su elaboración, haciéndolos económicos y adecuados para pruebas preliminares, esto permitió observar las falencias del diseño con un presupuesto relativamente económico. Se espera que las futuras tarjetas a las cuales se les implementaran todas las mejoras, sean realizadas con aparatos y sistemas que utilicen tecnologías de última generación para la elaboración de circuitos impresos, lo que mejorará la calidad de las tarjetas y de todo el sistema de adquisición en general.

Existen filtros predictivos como el filtro Kalman, el cual permite obtener resultados en la adquisición de las señales con una calidad muy por encima a la actual, aunque su complejidad suele ser bastante avanzada. En futuros proyectos en los que se empleen dispositivos inerciales se esperan poder implementar filtros de este tipo.

El muestreo de los datos en la tarjeta de adquisición se realizará a una frecuencia máxima de 80 [Hz] debido a que es la frecuencia máxima de salida del convertidor analógico-digital(La frecuencia de muestreo del convertidor es de 76,8 KHz) y es el sensor que presenta la frecuencia de muestreo más baja. El acelerómetro y el giróscopo pueden implementarse a frecuencias de muestreo de hasta 800 [Hz].

Bibliografía

- [1] TOMADO DE [HTTP://WWW.ECOPETROL.COM.CO/](http://www.ecopetrol.com.co/)
- [2] J. JOCOLT, *GUIA PARA LA INSTRUMENTACION DE UN CAMPO DE EXTRACCION DE PETROLEO*, & TRABAJO DE GRADO, GUATEMALA, AGOSTO, 2003.
- [3] TOMADO DE [HTTP://WWW.TI.COM/LIT/ML/SLYP163/SLYP163.PDF](http://www.ti.com/lit/ml/slyp163/slyp163.pdf)
- [4] BURDEN, RICHARD L. ; FAIRES, J. DOUGLAS, *ANALISIS NUMERICO*, & GRUPO EDITORIAL IBEROAMÉRICA. THOMSON INTENATIONAL EN MÉXICO, 7.A EDICIÓN, 2002.
- [5] L. BROWN, *COURSE LENGTH MEASUREMENT*, & UNITED STATES PATENT, PP. 2-15, MAY 5. 1987.
- [6] J. MCCOY, *METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING PUMPING ROD POSITION AND OTHER ASPECTS OF PUMPING SYSTEM BY USE OF AN ACCELEROMETER*, & UNITED STATES PATENT, PP. 1-11, DEC 31. 1996.
- [7] [HTTP://CACHE.FREESCALE.COM/FILES/SENSORS/DOC/DATA_SHEET/MMA8451Q.PDF](http://cache.freescale.com/files/sensors/doc/data_sheet/MMA8451Q.pdf)
- [8] PEDLEY M., *TILT SENSING USING A THREE-AXIS ACCELEROMETER*, & APPLICATION NOTE, FREESCALE SEMICONDUCTOR, FEB 02, 2013.
- [9] [HTTP://WWW.ST.COM/INTERNET/COM/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00265057.PDF](http://www.st.com/Internet/COM/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00265057.pdf)
- [10] [HTTP://CACHE.FREESCALE.COM/FILES/32BIT/DOC/DATA_SHEET/MCF51AC256.PDF](http://cache.freescale.com/files/32bit/doc/data_sheet/MCF51AC256.pdf)
- [11] [HTTP://WWW.DIGI.COM/PRODUCTS/WIRELESS-WIRED-EMBEDDED-SOLUTIONS/ZIGBEE-RF-MODULES/POINT-MULTIPOINT-RFMODULES/XBEE-PRO-XSC#OVERVIEW](http://www.digi.com/products/wireless-wired-embedded-solutions/zigbee-rf-modules/point-multi-point-rf-modules/xbee-pro-xsc#overview)
- [12] [HTTP://WWW.TI.COM/LIT/DS/SYMLINK/ADS1232.PDF](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1232.pdf)
- [13] T. CHAN, D. A. JOHNS, K. W. MARTIN, *ANALOG INTEGRATED CIRCUIT DESIGN, second edition*, & WILEY INC., 2012
- [14] ST MICROELECTRONICS, *EVERITHING ABOUT STMICROELECTRONICS' 3-AXIS DIGITAL MEMS*, TECHNICAL ARTICLE, TA0343, JULY, 2011.
- [15] [HTTP://WWW.MICROCHIP.COM/](http://www.microchip.com/)
- [16] TOMADO DE [HTTP://WWW.TI.COM/PRODUCT/ADS1232](http://www.ti.com/product/ads1232)

BIBLIOGRAFÍA

[17] DISPONIBLE EN [HTTP://WWW.ANALOG.COM/](http://www.analog.com/)

[18] [HTTP://WWW.DIGI.COM/XBEE/](http://www.digi.com/xbee/)

Apéndice A

Códigos de programación

A.1. Algoritmo de corrección de distancia en Matlab

```
1
2 function grap(VUC,UC)
3 close all;
4 clear all;
5 vuc;
6 uc;
7 clc;
8 w1=1.0472;
9 w2=2.0944;
10 R1=165;
11 R2=600;
12 p=900; %original a 2000
13 lim=6*pi;
14 t=linspace(0,lim,p);
15 dt=t(2)-t(1);
16 a=-R1+(w1^2)*cos(w1*t)-R2*(w2^2)*cos(w2*t);
17 d=R1*cos(w1*t)+R2*cos(w2*t);
18 v=-R1*w1*sin(w1*t)-R2*(w2)*sin(w2*t);
19 integral=zeros(1,p);
20
21 %Generando Se al de gyro
22 gyro=(sign(v)+1)/2;
23 gyro(1)=gyro(2);
24 tic; %Starting stopwatch timer
25
26 %INTEGRACION ACELERACION—>VELOCIDAD
27 int2=integral;
28 for i=2:p
29     int2(i)=((a(i)+a(i-1))/2)*dt)+int2(i-1);
30 end
31 reg=polyfit(t,int2,1);
32
33 %Generando matriz de velocidad
34 i=1;
35 f=0;
36 while(i<p)
37     c=1;
```

A.1. ALGORITMO DE CORRECCIÓN DE DISTANCIA EN MATLAB

```

38     f=f+1;
39     if(gyro(i)==0)
40         while(gyro(i)==0 && (i<p))
41             vel_m(f,c)=int2(i);
42             i=i+1;
43             c=c+1;
44         end
45     else %gyro=1
46         while(gyro(i)==1 && (i<p))
47             vel_m(f,c)=int2(i);
48             i=i+1;
49             c=c+1;
50         end
51     end
52 end
53
54 [s,y]=size(vel_m);
55
56
57 %Sacando puntos para pendiente ->vector de pendiente
58 for i=1:s
59     j=2;
60     pey(i,1)=vel_m(i,1);
61     while (j<=y && vel_m(i,j)~=0)
62         pey(i,2)=vel_m(i,j); %pey(i,1)
63         j=j+1;
64     end
65     pey(i,3)=j-1; %calculo del numero de muestras diiscretas para pendiente
66 end
67
68
69 %Generando vector de pendientes
70 for i=1:s
71     pen(i)=(pey(i,2)-pey(i,1))/pey(i,3);
72 end
73
74 %vector de velocidad corregido
75 for i=1:s
76     j=2;
77     vel_c(i,1)=vel_m(i,1)-pen(i)-vel_m(i,1);
78     while(((vel_m(i,j)~=0) && j<y)
79         vel_c(i,j)=vel_m(i,j)-pen(i)*j-vel_m(i,1);
80         j=j+1;
81     end
82 end
83 %Generando vector de velocidad corregido continuo
84 w=2;
85 for i=1:s
86     j=1;
87     vel_corr(1)=0;
88     while(j<y && (vel_c(i,j)~=0))
89         vel_corr(w)=vel_c(i,j);
90         w=w+1;
91         j=j+1;
92     end
93     vel_corr(w)=0;

```

A.1. ALGORITMO DE CORRECCIÓN DE DISTANCIA EN MATLAB

```

94     w=w+1;
95 end
96
97
98 %INTEGRACION VELOCIDAD—>POSICION
99 %Sin Correccion
100 int3=integral;
101 for i=2:p
102     int3(i)=(((int2(i)+int2(i-1))/2)*dt)+int3(i-1);
103 end
104 reg2=polyfit(t,int3,1);
105
106
107 %Corregida
108 dis_corr(1)=0;
109 for i=2:p
110     dis_corr(i)=(((vel_corr(i)+vel_corr(i-1))/2)*dt)+dis_corr(i-1);
111 end
112 reg3=polyfit(t,dis_corr,1);
113
114 tiempo_transcurrido=toc;
115
116 disp('el tiempo de calculo en segundos fue: ');
117 disp(toc);
118
119
120 figure ,
121 plot(t,a,t,v,'r',t,d,'m',t,gyro*max(a),'c'),grid,title('Modelo');
122 legend('Aceleracion','Velocidad','Distancia','Gyrosocopo','Aceleracion_micro');
123 figure
124 plot(t,v,'r',t,int2,'m',t,polyval(reg,t),'y',t,vel_corr,t,VUC),grid,xlabel('
    tiempo'),ylabel('velocidad'),title('velocidad vs tiempo');
125 legend('Vel. modelada','Vel. integrada','Regresion','Vel. corregida','Vel.
    corregida_kinetis');
126 % figure
127 % plot(t,d,'r',t,int3,'g',t,polyval(reg2,t)),grid,xlabel('tiempo'),ylabel('
    distancia'),title('distancia vs tiempo');
128 % legend('Dist. modelada','Dist. integrada','Regresion');
129
130
131 figure
132 plot(t,d,'r',t,int3,'g',t,polyval(reg2,t),'y',t,dis_corr,'m',t,UC),grid,xlabel(
    'tiempo'),ylabel('distancia'),title('distancia vs tiempo');
133 legend('Dist. modelada','Dist. integrada','Regresion','Distancia_corregida','
    Distancia_corregida_Kinetis');
134
135
136 % figure
137 % plot(t,d,'r',t,int3,'g',t,polyval(reg2,t),t,dis_corr,'m'),grid,xlabel('
    tiempo'),ylabel('distancia'),title('distancia vs tiempo');
138 % legend('Dist. modelada','Dist. integrada','Regresion','Distancia corregida')
    ;
139
140
141 figure
142 plot(t,abs(vel_corr-VUC),'r',t,abs(dis_corr-UC),'g'),grid,title('ERRORES');
```

A.1. ALGORITMO DE CORRECCIÓN DE DISTANCIA EN MATLAB

```
143 legend('Error_de_Velocidades','Error_de_Distancias');
144
145
146
147 %Generacion de vectores en un archivo para Implementacion en el
   Microcontrolador
148 Ar =fopen('vectores','w');
149 %Ar=fopen([vectores,'.txt'],'w');
150 fprintf(Ar,'—_Developed_by_Christian_Sanchez_—_\n\n');
151
152
153
154 %Informacion de los vectores
155
156 fprintf(Ar,'float_time_vector[]={ ');
157
158
159 %Vector de tiempo
160 for i=1:length(t)
161     if i==length(t)
162         fprintf(Ar,'%6.6f_};_%\n',t(i));
163     else
164         fprintf(Ar,'%6.6f,_%\n%\n%\n',t(i));
165     end
166 end
167
168
169
170 %vector de gyro
171 fprintf(Ar,'float_gyro_vector[]={ ');
172
173 for i=1:length(gyro)
174     if i==length(gyro)
175         fprintf(Ar,'%d_};_%\n',gyro(i));
176     else
177         fprintf(Ar,'%d,_%\n%\n%\n',gyro(i));
178     end
179 end
180
181
182
183 %vector de aceleracion
184
185 fprintf(Ar,'float_acc_vector[]={ ');
186 for i=1:length(a)
187     if i==length(a)
188         fprintf(Ar,'%6.6f_};_%\n',a(i));
189     else
190         fprintf(Ar,'%6.6f,_%\n%\n%\n',a(i));
191     end
192 end
193
194 fclose(Ar);
195 end
```

A.2. Algoritmo de recepción

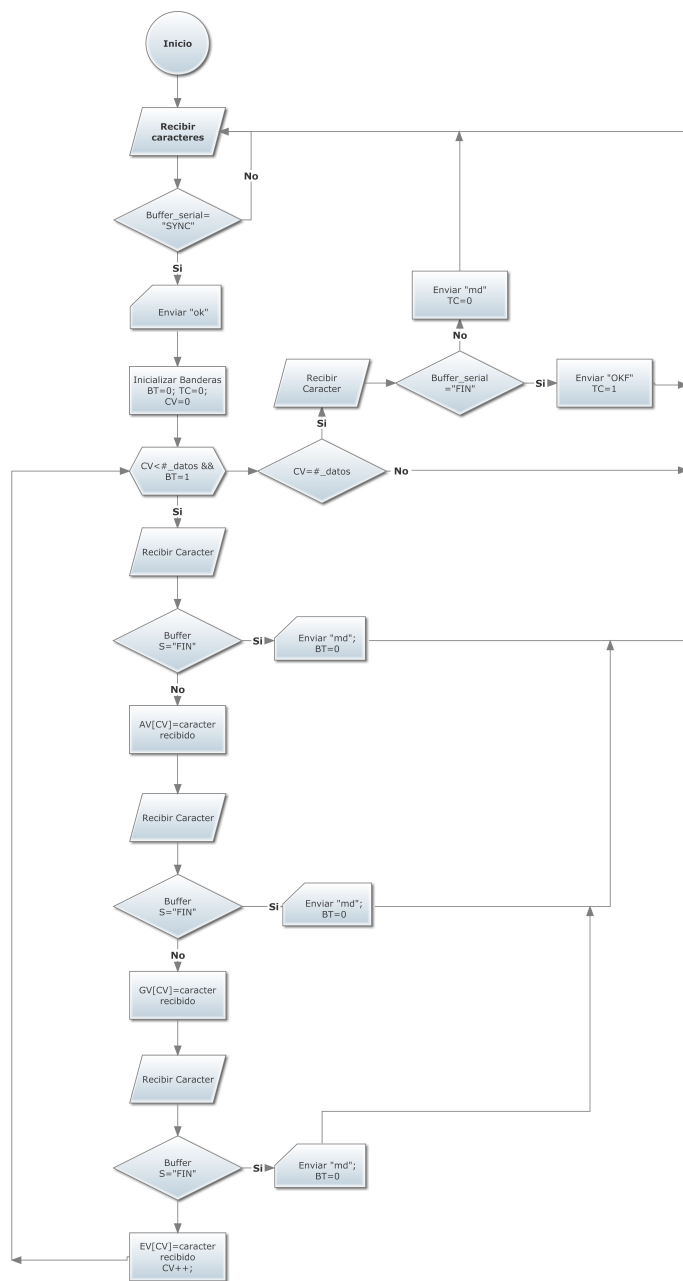


Figura A.1: Algoritmo de recepción completo

Fuente: Elaboración propia

Apéndice B

Diseño del circuitos

B.1. Tarjeta Inalámbrica

B.1.1. Esquemático v1.0

B.1.2. Circuito Impreso v1.0

B.1.3. Esquemático v2.0

B.1.4. Circuito Impreso v2.0

B.2. Tarjeta TWR inalámbrica para recepción

B.2.1. Esquemático v1.0

B.2.2. Circuito Impreso v1.0

B.2.3. Tarjeta de prueba ADS1232

B.2. TARJETA TWR INALÁMBRICA PARA RECEPCIÓN

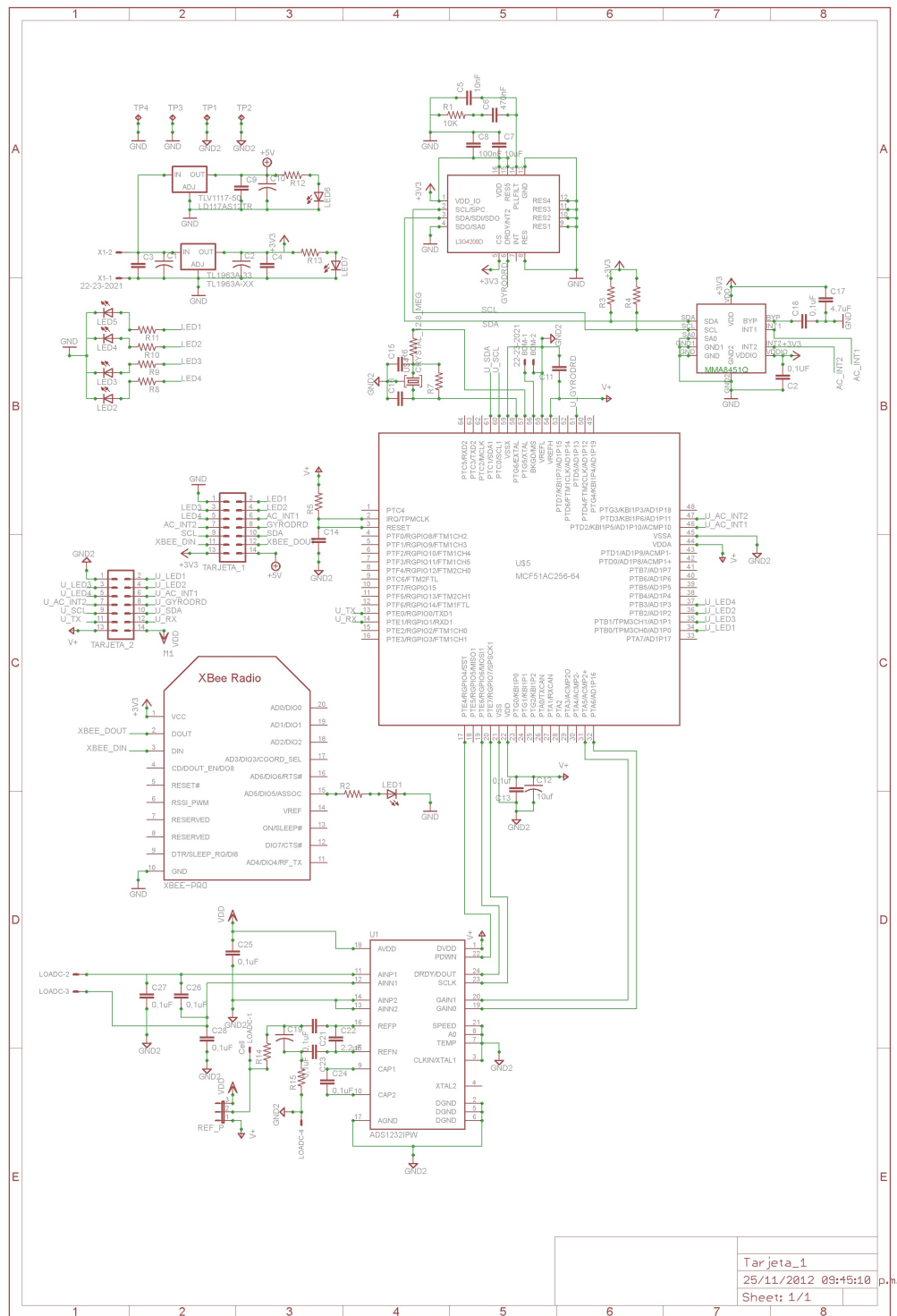


Figura B.1: Esquemático de la tarjeta inalámbrica v1.0

Fuente: Elaboración propia

B.2. TARJETA TWR INALÁMBRICA PARA RECEPCIÓN

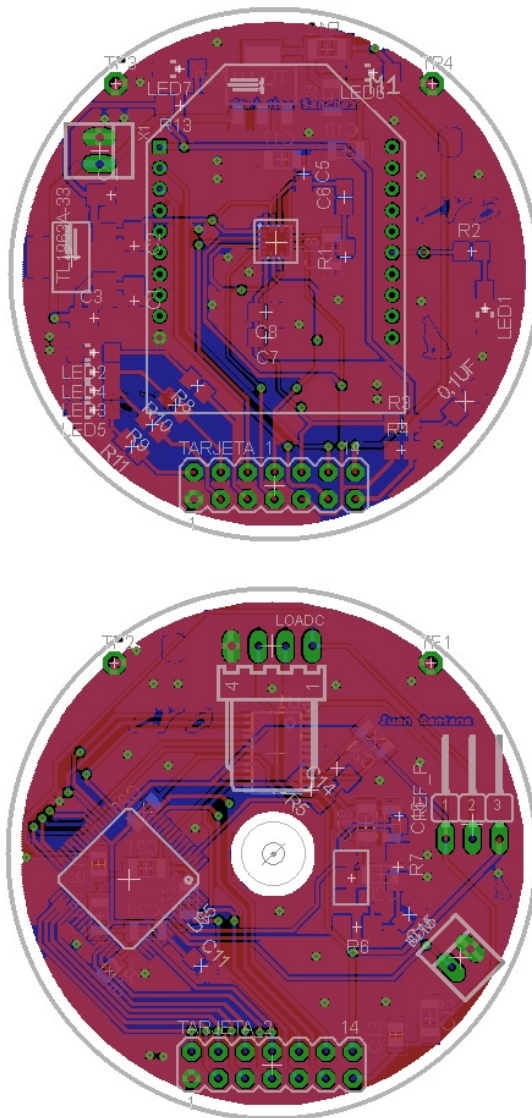


Figura B.2: Circuito impreso de la tarjeta inalámbrica v1.0

Fuente: Elaboración propia

B.2. TARJETA TWR INALÁMBRICA PARA RECEPCIÓN

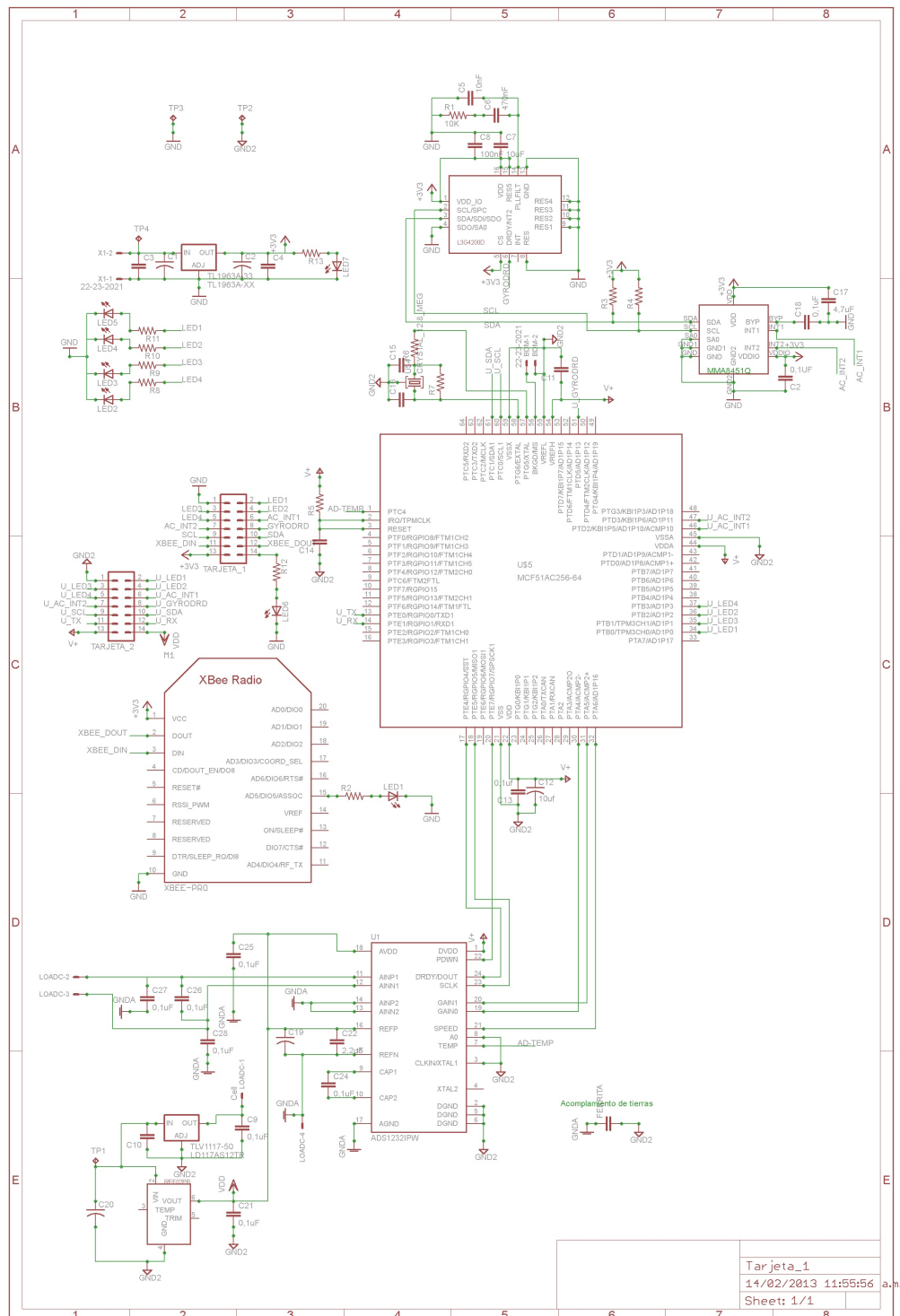


Figura B.3: Circuito impreso de la tarjeta inalámbrica v2.0

Fuente: Elaboración propia

B.2. TARJETA TWR INALÁMBRICA PARA RECEPCIÓN

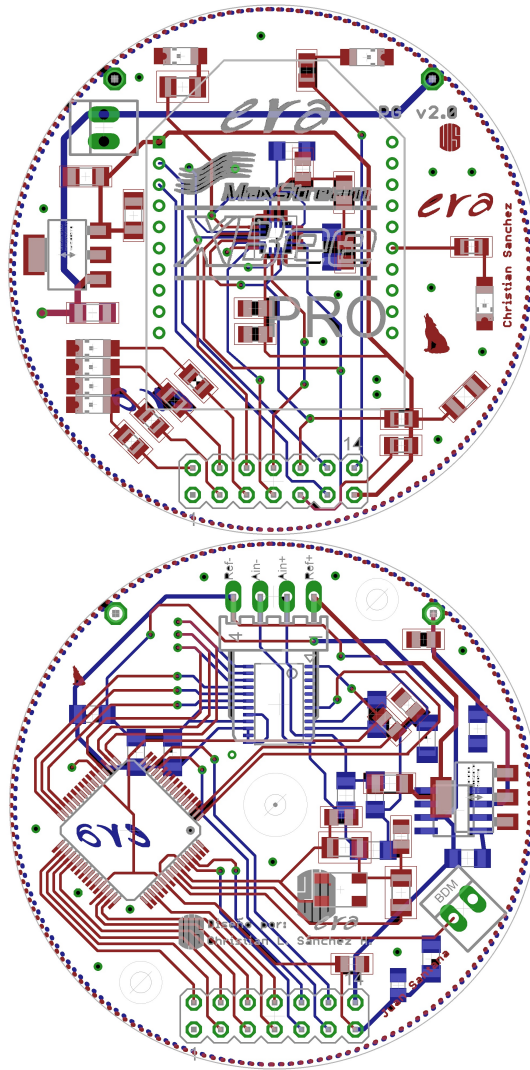


Figura B.4: Circuito impreso de la tarjeta inalámbrica v2.0

Fuente: Elaboración propia

B.2. TARJETA TWR INALÁMBRICA PARA RECEPCIÓN

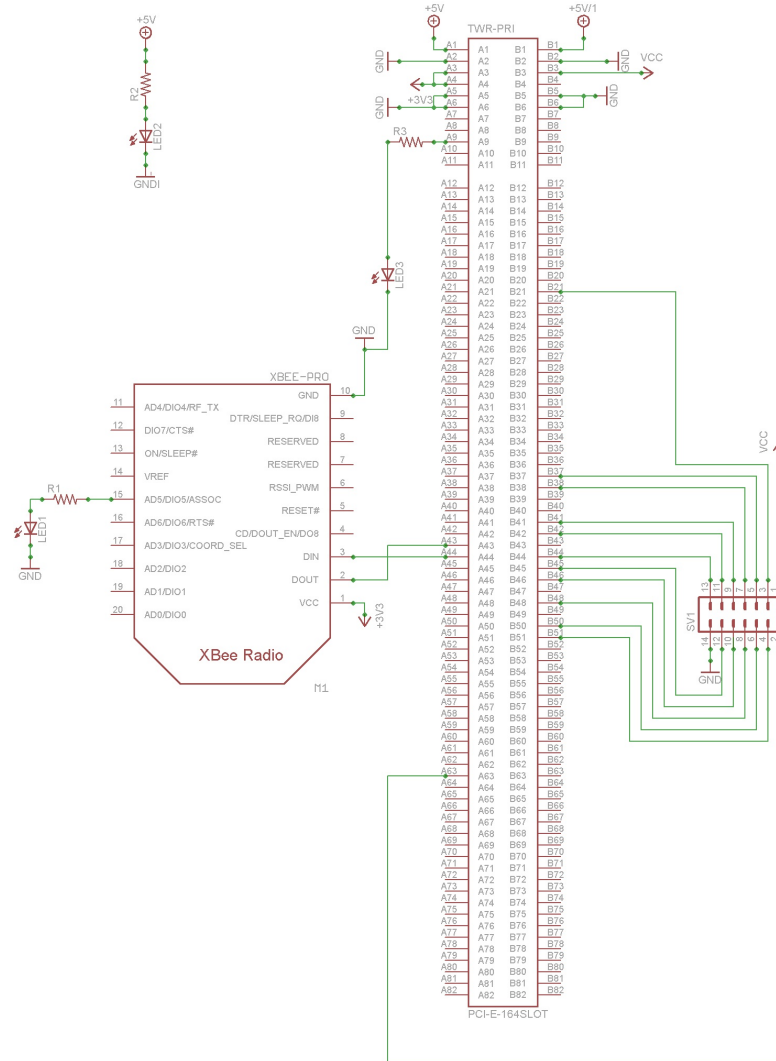


Figura B.5: Esquemático modulo TWR-Xbee

Fuente: Elaboración propia

B.2. TARJETA TWR INALÁMBRICA PARA RECEPCIÓN

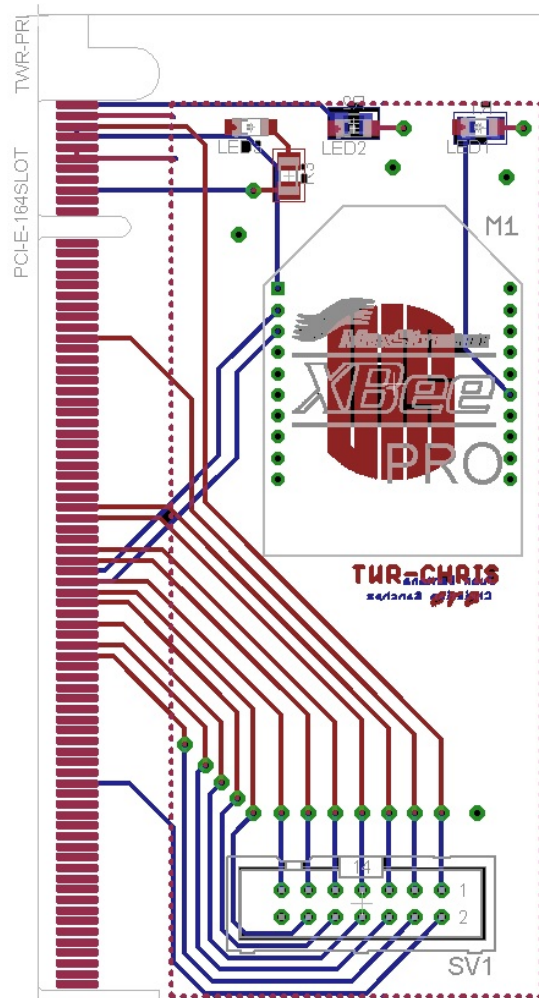


Figura B.6: Circuito impreso modulo TWR-Xbee

Fuente: Elaboración propia

B.2. TARJETA TWR INALÁMBRICA PARA RECEPCIÓN

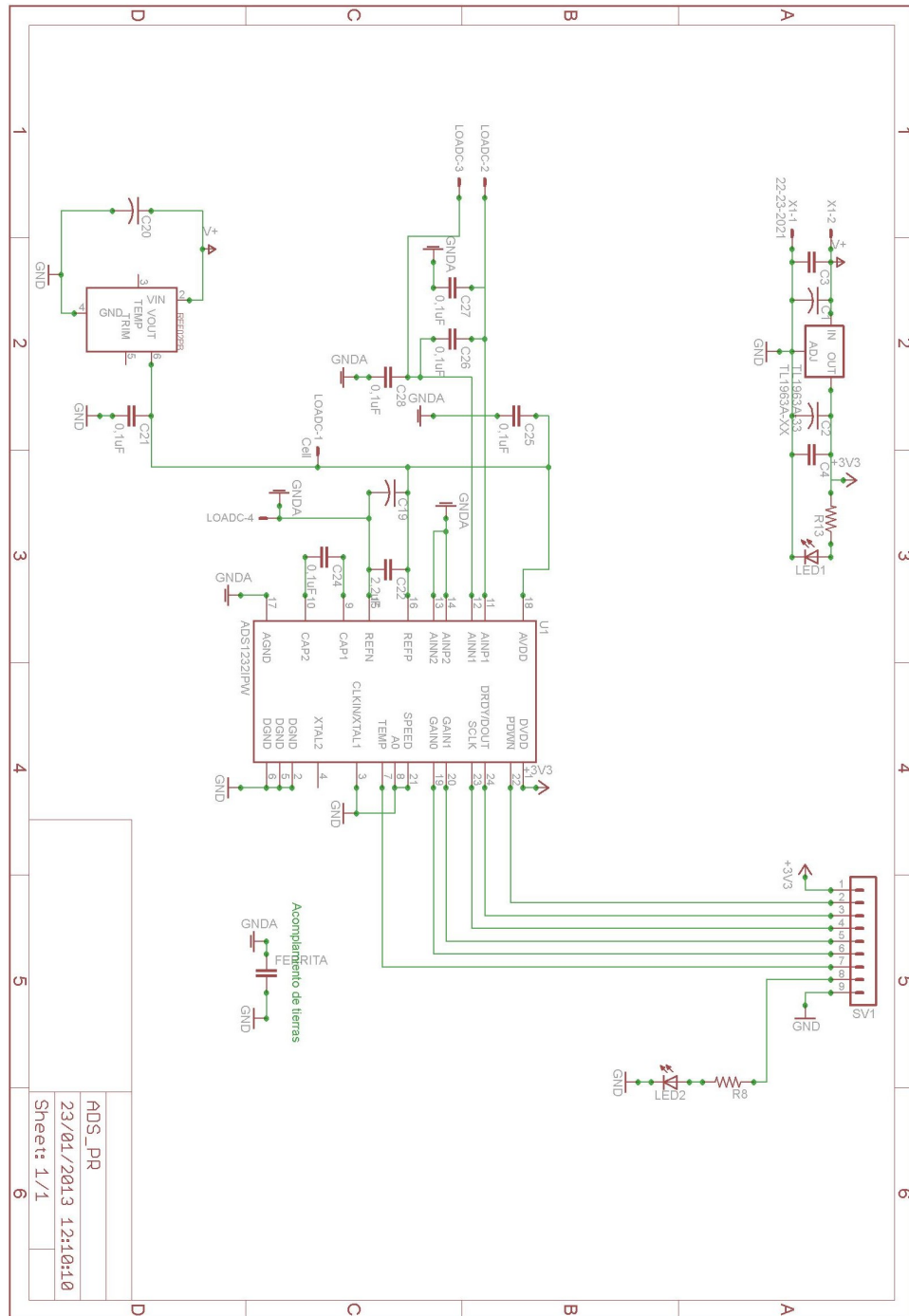


Figura B.7: Tarjeta de prueba para el ADS1232

Fuente: Elaboración propia