

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES  
SÍSMICAS CON LA CAPACIDAD DE TRANSMITIR LA INFORMACIÓN DE  
MANERA INALÁMBRICA**

**BENJAMÍN HERRERA ARDILA**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA**

**2012**

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES  
SÍSMICAS CON LA CAPACIDAD DE TRANSMITIR LA INFORMACIÓN DE  
MANERA INALÁMBRICA**

**BENJAMÍN HERRERA ARDILA**

**Trabajo para optar por el título de  
Ingeniero Electrónico**

**Director**

**MPE JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ**

**Codirector**

**PhD. WILLIAM MAURICIO AGUDELO ZAMBRANO**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER**

**FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS**

**ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES**

**BUCARAMANGA**

**2012**

*Este trabajo te lo dedico a ti madre  
por ser la mujer más amorosa y paciente del mundo,  
todo lo bueno que tengo te lo debo a ti.*

## **AGRADECIMIENTOS**

El autor de este trabajo expresa sus agradecimientos al profesor Jaime Barrero y al doctor William Agudelo por toda la ayuda y orientación brindada y a la Universidad Industrial de Santander y el Instituto Colombiano del Petróleo por el apoyo académico y financiero sin el cual no hubiera sido posible realizar este proyecto.

## CONTENIDO

	pág.
INTRODUCCIÓN .....	17
1. MARCO TEÓRICO .....	19
1.1 SISMOLOGÍA DE EXPLORACIÓN .....	19
1.2 ONDAS SÍSMICAS .....	19
1.3 MÉTODOS SÍSMICOS.....	21
1.4 EQUIPOS DE ADQUISICIÓN SÍSMICA.....	23
1.4.1 Fuentes.....	23
1.4.2 Sensores.....	23
1.4.3 Adecuación de la señal.....	25
1.4.4 Registro .....	26
1.5 EXPLORACIÓN SOMERA.....	26
1.6 SÍSMICA MULTI-COMPONENTE .....	27
1.7 TECNOLOGÍA INALÁMBRICA.....	28
2. DISEÑO DEL HARDWARE .....	29
2.1 ESQUEMA GENERAL DEL SISTEMA.....	29
2.2 SEÑAL DE ENTRADA .....	31
2.3 TENSIONES DE ALIMENTACIÓN.....	34
2.4 ADECUACIÓN DE LA SEÑAL .....	35
2.4.1 Amplificación.....	35
2.4.2 Filtrado.....	39
2.4.3 <i>Offset</i> .....	46
2.4.4 Errores de la etapa analógica .....	47
2.4.4.1 Tolerancia de los elementos pasivos .....	47
2.4.4.2 Ruido.....	50
2.5 DIGITALIZACIÓN.....	53
2.5.1 Conversor analógico-digital .....	53
2.5.2 Referencia .....	55
2.6 CONTROL Y REGISTRO.....	57

2.6.1	Micro-controlador .....	57
2.6.2	Memoria externa .....	58
2.7	COMUNICACIÓN INALÁMBRICA.....	59
2.8	ALIMENTACIÓN .....	61
2.8.1	Baterías .....	61
2.8.2	Regulación.....	63
2.9	MÓDULO USB .....	66
2.10	TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO .....	68
3.	DISEÑO DEL SOFTWARE .....	71
3.1	PROGRAMACIÓN DE LOS MICRO-CONTROLADORES.....	71
3.1.1	Periféricos.....	71
3.1.1.1	Reguladores.....	71
3.1.1.2	Switch SPST .....	71
3.1.1.3	Convertor analógico-digital .....	72
3.1.1.4	Memoria externa .....	73
3.1.1.5	Transceptor .....	73
3.1.1.6	Switch SPDT .....	75
3.1.1.7	Convertor USB-UART .....	76
3.1.2	Programas del micro-controlador USB-USB.....	77
3.1.3	Micro-controlador USB-Transceptor .....	82
3.1.4	Micro-controlador ADQ .....	86
3.2	PROGRAMACIÓN DE LA INTERFAZ GRÁFICA.....	92
3.2.1	SubVIs .....	92
3.2.2	Programa principal.....	94
4.	RESULTADOS.....	99
4.1	CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA .....	99
4.2	PRUEBAS DE LABORATORIO .....	102
4.3	PRUEBAS DE CAMPO .....	105
5.	OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES.....	112
6.	RECOMENDACIONES.....	114

BIBLIOGRAFÍA.....115

## LISTA DE TABLAS

	pág.
Tabla 1. Amplificadores de Instrumentación evaluados.....	36
Tabla 2. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los INAs.....	36
Tabla 3. Figura de mérito de los INAs evaluados .....	37
Tabla 4. Elementos pasivos para el filtro pasa-bajas.....	42
Tabla 5. Elementos pasivos para el filtro pasa-altas.....	43
Tabla 6. Amplificadores Operacionales evaluados .....	44
Tabla 7. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los OpAmps .....	44
Tabla 8. Figura de mérito de los OpAmps evaluados .....	44
Tabla 9. Mayores variaciones posibles en la etapa analógica debido a las tolerancias de los elementos pasivos .....	50
Tabla 10. ADCs evaluados .....	54
Tabla 11. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los ADCs .....	54
Tabla 12. Figura de mérito de los ADCs evaluados.....	55
Tabla 13. Referencias de tensión evaluadas .....	56
Tabla 14. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de las Referencias de tensión .....	56
Tabla 15. Figura de mérito de las Referencias de tensión evaluadas.....	56
Tabla 16. Transceptores evaluados.....	60
Tabla 17. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los Transceptores .....	60
Tabla 18. Figura de mérito de los Transceptores evaluados .....	60
Tabla 19. Baterías evaluadas .....	62
Tabla 20. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de las baterías .....	62
Tabla 21. Figura de mérito de los baterías evaluadas .....	62
Tabla 22. Corriente máxima entregada por la tensión dual $\pm 1.5V$ .....	64
Tabla 23. Corriente máxima entregada por la tensión $+3.3V$ .....	64
Tabla 24. Reguladores de $3.3V/1.5V$ evaluados ( $3.3V$ ).....	65

Tabla 25. Reguladores de 3.3V/1.5V evaluados (1.5V) .....	65
Tabla 26. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los reguladores de 3.3V/1.5V .....	65
Tabla 27. Figura de mérito de los reguladores de 3.3V/1.5V evaluados.....	65
Tabla 28. Reguladores de -1.5V evaluados.....	66
Tabla 29. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los reguladores de -1.5V .....	66
Tabla 30. Figura de mérito de los reguladores de -1.5V .....	66
Tabla 31. Comparación del equipo inalámbrico con respecto a un equipo comercial cableado .....	101
Tabla 32. Porcentajes de error en las pruebas de laboratorio .....	105
Tabla 33. Picos máximos obtenidos por medio del sistema cableado.....	109
Tabla 34. Picos máximos obtenidos por medio del sistema inalámbrico .....	110
Tabla 35. Porcentajes de error en las pruebas de campo .....	110

## LISTA DE FIGURAS

	pág.
Figura 1. Ondas P y S.....	20
Figura 2. Sísmica de reflexión.....	22
Figura 3. Sísmica de refracción .....	22
Figura 4. Salida de un geófono de bobina móvil en función de la frecuencia .....	24
Figura 5. Filtros utilizados en un sistema de adquisición sísmica típico .....	25
Figura 6. Traza sísmica adquirida por medio de 12 geófonos .....	27
Figura 7. Esquema general del sistema propuesto.....	30
Figura 8. Geófono GS-20D .....	32
Figura 9. Función de salida del geófono GS-20D .....	32
Figura 10. Carcasa de una sola componente .....	33
Figura 11. Carcasa de tres componentes .....	33
Figura 12. Esquemático de la etapa de amplificación.....	38
Figura 13. Topología Sallen-Key para un filtro pasa-bajas .....	40
Figura 14. Esquemático de la etapa de filtrado.....	45
Figura 15. Esquemático de la etapa de <i>offset</i> .....	47
Figura 16. Simulación <i>Worst Case</i> de la etapa de ganancia, $G=20\text{dB}$ .....	48
Figura 17. Simulación <i>Worst Case</i> de la etapa de ganancia, $G=40\text{dB}$ .....	48
Figura 18. Simulación <i>Worst Case</i> de la etapa de filtrado .....	49
Figura 19. Simulación <i>Worst Case</i> de la etapa de <i>offset</i> .....	49
Figura 20. Densidad espectral de ruido total a la salida de la etapa de adecuación .....	51
Figura 21. <i>Layout</i> de la capa superior de la PCB-ADQ.....	69
Figura 22. <i>Layout</i> de la capa inferior de la PCB-ADQ.....	69
Figura 23. <i>Layout</i> de la capa superior de la PCB-USB .....	70
Figura 24. <i>Layout</i> de la capa inferior de la PCB-USB .....	70
Figura 25. Conexión entre micro-controlador y reguladores .....	71
Figura 26. Conexión entre micro-controlador y switch SPST.....	72

Figura 27. Conexión entre micro-controlador y ADC .....	73
Figura 28. Conexión entre micro-controlador y memoria externa .....	73
Figura 29. Conexión entre micro-controlador y transceptor .....	74
Figura 30. Formato del paquete de datos enviado por el transceptor.....	74
Figura 31. Conexiones entre micro-controladores, switches SPDT y memorias (IN=1).....	75
Figura 32. Conexiones entre micro-controladores, switches SPDT y memorias (IN=0).....	76
Figura 33. Conexión entre micro-controlador y conversor USB-UART .....	76
Figura 34. Rutina Principal del micro-controlador USB-USB .....	78
Figura 35. Subrutina Definir Ganancias del micro-controlador USB-USB.....	79
Figura 36. Subrutina Adquirir del micro-controlador USB-USB.....	80
Figura 37. Rutina Probar Conexión USB del micro-controlador USB-USB.....	81
Figura 38. Rutina Principal del micro-controlador USB-Transceptor.....	83
Figura 39. Subrutina Definir Ganancias del micro-controlador USB-Transceptor..	84
Figura 40. Subrutina Adquirir del micro-controlador USB-Transceptor.....	85
Figura 41. Rutina Probar Conexión USB del micro-controlador USB-Transceptor	86
Figura 42. Rutina Principal del micro-controlador ADQ .....	87
Figura 43. Subrutina Definir Ganancias del micro-controlador ADQ.....	88
Figura 44. Subrutina Adquirir del micro-controlador ADQ.....	89
Figura 45. Subrutina Muestrear No t0 del micro-controlador ADQ.....	90
Figura 46. Subrutina Muestrear t0 del micro-controlador ADQ .....	91
Figura 47. Diagrama de flujo del programa principal en Labview .....	95
Figura 48. Diagrama de flujo para la pestaña Adquisición.....	96
Figura 49. Diagrama de flujo para la pestaña Revisar disparo anterior .....	97
Figura 50. Interfaz gráfica, pestaña adquirir .....	98
Figura 51. Interfaz gráfica, pestaña revisar disparos anteriores .....	98
Figura 52. PCB del módulo ADQ .....	99
Figura 53. PCB del módulo USB.....	100
Figura 54. Carcasas de los módulos.....	100

Figura 55. Sismógrafo Terraloc MK8 .....	101
Figura 56. Entrada y salida del sistema con ganancia de 20dB .....	102
Figura 57. Información registrada por el sistema con ganancia de 20dB .....	103
Figura 58. Entrada y salida del sistema con ganancia de 40dB .....	103
Figura 59. Información registrada por el sistema con ganancia de 40dB .....	104
Figura 60. Salida y entrada del sistema con una señal de entrada de 500Hz .....	104
Figura 61. Información registrada por el sistema con señal de entrada de 500Hz .....	105
Figura 62. Conexión del sistema cableado Somersi .....	106
Figura 63. Conexión del sistema inalámbrico Wiseis .....	107
Figura 64. Información multi-componente adquirida usando el sistema cableado .....	107
Figura 65. Información multi-componente adquirida usando el sistema inalámbrico .....	108
Figura 66. Información de 6 geófonos mono-componente adquirida usando el sistema cableado .....	108
Figura 67. Información de 6 geófonos mono-componente adquirida usando el sistema inalámbrico .....	109
Figura 68. Información adquirida mostrada en el software Seisee .....	111

## RESUMEN

**Título:** Diseño y construcción de un sistema de adquisición de señales sísmicas con la capacidad de transmitir la información de manera inalámbrica<sup>1</sup>

**Autor:** Benjamín Herrera Ardila<sup>2</sup>

**Palabras claves:** Adquisición sísmica, geófono, transmisión inalámbrica, USB

La sismología de exploración permite realizar prospecciones del subsuelo y está compuesta principalmente por tres etapas: adquisición, procesamiento e interpretación. Para realizar una adquisición sísmica son necesarios una fuente de energía, sensores, una etapa de adecuación y una etapa de registro. Por lo general cada sensor está conectado por medio de cables con una estación central donde se realiza el registro de la información, esto conlleva complicaciones logísticas como lo son el transporte del cable, su conexión y la verificación de que este se encuentre en buen estado.

En este trabajo se describe el proceso de diseño y construcción de un sistema de adquisición de datos que permite realizar adquisiciones sísmicas someras transmitiendo de manera inalámbrica la información generada por varios geófonos hasta un computador donde es recibida a través del puerto USB para realizar su registro. El sistema fue diseñado a nivel de hardware y de software obteniendo finalmente un equipo compuesto por dos tipos de módulos, por una parte cada uno de los geófonos que generan la señal de entrada está conectado con un módulo ADQ independiente el cual se encarga de adecuar la señal, digitalizarla, registrarla y finalmente transmitirla, por otra parte el computador desde el cual se controla la adquisición está conectado con un módulo USB el cual se encarga de recibir la información registrada en cada uno de los módulos ADQ y transmitirla al computador por medio de un puerto USB.

Se comparó el sistema inalámbrico con un equipo comercial de conexión cableada concluyendo que el equipo construido tiene especificaciones adecuadas reduciendo considerablemente el costo. Igualmente se realizaron pruebas en laboratorio y campo comparando los resultados obtenidos por medio del sistema inalámbrico con respecto a equipos de medición y a una tarjeta de adquisición comercial lo cual arrojó diferencias menores al 4%.

---

<sup>1</sup> Proyecto de Grado

<sup>2</sup> Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director Jaime Guillermo Barrero Pérez. Codirector William Mauricio Agudelo Zambrano

## ABSTRACT

**Title:** Design and construction of an acquisition system of seismic signals with the ability to transmit the information wirelessly<sup>3</sup>

**Author:** Benjamín Herrera Ardila<sup>4</sup>

**Keywords:** Seismic acquisition, geophone, wireless transmission, USB

Exploration seismology allows to make prospection of the subsurface and is mainly composed by three stages: acquisition, processing and interpretation. To make a seismic acquisition it's necessary an energy source, sensors, a conditioning stage and a record stage. Usually each sensor is connected through wires with a main station where the information is recorded, this leads to logistic complications like the transportation of the wire, its connection and checking that it is in good state.

This work describes the design and construction process of an data acquisition system that allows to make shallow seismic acquisitions transmitting wirelessly the information generated by several geophones to a computer where it is received through the USB port so it can be recorded. The hardware and software of the system was designed obtaining an equipment composed by two types of modules, on one hand each one of the geophones that generates the input signal is connected to one independent ADQ module which conditions, digitizes, records and finally transmits the signal; on the other hand the computer from which the user controls the acquisition is connected to a USB module which receives the information recorded by each one of the ADQ modules and then it transmits such information to the PC through the USB port.

The wireless system was compared with a commercial equipment of wired connection concluding that the equipment built has appropriate specifications while reducing the cost considerably. Also laboratory and field test were made comparing the results obtained by the wireless system with respect to measurement equipments and to one commercial data acquisition card which resulted in differences lower than 4%.

---

<sup>3</sup> Undergraduate Thesis

<sup>4</sup> Faculty of Physical-Mechanical Engineering. School of Electric, Electronic and Telecommunications Engineering. Director Jaime Guillermo Barrero Pérez. Codirector William Mauricio Agudelo Zambrano

## INTRODUCCIÓN

La sismología de exploración ha sido utilizada desde la década de 1920 para realizar prospecciones del subsuelo con distintos objetivos como lo pueden ser la búsqueda de agua subterránea, para localizar restos arqueológicos, para realizar mapas estructurales de las capas presentes en el subsuelo, etc. En la actualidad este método es aplicado principalmente con el fin de explorar hidrocarburos.

La sismología de exploración consta de tres partes principales: adquisición, procesamiento e interpretación. La adquisición sísmica implica costos importantes pues es necesario emplear una gran cantidad de personal y equipos en zonas usualmente apartadas para realizar adquisiciones que pueden durar meses.

El grupo de investigación Petrosísmica de la Universidad Industrial de Santander en convenio con el Instituto Colombiano del Petróleo ha realizado distintos proyectos de investigación orientados a la adquisición sísmica. En el 2008 se construyó un equipo de adquisición implementando una tarjeta de adecuación diseñada por el Ingeniero Carlos Pérez y una tarjeta de adquisición de datos comercial. Vargas<sup>5</sup> utilizó este equipo de adquisición en un experimento somero de la falla de Bucaramanga en cercanías al ICP. Pinto y Rivera<sup>6</sup> diseñaron una fuente mecánica de ondas acústicas por medio de impacto.

Este proyecto se realiza como otro adelanto en esta línea con el fin de construir un equipo inalámbrico que permita realizar adquisiciones sísmicas a pequeña escala de modo que fácilmente y a un bajo costo se puedan obtener datos para apoyar

---

<sup>5</sup> VARGAS, Julián. Adquisición y Procesamiento de Datos Sísmicos Someros 2D en la Falla de Bucaramanga en el Área de Piedecuesta. Tesis de grado. Universidad Industrial de Santander, 2009.

<sup>6</sup> PINTO, Omar y RIVERA, Diego. Diseño y Construcción de un Equipo Generador de Ondas Acústicas por Impacto para su Aplicación en Adquisición Sísmica. Tesis de grado. Universidad Industrial de Santander, 2009.

otros proyectos de investigación, creando también una base para posibles proyectos de investigación en el futuro orientados a los equipos necesarios para la aplicación dada.

Para que el equipo sea de fácil transporte y utilización este transmite los datos adquiridos de manera inalámbrica y la información es guardada en un computador enviándola por medio del puerto USB de modo que cualquier computador portátil actual pueda ser utilizado como unidad de registro.

## 1. MARCO TEÓRICO

En esta sección se exponen conceptos básicos sobre la sismología de exploración pues esta es la aplicación hacia la cual está orientada el proyecto.

### 1.1 SISMOLOGÍA DE EXPLORACIÓN

La geofísica es la ciencia que estudia la Tierra a partir de sus propiedades físicas, como lo son la resistencia eléctrica, el magnetismo o la radioactividad, con distintos fines como puede ser la determinación del grosor de la corteza terrestre o la búsqueda de agua subterránea. La sismología es la rama de la geofísica que enfoca su estudio en el comportamiento que presenta el subsuelo ante la transmisión de ondas elásticas por medio del mismo. Por último, la sismología de exploración trata con el uso de ondas elásticas generadas artificialmente con propósitos de prospección.

### 1.2 ONDAS SÍSMICAS

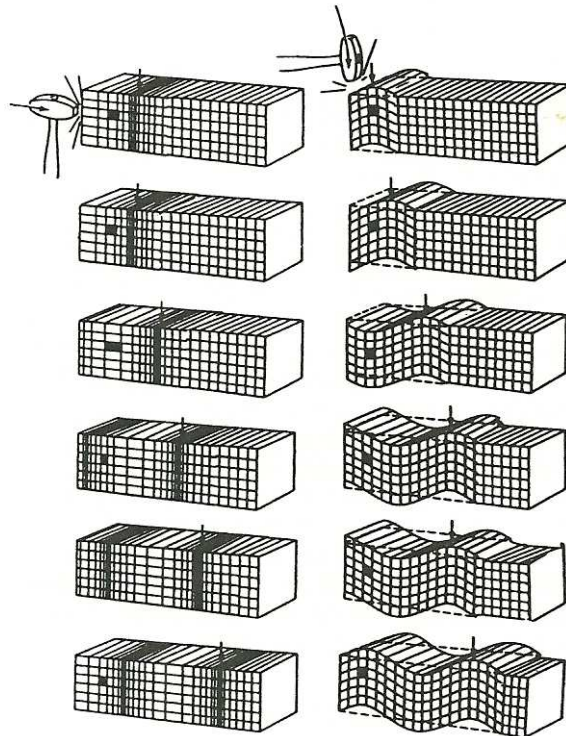
Al aplicar una fuerza sobre alguna de las superficies de un cuerpo su forma y dimensión cambian de manera directamente proporcional con respecto a dicha fuerza y a las propiedades elásticas del cuerpo como enuncia la Ley de Hooke siempre y cuando la relación fuerza sobre superficie (*stress*) no supere un cierto punto de quiebre, al retirar la fuerza el cuerpo retorna a su forma y tamaño iniciales. Las rocas pueden considerarse como perfectamente elásticas siempre y cuando las deformaciones sufridas sean pequeñas como es el caso en la exploración sísmica.

Al aplicar una fuerza sobre la superficie de la Tierra esta deforma las partículas sobre las cuales se efectúa y estas a su vez transmiten dicha deformación a las partículas adyacentes generando así ondas que viajan por el subsuelo y cuyo

comportamiento depende de las propiedades elásticas del medio en el que viaja. Principalmente se presentan dos tipos de ondas, ondas de cuerpo las cuales viajen hacia el interior de la Tierra y en todas las direcciones y ondas de superficie las cuales están confinadas a las interfaces cuando los materiales presentan variaciones en sus propiedades.

Las ondas más importantes para la exploración son las de cuerpo y estas se dividen en ondas P (también se conocen como longitudinales o primarias) en las cuales la deformación viaja en la misma dirección de la onda y ondas S (también conocidas como transversales o secundarias) en las cuales las deformaciones viajan de manera ortogonal con respecto a la dirección de la onda.

Figura 1. Ondas P y S



Fuente: SHERIFF, Robert E. and GELDART, Lloyd P. Exploration Seismology. 2nd Edition. New York, Cambridge University Press. 1995.

### 1.3 MÉTODOS SÍSMICOS

Cuando una onda sísmica encuentra en su camino un cambio abrupto en las propiedades del medio por el que viajan al chocar con la interfaz entre dos capas distintas del subsuelo estas se dividen como enuncia la ley de Snell en una onda que pasa al segundo medio con un ángulo diferente al de incidencia (onda refractada) y otra onda que permanece en el medio inicial regresando con el mismo ángulo de incidencia (onda reflejada). Si la onda incidente choca con la interfaz a un cierto ángulo crítico definido por las propiedades de los dos medios entonces la onda refractada tendrá un ángulo de  $90^\circ$  con respecto a la normal, es decir viajará paralela a la interfaz, lo cual generará nuevas ondas que regresarán al primer medio con el mismo ángulo de incidencia crítica.

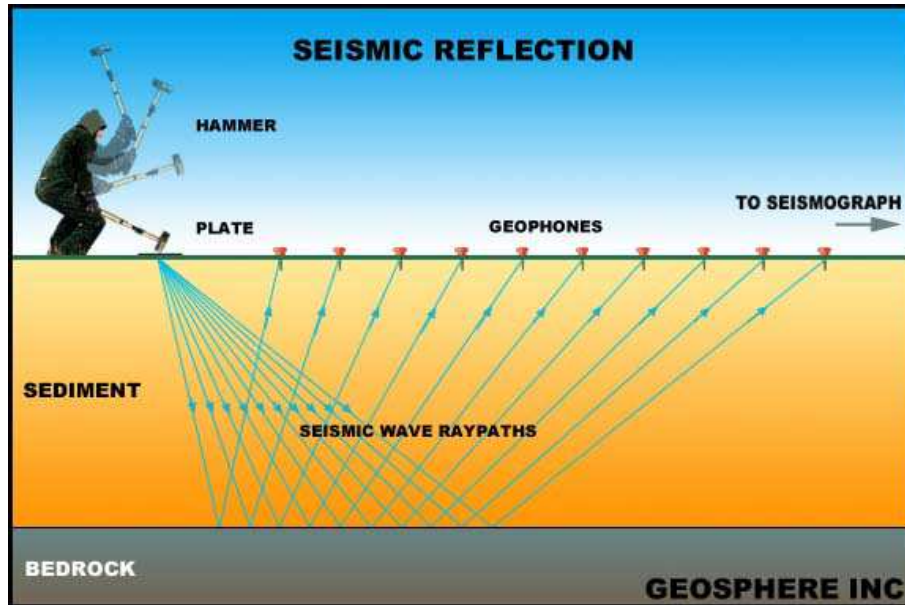
Implementando un transductor que genere una señal de salida proporcional al movimiento de las partículas se pueden entonces sensor las ondas reflejadas y/o refractadas que regresan a la superficie y a partir de factores como tiempos de arribo y amplitudes inferir parámetros de los medios por los cuales viajaron.

Si se utiliza el método de refracción los primeros datos se empiezan a recibir después de una cierta distancia mínima definida por el ángulo crítico al cual las ondas empiezan a regresar a la superficie, por esta razón al implementar este método generalmente es necesario que la longitud de la línea de sensores sea por lo menos el doble de la profundidad objetivo<sup>7</sup>.

---

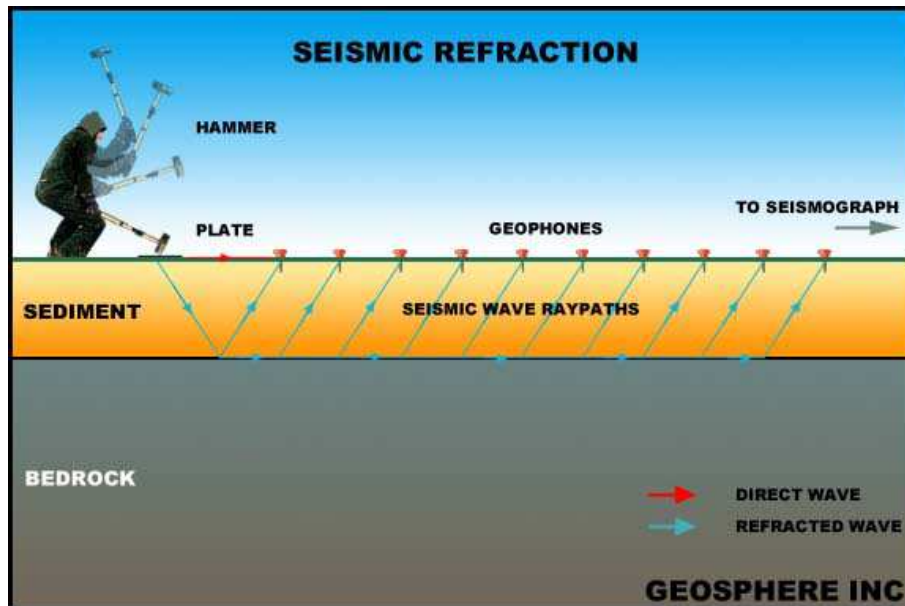
<sup>7</sup> BURGER, H. Robert. Exploration Geophysics of the Shallow Subsurface. New Jersey, Prentice Hall. 1992.

Figura 2. Sísmica de reflexión



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

Figura 3. Sísmica de refracción



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

## 1.4 EQUIPOS DE ADQUISICIÓN SÍSMICA

Para obtener la información contenida en las ondas sísmicas se necesita una fuente de energía y un sistema de adquisición compuesto en general por tres elementos, la detección del movimiento de la tierra, el acondicionamiento de la señal y el registro de la información.

### 1.4.1 Fuentes

Las fuentes utilizadas para realizar exploración sísmica suelen dividirse en 2 tipos, fuentes impulsivas que generan una fuerza momentánea, como lo pueden ser explosivos o el golpe de un mazo, y fuentes de vibración que oscilan a frecuencias variables y durante algunos segundos. Dependiendo de la fuente que se elija se pueden obtener diferentes resultados, por ejemplo la profundidad máxima que se puede alcanzar depende de la energía entregada por la fuente mientras que la resolución (separación mínima entre dos objetos de modo que se pueda reconocer que son dos objetos distintos en lugar de solo uno) depende de la frecuencia de la misma.

### 1.4.2 Sensores

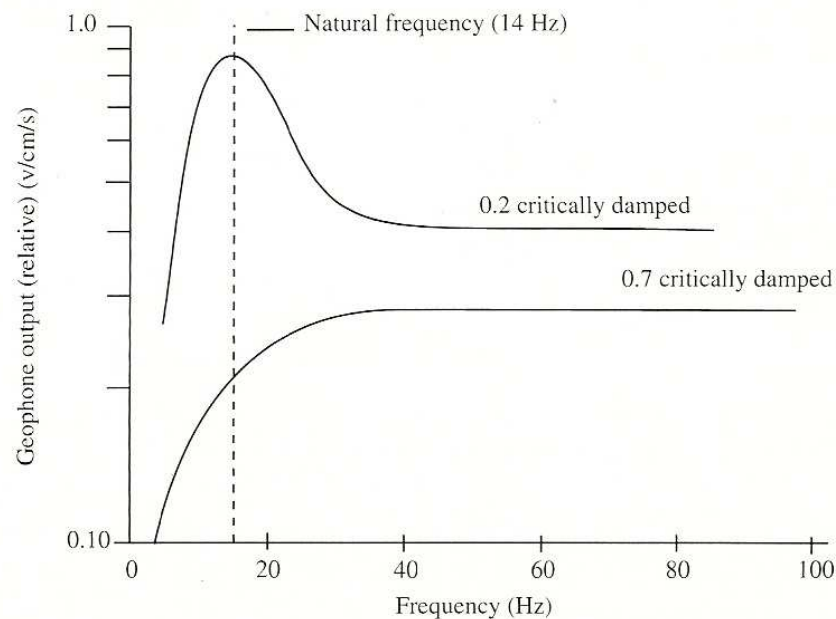
Los transductores encargados de convertir la energía sísmica en energía eléctrica son llamados geófonos cuando se usan en superficie o hidrófonos cuando están diseñados para usarse en el agua.

El tipo de geófono más común es el de bobina móvil, estos funcionan suspendiendo una bobina por medio de resortes ligeros dentro de un campo magnético fijo generado por un imán permanente, al acoplar el sensor al suelo el imán seguirá el movimiento del mismo, sin embargo la bobina tenderá a mantener su posición debido a su inercia por lo cual se inducirá una tensión entre sus terminales relativa a la velocidad del movimiento.

Los geófonos se comportan como filtros pasa-altas empezando a generar una salida a partir de una cierta frecuencia aumentando su sensibilidad hasta alcanzar su frecuencia natural alrededor de la cual se puede tener un sobre-pico y después de la cual la sensibilidad tenderá a ser usualmente plana. El sobre-pico puede ser controlado agregando una resistencia de amortiguamiento entre los terminales de la bobina, al incrementar la resistencia de amortiguamiento disminuye el sobre-pico que se presenta a la frecuencia natural pero también disminuye la sensibilidad para todas las demás frecuencias, por esta razón por lo general se busca conseguir un amortiguamiento crítico de modo que se elimine por completo el sobre-pico dejando la máxima sensibilidad posible para la banda plana.

La figura 4 muestra la salida de un geófono en voltios por centímetro por segundo con respecto a la frecuencia para dos valores distintos de amortiguamiento.

Figura 4. Salida de un geófono de bobina móvil en función de la frecuencia



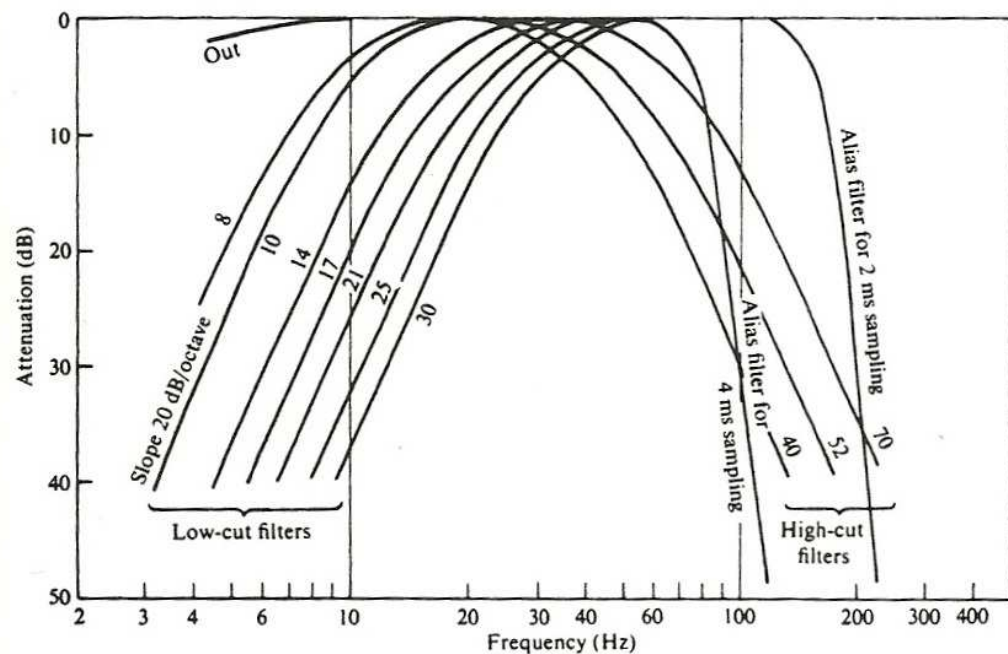
Fuente: BURGER, H. Robert. Exploration Geophysics of the Shallow Subsurface. New Jersey, Prentice Hall. 1992.

Por otra parte los hidrófonos usualmente implementan materiales piezoeléctricos como el zirconato de bario los cuales responden a cambios en la aceleración, de este modo su salida difiere con respecto a los geófonos de velocidad en un incremento de 6dB/octava y un cambio en la fase de 90°.

### 1.4.3 Adecuación de la señal

La señal de salida de los geófonos generalmente es máximo unas pocas décimas de voltio y suele contener frecuencias por fuera del rango de interés, como por ejemplo el ruido conocido como *ground-roll* el cual se encuentra por debajo de los 10Hz, es por esto que los sistemas de adquisición incluyen una etapa de ganancia y una etapa de filtrado con el fin de mejorar la relación señal a ruido.

Figura 5. Filtros utilizados en un sistema de adquisición sísmica típico



Fuente: SHERIFF, Robert E. and GELDART, Lloyd P. Exploration Seismology. 2nd Edition. New York, Cambridge University Press. 1995.

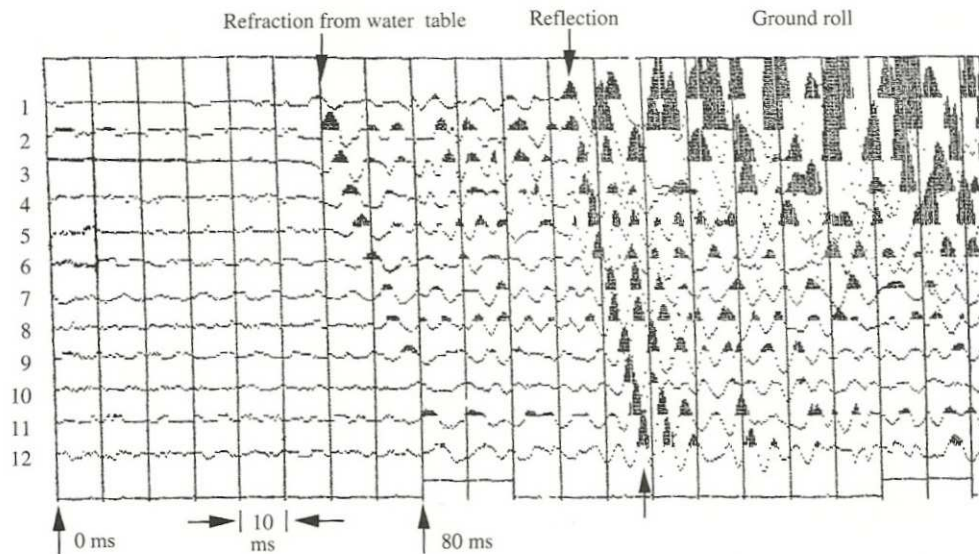
#### 1.4.4 Registro

Por último la señal adquirida debe ser registrada para poder realizar su posterior procesamiento e interpretación. Inicialmente este proceso era realizado analógicamente pero actualmente hacerlo de manera digital es casi universal teniendo en cuenta la ventajas que este tipo de formato tiene con respecto al primero como lo son una mayor inmunidad al ruido y la posibilidad de procesar numéricamente la información sin distorsión.

#### 1.5 EXPLORACIÓN SOMERA

Para realizar adquisiciones sísmicas de objetivos profundos es necesario implementar cientos o miles de sensores y fuentes que entreguen una gran cantidad de energía como por ejemplo explosivos, sin embargo con un bajo presupuesto es posible realizar exploración de objetivos someros utilizando unos pocos geófonos junto con fuentes económicas y fáciles de transportar como por ejemplo un mazo. La figura 6 muestra datos registrados en una adquisición sísmica realizada en Massachusetts con 12 receptores donde la fuente de energía está a 30 metros del primer geófono y el intervalo entre receptores es de 3 metros.

Figura 6. Traza sísmica adquirida por medio de 12 geófonos



Fuente: BURGER, H. Robert. Exploration Geophysics of the Shallow Subsurface. New Jersey, Prentice Hall. 1992.

## 1.6 SÍSMICA MULTI-COMPONENTE

Los geófonos convencionales solo pueden sensar movimiento en la misma dirección en la que se encuentran orientados, por esto al acoplarlos en el suelo solo generan una señal de salida proporcional al movimiento vertical. Si se desea tener más información es posible implementar geófonos multi-componente los cuales tienen una salida diferente por cada una de las componentes cartesianas, de este modo se puede obtener el vector completo de las ondas que llegan al sensor lo cual permite incluso trabajar con las ondas S. Por supuesto el procesamiento de este tipo de información es diferente y requiere mayor esfuerzo computacional por lo cual en la mayoría de los casos se sigue implementando la sísmica convencional.

## 1.7 TECNOLOGÍA INALÁMBRICA

La tecnología inalámbrica tiene cada vez un mayor uso en las adquisiciones industriales. Sus ventajas principales son:

- Reducir el peso transportado en las operaciones.
- Para zonas con dificultades de conectividad (presencia de cuerpos de agua, hondonadas, ríos) los receptores inalámbricos facilitan las operaciones en campo.
- Se evitan eventos de rotura de cable, que pueden afectar grupos completos de geófonos.

Sus mayores desventajas son:

- Requieren el uso de baterías.
- Pocos sistemas permiten el acceso a los datos en tiempo real.

En Colombia se han realizado pruebas con este tipo de equipos, sin embargo no existen prototipos desarrollados en el país.

## 2. DISEÑO DEL HARDWARE

En este capítulo se explica el proceso de diseño que se realizó para poder construir el equipo propuesto comenzando con un esquema general del sistema y terminando con el diseño de las tarjetas de circuito impreso.

### 2.1 ESQUEMA GENERAL DEL SISTEMA

El sistema propuesto tiene como objetivo permitir realizar adquisiciones sísmicas someras con el fin de apoyar otros proyectos de investigación orientados a la exploración sismológica y generar un primer prototipo que pueda servir como base para proyectos de investigación futuros sobre este tipo de sistemas.

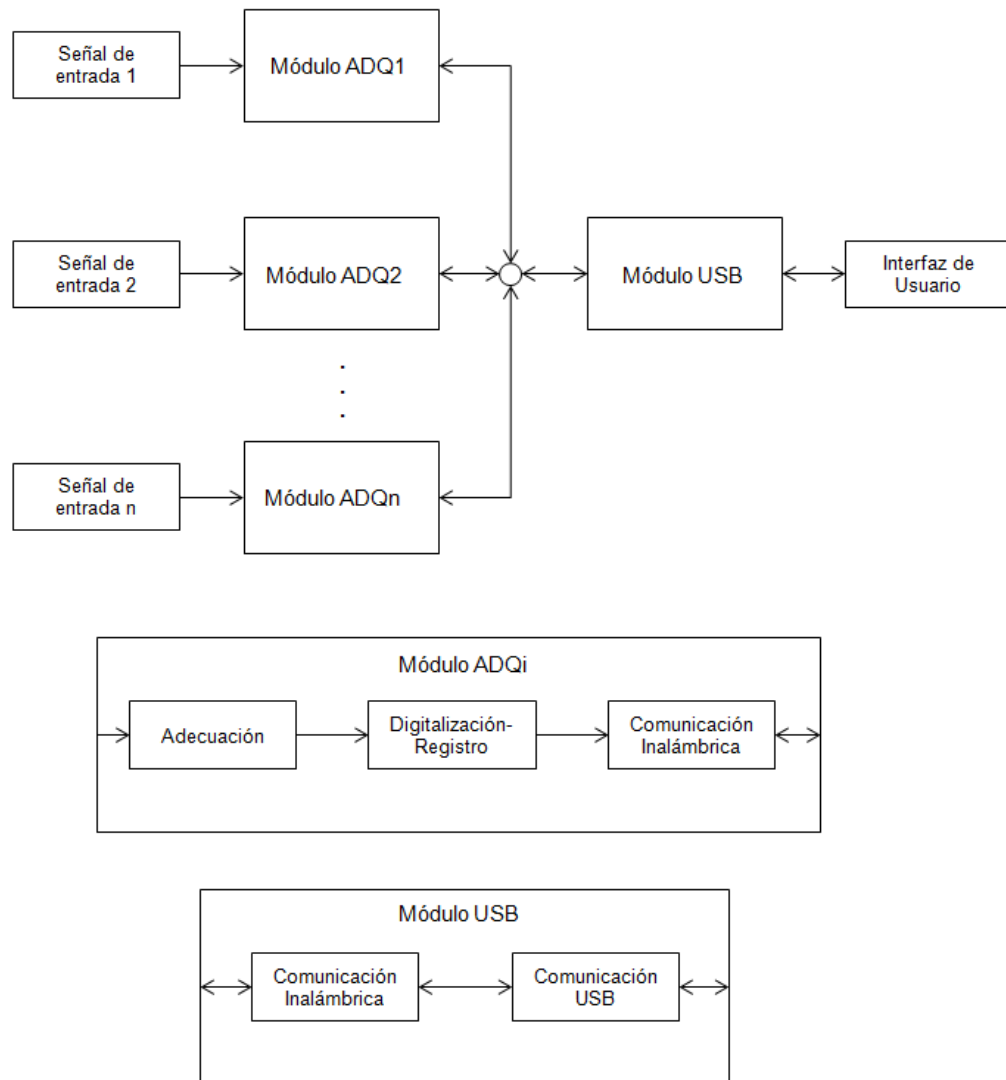
Con el fin de reducir la logística necesaria para el transporte y la conexión del sistema, se propone transmitir la información adquirida por cada canal de manera inalámbrica hasta un computador donde se realiza su registro, para lograr esto se debe utilizar cerca de cada uno de los sensores un módulo encargado de adecuar, digitalizar y transmitir la señal y cerca del computador otro módulo que se encargue de recolectar la información y enviarla para su registro.

La amplitud de la señal de entrada depende de factores como la fuente que se utilice y la distancia entre el disparo y el receptor, por esta razón se decide que la ganancia del sistema no debe ser fija sino por el contrario que esta se pueda modificar dentro de un cierto rango.

El sistema se planea utilizar en adquisiciones someras, estableciendo como objetivo alcanzar una profundidad máxima de 50m y debido a que la sísmica de refracción necesita una distancia de por lo menos el doble de la profundidad objetivo se escoge entonces un alcance de 100m mínimo para la transmisión inalámbrica.

Por último la conexión con el computador se realiza por medio del puerto USB pues dicho puerto se encuentra disponible en todos los computadores portátiles actuales.

Figura 7. Esquema general del sistema propuesto



Fuente: Autor del proyecto

## 2.2 SEÑAL DE ENTRADA

Inicialmente se planeó trabajar en conjunto con un estudiante de ingeniería mecánica para diseñar un geófono de bobina móvil el cual está compuesto por un imán permanente, una bobina y un par de resortes ligeros, sin embargo no fue posible concretar esta propuesta teniendo en cuenta que el trabajo extra necesario sería considerable y además el estudiante de ingeniería mecánica se retiró del proyecto, de este modo se decidió entonces trabajar con algún dispositivo comercialmente disponible.

Pensando en la portabilidad del equipo sería ideal que la generación de la señal de entrada y la electrónica necesaria para su transmisión se integren en un mismo módulo, sin embargo para poder obtener información adecuada es necesario tener un muy buen acoplamiento entre el sensor y el suelo, a veces incluso es recomendable enterrarlo por completo, pensando entonces en la seguridad de los componentes electrónicos se tiene que la mejor opción es emplear como señal de entrada geófonos convencionales de bobina móvil con carcasas disponibles comercialmente las cuales permiten acoplar firmemente el sensor con el suelo y además tienen una muy buena resistencia.

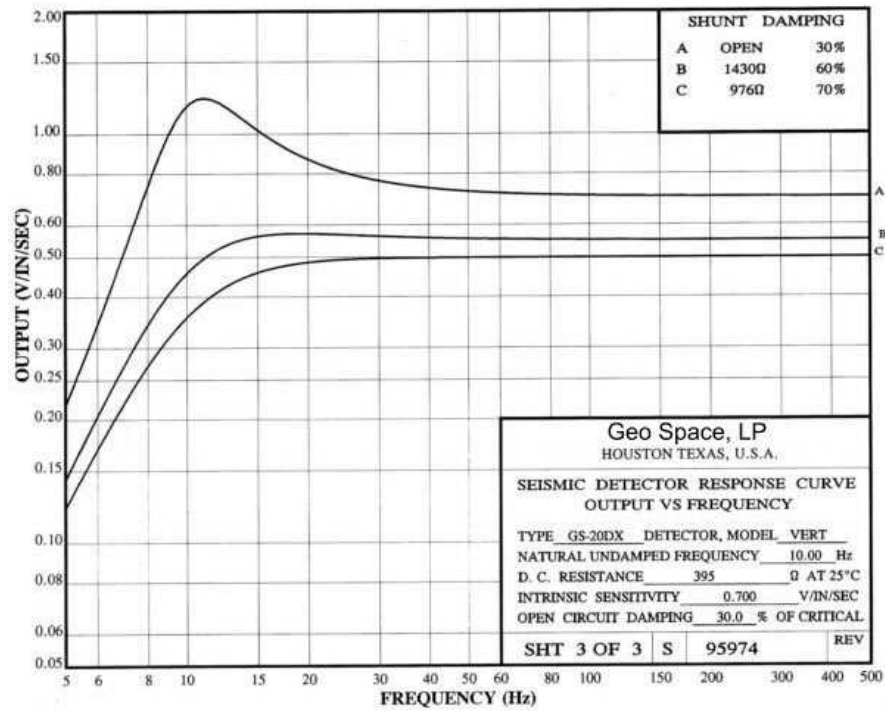
La referencia de geófono elegida es la GS-20D de la empresa Geo-Space pues en la escuela de geología hay un gran número de estos disponible. Se elige utilizar una resistencia *shunt* para conseguir un amortiguamiento de alrededor del 70% que elimine el sobre-pico alrededor de la frecuencia natural de 10Hz. Las figuras 8 y 9 muestran uno de los geófonos utilizados y la salida del mismo en función de la frecuencia, las figuras 10 y 11 muestran las carcasas que se consiguieron para los geófonos donde la primera es para una sola componente y la segunda para tres componentes.

Figura 8. Geófono GS-20D



Fuente: Autor del proyecto

Figura 9. Función de salida del geófono GS-20D



Fuente: Hoja de datos del fabricante

Figura 10. Carcasa de una sola componente



Fuente: Autor del proyecto

Figura 11. Carcasa de tres componentes



Fuente: Autor del proyecto

### 2.3 TENSIONES DE ALIMENTACIÓN

El sistema de adquisición debe ser portátil, por esta razón este ha de ser alimentado por medio de baterías. La tensión nominal que entrega una batería depende de la referencia que se escoja, por lo general para empaques pequeños se encuentran valores entre 1.2V y 3.7V, sin embargo dicha tensión puede variar a medida que las baterías se descargan lo cual puede llegar a afectar el desempeño del sistema, por esta razón se decide implementar, independientemente de las baterías utilizadas, una etapa de regulación de modo que el comportamiento del circuito no se vea afectado por cambios en la tensión de salida de las baterías.

Antes de comenzar el diseño del sistema es necesario entonces elegir el nivel de tensión regulada que se utiliza para alimentar los distintos componentes pues dicho nivel limita las referencias que se pueden utilizar y las que no. Teniendo en cuenta que mientras más alto sea el voltaje mayor será también la potencia disipada se decide entonces trabajar a un nivel de tensión relativamente bajo, se elige entonces una tensión de 3.3V como alimentación para los componentes digitales del sistema.

Por otra parte la señal de entrada oscila de manera positiva o negativa, por esta razón se decide utilizar una tensión de alimentación dual para los componentes que manejan la señal analógica. Como el conversor analógico-digital es alimentado por la tensión de 3.3V elegida anteriormente se escoge entonces una alimentación de  $\pm 1.5V$  para la etapa de adecuación de modo que el rango de entrada del conversor sea de 3V.

## 2.4 ADECUACIÓN DE LA SEÑAL

### 2.4.1 Amplificación

La señal de salida de un geófono es diferencial, teniendo esto en cuenta se decide implementar la ganancia del sistema por medio de un amplificador de instrumentación pues dicha configuración puede conseguir altos valores de CMR mayor y además la ganancia puede modificarse fácilmente cambiando únicamente una resistencia.

El amplificador de instrumentación puede ser implementado en circuito integrado o con elementos discretos, sin embargo utilizar circuitos integrados es una mejor opción pues las resistencias son ajustadas por laser obteniendo CMRs incluso por encima de los 100dB a ganancia unitaria, utilizar elementos discretos que permitan obtener especificaciones similares puede resultar incluso más costoso y por último al utilizar únicamente un circuito integrado y una resistencia se puede ocupar un espacio mucho menor.

Comercialmente se pueden encontrar gran variedad de INAs diseñados para desempeñarse de manera óptima en distintas aplicaciones, es por esto que para elegir el que mejor se acomoda para el propósito requerido es necesario definir los parámetros que son más importantes para el sistema.

El INA se encarga amplificar la señal de salida del geófono para mejorar la relación señal a ruido y poder utilizar todo el rango de entrada del conversor analógico digital, por lo tanto este es el elemento que maneja los niveles de tensión más bajos luego es necesario que sea el que mejor desempeño tenga en lo que se respecta a ruido. Otros parámetros importantes son el CMR como se mencionó anteriormente, el precio pues se busca que el costo del sistema sea relativamente bajo y también el consumo de potencia teniendo en cuenta que el equipo es alimentado por medio de baterías. A partir de lo anterior se evaluaron

distintos amplificadores de instrumentación en circuito integrado que pueden satisfacer las necesidades especificadas.

Tabla 1. Amplificadores de Instrumentación evaluados

Referencia	Ruido total referido a la entrada @G=100 [ $\mu$ V]	Error en la ganancia @G=100 [%]	No linealidad en la ganancia @G=100 [ppm]
AD627	0.56	0.35	20
AD8226	0.4	0.1	75
INA118	0.28	0.5	5
INA333	1	0.25	10
LT1789	1	0.27	18
MAX4194	0.6	0.5	10

Referencia	Rechazo al modo común @G=100 [dB]	Corriente de alimentación [ $\mu$ A]	Precio [USD]
AD627	77	85	6.65
AD8226	110	400	6.99
INA118	98	385	12.76
INA333	100	75	5.4
LT1789	100	95	6.38
MAX4194	95	110	4.7

Para elegir entre las distintas opciones que se tiene se define una figura de merito dándole un peso particular a cada uno de los distintos parámetros de modo que se pueda elegir el componente más adecuado para la aplicación en la que se planea utilizar.

Tabla 2. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los INAs

Parámetro	Peso
P1. Precio	25
P2. Ruido total referido a la entrada	25
P3. Rechazo al modo común	15
P4. Corriente de alimentación	15
P5. Error en la ganancia	10
P6. No linealidad en la ganancia	10

$$FM_x = 25 \times \left( \frac{P_{1MIN}}{P_{1X}} + \frac{P_{2MIN}}{P_{2X}} \right) + 15 \times \left( \frac{P_{3X}}{P_{3MAX}} + \frac{P_{4MIN}}{P_{4X}} \right) + 10 \times \left( \frac{P_{5MIN}}{P_{5X}} + \frac{P_{6MIN}}{P_{6X}} \right)$$

Ecuación 1

Tabla 3. Figura de mérito de los INAs evaluados

Referencia	LT1789	AD627	INA118	AD8226	INA333	MAX4194
FM	57.37	59.26	62.49	62.78	66.39	66.84

Teniendo en cuenta los resultados mostrados en la tabla 3 se decidió implementar el circuito integrado MAX4194 de la compañía Maxim.

La ganancia del amplificador de instrumentación elegido puede ser establecida por medio de una resistencia externa obteniendo valores entre 0 y 80 dB, para escoger la ganancia a utilizar es necesario conocer el nivel de tensión de salida del geófono. La amplitud máxima de la salida del geófono para este tipo de aplicación es de algunas centenas de milivoltios<sup>8</sup>, definiendo el máximo como 300mV pico a pico y teniendo en cuenta que la etapa analógica del sistema es alimentada por tensiones duales de  $\pm 1.5V$  se tiene entonces que la ganancia necesaria para emplear todo el rango de alimentación es de 20dB. La amplitud de la salida varía dependiendo de factores como el terreno sobre el que se realiza la adquisición y la referencia de geófono utilizada, por esta razón se decide implementar también una ganancia diez veces mayor a la mencionada previamente, es decir 40dB, de modo que señales más pequeñas también puedan utilizar eficientemente el rango de alimentación.

Para variar la ganancia es necesario controlar de manera digital la resistencia  $R_G$  del amplificador de instrumentación, para realizar esta tarea se decide

<sup>8</sup> SHERIFF, Robert E. and GELDART, Lloyd P. Exploration Seismology. 2nd Edition. New York, Cambridge University Press. 1995.

implementar *switches* SPST (*Single Pole – Single Throw*) por medio de los cuales se pueden obtener  $2^n$  combinaciones distintas de resistencias (donde  $n$  es el número de *switches* implementados). Se escogió la referencia ADG512 la cual contiene 4 *switches* para tener así 16 posibles valores de ganancia.

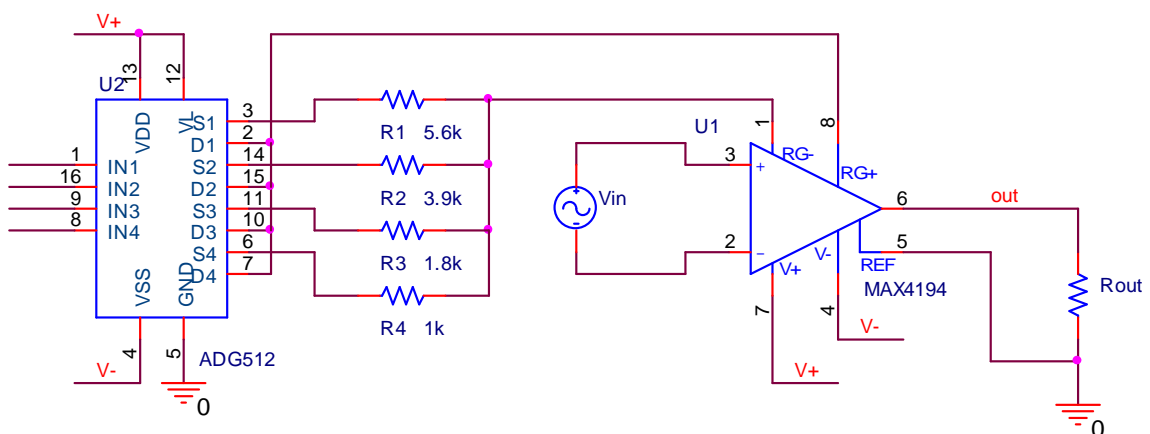
Para calcular los valores de resistencias necesarios se utiliza la formula que define la ganancia del INA la cual puede encontrarse en la hoja de datos del circuito integrado elegido.

$$G = 1 + \frac{50000}{R_G} \quad \text{Ecuación 2}$$

Las ganancias mínima y máxima deseadas son 20dB y 40dB respectivamente, con esos niveles de amplificación se tiene que la resistencia  $R_G$  equivalente debe variarse entre  $5555.56\Omega$  y  $505.05\Omega$ , a partir de esto se calculan 4 valores distintos de resistencia que permitan cambiar  $R_G$  dentro del rango deseado asegurándose que sean valores disponibles comercialmente. Los valores elegidos fueron  $1K\Omega$ ,  $1.8K\Omega$ ,  $3.9K\Omega$  y  $5.6K\Omega$ .

La figura 12 muestra el esquemático de la etapa de amplificación.

Figura 12. Esquemático de la etapa de amplificación



Fuente: Autor del proyecto

## 2.4.2 Filtrado

La señal es digitalizada antes enviarse al computador, para poder recuperar una señal digitalizada el teorema del muestreo enuncia que es necesario usar una frecuencia de muestreo mayor que dos veces la frecuencia máxima de la señal, de lo contrario la señal recuperada puede ser distorsionada por el efecto de *aliasing*.

Para asegurarse que frecuencias por encima de las frecuencias de interés no generen ruido al momento de muestrear es necesario entonces eliminar todas las frecuencias superiores a la frecuencia máxima, esto se realiza por medio de un filtro pasa-bajas.

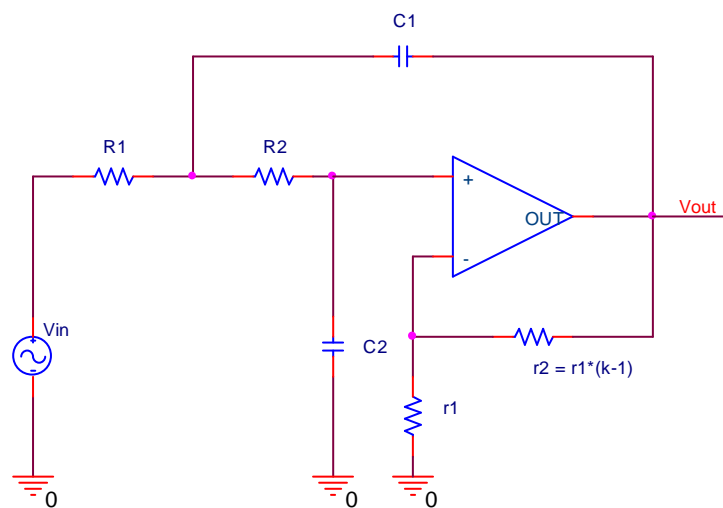
Lo primero en el proceso de diseño es elegir la aproximación más conveniente para la aplicación dada, para hacerlo se deben definir las prioridades que se tienen al emplear el filtro. Por una parte es importante que el filtro realice rápidamente la transición entre las bandas de paso y de supresión consiguiendo también un buen nivel de atenuación en la banda de supresión, por otra parte es necesario que la información de interés se distorsione lo menos posible pues para realizar un correcto procesamiento y posterior interpretación es necesario tener datos confiables de amplitudes y tiempos.

Teniendo en cuenta lo mencionado anteriormente se decide implementar un filtro que tenga una atenuación plana en la banda de paso de modo que la amplitud de la señal no se vea distorsionada, esto puede ser conseguido por las aproximaciones de Butterworth y de Bessel. Por otra parte la aproximación de Bessel no solo presenta una atenuación plana en la banda de paso sino que también tiene un retraso más uniforme en comparación con la aproximación de Butterworth, esto quiere decir que la distorsión será menor, sin embargo la transición entre bandas y la atenuación en la banda de supresión obtenidas al implementar un filtro de Bessel no son tan buenas lo cual quiere decir que se necesitaría filtro de orden mucho mayor para poder alcanzar un mismo requerimiento.

A partir de lo anterior se decide entonces implementar un filtro del tipo Butterworth pues aunque por medio de la aproximación de Bessel se podría conseguir mejores resultados con respecto a la distorsión los costos para lograrlo serían mucho mayores.

La figura 13 muestra la topología Sallen-Key por medio de la cual se puede implementar un filtro del tipo Butterworth de segundo orden.

Figura 13. Topología Sallen-Key para un filtro pasa-bajas



Fuente: Autor del proyecto

Las ecuaciones 4, 5 y 6 definen la frecuencia de corte del filtro  $f_p$ , el factor de calidad  $Q_p$  y la ganancia en la banda de paso  $k$  a partir de los elementos pasivos.

$$f_p = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad \text{Ecuación 3}$$

$$Q_p = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}}{\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2}} \quad \text{Ecuación 4}$$

$$k = 1 + \frac{r_2}{r_1}$$

Ecuación 5

Para escoger la frecuencia de corte del filtro es necesario conocer las frecuencias de interés, generalmente las frecuencias con las que se trabaja en una adquisición sísmica están contenidas entre 10 y 60 Hz<sup>9</sup>, sin embargo estos valores pueden cambiar dependiendo de la fuente utilizada y del tipo de prospección que se desee realizar, por ejemplo si se desea estudiar interfaces delgadas es necesario trabajar con frecuencias más altas, entre los 75 y 300 Hz, en lo que se conoce como sísmica de alta resolución<sup>10</sup>. Para que el sistema pueda ser implementado en distintas aplicaciones se decide entonces utilizar una frecuencia de corte para el filtro anti-aliasing de 500 Hz.

Por otra parte el factor de calidad Q define el sobre-pico alrededor de la frecuencia de corte, la aproximación de Butterworth indica que se debe elegir un factor de calidad igual a 0.707 de modo que no haya sobre-pico y que la pendiente después de la frecuencia de corte sea de -20dB/orden/década.

Para tener una transición rápida y buena atenuación en la banda de supresión se decide implementar dos etapas en serie del filtro pasa-bajas de segundo orden Sallen-Key mostrado previamente obteniendo así una pendiente después de la frecuencia de corte de -80db/década.

El factor de calidad total del sistema es el resultado de la multiplicación de los factores de calidad de las etapas individuales, por simplicidad se decide que ambas etapas sean iguales por lo cual se concluye que el valor de calidad Q para cada una de ellas debe ser igual a 0.841.

---

<sup>9</sup> SHERIFF, Robert E. and GELDART, Lloyd P. Exploration Seismology. 2nd Edition. New York, Cambridge University Press. 1995.

<sup>10</sup> DOBRIN, Milton. Introduction to Geophysical Prospecting. New York, McGraw Hill Inc. 1960.

Por último, la ganancia del sistema se consigue a través del amplificador de instrumentación, esto quiere decir que la etapa de filtrado no debe modificar la amplitud de la señal y por lo tanto su ganancia en la banda de paso debe ser de 1 V/V.

Teniendo en cuenta los parámetros definidos anteriormente y a partir de las ecuaciones 4, 5 y 6 se tienen entonces dos ecuaciones con cuatro incógnitas, al decidir usar resistencias iguales se obtiene lo siguiente.

$$R_1 = R_2 = R$$

$$C_1 = \frac{535.397 \times 10^{-6}}{R}$$

$$C_2 = \frac{189.245 \times 10^{-6}}{R}$$

La tabla 4 muestra los valores elegidos de resistencias y capacitores comercialmente disponibles que cumplen de manera aproximada con las relaciones mostradas previamente.

Tabla 4. Elementos pasivos para el filtro pasa-bajas

	$R_1 = R_2$	$C_1$	$C_2$
Filtro pasa-bajas	18K $\Omega$	22nF	10nF

Además de frecuencias por encima del rango de interés la señal puede tener también una tensión de *offset* indeseada, para solucionar esto se implementa también un filtro pasa-altas.

El proceso de diseño para este segundo filtro se puede hacer empleando primero los mismos conceptos expresados anteriormente para el diseño de un filtro pasa-bajas y haciendo luego una transformación RC – CR obteniendo de esta manera un filtro pasa-altas con las mismas características de atenuación.

Para el diseño inicial del filtro pasa-bajas se utilizan los mismos valores de ganancia para la banda de paso y factor de calidad mencionados en la sección anterior pero esta vez la frecuencia de corte se escoge de 0.5 Hz. Por otra parte la transformación RC – CR se realiza reemplazando las resistencias R por capacitores de valor  $1/(R\omega_p)$  y los capacitores C por resistencias de valor  $1/(C\omega_p)$ . A partir de esto y escogiendo capacitores iguales se tiene lo siguiente.

$$C_{1'} = C_{2'} = C$$

$$R_{1'} = \frac{189.245 \times 10^{-3}}{C}$$

$$R_{2'} = \frac{535.397 \times 10^{-3}}{C}$$

La tabla 5 muestra los valores de resistencias y capacitores elegidos.

Tabla 5. Elementos pasivos para el filtro pasa-altas

	$C_{1'} = C_{2'}$	$R_{1'}$	$R_{2'}$
Filtro pasa-altas	1.8 $\mu$ F	150K $\Omega$	330K $\Omega$

Para el montaje del circuito se necesitan utilizar cuatro OpAmps, dos para cada tipo de filtro. Como al llegar a la etapa de filtrado idealmente la señal ya debería estar oscilando en todo el rango de alimentación no es necesario entonces que el desempeño con respecto al ruido de dicha etapa sea tan exigente, el principal requisito para los OpAmps es que estos tengan un ancho de banda mayor a 500Hz a ganancia unitaria, condición que puede fácilmente ser cumplida por la mayoría de referencias. Las tablas 6, 7 y 8 muestran las opciones evaluadas de amplificadores operacionales, los pesos elegidos para calcular una figura de mérito y los resultados obtenidos para dicha figura.

Tabla 6. Amplificadores Operacionales evaluados

Referencia	Corriente de alimentación [ $\mu$ A]	CMRR [dB]	PSRR [dB]
AD8040	1300	88	76
LMP7704	725	130	98
LT6204	2300	80	74
MAX4169	1200	69	66
MCP6024	1000	90	90
OP462	500	110	110
OPA4353	5200	86	88
TLV2634	730	100	90

Referencia	Ganancia-Ancho de banda [MHz]	Ruido referido a la entrada [ $nV/\sqrt{Hz}$ ]	Precio [USD]
AD8040	18	16.5	4.33
LMP7704	2.5	9	4.65
LT6204	90	2.9	9
MAX4169	5	26	2.08
MCP6024	10	8.7	2.08
OP462	15	9.5	9.39
OPA4353	44	7	7.18
TLV2634	9	50	3.15

Tabla 7. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los OpAmps

Parámetro	Peso
P1. Precio	25
P2. Corriente de alimentación	25
P5. CMRR	15
P6. PSRR	15
P3. Ganancia-ancho de banda	10
P4. Ruido referido a la entrada	10

Tabla 8. Figura de mérito de los OpAmps evaluados

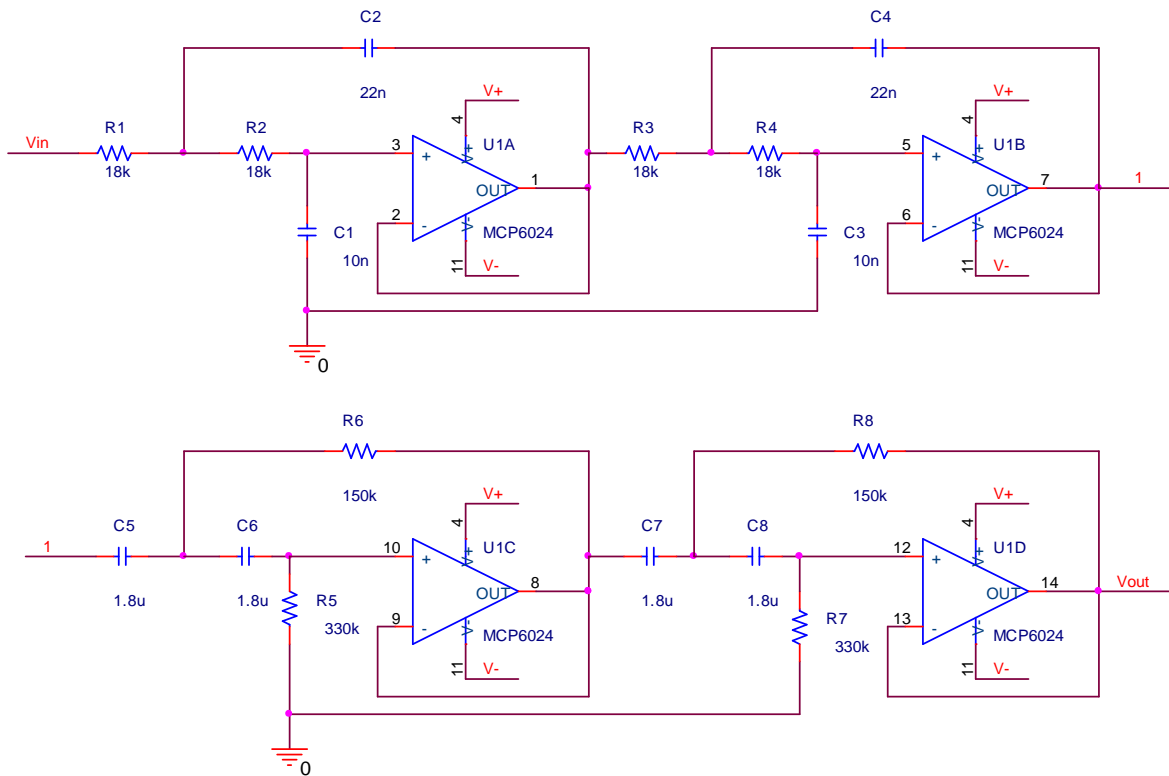
Referencia	OPA4353	AD8040	LT6204	MAX4169
FM	40.60	45.89	50.53	54.04

Referencia	TLV2634	LMP7704	OP462	MCP6024
FM	59.02	60.28	62.94	64.60

A partir de los resultados mostrados en la tabla 8 se decidió utilizar la referencia MCP6024 de la empresa Microchip la cual tiene cuatro amplificadores operacionales en un solo circuito integrado así que solo se requiere uno para toda la etapa de filtrado.

El esquemático de la etapa de filtrado se muestra en la figura 14.

Figura 14. Esquemático de la etapa de filtrado



Fuente: Autor del proyecto

### 2.4.3 Offset

La señal amplificada y filtrada oscila entre  $\pm 1.5V$ , sin embargo al momento de realizar el diseño no fue posible encontrar ninguna referencia de conversor analógico digital que se alimente con 3.3V y tenga una señal de entrada de  $\pm 1.5V$ , por esta razón para finalizar la etapa de adecuación fue necesario agregar una tensión continua de 1.5V de modo que se pueda utilizar un conversor con rango de entrada entre 0V y  $V_{REF} = 3V$ .

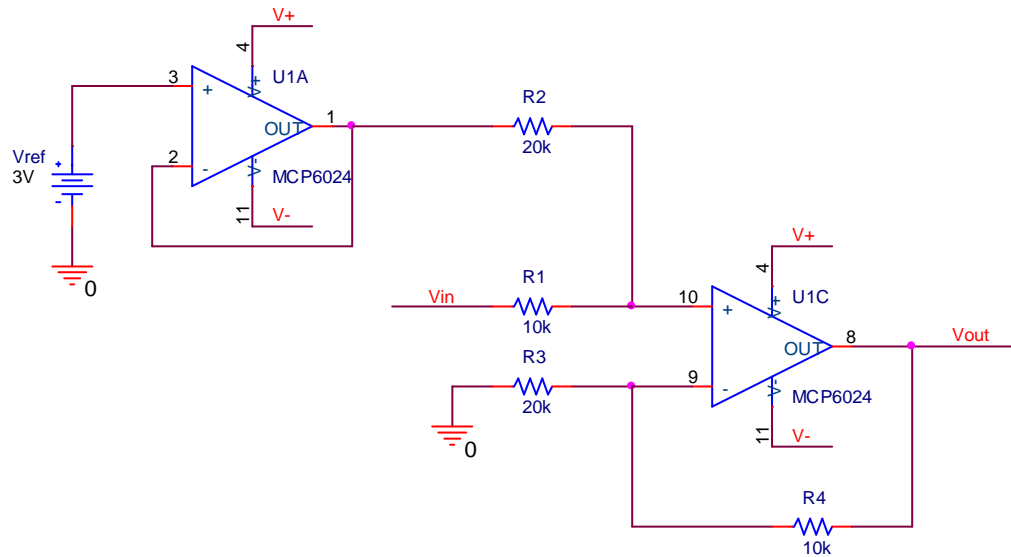
Con un amplificador operacional se puede agregar el nivel de *offset* deseado sumando la señal amplificada y filtrada con la mitad de la señal de referencia que utiliza el ADC, esto se realiza por medio de un circuito sumador no inversor.

Un sumador no inversor requiere que las señales a sumar entreguen una pequeña corriente lo cual puede llegar a afectar su comportamiento y esta situación es especialmente crítica en la tensión de referencia pues es necesario que esta se mantenga lo más estable posible. Para que el sumador no afecte negativamente el comportamiento de la señal de referencia se implementa un seguidor de tensión de modo que la corriente necesaria sea entregada por otro OpAmp.

Al igual que con los filtros es posible utilizar amplificadores de propósito general pues en este punto la señal ya está amplificada y el ancho de banda de la aplicación dada no es muy grande, por facilidad entonces se decide utilizar la misma referencia escogida anteriormente.

La figura 15 muestra el esquemático del circuito encargado de agregar el nivel de DC.

Figura 15. Esquemático de la etapa de *offset*



Fuente: Autor del proyecto

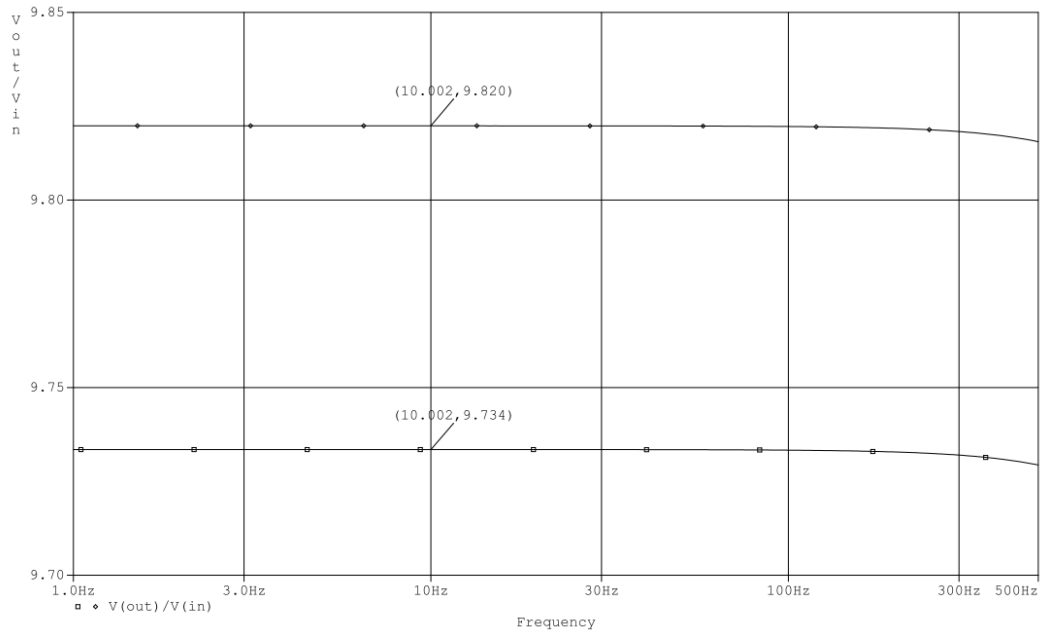
#### 2.4.4 Errores de la etapa analógica

##### 2.4.4.1 Tolerancia de los elementos pasivos

Las ganancias y las frecuencias de corte son definidas por medio de los valores de resistencias y capacitores utilizados, sin embargo dichos elementos pasivos tienen tolerancias por lo cual la respuesta obtenida puede ser ligeramente diferente de la esperada.

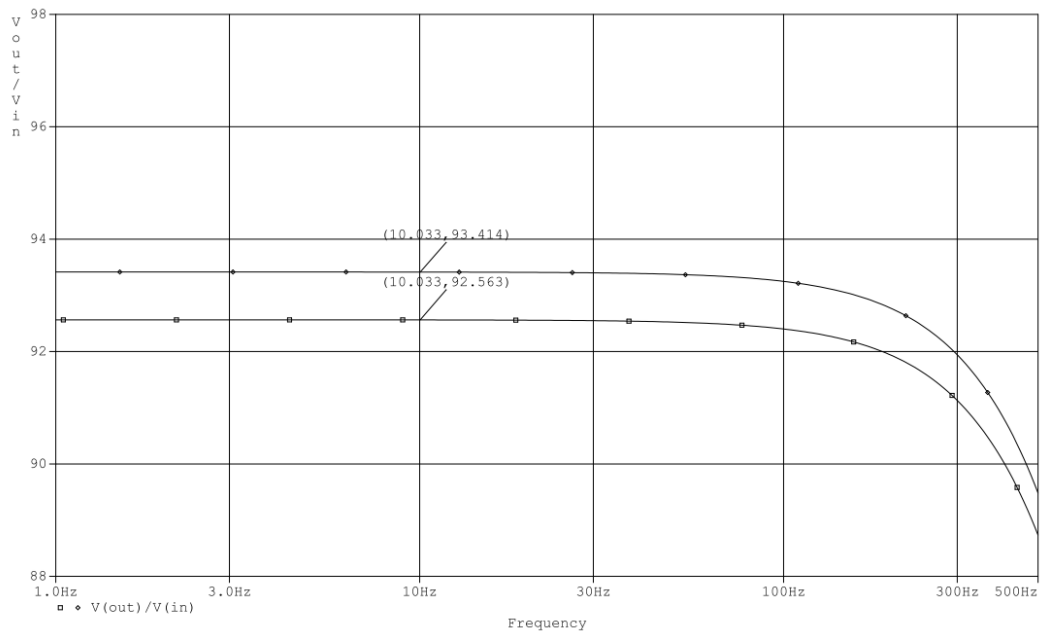
Para evaluar cuanto puede variar la respuesta del sistema debido a la tolerancia que tienen los elementos pasivos se simuló las distintas etapas en el *software* OrCAD. El tipo de simulación utilizado fue el llamado *Worst-Case* el cual calcula primero la salida nominal del circuito y luego encuentra la máxima variación que se puede llegar a tener con respecto a dicha salida teniendo en cuenta las tolerancias de los distintos componentes. La tolerancia elegida para las resistencias es del 1% y para los capacitores del 10%.

Figura 16. Simulación *Worst Case* de la etapa de ganancia,  $G=20\text{dB}$



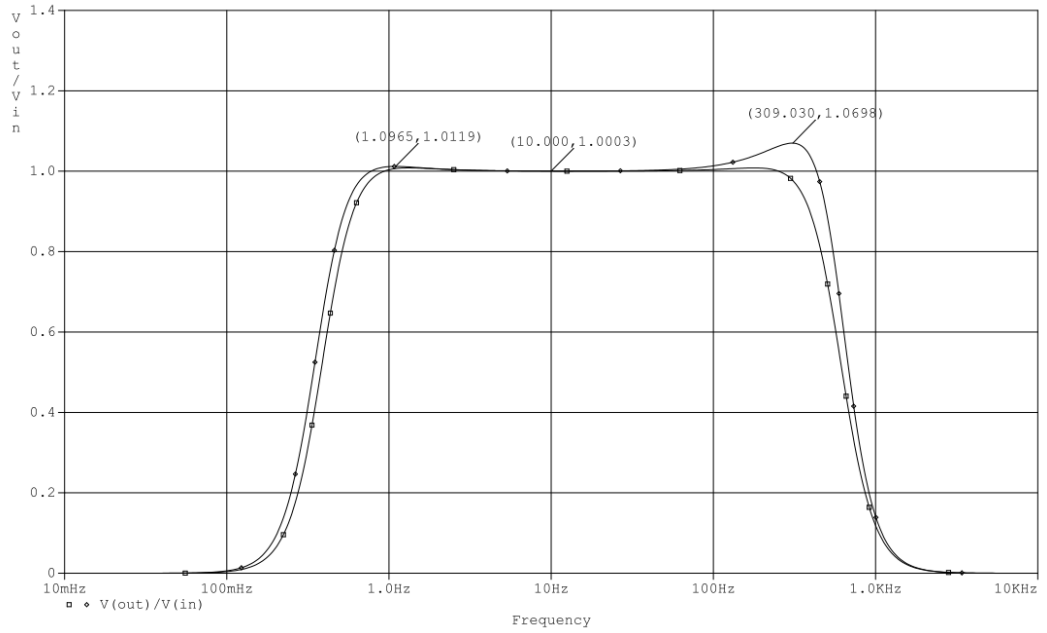
Fuente: Autor del proyecto

Figura 17. Simulación *Worst Case* de la etapa de ganancia,  $G=40\text{dB}$



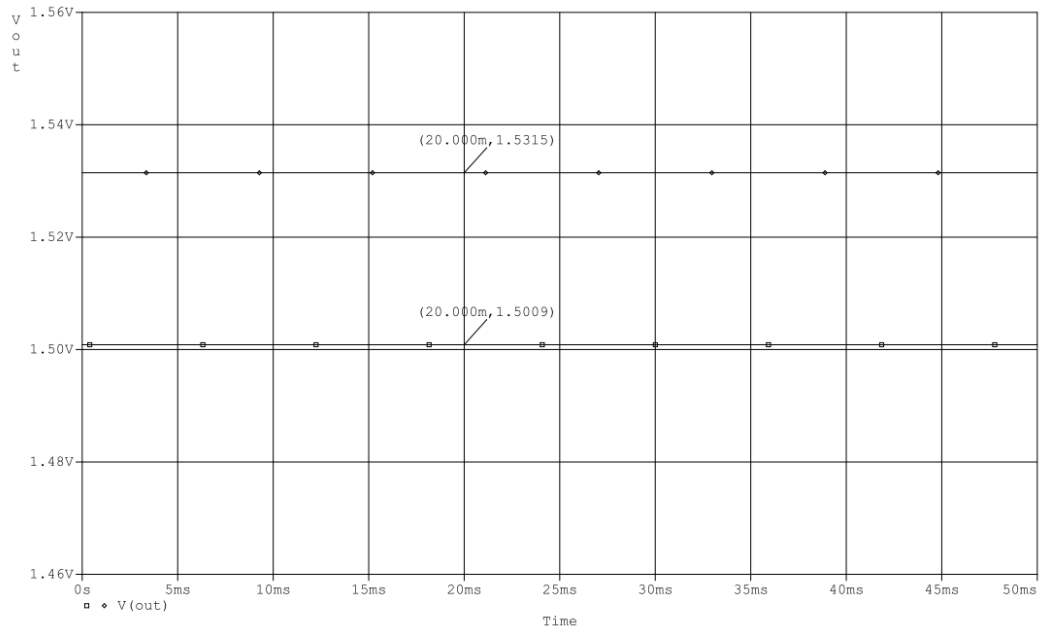
Fuente: Autor del proyecto

Figura 18. Simulación *Worst Case* de la etapa de filtrado



Fuente: Autor del proyecto

Figura 19. Simulación *Worst Case* de la etapa de *offset*



Fuente: Autor del proyecto

Tabla 9. Mayores variaciones posibles en la etapa analógica debido a las tolerancias de los elementos pasivos

Parámetro	Nominal	Peor caso	Error
Ganancia (20dB) [V/V]	9.734	9.82	0.88%
Ganancia (40dB) [V/V]	92.563	93.414	0.91%
Nivel de <i>offset</i> [V]	1.5009	1.5315	2.03%
Frecuencia corte filtro pasa-altas [Hz]	0.461	0.414	10.19%
Frecuencia corte filtro pasa-bajas [Hz]	512.69	589.05	14.89%
Sobre-pico filtro pasa-altas [V/V]	1.008	1.011	0.3%
Sobre-pico filtro pasa-bajas [V/V]	1.008	1.069	6.05%

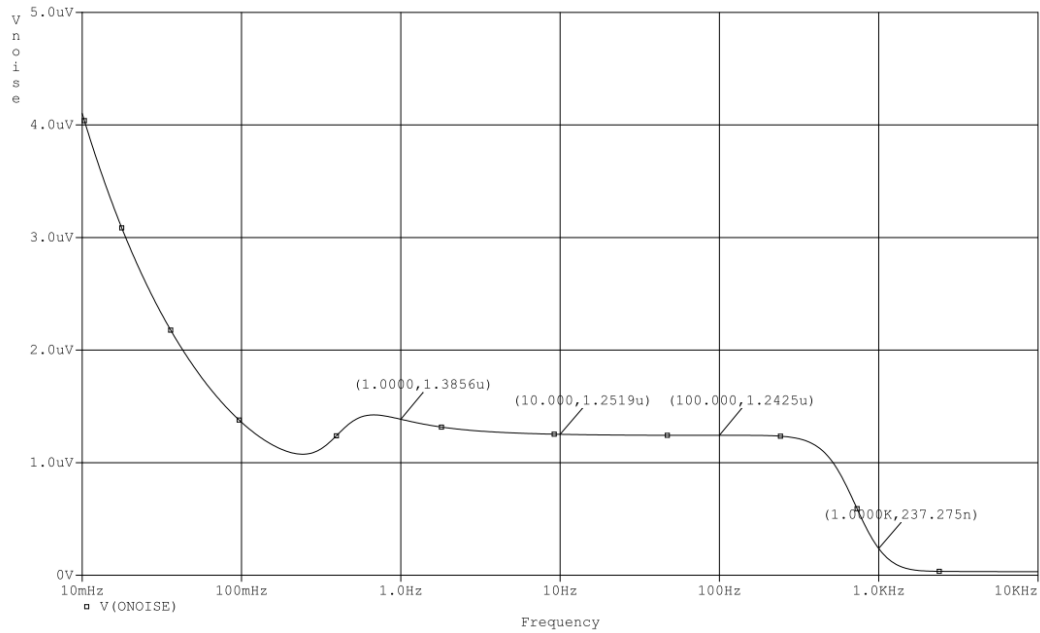
Como se puede observar en la tabla 9 los errores en las ganancias y el nivel de *offset* son pequeños estando por debajo del 2.1%, por otra parte los errores en la etapa de filtrado son de mayor magnitud debido a que la tolerancia de los capacitores suele ser mucho peor que la de las resistencias siendo además elementos más costosos, sin embargo esto no afecta considerablemente el desempeño del sistema teniendo en cuenta que digitalmente se puede realizar un filtrado más selectivo corrigiendo el comportamiento no ideal de los filtros analógicos.

#### 2.4.4.2 Ruido

Componentes como OpAmps y resistencias generan ruido que limitan el nivel mínimo de señal que se puede llegar a reconocer, de este modo para definir la resolución que puede alcanzar el sistema se debe calcular el ruido total que llega a la salida.

Se utilizó nuevamente el software OrCAD para simular la etapa de adecuación, la figura 20 muestra el resultado obtenido para la densidad espectral de ruido total.

Figura 20. Densidad espectral de ruido total a la salida de la etapa de adecuación



Fuente. Autor del proyecto

El ruido total RMS a la salida se puede calcular entonces integrando la densidad espectral de potencia de ruido lo cual arroja como resultado una tensión RMS de  $32.088\mu\text{V}$ .

Por medio de la simulación se puede encontrar el ruido generado por el sistema entre cualquier rango de frecuencias, sin embargo la precisión de los resultados obtenidos dependen de los modelos utilizados los cuales pueden contener errores, por esta razón también se realizó una aproximación teórica a partir de los datos encontrados en las hojas de datos.

La densidad de tensión del ruido generado por el INA es más o menos constante en el ancho de banda del sistema y es igual a  $31\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , la función de ruido de los OpAmps por el contrario tiene un valor alto a bajas frecuencias y decrece de manera logarítmica por lo cual como referencia se toma el valor a 50Hz que es igual a  $30\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , por último el ruido generado por las resistencias es de la forma  $\sqrt{4KTR}$  luego para una resistencia de 10K se tiene  $12.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Se puede observar en lo mencionado anteriormente que la magnitud del ruido generado por todos los dispositivos se encuentra en el orden de decenas de  $nV/\sqrt{Hz}$ , sin embargo el ruido generado por el INA tiene una ganancia de 100V/V lo cual lo lleva hasta las unidades de  $\mu V/\sqrt{Hz}$ , luego para facilitar el cálculo el ruido generado por los demás dispositivos es despreciado. La tensión de ruido rms puede ser calculada a partir de la densidad espectral de ruido utilizando la ecuación 7<sup>11</sup>:

$$V_{Noise} = \sqrt{1.57 \times BW \times G \times e_n} \quad \text{Ecuación 6}$$

$$V_{Noise} = 86.855 [\mu V_{rms}]$$

Para llegar al resultado anterior no se tuvieron en cuenta varios factores por lo cual el valor real puede ser mayor, aun así el resultado obtenido por medio de la simulación la cual tiene en cuenta el ruido generado por todos los dispositivos en todo el ancho de banda es incluso menos de la mitad, esto indica que pueden haber problemas con los modelos provistos por los fabricantes por lo cual para el cálculo de la relación señal a ruido del sistema se utiliza el valor hallado teóricamente. Las ecuaciones 8 y 9 permiten calcular para una entrada del tipo sinusoidal la relación señal a ruido del sistema y el número efectivo de bits que se puede alcanzar con dicha relación.

$$SNR = 20 \log \left( \frac{V_{out-rms}}{V_{noise-rms}} \right) \quad \text{Ecuación 7}$$

$$ENOB = \frac{SNR - 1.76}{6.02} \quad \text{Ecuación 8}$$

$$SNR = 87.75 [dB]$$

---

<sup>11</sup> ANALOG DEVICES. Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. USA. www.analog.com, 1999.

$$ENOB = 14.28 \text{ [bits]}$$

A partir de lo anterior se puede concluir que el ruido generado por el sistema limita a 14 bits la resolución máxima a la cual se puede digitalizar la señal.

## 2.5 DIGITALIZACIÓN

### 2.5.1 Conversor analógico-digital

Debido a que la frecuencia del filtro anti-*aliasing* es de 500Hz la frecuencia de muestreo debe ser por lo menos 1KHz, sin embargo es recomendable utilizar una frecuencia mayor pues el filtro pasa-bajas no es ideal y además de este modo el ruido de cuantificación en la banda de interés es menor pues este se distribuye en un ancho de banda más grande<sup>12</sup>. Por otra parte mientras más alta sea la frecuencia de muestreo mayor será también la cantidad de información que es necesario transmitir y por consiguiente mayor también el tiempo que tardan los datos en llegar al computador. A partir de lo anterior se decide muestrear a una frecuencia 4 veces mayor que la frecuencia de corte del filtro anti-*aliasing*, de este modo los requisitos que se tienen para la selección del conversor analógico-digital, o ADC por sus siglas en inglés, son una resolución de alrededor de 14 bits efectivos para muestrear un solo canal a una frecuencia de muestreo de 2KHz.

Los conversores vienen en diferentes arquitecturas, la *Flash* y la *Pipelined* son descartadas pues estas se encuentran orientadas a obtener altas velocidades de conversión, por otra parte también se descarta la arquitectura Sigma-Delta pues esta configuración suele manejar resoluciones más altas de la necesaria (hasta 24 bits) con un mayor costo. A partir de lo anterior se decide entonces que la arquitectura más adecuada para la aplicación que se tiene es la de

---

<sup>12</sup> ANALOG DEVICES. Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. USA. [www.analog.com](http://www.analog.com), 1999.

Aproximaciones Sucesivas pues por medio de esta se pueden cumplir los requisitos dados a un costo relativamente bajo.

De igual forma pensando en la portabilidad del equipo se decide que la salida sea serial pues si se hiciera en paralelo los componentes serían ser mucho más grandes y se necesitarían muchas más líneas para conectarlos.

La tabla 10 muestra las especificaciones de los ADCs evaluados de aproximaciones sucesivas y salida serial.

Tabla 10. ADCs evaluados

Referencia	Offset error [mV]	Gain error [mV]	Integral nonlinearity [LSB]
AD7680	1.098	0.9	3
AD7683	1.6	0.6	3
ADS8317	2	1.2	3
ADS8325	1.5	1.3	6
ADS8327	0.8	6.3	3
LTC1864	5	20	6

Referencia	Número efectivo de bits [bits]	Corriente de alimentación [mA]	Precio [USD]
AD7680	13.99	1.9	12.76
AD7683	14.65	0.56	13.83
ADS8317	13.82	0.085	17.71
ADS8325	13.82	1.5	14.86
ADS8327	14.32	5	14.52
LTC1864	13.32	1	12.29

Tabla 11. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los ADCs

Parámetro	Peso
P1. Precio	25
P2. Número efectivo de bits	25
P3. Offset error	15
P4. Gain error	15
P5. Integral nonlinearity	15
P6. Corriente de alimentación	5

Tabla 12. Figura de mérito de los ADCs evaluados

	LTC1864	ADS8325	ADS8317	ADS8327	AD7680	AD7683
FM	58.5	66.96	74.43	77.11	84.1	85.47

Se decidió entonces implementar el conversor analógico-digital de referencia AD7683 fabricado por la empresa Analog Devices el cual tiene un número efectivo de bits igual a 14.65, puede trabajar a una frecuencia de muestreo de hasta 100KHz, los datos de salida se envían utilizando el protocolo SPI (*Serial Peripheral Interface*) el cual se encuentra disponible en muchos micro-controladores y el dispositivo es de pequeño tamaño pues apenas tiene 8 pines.

### 2.5.2 Referencia

Para realizar la conversión es también necesario utilizar una tensión de referencia la cual define el intervalo que separa cada uno de los códigos, es de suma importancia que dicha tensión sea lo más estable posible pues cualquier variación en la misma hará que cambie el paso que separa cada código causando así imprecisión en la señal de salida. Se busca entonces una referencia cuya tensión de salida tenga un rango muy pequeño alrededor de la tensión nominal y que sea lo más estable posible ante variaciones de temperatura, entrada y carga. Las tablas 13, 14 y 15 muestran la selección hecha para la tensión de referencia.

Tabla 13. Referencias de tensión evaluadas

Referencia	Initial accuracy [mV]	Coefficiente de temperatura [ppm/°C]	Regulación de línea [ $\mu\text{V}/\text{V}$ ]
ADR363	3	9	150
ADR3530	3	8	150
ISL21007	0.5	3	200
MAX6126	0.6	5	25
MAX6193	5	10	150
REF5030	3	8	3

Referencia	Regulación de carga [ $\mu\text{V}/\text{mA}$ ]	Ruido de tensión [ $\mu\text{V}$ ]	Precio [USD]
ADR363	540	8.7	3.69
ADR3530	90	22	3.45
ISL21007	100	4.5	9.63
MAX6126	30	1.75	6.23
MAX6193	600	75	3.24
REF5030	90	9	4.65

Tabla 14. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de las Referencias de tensión

Parámetro	Peso
P1. Precio	20
P2. Initial accuracy	20
P3. Ruido de tensión	15
P4. Coeficiente de temperatura	15
P5. Regulación de línea	15
P6. Regulación de carga	15

Tabla 15. Figura de mérito de las Referencias de tensión evaluadas

	MAX6193	ADR363	ADR3530	REF5030	ISL21007	MAX6126
FM	27.9	30.04	34.23	45.81	52.28	67.86

Se decidió implementar el circuito integrado MAX6126 el cual entrega una tensión de salida entre 2.9994V y 3.0006V muy estable ante distintas variaciones.

## 2.6 CONTROL Y REGISTRO

### 2.6.1 Micro-controlador

El cerebro de cada módulo es el micro-controlador en el cual se guarda el programa con las distintas instrucciones que le indican al equipo que hacer en cada momento. Los requisitos que se tienen para este dispositivo no son muchos, alrededor de 8 puertos de entrada/salida, un temporizador para controlar el periodo de muestreo, la capacidad de comunicarse por medio de la interfaz serial SPI y por último que su tamaño sea lo más reducido posible teniendo en cuenta la necesidad de hacer un equipo portátil.

Comercialmente existe un gran número de micro-controladores los cuales pueden cumplir con los requisitos expresados anteriormente, de entre ellos se decidió implementar la referencia PIC18LF252 de la empresa Microchip el cual tiene memoria de programa tipo *Flash* la cual puede ser escrita y borrada eléctricamente, sus programadores son fáciles de conseguir comercialmente e incluso de construir y el *software* necesario para escribir los programas se puede descargar de manera gratuita por internet. Algunas de las características del dispositivo se listan a continuación.

- 32 KBytes de memoria de programa
- 1536 Bytes de memoria RAM
- Entrada de reloj de hasta 40MHz
- 4 módulos temporizadores
- Módulo de comunicación serial síncrona
- Módulo de comunicación serial asíncrona
- Corriente de alimentación: 15mA máximo @ 25Mhz, 5.5V

Para elegir la frecuencia del cristal para el micro-controlador se tiene en cuenta por una parte que mientras más alta sea dicha frecuencia mayor será también el consumo de corriente y por otra parte que se desea que la comunicación con los periféricos se realice lo más rápidamente posible de modo que la información tarde menos tiempo en llegar al computador, de este modo buscando un punto intermedio se decide utilizar una frecuencia de 16MHz lo cual quiere decir que cada instrucción del programa se realiza en 0.25  $\mu$ s.

### 2.6.2 Memoria externa

Las muestras tomadas podrían ser transmitidas a medida que se van adquiriendo, sin embargo los módulos ADQ deben enviar de a uno en uno la información adquirida y el tiempo que tienen para hacerlo se iría reduciendo a medida que se aumenta el número de canales utilizados, esto podría llegar a causar problemas de sincronismo. Para evitar posibles problemas con la comunicación, o peor aun con la toma de muestras, se decide que todos los datos adquiridos sean enviados después de terminar la duración de la adquisición, esto teniendo en cuenta que dicha duración suele ser apenas un segundo o menos y además de este modo cada módulo ADQ puede enviar un paquete grande con todas las muestras tomadas en lugar de enviar muchos paquetes pequeños.

A partir de lo anterior es necesario entonces que cada módulo registre por lo menos 1 segundo de información, sabiendo que se toman 2000 muestras cada segundo y que la salida del conversor son 16 bits se tiene entonces que se necesita poder almacenar por lo menos 4000 bytes de información, sin embargo el micro-controlador apenas cuenta con 1500 bytes de memoria RAM por lo cual es necesario utilizar una memoria externa donde se puedan guardar los datos antes de ser enviados.

La memoria externa debe comunicarse con el micro-controlador de manera serial para que el tamaño de la tarjeta sea lo más pequeño posible. Por otra parte la

frecuencia de reloj escogida para el micro-controlador es de 16MHz lo cual quiere decir que la comunicación serial se realiza a máximo 4MHz, de este modo la memoria externa debe poder trabajar a dicha frecuencia para que la comunicación se realice de la manera más rápida posible.

Al igual que con los micro-controladores, comercialmente existe un gran número de referencias entre las cuales escoger, teniendo en cuenta los requisitos que se tienen se decidió utilizar la referencia 23K256 de la misma empresa fabricante de los micro-controladores Microchip la cual cuenta con 32KBytes de memoria RAM.

## 2.7 COMUNICACIÓN INALÁMBRICA

Todos los módulos deben poder transmitir y recibir información de manera inalámbrica, por esto cada uno de ellos debe tener un transceptor que se encargue de transmitir los datos digitales en un extremo y recibirlos en el otro.

Para realizar la selección del transceptor se establecen primero los parámetros de interés para el sistema. Se desea tener una tasa de transferencia alta logrando un buen alcance, sin embargo se tiene el inconveniente que mientras más rápido y más lejos se quiera transmitir mayor será también el consumo de corriente y en un sistema portátil esto representa una menor independencia del dispositivo, se debe entonces buscar un punto medio entre tasa de transferencia, alcance y consumo de corriente adecuado para el sistema. Partiendo de lo anterior se evalúan transceptores con tasa de transferencia de por lo menos 250Kbps, alcance de por lo menos 100m y consumo de corriente menor a 500mA de modo que sea posible obtener un par de horas de independencia del sistema sin tener que usar baterías muy grandes.

Tabla 16. Transceptores evaluados

Referencia	Corriente transmitiendo [mA]	Corriente recibiendo [mA]	Tasa de transferencia [Kbps]
F2M03ALA	75	75	3000
ProFLEX01	175	35	250
UGWJ4US	325	23.5	1000
Xbee	45	50	250
XBee Pro	215	55	250
ZICM2410	200	38	1000

Referencia	Alcance [m]	Precio [USD]
F2M03ALA	100	55.97
ProFLEX01	1200	26.98
UGWJ4US	1000	18.48
Xbee	100	17.5
XBee PRO	1600	28
ZICM2410	600	27

Tabla 17. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los Transceptores

Parámetro	Peso
P1. Precio	25
P2. Corriente transmitiendo	20
P3. Tasa de transferencia	20
P4. Alcance	20
P5. Corriente recibiendo	15

Tabla 18. Figura de mérito de los Transceptores evaluados

	ZICM2410	F2M03ALA	XBee PRO	ProFLEX01	Xbee	UGWJ4US
FM	44.05	45.72	47.79	48	54.96	60.47

A partir de lo anterior se decidió implementar el transceptor de referencia UGWJ4US fabricado por la compañía Unigen el cual maneja una tasa de transferencia máxima de 1Mbps y tiene un alcance en exteriores mayor a 1Km con línea de vista y alrededor de 500m sin línea de vista. La comunicación con el micro-controlador se hace por medio del protocolo SPI agregando una línea

adicional la cual utiliza el transceptor para señalar distintas interrupciones, como por ejemplo recepción completa o error en la transmisión.

## 2.8 ALIMENTACIÓN

Debido a que todos los módulos del sistema son portátiles es necesario que cada uno de ellos sea alimentado independientemente por medio de baterías, por otra parte para conseguir los niveles de tensión elegidos previamente y para asegurar que el desempeño del sistema no se vea afectado a medida que las baterías se vayan descargando se implementan también reguladores para mantener las tensiones de alimentación estables a pesar de cambios en el nivel de entrada y en la carga.

### 2.8.1 Baterías

La aplicación requiere que el sistema sea utilizado por varias horas seguidas y en repetidas ocasiones, es por esto que se decide utilizar baterías del tipo recargable para evitar así tener que estar reemplazándolas continuamente. Para elegir las más adecuadas se debe buscar un compromiso entre capacidad y tamaño pues se busca que el sistema pueda ser utilizado por el mayor tiempo posible antes de tener que recargar las baterías pero sin olvidar la importancia de su portabilidad.

Existe gran variedad de baterías las cuales se pueden encontrar en tamaños diferentes y con distintas composiciones químicas, por esta razón se realizan algunas restricciones para limitar las posibilidades a evaluar. Por una parte se decide trabajar con baterías cilíndricas pues estas son relativamente pequeñas y están ampliamente disponibles comercialmente, además otros tamaños más pequeños como las de tipo moneda apenas alcanzan capacidades de unas pocas centenas de miliamperios hora y teniendo en cuenta que el transceptor puede llegar a consumir hasta 300mA elegir estas baterías de menor tamaño limitaría considerablemente la autonomía del equipo. Por otra parte en lo que respecta a la

composición química las principales opciones que se tienen para las baterías cilíndricas son las de níquel cadmio y las de níquel e hidruro metálico, entre estas se decide trabajar con las últimas teniendo en cuenta que las primeras pueden sufrir del efecto memoria el cual reduce su voltaje nominal además que es necesario tener un mejor control sobre su ciclo de carga o de lo contrario se pueden sobrecalentar y dañar.

Tabla 19. Baterías evaluadas

Referencia	Tamaño de celda	Volumen [cm <sup>3</sup> ]	Peso [g]
HHR200A	4/5A	9.76	32
HHR210A	A	11.34	38
HHR210AA	AA	8.33	29
HHR250SCH	SC	17.86	55
HHR300CH	C	26.13	80

Referencia	Voltaje nominal [V]	Capacidad [mAh]	Precio [USD]
HHR200A	1.2	2000	5.35
HHR210A	1.2	2100	4.88
HHR210AA	1.2	2000	4.23
HHR250SCH	1.2	2500	10.08
HHR300CH	1.2	3100	10.63

Tabla 20. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de las baterías

Parámetro	Peso
P1. Precio	25
P2. Capacidad	25
P3. Volumen	25
P4. Peso	25

Tabla 21. Figura de mérito de los baterías evaluadas

	HHR300CH	HHR250SC	HHR210A	HHR200A	HHR210AA
FM	51.98	55.49	76.04	79.88	91.12

Se decidió entonces trabajar con baterías AA de níquel e hidruro metálico con una capacidad de por lo menos 2000mAh.

Las baterías elegidas tienen un voltaje nominal de 1.2V y las tensiones de alimentación necesarias son de 3.3V y +/-1.5V las cuales se alcanzan por medio de reguladores, entre dichas tensiones la de 3.3V es la que tiene mayor carga pues esta es la encargada de alimentar la etapa digital incluyendo el micro-controlador y el transceptor, es por esto que el regulador encargado de dicha tensión debe tener una muy buena eficiencia. Los reguladores que tienen mejor eficiencia son los del tipo conmutado, estos pueden manejar tensiones de entrada menores o mayores a la tensión de salida por lo cual a partir del voltaje nominal de 1.2V se podría conseguir la tensión de 3.3V, sin embargo en general a medida que se aumenta la tensión de entrada acercándola a la tensión de salida mejor será la eficiencia y mayor la corriente máxima que se puede entregar, a partir de esto se decide entonces utilizar dos baterías iguales para obtener así un voltaje nominal de 2.4V.

### 2.8.2 Regulación

La etapa de regulación se encarga de entregar los niveles de alimentación necesarios a partir de los 2.4V de las baterías manteniendo una salida estable a pesar de variaciones en la entrada y la carga. Se requieren tres tensiones diferentes, una de 3.3V para la etapa digital, una de 1.5V para la etapa analógica y otra de -1.5V para la misma etapa, es por esto que se necesitan igualmente tres reguladores con distintos requerimientos.

Para elevar la tensión desde 2.4V hasta 3.3V es necesario implementar un regulador conmutado, este tipo de reguladores puede alcanzar una eficiencia muy alta lo cual es necesario para esta tensión la cual se encarga de manejar la mayor parte de la carga del sistema, del mismo modo para invertir la tensión de entrada y llevarla a -1.5V es necesario implementar este tipo de reguladores, por último para

conseguir la tensión de 1.5V es posible utilizar reguladores conmutados o lineales, sin embargo los segundos son más económicos y aunque estos tienen una eficiencia menor se decide implementar este tipo al tener en cuenta que la corriente que maneja esta tensión no es muy grande.

Para realizar una adecuada selección de los reguladores se necesita primero saber la corriente que debe poder entregar cada uno de ellos, las tablas 22 y 23 muestran las corrientes máximas que consumen los distintos elementos.

Tabla 22. Corriente máxima entregada por la tensión dual  $\pm 1.5V$

Componente	Corriente máxima [mA]
Switches SPST	0.001
Amplificador de instrumentación	0.11
Amplificadores operacionales	10.8
TOTAL	10.911

Tabla 23. Corriente máxima entregada por la tensión +3.3V

Componente	Corriente máxima [mA]
Micro-controlador	15
Convertor analógico-digital	0.56
Tensión de referencia	0.55
Memoria externa	6
Transceptor	325
TOTAL	347.11

Comercialmente se pueden encontrar circuitos integrados compuestos por varios reguladores como por ejemplo uno conmutado y uno lineal, estos componentes ocupan menos espacio y pueden tener un precio relativamente más económico que si se implementaran de manera discreta, es por esto que se decide utilizar un circuito integrado de este tipo para las tensiones de 3.3V y 1.5V.

Tabla 24. Reguladores de 3.3V/1.5V evaluados (3.3V)

Referencia	Corriente máxima [mA]	Eficiencia [%] @ $I_{LOAD}=30mA$	Eficiencia [%] @ $I_{LOAD}=300mA$
LTC3537	600	90	81
MAX1706	700	90	93
MAX1765	700	90	90
TPS61103	600	94	94

Tabla 25. Reguladores de 3.3V/1.5V evaluados (1.5V)

Referencia	Corriente máxima [mA]	Regulación de línea [%]	Regulación de carga [%]	Precio [USD]
LTC3537	100	0.5	1.2	5.1
MAX1706	220	0.5	1.2	8.13
MAX1765	550	0.5	1	6.83
TPS61103	120	0.6	0.6	5.04

Tabla 26. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los reguladores de 3.3V/1.5V

Parámetro	Peso
P1. Precio	25
P2. Eficiencia @ 300mA (3.3V)	25
P3. Eficiencia @ 30mA (3.3V)	20
P4. Regulación de línea (1.5V)	15
P5. Regulación de carga (1.5V)	15

Tabla 27. Figura de mérito de los reguladores de 3.3V/1.5V evaluados

	MAX1706	MAX1765	LTC3537	TPS61103
FM	81.88	85.53	87.89	97.5

Se decidió entonces utilizar la referencia TPS61103 para obtener las tensiones de alimentación 3.3V y 1.5V.

Al igual que con la tensión de 3.3V para generar la tensión negativa de -1.5V es necesario implementar un regulador conmutado, sin embargo teniendo en cuenta

que la corriente de carga máxima para esta tensión es mucho menor se le da entonces más importancia a la regulación que a la eficiencia.

Tabla 28. Reguladores de -1.5V evaluados

Referencia	Eficiencia @ $I_{LOAD}=10mA$ [%]	Regulación @ $I_{LOAD}=10mA$ [%]	Precio [USD]
LT1617	74	0.1	4.14
LTC1261	65	3.4	4.5
MAX868	49	0.15	3.32
MAX1673	81	3.3	4.64

Tabla 29. Pesos escogidos para calcular la figura de mérito de los reguladores de -1.5V

Parámetro	Peso
P1. Precio	40
P2. Regulación @ 10mA	40
P3. Eficiencia @ 10mA	20

Tabla 30. Figura de mérito de los reguladores de -1.5V

	LTC1261	MAX1673	MAX868	LT1617
FM	31.86	36.49	46.79	59.86

Se decidió utilizar el regulador de referencia LT1617 para entregar la tensión negativa necesaria para la etapa analógica.

## 2.9 MÓDULO USB

La transmisión final hacia el computador de la información adquirida se hace por medio de un módulo independiente el cual se encarga de recibir los datos transmitidos por todos los demás módulos para luego enviarlos al PC por medio del puerto USB.

Para comunicarse utilizando el protocolo USB se tienen principalmente dos opciones, implementar un micro-controlador el cual ya tenga incluido un módulo

USB o por otra parte usar un dispositivo que convierta señales de protocolo USB a otro protocolo de comunicación que sea más común encontrar en los micro-controladores, como por ejemplo el protocolo SPI. Sin importar cual de las opciones se elija es necesario contar con *drivers* para que el computador pueda reconocer el dispositivo y librerías para configurarlo y controlar la comunicación con el mismo.

Se decidió por facilidad utilizar el conversor USB-UART de referencia FT232R de la compañía Future Technology Devices International pues el fabricante ofrece de manera gratuita los *drivers* necesarios y además programas para poder configurar el dispositivo y realizar la comunicación desde distintos *software* de programación como por ejemplo LabView o Visual Basic.

Como el protocolo USB es manejado por medio del conversor USB-UART los requisitos para el micro-controlador de módulo USB son entonces muy similares a los que tiene el mismo componente en el módulo ADQ, temporizadores y módulos de comunicación serial principalmente, por esta razón se decide utilizar la misma referencia elegida con anterioridad, es decir el PIC18LF252.

La interface UART del FT232R puede configurarse para una tasa de baudios desde 183 hasta 3.000.000 de Baudios, 7 u 8 bits de datos, 1 o 2 bits de parada y 1 o ningún bit de paridad. Por otra parte para evitar que se pierda información el conversor cuenta con varios métodos para realizar el control de flujo, este puede ser manejado a nivel de *software* definiendo códigos para iniciar y finalizar la comunicación (11<sub>hex</sub> y 13<sub>hex</sub> respectivamente son valores típicos) o a nivel de *hardware* por medio de banderas que le indiquen a cada componente si el otro se encuentra listo o no para recibir o transmitir datos. Como el micro-controlador tiene puertos de entrada-salida suficientes se decide realizar el control de flujo por medio de banderas.

El módulo USB debe comunicarse en un extremo con los módulos ADQ y en el otro con el computador, esto quiere decir que el micro-controlador en este módulo

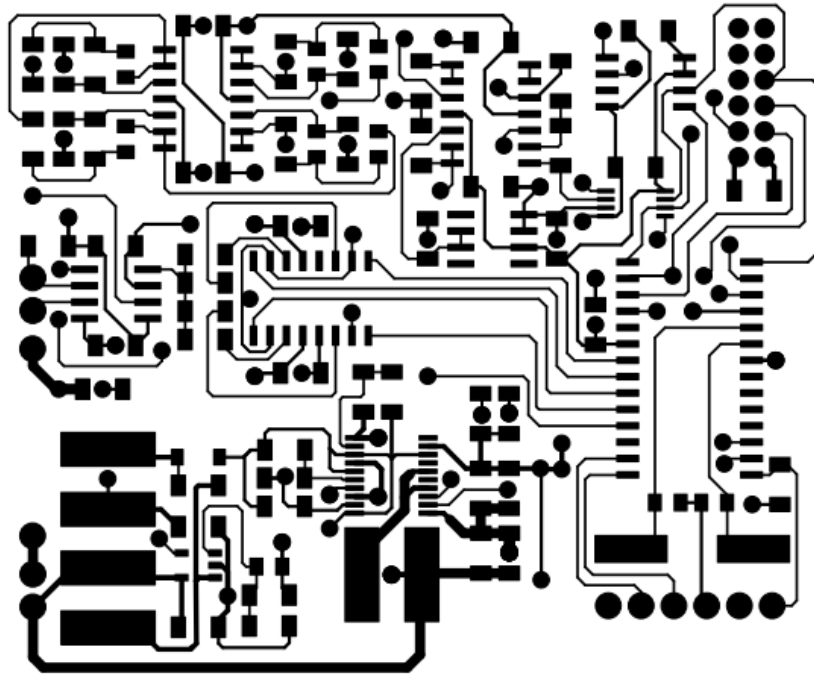
podría llegar a perder información si por ejemplo se reciben datos inalámbricamente antes de que se terminen de transmitir al computador. Para evitar que lo mencionado anteriormente suceda se decidió implementar en el mismo módulo dos micro-controladores y dos memorias externas de modo que uno se encargue únicamente de la comunicación USB y el otro por su parte se encargue de la comunicación inalámbrica. Para que estos micro-controladores se puedan comunicar entre si cada uno utiliza una bandera para indicar que ha terminado de realizar su trabajo y se implementan *switches* SPDT que permitan invertir la conexión entre estos y las memorias.

Los requerimientos de potencia del módulo USB son similares a los requerimientos de los módulos ADQ pues nuevamente el componente que más consume corriente es el transceptor, por esta razón se decide utilizar las mismas baterías elegidas anteriormente, es decir dos AA recargables, y un regulador con especificaciones similares al TPS61103 pero que solo regule la tensión de 3.3V, la referencia elegida fue la TPS61016.

## 2.10 TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO

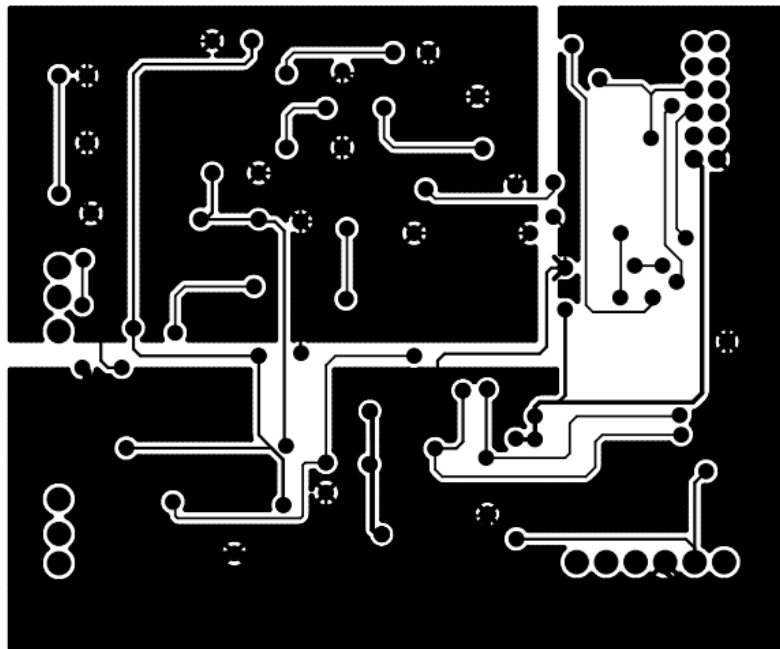
Para el diseño de las PCBs (*Printed Circuit Board*) se siguieron las reglas impuestas por el fabricante para parámetros como ancho mínimo de las pistas, distancia mínima entre pistas, grosor de los *pads*, etc. También se escogió un ancho mayor para las pistas que deben soportar más corriente, es decir las líneas de alimentación que conectan con el transceptor. Por último teniendo en cuenta que en los módulos ADQ hay señales analógicas y digitales se decidió utilizar dos planos de tierra aparte conectados únicamente en un solo punto cerca del pin negativo de las baterías. Las figuras 21 a 24 muestran las tarjetas de circuito impreso diseñadas.

Figura 21. *Layout* de la capa superior de la PCB-ADQ



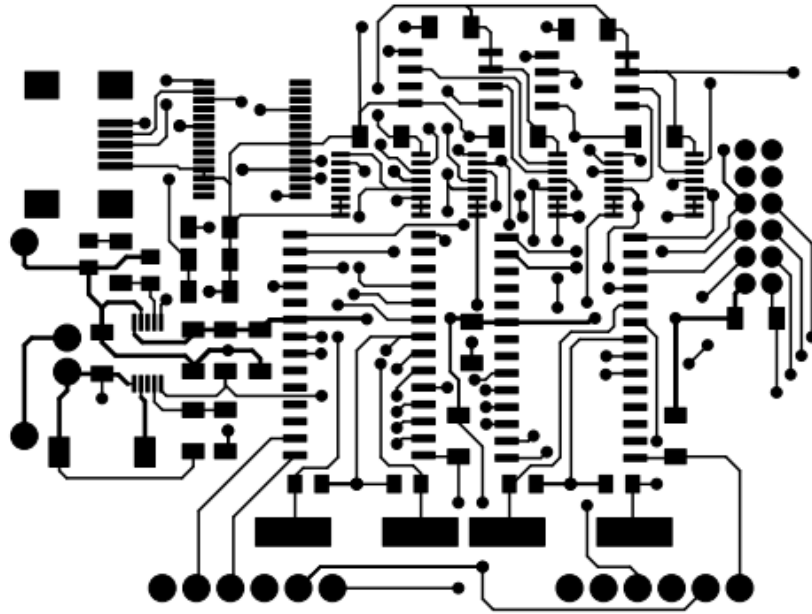
Fuente. Autor del proyecto

Figura 22. *Layout* de la capa inferior de la PCB-ADQ



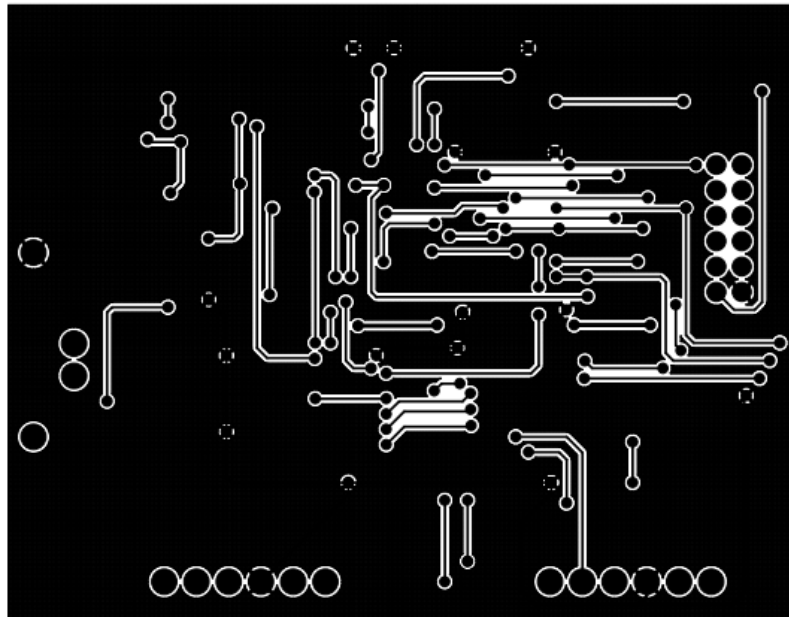
Fuente. Autor del proyecto

Figura 23. *Layout* de la capa superior de la PCB-USB



Fuente. Autor del proyecto

Figura 24. *Layout* de la capa inferior de la PCB-USB



Fuente. Autor del proyecto

### 3. DISEÑO DEL SOFTWARE

#### 3.1 PROGRAMACIÓN DE LOS MICRO-CONTROLADORES

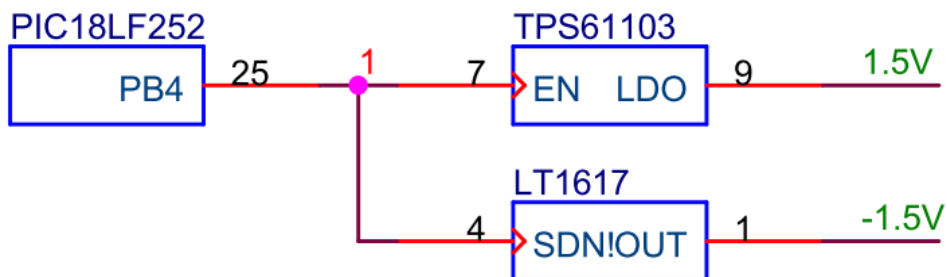
En esta sección se explican de manera resumida todos los programas que fueron escritos para los distintos micro-controladores presentes en los módulos (uno en cada módulo ADQ y dos en el módulo USB). Los programas fueron escritos en el lenguaje programación de bajo nivel ensamblador utilizando el *software* MPLab el cual es ofrecido de forma gratuita por el fabricante de los circuitos integrados.

##### 3.1.1 Periféricos

##### 3.1.1.1 Reguladores

Ambos pines de encendido de los reguladores de 1.5V y -1.5V están conectados al mismo pin de salida del micro-controlador, de este modo para activar o desactivar la alimentación de la etapa analógica solo es necesario escribir 1 o 0 en dicho bit.

Figura 25. Conexión entre micro-controlador y reguladores



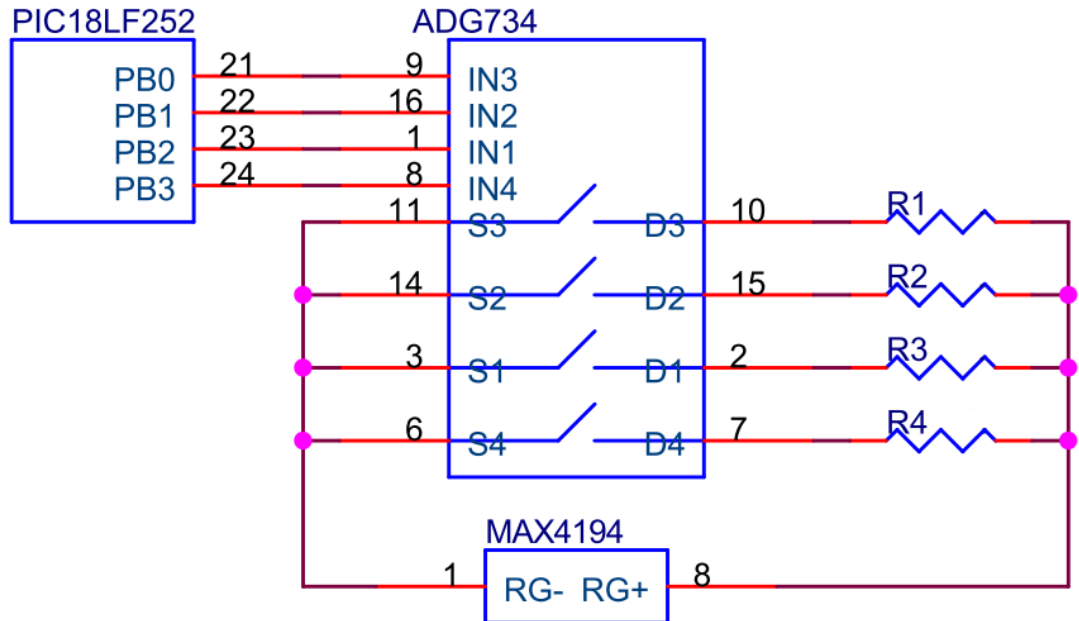
Fuente. Autor del proyecto

##### 3.1.1.2 Switch SPST

Los pines de control del *switch* SPST por medio del cual se define la ganancia están conectados a los cuatro bits menos significativos del puerto B del micro-

controlador en el módulo ADQ, de este modo la ganancia está definida por el valor escrito en el *nibble* inferior de dicho puerto.

Figura 26. Conexión entre micro-controlador y switch SPST

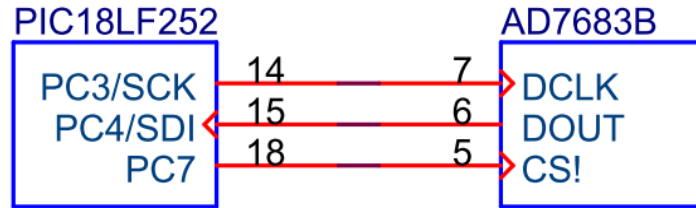


Fuente. Autor del proyecto

### 3.1.1.3 Conversor analógico-digital

Para tomar una muestra se debe bajar la línea de selección CS! del ADC y empezar a enviar la señal de reloj serial para que el dispositivo comience la digitalización, esperar un número específico de ciclos del reloj mientras el ADC realiza la conversión, recibir los dos bytes que representan el dato muestreado por medio de la línea de salida serial del conversor y por último subir nuevamente la línea CS!

Figura 27. Conexión entre micro-controlador y ADC

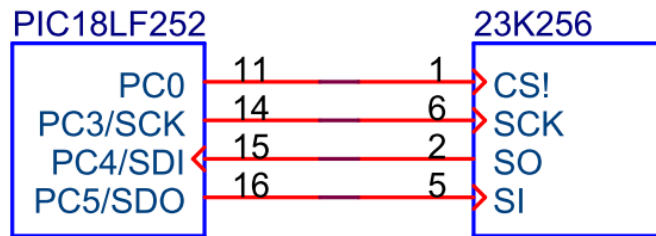


Fuente. Autor del proyecto

### 3.1.1.4 Memoria externa

Para leer o escribir en una de las posiciones de la memoria externa primero se debe bajar la línea de selección CS!, enviar la instrucción (0x02=Escribir, 0x03=Leer), enviar los 15 bits de dirección comenzando con el byte más significativo y por último enviar o recibir el dato correspondiente.

Figura 28. Conexión entre micro-controlador y memoria externa

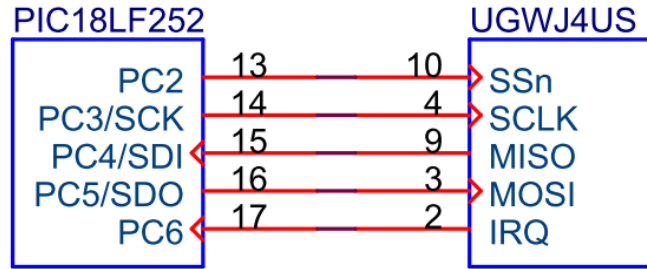


Fuente. Autor del proyecto

### 3.1.1.5 Transceptor

Toda la configuración del transceptor se realiza por medio de sus registros internos, el procedimiento para escribir o leer dichos registros es idéntico al que se realiza con la memoria, la única diferencia es que como el transceptor tiene un número mucho menor de registros la instrucción (10=Escribir, 00=Leer) y la dirección (6 bits) son enviadas en el mismo primer byte, con el segundo byte se escribe o lee el registro seleccionado.

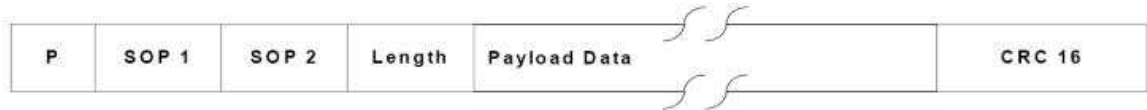
Figura 29. Conexión entre micro-controlador y transceptor



Fuente. Autor del proyecto

El formato del paquete de datos que envía el transceptor se muestra en la figura 30.

Figura 30. Formato del paquete de datos enviado por el transceptor



Fuente. Hoja de datos del fabricante

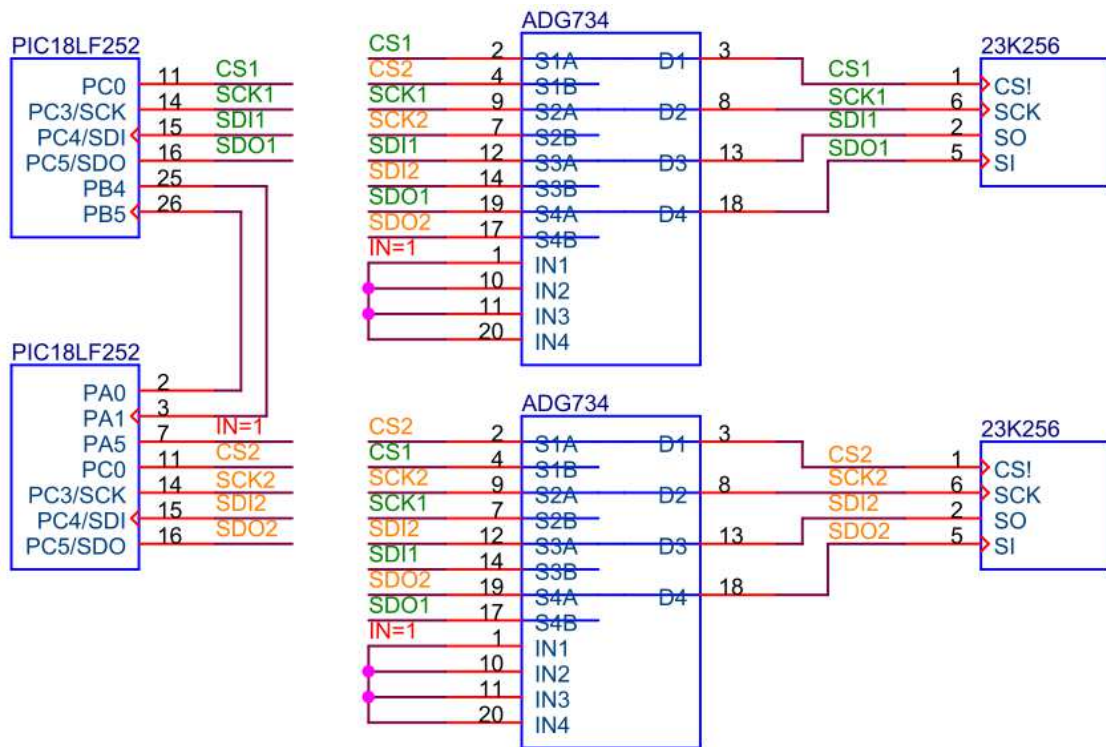
Primero se envía un preámbulo y dos indicadores SOP (*Start of Packet*), luego se especifica el número de bytes a enviar, se envían los bytes de información y por último se transmiten dos bytes de detección de error CRC (*Cyclic redundancy check*) de modo que el receptor pueda comprobar que la información se recibió correctamente.

El cálculo del CRC se hace automáticamente pero es posible definir la semilla a partir de la cual se comienza, de este modo estos registros funcionan como la dirección de cada transceptor pues si la semilla utilizada por el transceptor es diferente a la que tiene definida el receptor el cálculo del CRC realizado por este último será diferente al valor recibido lo cual se indicará como un error.

### 3.1.1.6 Switch SPDT

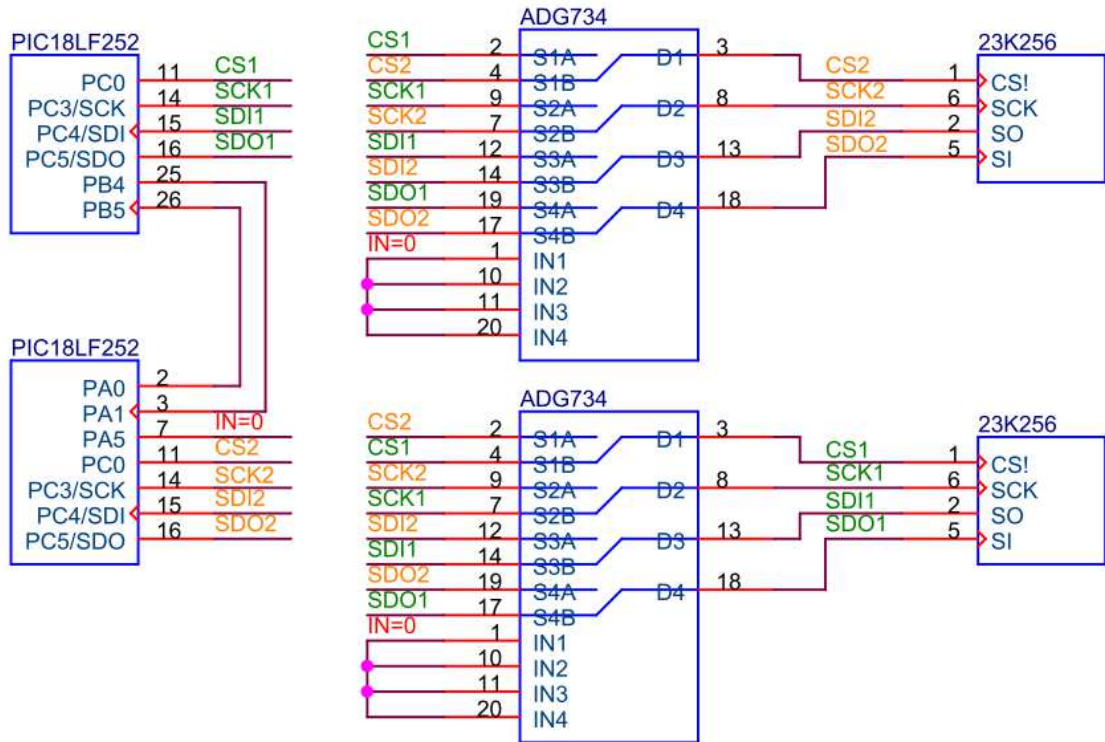
La inversión de las memorias en el módulo USB se realiza por medio de *switches* SPDT donde todos los pines de control están conectados al mismo puerto de salida del micro-controlador encargado de la comunicación con el computador, de este modo cambiando el estado de dicho puerto de salida se invierten las conexiones como se muestra en las figuras 31 y 32.

Figura 31. Conexiones entre micro-controladores, switches SPDT y memorias (IN=1)



Fuente. Autor del proyecto

Figura 32. Conexiones entre micro-controladores, switches SPDT y memorias (IN=0)

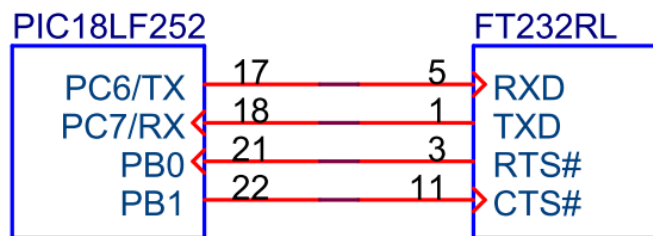


Fuente. Autor del proyecto

### 3.1.1.7 Conversor USB-UART

Para enviar información al computador a través del conversor USB-UART solo se debe revisar que la línea RTS (*Ready to Send*) esté activa y si es así enviar la información deseada por medio del módulo de comunicación asíncrona del micro-controlador.

Figura 33. Conexión entre micro-controlador y conversor USB-UART



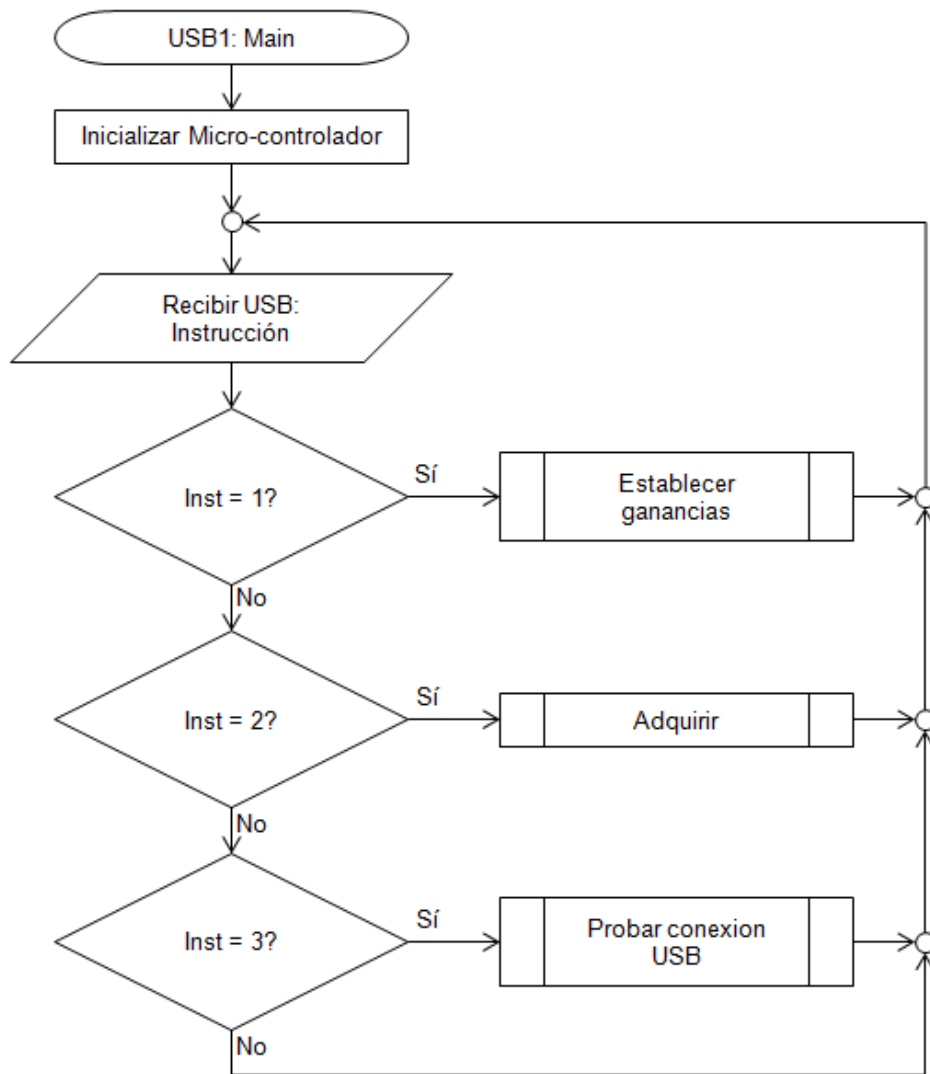
Fuente. Autor del proyecto

La línea CTS (*Clear to Send*) se mantiene desactivada siempre que no se esté esperando datos desde el computador, si se desea recibir información se debe primero activar dicha línea, leer los datos que llegan por medio del módulo UART del micro-controlador y por último volver a desactivar la línea cuando se haya terminado.

### 3.1.2 Programas del micro-controlador USB-USB

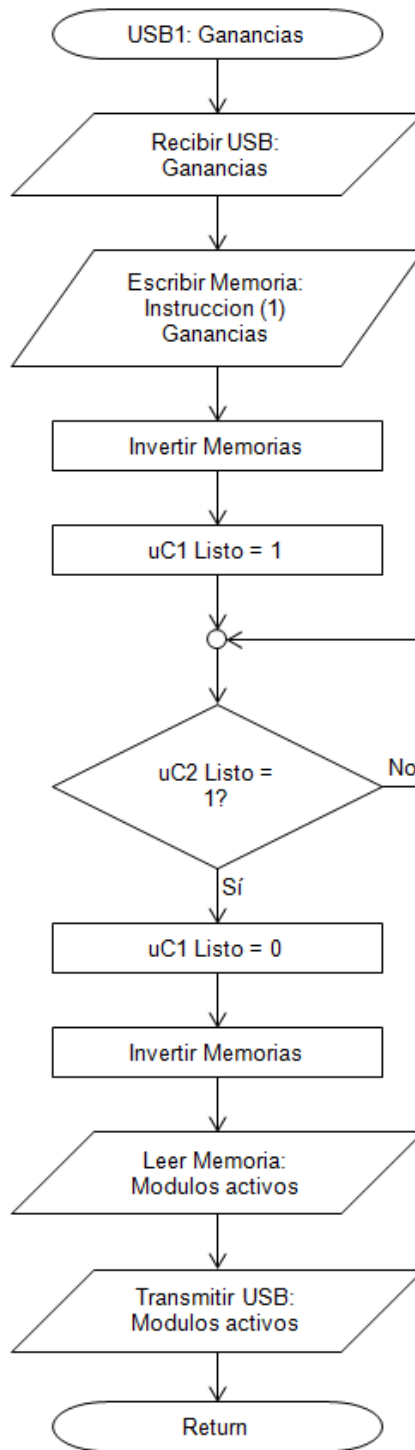
Este es el micro-controlador encargado de comunicarse con el computador por medio del conversor USB-UART, es el primero en recibir las instrucciones enviadas por el usuario desde la interfaz gráfica y el que finalmente transmite de regreso los datos adquiridos. Las figuras 34 a 37 son diagramas de flujo que representan de manera gráfica cada uno de los algoritmos que se escribieron para este micro-controlador.

Figura 34. Rutina Principal del micro-controlador USB-USB



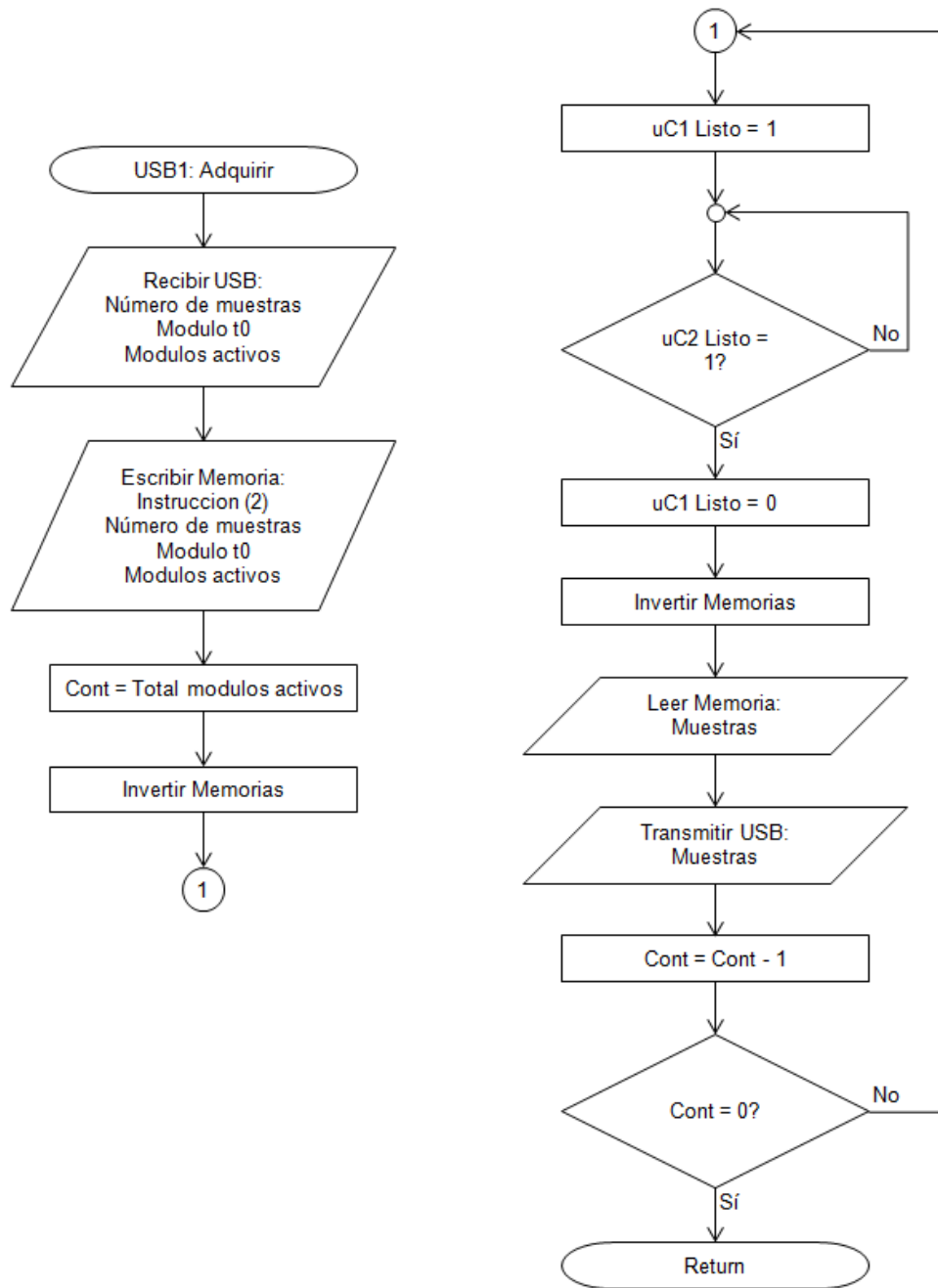
Fuente. Autor del proyecto

Figura 35. Subrutina Definir Ganancias del micro-controlador USB-USB



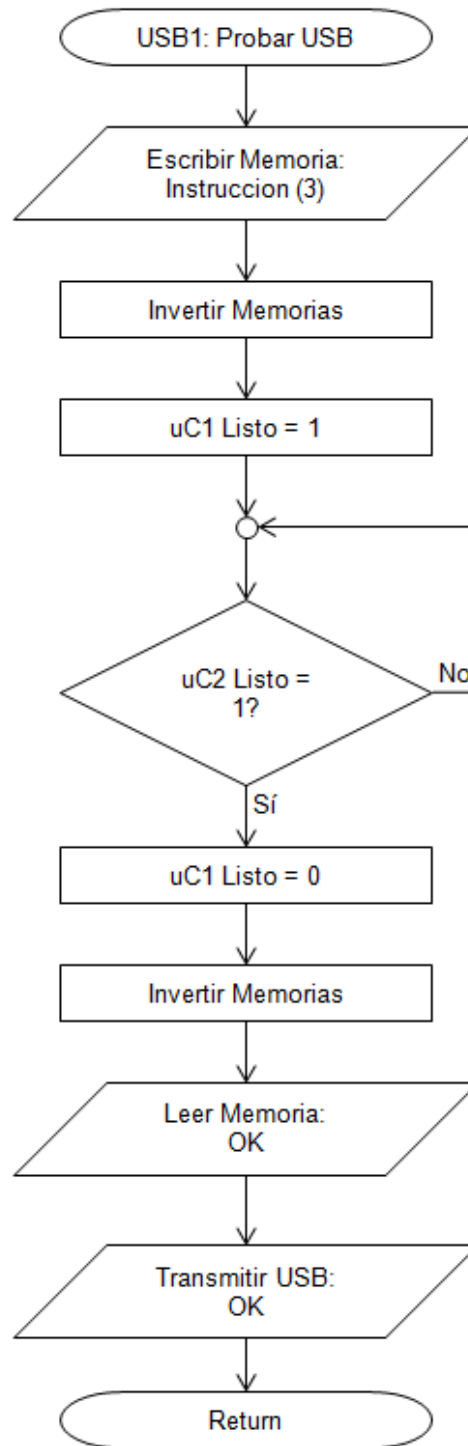
Fuente. Autor del proyecto

Figura 36. Subrutina Adquirir del micro-controlador USB-USB



Fuente. Autor del proyecto

Figura 37. Rutina Probar Conexión USB del micro-controlador USB-USB

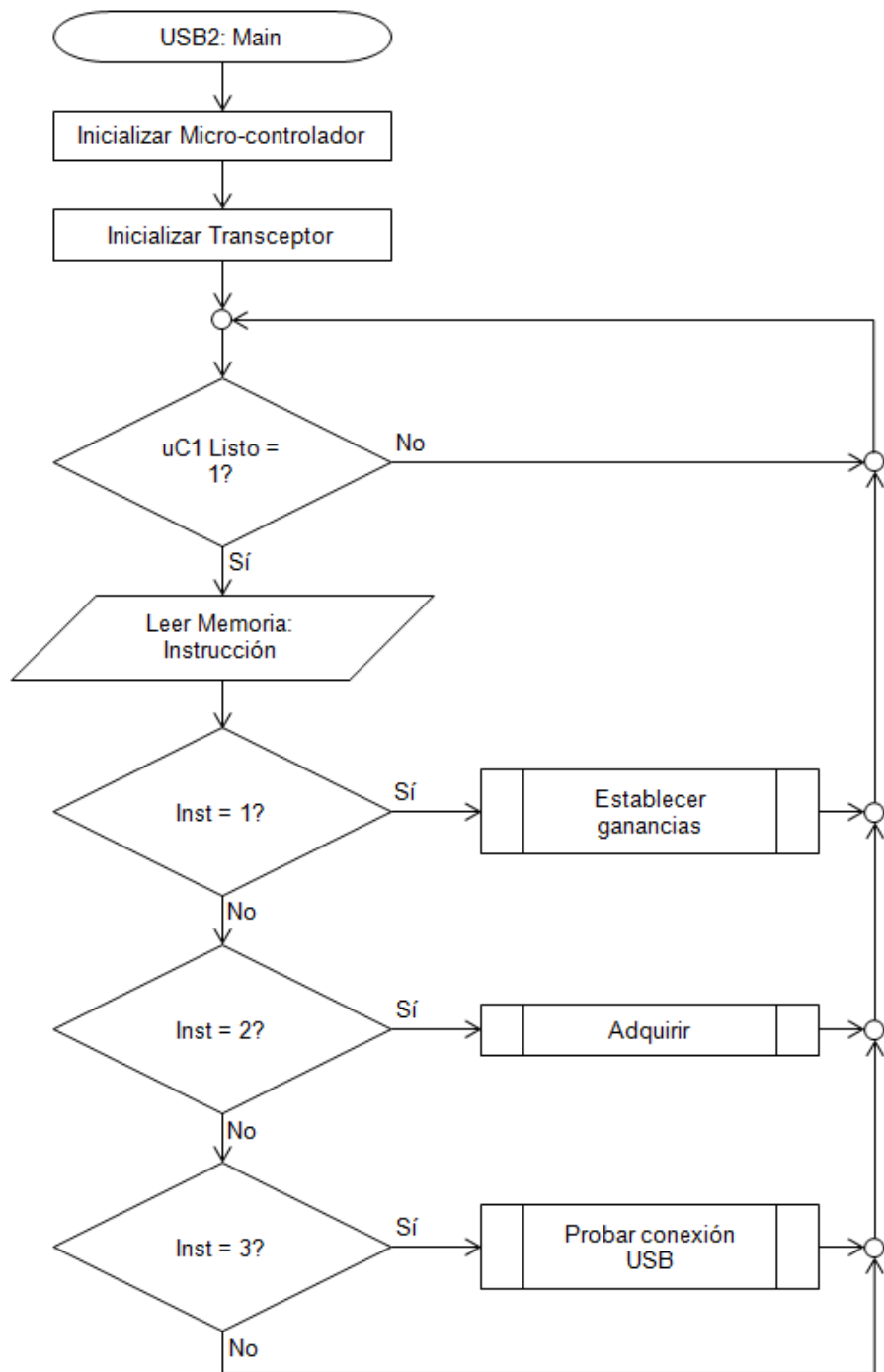


Fuente. Autor del proyecto

### 3.1.3 Micro-controlador USB-Transceptor

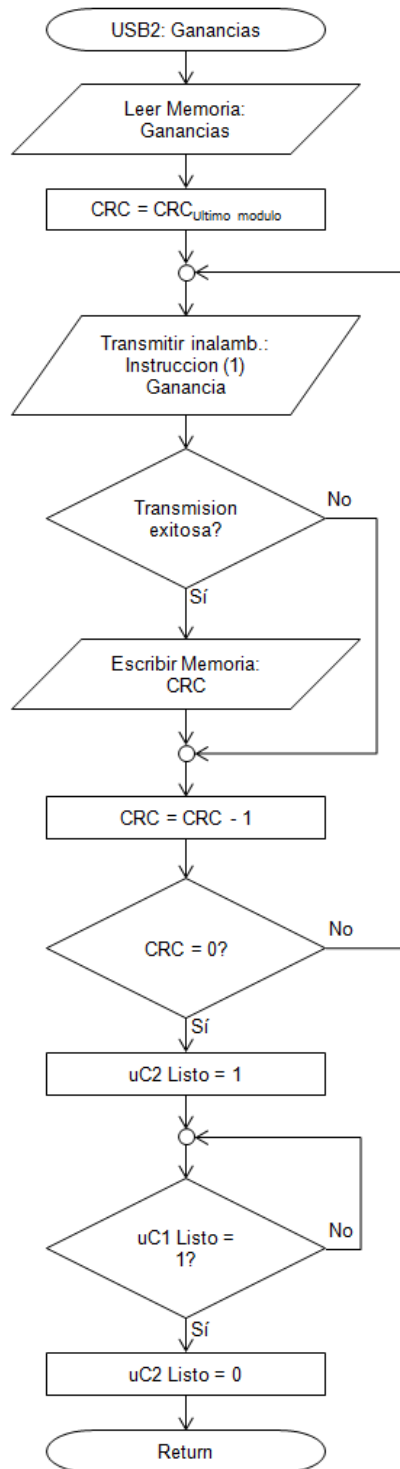
Este es el micro-controlador ubicado en el módulo USB encargado de la comunicación inalámbrica con los módulos ADQ. La red implementada es del tipo maestro-esclavo, donde el módulo USB siempre tiene el control sobre el medio y los módulos ADQ solo pueden utilizarlo como respuesta a una instrucción enviada desde el módulo USB. Las instrucciones se pueden enviar simultáneamente para todos los módulos utilizando una semilla de CRC igual a 0, o con un solo módulo de manera independiente utilizando la semilla CRC que le corresponde a cada uno. Las figuras 38 a 41 son diagramas de flujo que representan de manera gráfica cada uno de los algoritmos que se escribieron para este micro-controlador.

Figura 38. Rutina Principal del micro-controlador USB-Transceptor



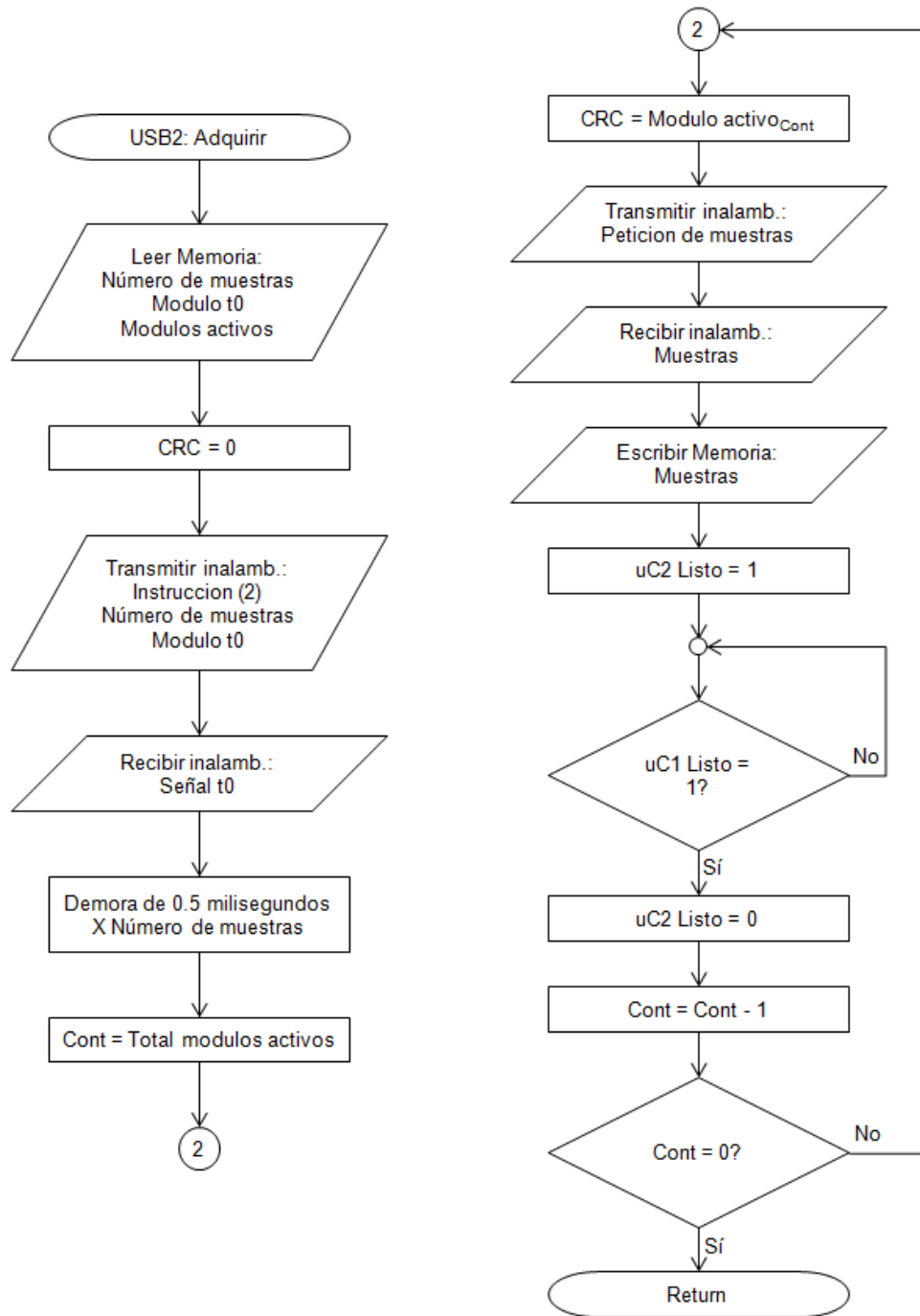
Fuente. Autor del proyecto

Figura 39. Subrutina Definir Ganancias del micro-controlador USB-Transceptor



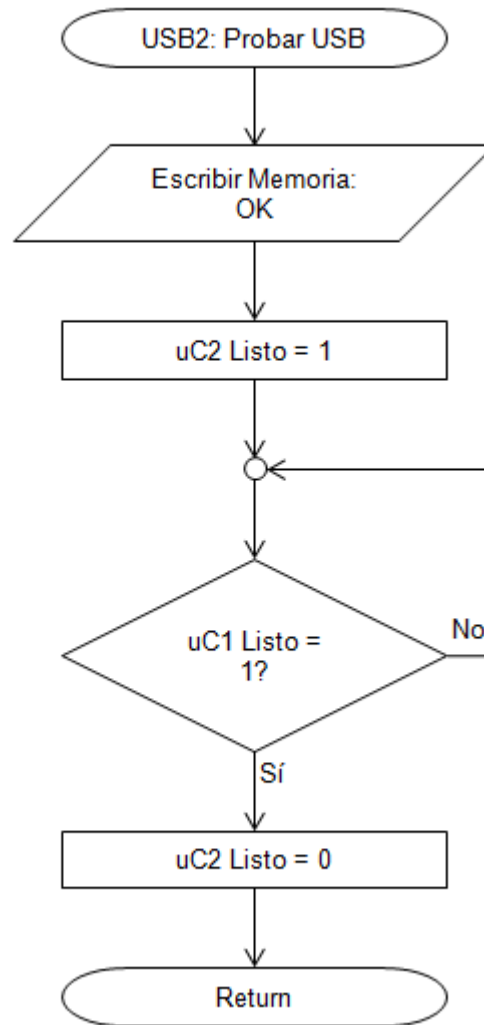
Fuente. Autor del proyecto

Figura 40. Subrutina Adquirir del micro-controlador USB-Transceptor



Fuente. Autor del proyecto

Figura 41. Rutina Probar Conexión USB del micro-controlador USB-Transceptor



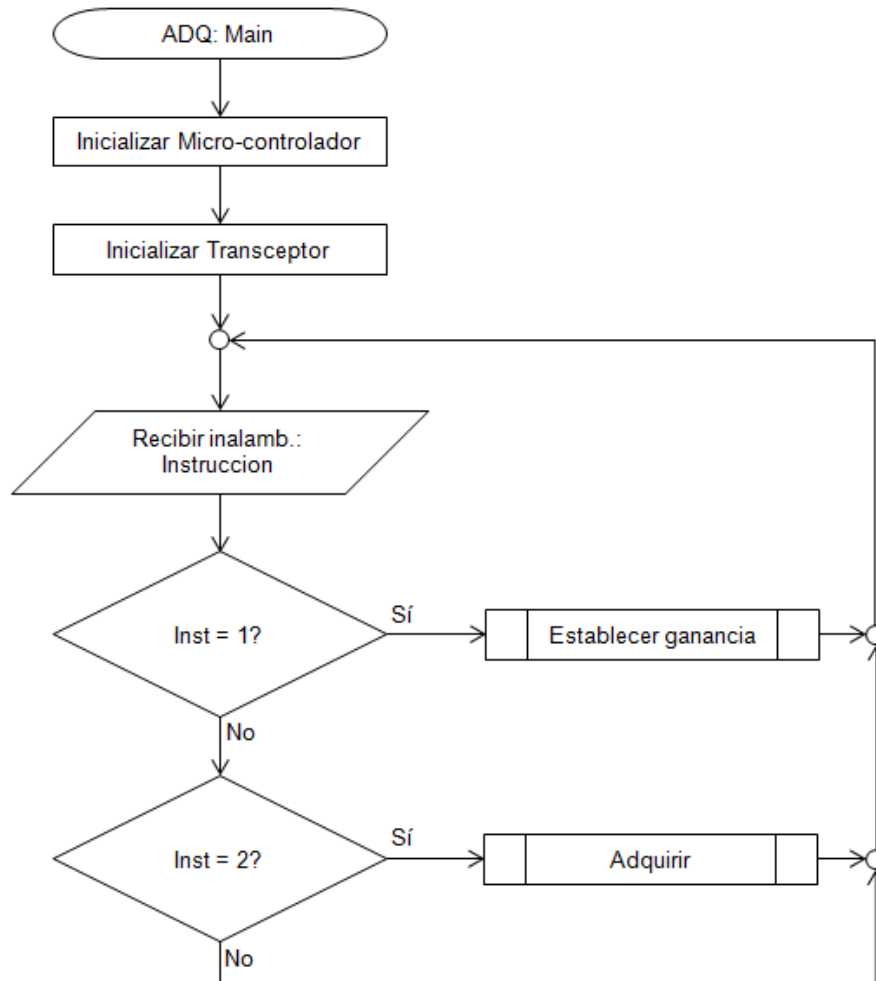
Fuente. Autor del proyecto

### 3.1.4 Micro-controlador ADQ

Los micro-controladores en los módulos ADQ siguen todos el mismo programa y la única diferencia es la semilla CRC escogida para cada uno de ellos pues dicho valor representa la dirección por medio de la cual se pueden diferenciar unos de otros. Al encender un módulo solo se activa la parte digital, se empieza a recibir inalámbricamente hasta recibir una instrucción de parte del módulo USB y si dicha

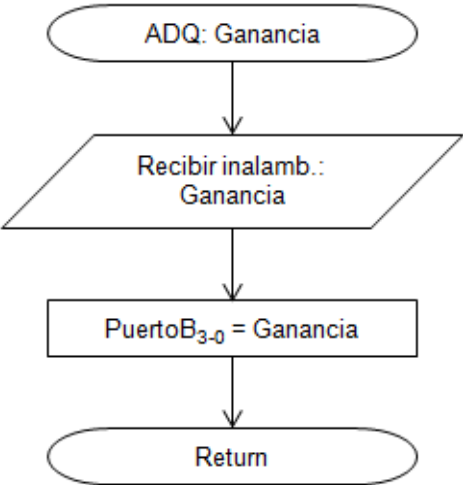
instrucción es la de adquirir datos entonces se activa la etapa analógica, se toman las muestras indicadas, al finalizar se vuelve a desactivar la etapa de adecuación, se envía la información adquirida después de que el módulo USB así lo solicite y por último regresa a su estado inicial en el cual espera por la siguiente instrucción.

Figura 42. Rutina Principal del micro-controlador ADQ



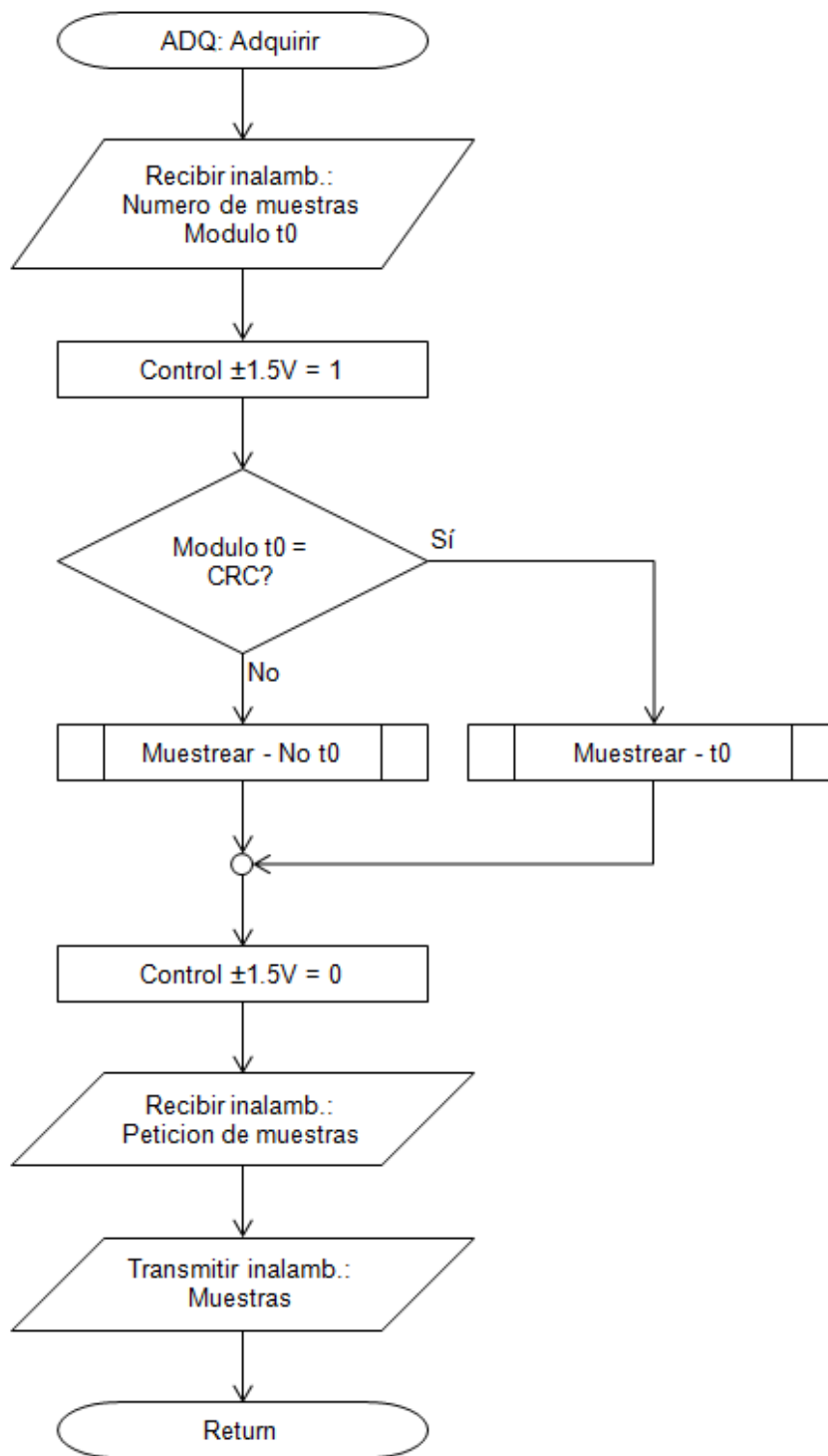
Fuente. Autor del proyecto

Figura 43. Subrutina Definir Ganancias del micro-controlador ADQ



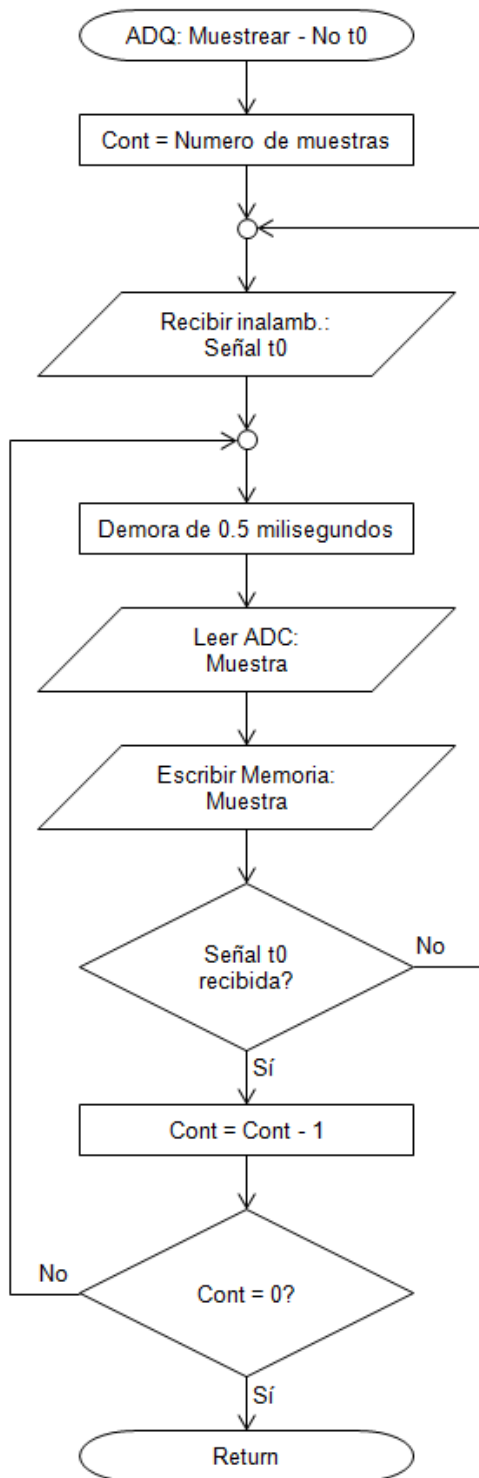
Fuente. Autor del proyecto

Figura 44. Subrutina Adquirir del micro-controlador ADQ



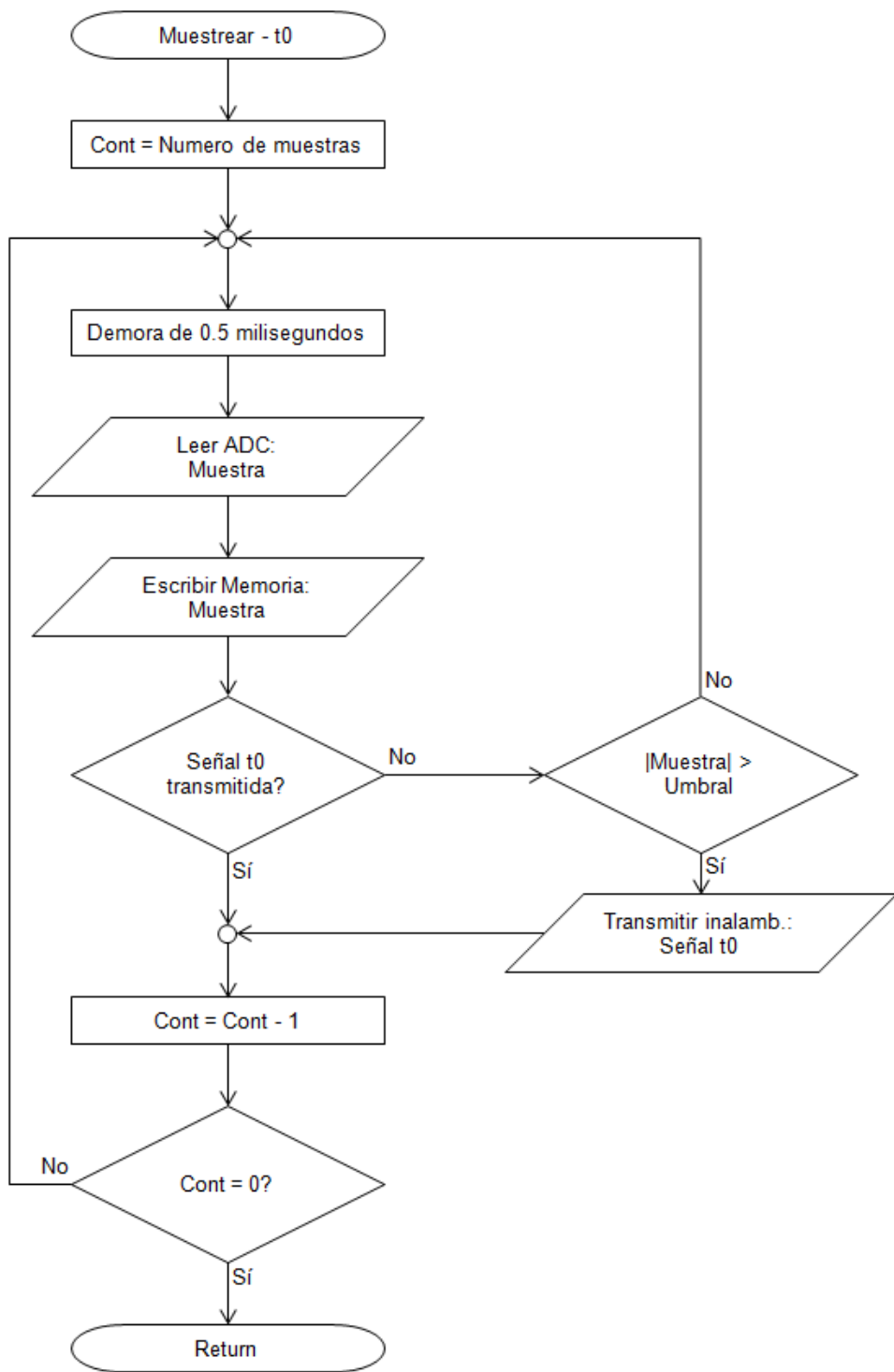
Fuente. Autor del proyecto

Figura 45. Subrutina Muestrear No t0 del micro-controlador ADQ



Fuente. Autor del proyecto

Figura 46. Subrutina Muestrear t0 del micro-controlador ADQ



Fuente. Autor del proyecto

## 3.2 PROGRAMACIÓN DE LA INTERFAZ GRÁFICA

El programa de cómputo encargado de controlar la adquisición se implementa por medio del *software* LabView y está compuesto por un diagrama de bloques donde se definen las distintas operaciones a realizar y un panel frontal desde el cual el usuario final puede controlar los distintos parámetros de la adquisición.

### 3.2.1 SubVIs

La mayoría de operaciones en el diagrama de bloques se realizan por medio de SubVIs (subprogramas) donde cada uno de ellos se encarga de llevar a cabo una tarea específica.

#### - Inicializar USB

Inicializa la comunicación con el conversor USB-UART configurando los parámetros necesarios y dejándolo listo para transmitir y recibir datos entre el computador y el módulo USB.

#### - Probar conexión USB

Verifica que la comunicación USB funciona correctamente enviando la instrucción correspondiente y recibiendo un código específico.

#### - Establecer ganancias

Envía las ganancias a utilizar en cada uno de los módulos y recibe las direcciones de los módulos actualmente activos.

#### - Adquirir

Este es el SubVI por medio del cual se adquieren los datos, tiene como entradas la dirección del módulo que va a generar la señal de t0, las direcciones de todos los módulos actualmente activos y el tiempo total a adquirir. La salida principal son las señales adquiridas en los módulos ADQ pero también entrega la transformada

rápida de Fourier de dichas señales para que el usuario pueda visualizar el contenido frecuencial, las ganancias que utilizó cada uno de los módulos, señales que indican si alguno de los módulos alcanzo el límite superior o inferior de la entrada del ADC y por último valores que indican que porcentaje de los datos enviados por cada uno de los módulos se recibió correctamente.

#### - Filtro digital

El ancho de banda de interés va hasta los 500Hz, sin embargo las señales se muestrean a 2KHz, esto quiere decir que el ancho de banda de la señal digital llega a 1KHz, de este modo es posible entonces realizar un filtro digital que elimine completamente las frecuencias por fuera del rango de interés que los filtros analógicos puedan haber dejado pasar por su comportamiento no ideal.

El procedimiento que se siguió para filtrar las señales digitalmente fue calcular primero la transformada rápida de Fourier de las señales, multiplicar el resultado por una ventana donde las frecuencias de interés tienen una amplitud de 1 mientras que la amplitud para las frecuencias por fuera de dicho rango es 0 y por último se realizar la transformada inversa de Fourier para obtener así la señal filtrada.

#### - Guardar información en formato SEG Y

La información adquirida debe ser guardada en un formato estándar para dicho tipo de datos, el formato elegido es el llamado SEG Y. Labview no maneja dicho formato pero en Matlab es posible conseguir librerías que permiten generar fácilmente dicho tipo de archivo, por esa razón este SubVI utiliza un *Matlab Script Node* el cual realiza la función requerida en Matlab desde Labview.

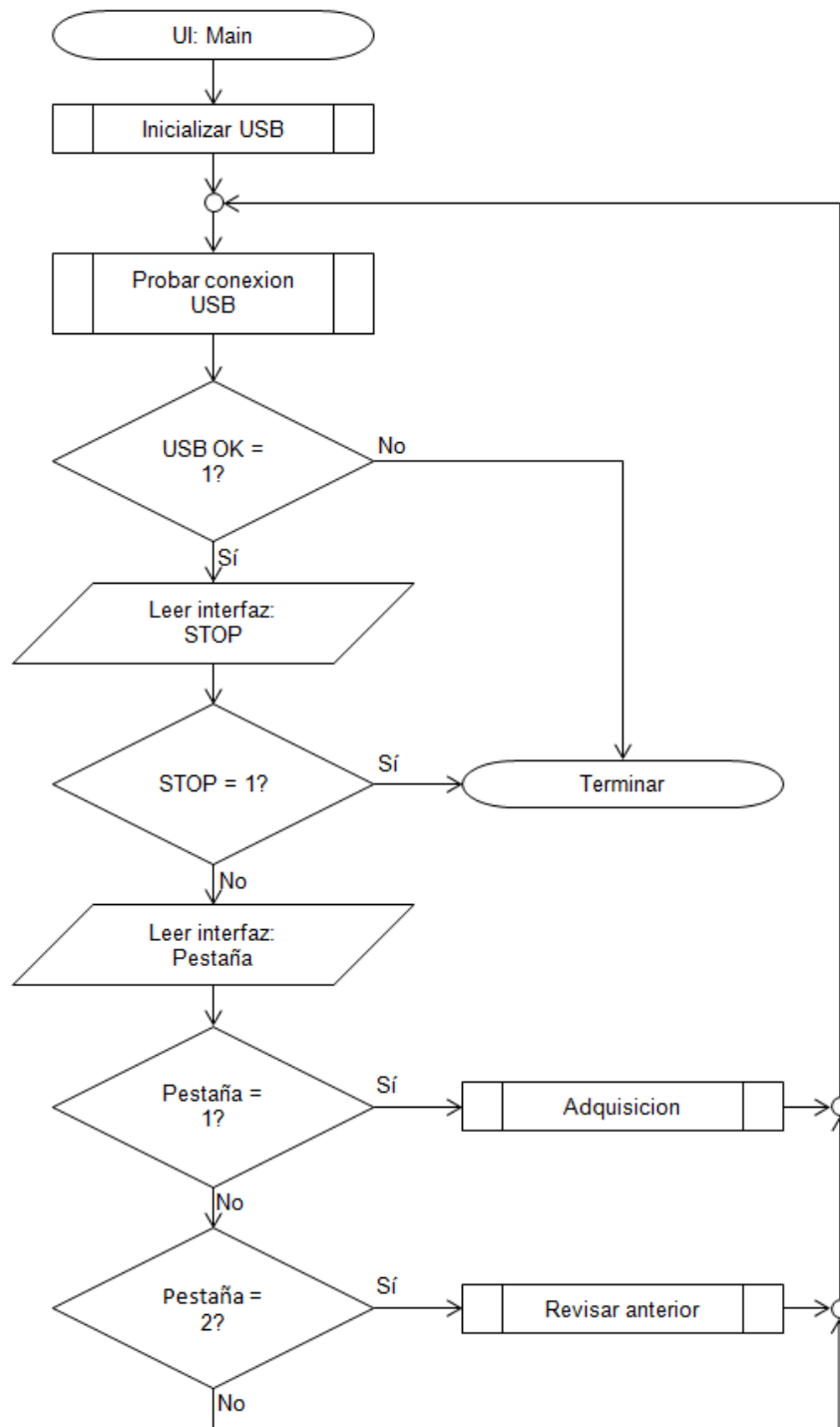
#### - Leer información en formato SEG Y

De igual forma el programa permite revisar datos en formato SEG Y utilizando la misma librería de Matlab.

### 3.2.2 Programa principal

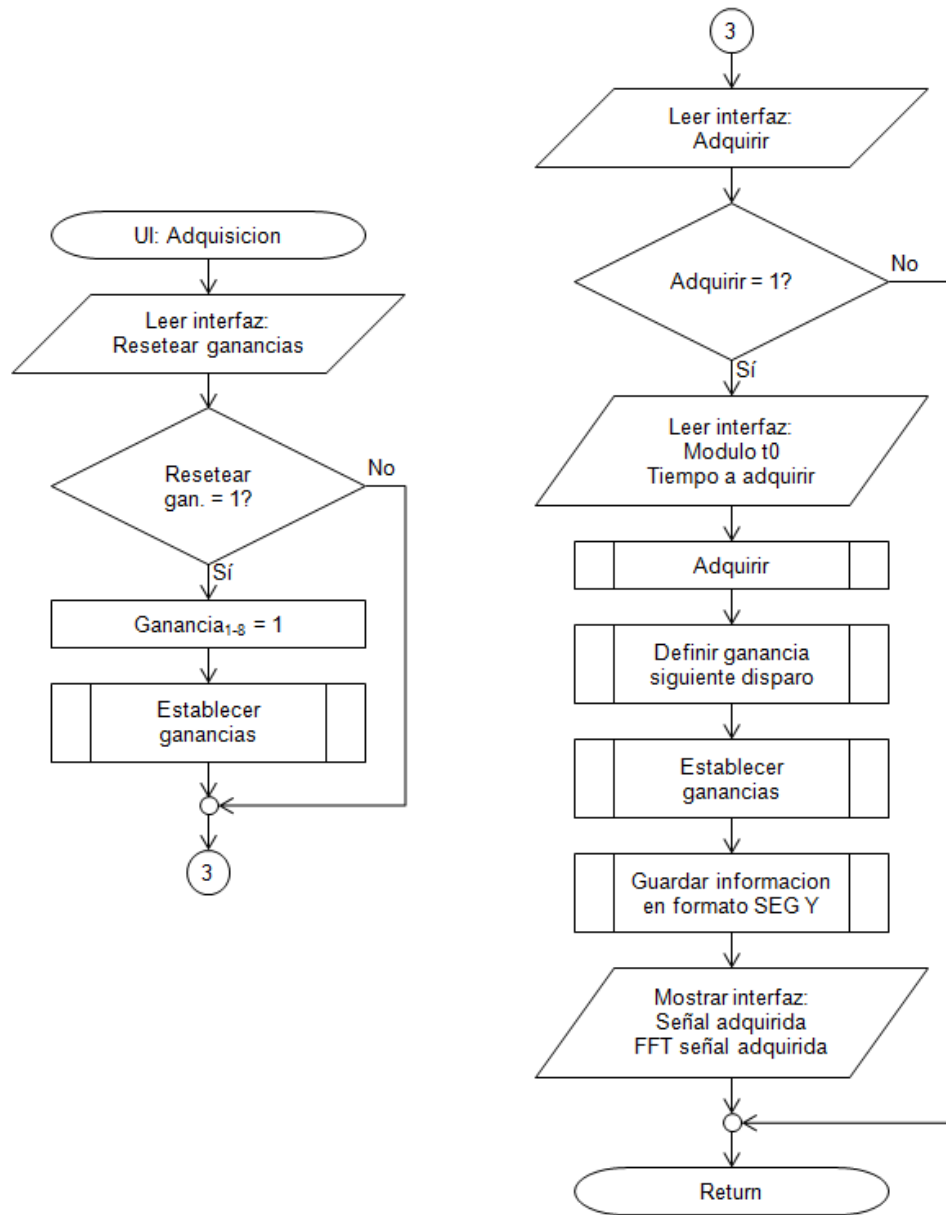
El programa de cómputo puede realizar principalmente dos funciones, puede guardar datos nuevos adquiridos en los distintos módulos ADQ o revisar datos guardados previamente. Las figuras 47 a 49 son diagramas de flujo que muestran de manera resumida el funcionamiento del programa, las figuras 50 y 51 muestran la interfaz grafica diseñada.

Figura 47. Diagrama de flujo del programa principal en Labview



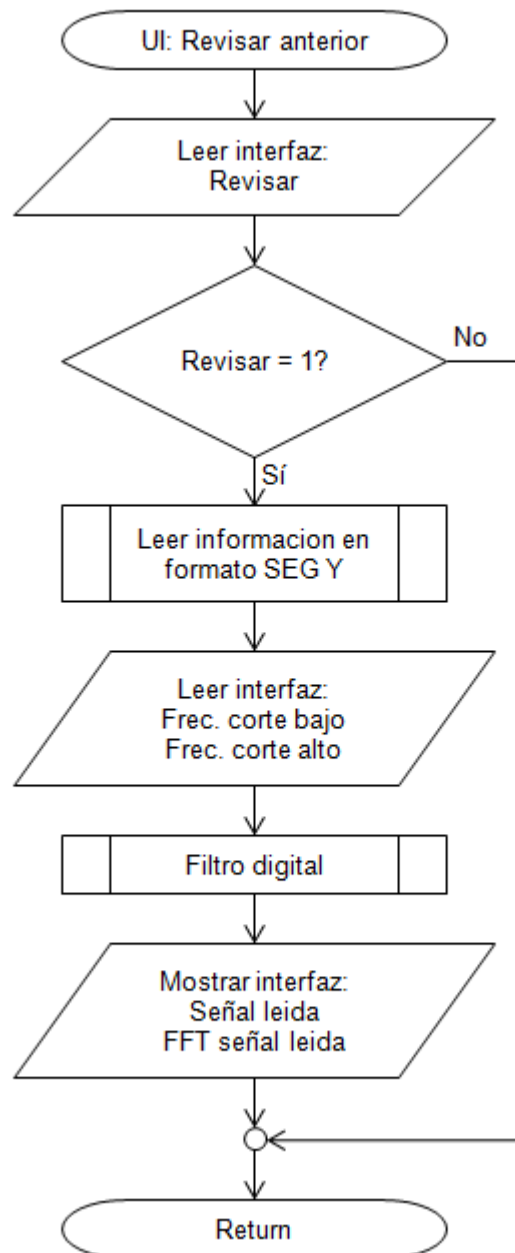
Fuente. Autor del proyecto

Figura 48. Diagrama de flujo para la pestaña Adquisición



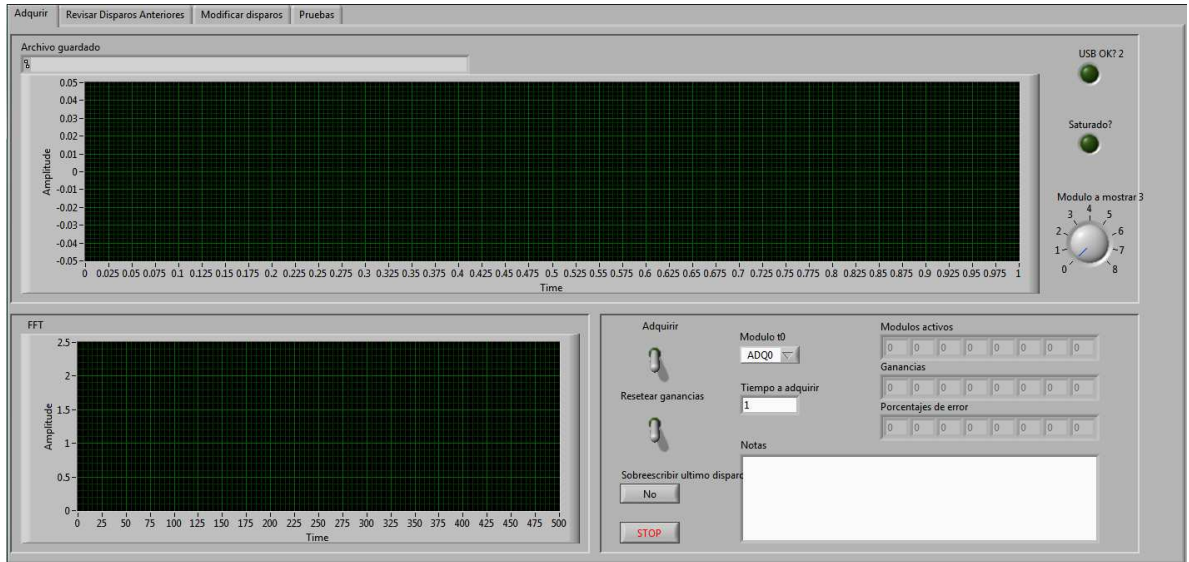
Fuente. Autor del proyecto

Figura 49. Diagrama de flujo para la pestaña Revisar disparo anterior



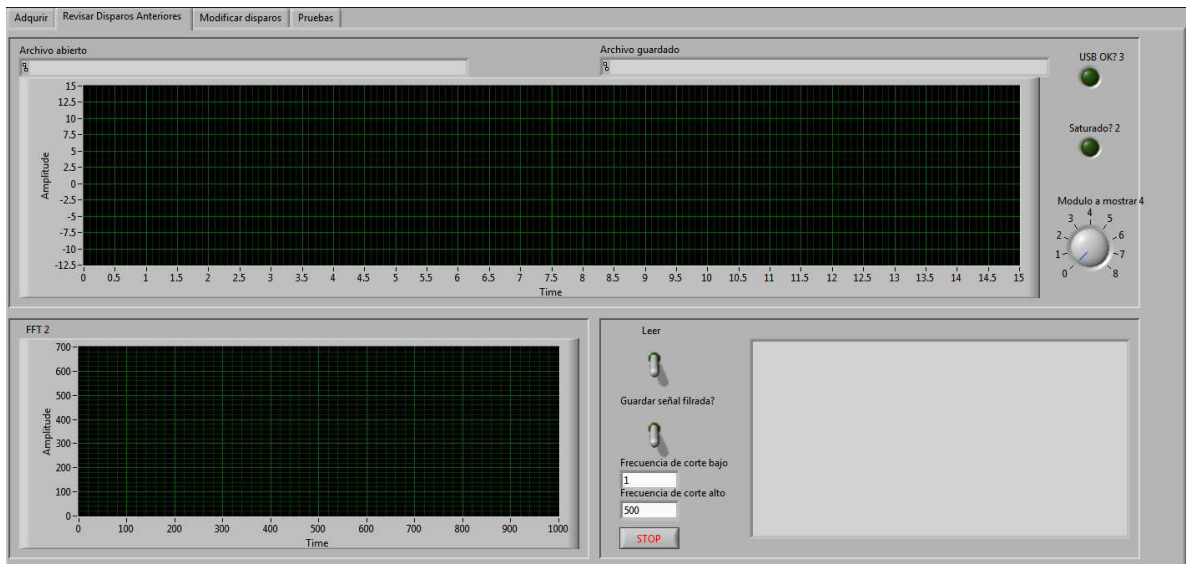
Fuente. Autor del proyecto

Figura 50. Interfaz gráfica, pestaña adquirir



Fuente. Autor del proyecto

Figura 51. Interfaz gráfica, pestaña revisar disparos anteriores



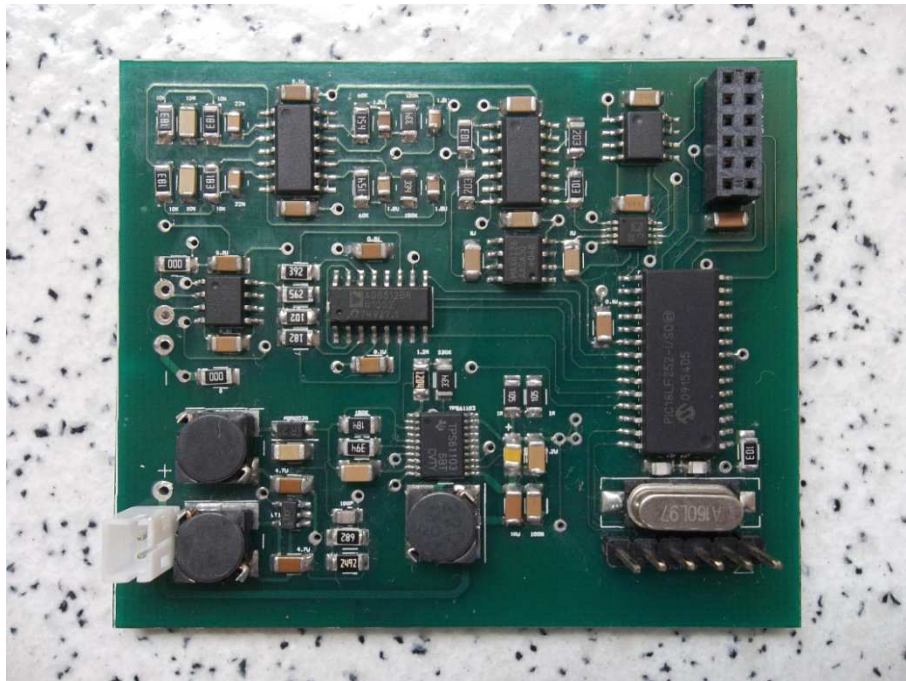
Fuente. Autor del proyecto

## 4. RESULTADOS

### 4.1 CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA

Se fabricaron 8 módulos ADQ y un módulo USB, las PCBs y las carcasas construidas se muestran en las figuras 52 a 54.

Figura 52. PCB del módulo ADQ



Fuente. Autor del proyecto

Figura 53. PCB del módulo USB



Fuente. Autor del proyecto

Figura 54. Carcasas de los módulos



Fuente. Autor del proyecto

Para comparar las especificaciones y costos del sistema construido con respecto a uno disponible comercialmente se cotizó el equipo Terraloc MK8 del fabricante ABEM Instrument AB, la tabla siguiente muestra los datos obtenidos.

Figura 55. Sismógrafo Terraloc MK8



Fuente. Hoja de datos del fabricante

Tabla 31. Comparación del equipo inalámbrico con respecto a un equipo comercial cableado

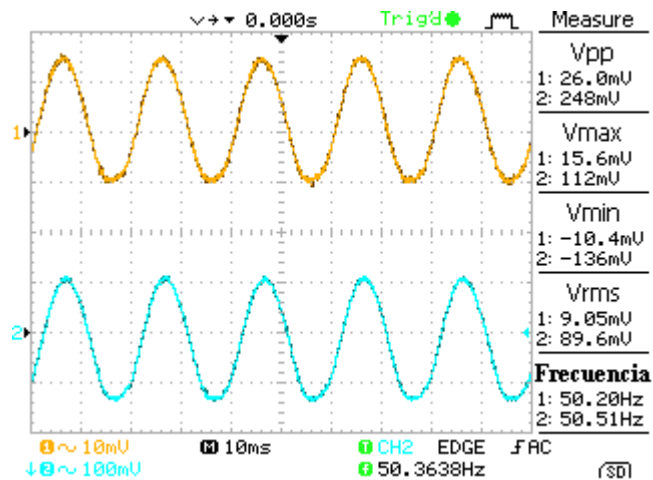
Parámetro	Wiseis	Terraloc MK8
Conexión	Inalámbrica	Cableada
Tasa de muestreo	0.5ms	0.025-2ms
Resolución conversor AD	16 bits	21 bits
Longitud del registro	Hasta 16.000 muestras	Hasta 16.000 muestras
Máxima señal de entrada	300mVpp	500mVpp
Rango dinámico teórico	88dB	126dB
Rango de frecuencias	1-500Hz	1-4000Hz
Costo aproximado por canal	400.000 COP	5.000.000 COP

Al comparar ambos equipos se concluye que aunque algunos parámetros del sistema comercial son mejores el equipo construido tiene especificaciones adecuadas para la aplicación dada siendo más fácil su transporte y conexión al eliminar la necesidad de usar cables y reduciendo al mismo tiempo de manera considerable el costo.

#### 4.2 PRUEBAS DE LABORATORIO

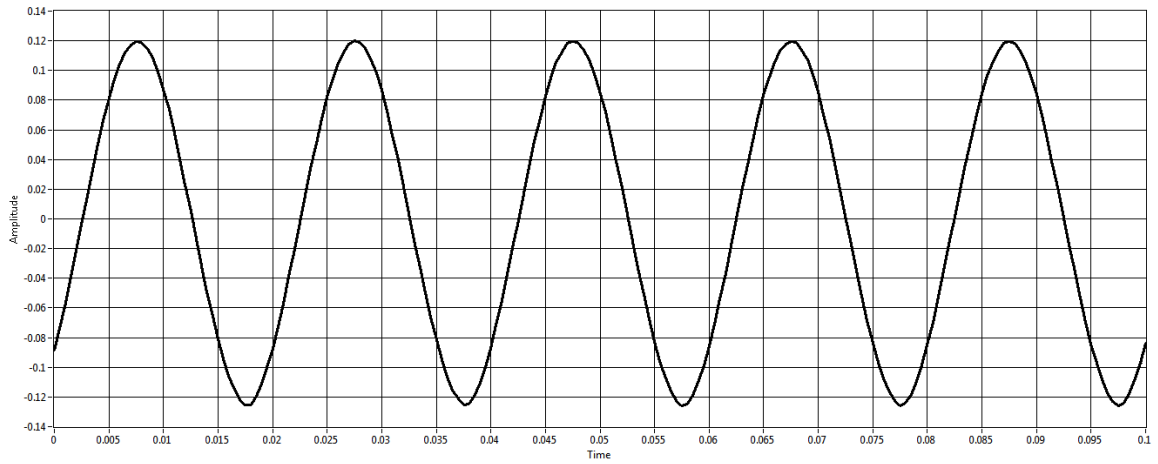
Se hicieron pruebas en laboratorio para confirmar el correcto funcionamiento de filtros y ganancias con señales de entrada controlables, los resultados obtenidos se muestran a continuación.

Figura 56. Entrada y salida del sistema con ganancia de 20dB



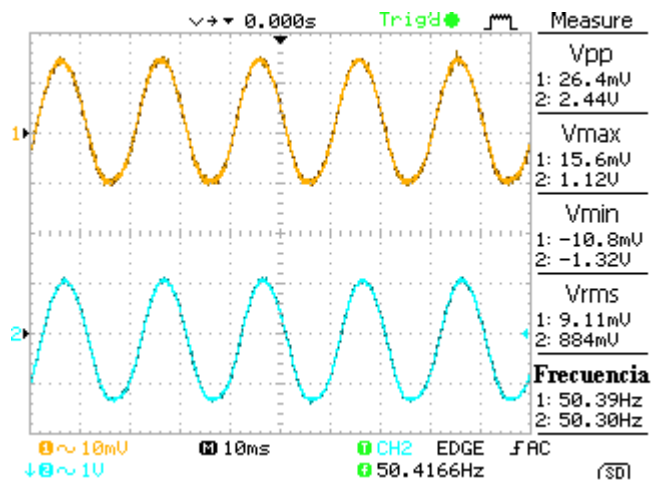
Fuente. Autor del proyecto

Figura 57. Información registrada por el sistema con ganancia de 20dB



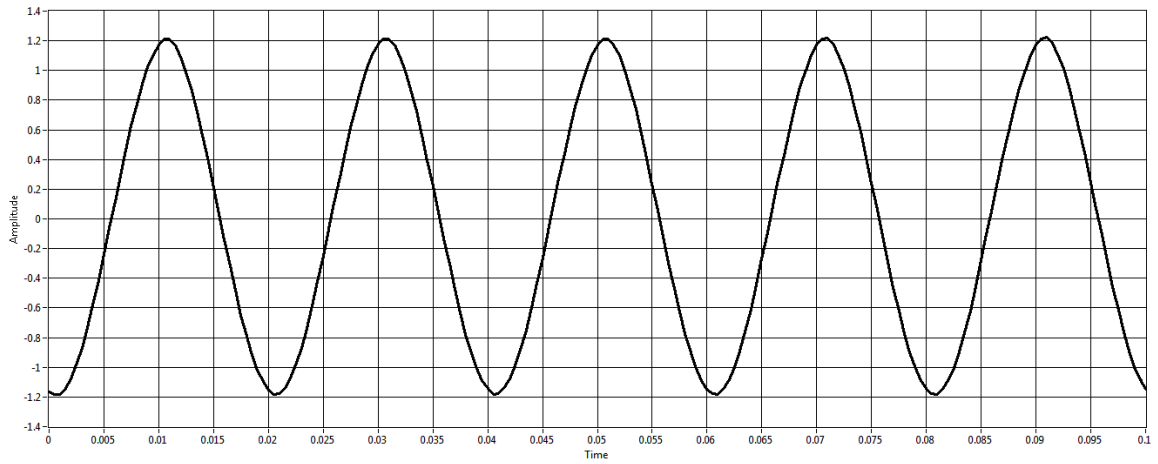
Fuente. Autor del proyecto

Figura 58. Entrada y salida del sistema con ganancia de 40dB



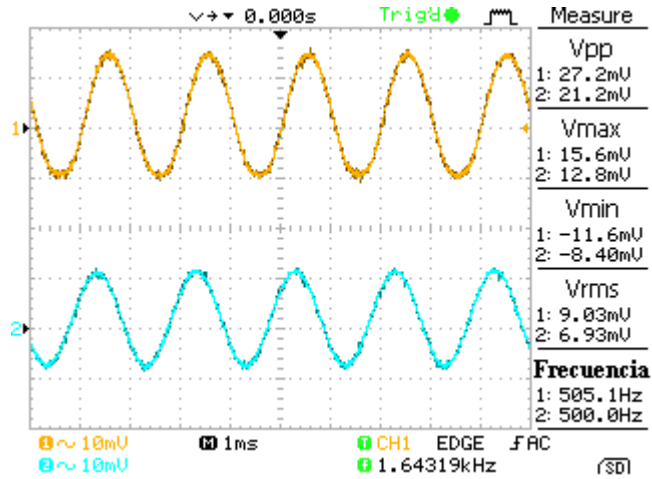
Fuente. Autor del proyecto

Figura 59. Información registrada por el sistema con ganancia de 40dB



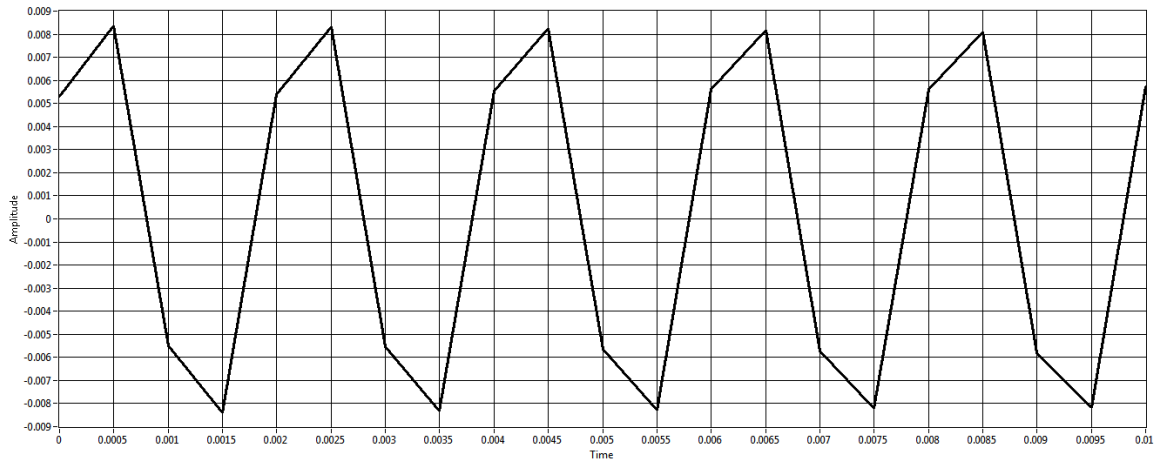
Fuente. Autor del proyecto

Figura 60. Salida y entrada del sistema con una señal de entrada de 500Hz



Fuente. Autor del proyecto

Figura 61. Información registrada por el sistema con señal de entrada de 500Hz



Fuente. Autor del proyecto

Tabla 32. Porcentajes de error en las pruebas de laboratorio

Parámetro	Simulado	Medido	Error	Registrado	Error
Ganancia 20dB	9.734 V/V	9.538 V/V	2.01%	9.581 V/V	1.57%
Ganancia 40dB	92.563 V/V	92.424 V/V	0.15%	91.591 V/V	1.05%
Ganancia @ f=500Hz	0.73 V/V	0.779 V/V	6.71%	0.738 V/V	1.09%
Nivel de offset	1.5009 V	--	--	1.4964 V/V	0.29%

Por medio de la tabla y las gráficas anteriores se puede notar que la respuesta del sistema a entradas controlables es correcta teniendo errores de menos del 2% con respecto a los valores que se esperaban obtener a partir del diseño realizado.

#### 4.3 PRUEBAS DE CAMPO

Se realizaron también pruebas de campo en zona rural de Lebrija. Primero se realizó una adquisición utilizando como fuente de energía un mazo de 12lb para golpear el suelo y como sensor el geófono multi-componente, registrando de

manera simultánea con el equipo construido en este proyecto, el cual se nombró Wiseis, y como control se implementó un equipo cableado con el cual cuanta la escuela de geología, llamado Somersi, el cual está compuesto por una tarjeta de adecuación la cual amplifica y filtra hasta 32 canales y una tarjeta de adquisición de datos comercial de referencia USB-2533 fabricada por la empresa Measurement Computing.

Se realizó luego una segunda adquisición de datos implementando 6 geófonos de una sola componente ubicados a lo largo de una línea separado cada uno 10m con respecto del anterior. Los resultados obtenidos en estas pruebas se muestran a continuación.

Figura 62. Conexión del sistema cableado Somersi



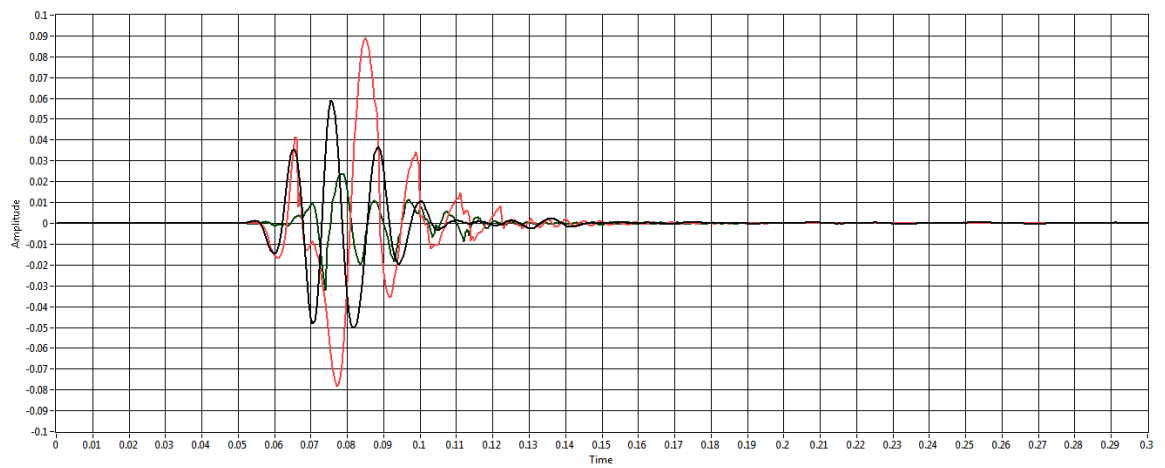
Fuente. Autor del proyecto

Figura 63. Conexión del sistema inalámbrico Wiseis



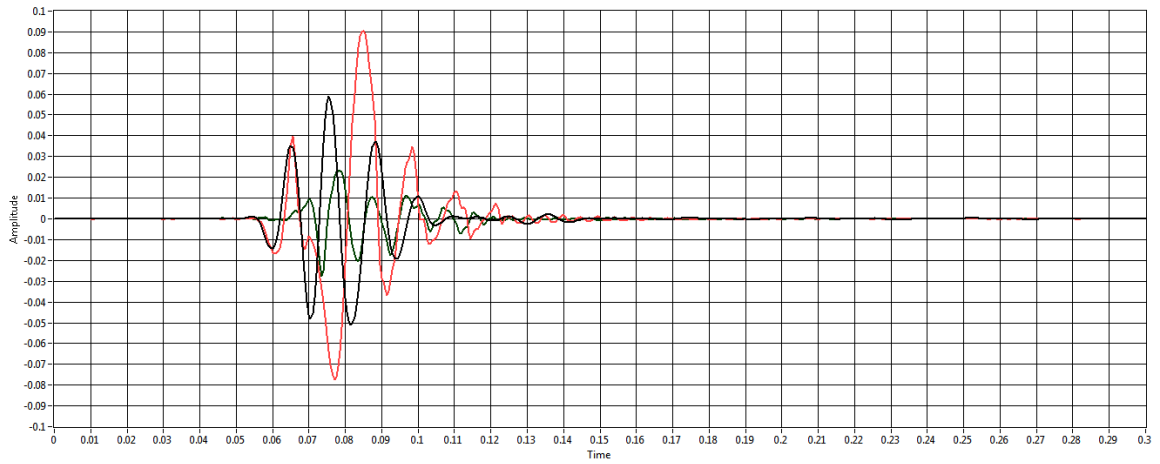
Fuente. Autor del proyecto

Figura 64. Información multi-componente adquirida usando el sistema cableado



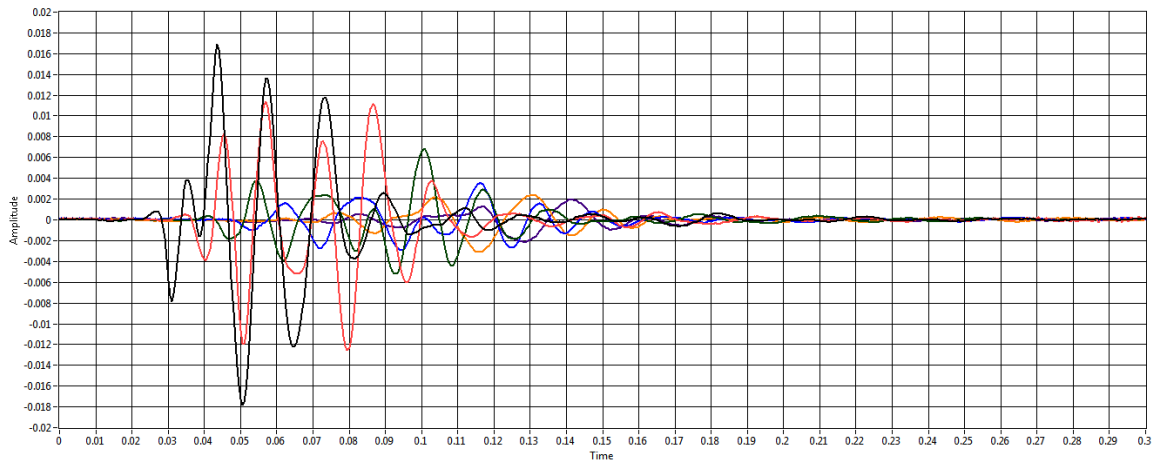
Fuente. Autor del proyecto

Figura 65. Información multi-componente adquirida usando el sistema inalámbrico



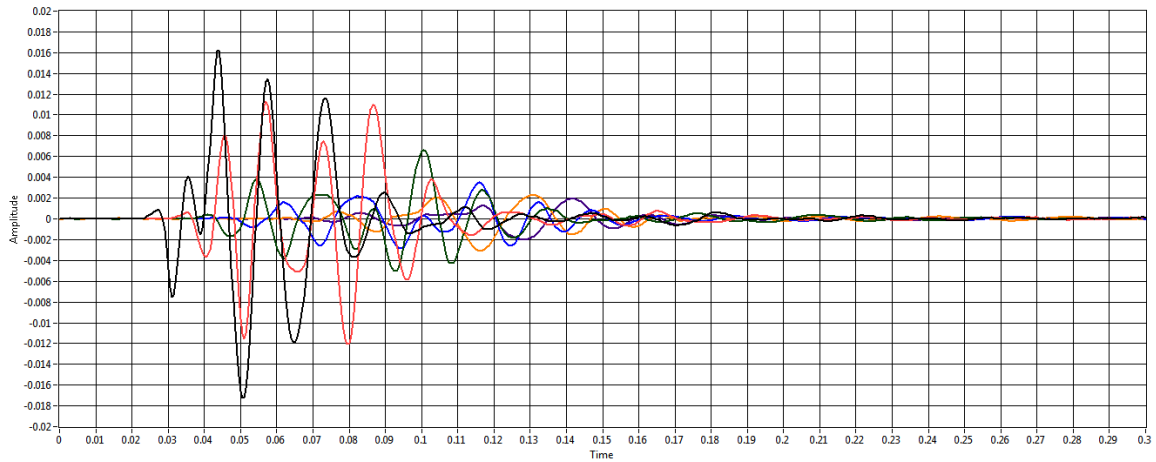
Fuente. Autor del proyecto

Figura 66. Información de 6 geófonos mono-componente adquirida usando el sistema cableado



Fuente. Autor del proyecto

Figura 67. Información de 6 geófonos mono-componente adquirida usando el sistema inalámbrico



Fuente. Autor del proyecto

Por medio de las pruebas de campo se pudo verificar el correcto funcionamiento del equipo con una distancia de 100m o más entre los módulos y que la autonomía del equipo es suficiente para trabajar continuamente por varias horas sin necesidad de recargar o cambiar las baterías.

Para comparar los resultados obtenidos por medio el sistema inalámbrico con respecto al sistema cableado se midió el pico máximo que registró cada canal refiriendo dicho valor a la entrada para que ambos equipos se encuentren en la misma escala, los valores registrados se muestran en las tablas siguientes.

Tabla 33. Picos máximos obtenidos por medio del sistema cableado

Somersi	Canal 1 [mV]	Canal 2 [mV]	Canal 3 [mV]	Canal 4 [mV]	Canal 5 [mV]	Canal 6 [mV]
Disparo 1	58.796	89.159	24.034			
Disparo 2	41.326	74.540	17.818			
Disparo 3	62.431	81.796	28.610			
Disparo 4	58.574	90.168	36.743			
Disparo 5	54.367	77.217	41.030			
Disparo 6	16.910	11.385	6.793	3.514	2.374	1.932
Disparo 7	8.532	7.649	5.739	2.972	1.951	1.233
Disparo 8	11.480	9.617	6.715	3.187	1.919	1.444
Disparo 9	8.282	7.014	5.874	2.784	0.843	0.559
Disparo 10	7.679	6.150	5.137	2.483	0.686	0.532

Tabla 34. Picos máximos obtenidos por medio del sistema inalámbrico

Wiseis	Canal 1 [mV]	Canal 2 [mV]	Canal 3 [mV]	Canal 4 [mV]	Canal 5 [mV]	Canal 6 [mV]
Disparo 1	58.831	90.555	23.150			
Disparo 2	41.108	76.863	17.396			
Disparo 3	62.286	83.914	27.906			
Disparo 4	58.157	92.571	35.814			
Disparo 5	54.467	78.837	39.810			
Disparo 6	16.275	11.268	6.650	3.489	2.281	1.949
Disparo 7	8.389	7.504	5.562	2.907	1.854	1.259
Disparo 8	10.974	9.205	6.551	3.172	1.885	1.416
Disparo 9	7.968	7.020	5.700	2.717	0.818	0.549
Disparo 10	7.513	6.028	5.013	2.456	0.696	0.548

Tabla 35. Porcentajes de error en las pruebas de campo

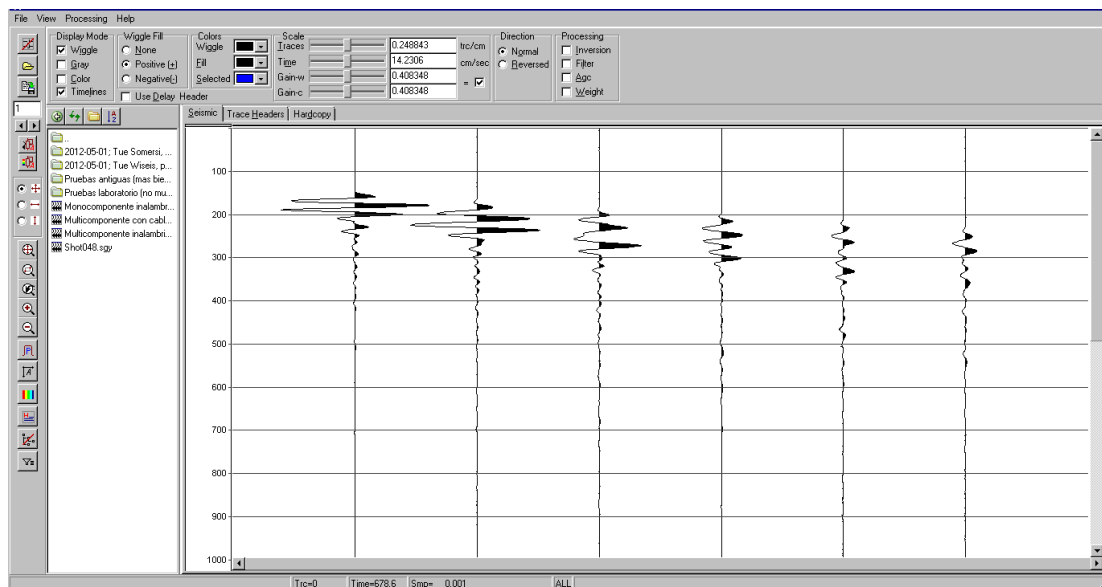
Error	Canal 1 [%]	Canal 2 [%]	Canal 3 [%]	Canal 4 [%]	Canal 5 [%]	Canal 6 [%]
Disparo 1	0.060	1.566	3.678			
Disparo 2	0.528	3.116	2.368			
Disparo 3	0.232	2.589	2.461			
Disparo 4	0.712	2.665	2.528			
Disparo 5	0.184	2.098	2.973			
Disparo 6	3.755	1.028	2.105	0.711	3.917	0.880
Disparo 7	1.676	1.896	3.084	2.187	4.972	2.109
Disparo 8	4.408	4.284	2.442	0.471	1.772	1.939
Disparo 9	3.791	0.086	2.962	2.407	2.966	1.789
Disparo 10	2.162	1.984	2.414	1.087	1.458	3.008
Porcentaje de error mínimo						0.060
Porcentaje de error máximo						4.972
Porcentaje de error promedio						2.167

Observando las gráficas y tablas anteriores se concluye que el sistema construido puede adquirir correctamente las señales generadas por los geófonos teniendo un error en la amplitud menor al 5% con respecto al sistema cableado utilizado como control.

Las ganancias del sistema se establecieron para un rango de tensiones de entrada entre 30mVpp-300mVpp mientras que en la prueba realizada se obtuvieron valores entre 1mVpp-140mVpp. Teniendo en cuenta lo anterior se pensó en incrementar la ganancia máxima modificando las resistencias  $R_G$  del INA, sin embargo el diseño inicial se realizó con una ganancia máxima de 40dB en mente, para este valor el ancho de banda del amplificador escogido es de 1.5KHz más que suficiente para la aplicación dada, sin embargo si se aumenta 10 veces más la ganancia el ancho de banda cae hasta apenas 147Hz lo cual no es suficiente para cubrir el ancho de banda de 500Hz que el equipo necesita, luego para cambiar los valores de ganancia sería necesario cambiar también el INA por otro con mayor ancho de banda y que venga en el mismo empaquetado (SOIC-8). Por limitaciones de presupuesto esta mejora no pudo realizarse.

Por último para verificar que los datos se guardan correctamente en formato SEG-Y se utilizó el programa de visualización llamado Seisee el cual se distribuye de manera gratuita. La siguiente gráfica muestra uno de los disparos registrados en formato SEG-Y por medio del sistema inalámbrico.

Figura 68. Información adquirida mostrada en el software Seisee



Fuente. Autor del proyecto

## 5. OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES

El ancho de banda elegido para el sistema entre 0.5Hz y 500Hz es adecuado para adquirir datos utilizando como fuente de energía un mazo pues por medio de las pruebas realizadas se pudo comprobar que el ancho de banda de la señal de salida es de alrededor de 200Hz, de igual modo podrían utilizarse otras fuentes pues según la bibliografía las frecuencias con las que se trabaja suelen estar entre 10-60Hz para sísmica de profundidad y entre 75-300Hz para sísmica de alta resolución.

La tasa de muestreo elegida para el sistema es mayor que la frecuencia de Nyquist lo cual permitió filtrar digitalmente la señal compensando el comportamiento no ideal de los filtros analógicos.

La comunicación entre todos los elementos digitales implementados se hizo por medio de las interfaces seriales SPI y UART por lo cual se pudo conseguir un tamaño relativamente pequeño para las PCBs pues solo fueron necesarias alrededor de 4 líneas para la transferencia de datos entre los distintos dispositivos y varias de esas líneas se comparten entre ellos.

El uso de del circuito integrado FT232RL permitió que la conexión entre el equipo y el computador se realice por medio del puerto USB el cual actualmente se encuentra disponible en todos los computadores portátiles y su configuración y manejo es relativamente sencillo gracias a los recursos disponibles de manera gratuita desde el fabricante.

Debido a que el sistema es inalámbrico y portátil se debió realizar un compromiso entre alcance, tasa de transferencia, autonomía y tamaño, luego aunque es posible aumentar el número de canales del sistema construyendo nuevos módulos ADQ dicho número no podrá incrementarse de manera indefinida pues esto genera un retardo cada vez mayor entre el momento en que se realiza el disparo y

el momento en que llega la información al computador, esto quiere decir que el sistema construido no podrá ser expandido para utilizarse en adquisiciones a gran escala y deberá ser usado principalmente en aplicaciones de sísmica somera donde el número de sensores es usualmente 12 o 24.

La señal de entrada del sistema puede ser generada por medio de geófonos de una o de tres componentes, sin embargo si se desea implementar una línea de sensores de igual longitud el segundo tipo requiere realizar más disparos corriendo los canales disponibles a lo largo de la línea o por el contrario construir más canales aumentando así el costo total del sistema, luego aunque implementar este tipo de sensores genera mayor información, lo cual puede arrojar mejores resultados después de que esta es procesada e interpretada, es necesario realizar una inversión mayor de tiempo y dinero.

El equipo diseñado y construido cumple con los requerimientos de portabilidad deseados siendo capaz de transmitir la información a una distancia de por lo menos 100m y con una autonomía suficiente para trabajar continuamente por varias horas, siendo además de tamaño y peso relativamente pequeños.

## 6. RECOMENDACIONES

La ganancia del sistema puede aumentarse para mejorar la relación señal a ruido de señales de baja amplitud utilizando un amplificador de instrumentación con un ancho de banda mayor en comparación con el que fue utilizado.

Incluir una etapa de carga de baterías en cada PCB evitaría tener que retirarlas de cada módulo para poder recargarlas.

Se podrían implementar filtros variables de modo que se pueda modificar el ancho de banda del sistema dependiendo de la aplicación específica que se tenga.

Para obtener un equipo más portátil se puede pensar en incluir el sensor y los componentes electrónicos dentro del mismo módulo, sin embargo esto requiere realizar un buen trabajo de diseño mecánico de modo que se pueda asegurar que el equipo está en capacidad de soportar las duras condiciones de campo.

## BIBLIOGRAFÍA

AMBARDAR, Ashok. Procesamiento de Señales Analógicas y Digitales. México, Thomson, 2002.

ANALOG DEVICES. Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. USA. [www.analog.com](http://www.analog.com), 1999.

BELLANGER, Maurice. Digital Processing of Signals : Theory and Practice. Chichester, John Wiley and Sons Inc., 1994.

BURGER, H. Robert. Exploration Geophysics of the Shallow Subsurface. New Jersey, Prentice Hall., 1992.

CARTER, Bruce and ROWLAND, Patrick. Amplifiers and Bits: An Introduction to Selecting Amplifiers for Data Converters. USA. [www.ti.com](http://www.ti.com), 2001.

COUGHLIN, Robert F. and DRISCOLL, Frederick F. Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits, 6th Edition. New Jersey, Prentice Hall Inc., 2001.

DARYANANI, Gobind. Principles of Active Network Synthesis and Design. New York, John Wiley and Sons Inc., 1976.

DOBRIN, Milton. Introduction to Geophysical Prospecting. New York, McGraw Hill Inc., 1960.

IOVINE, Jhon. PIC Microcontroller Project Book. New York, McGraw Hill Inc., 2000.

MANCINI, Ron. Op Amps for Everyone. USA. [www.ti.com](http://www.ti.com), 2002.

PINTO, Omar y RIVERA, Diego. Diseño y Construcción de un Equipo Generador de Ondas Acústicas por Impacto para su Aplicación en Adquisición Sísmica. Tesis de grado. Universidad Industrial de Santander, 2009.

REYNOLDS, John M. An Introduction to Applied and Environmental Geophysics. Chichester, John Wiley & Sons, Inc., 1998

ROBINSON, Edwin S. and CORUH, Cahit. Basic Exploration Geophysics. New York, John Wiley & Sons Inc., 1988.

SHERIFF, Robert E. and GELDART, Lloyd P. Exploration Seismology. 2nd Edition. New York, Cambridge University Press, 1995.

VARGAS, Julián. Adquisición y Procesamiento de Datos Sísmicos Someros 2D en la Falla de Bucaramanga en el Área de Piedecuesta. Tesis de grado. Universidad Industrial de Santander, 2009.