

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ**  
**FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA**



PONTIFICIA  
**UNIVERSIDAD**  
**CATÓLICA**  
DEL PERÚ

**DISEÑO DE UN MÓDULO DE CONCENTRACIÓN Y  
ADMINISTRACIÓN DE DATOS PARA UNA ESTACIÓN DE  
MONITOREO DE SEÑALES VINCULADAS A FENÓMENOS  
SÍSMICOS.**

Tesis para optar el Título de **Ingeniero Electrónico**, que presenta el bachiller:

**David Andrei Torres Poma**

**ASESOR: Dr. Jorge Heraud Pérez.**

**Lima, octubre de 2013**

## **RESUMEN**

Este proyecto de tesis presenta el diseño del módulo central de un sistema de adquisición de datos de alta resolución, denominado “Módulo de Concentración y Administración de datos”, que será utilizado en las estaciones de monitoreo del proyecto de investigación “Perú-Magneto” (Instituto de Radioastronomía de la Pontificia Universidad Católica del Perú), para el estudio de señales geofísicas precursoras de eventos sísmicos.

El módulo tiene como funcionalidad principal la digitalización simultánea (conversión analógica a digital) de diez canales y la transferencia de los datos al computador central de la estación para su almacenamiento. Se compone de tres subsistemas: digitalizador, controlador y administrador, complementados con un receptor GPS para la sincronización y referencia en el tiempo de los datos y con un software de aplicación para la comunicación con el computador de la estación.

La definición de los dispositivos y las interfaces de las diferentes secciones digitales se realizó con base en el menor consumo energético y costo. De igual modo, la arquitectura del módulo fue determinada con especial atención de lograr la mayor flexibilidad y actuación sobre el ruido, aspectos que han sido cubiertos con base a una arquitectura modular y que se ajusta a la tendencia de evolución de los sensores inteligentes que integran dispositivos digitales en el lado de la captura de la señal analógica (captura en fuente). El módulo fue probado mediante el software de simulación “Proteus” que permitió optimizar el diseño, logrando un consumo total máximo de 410 mili-Watts y una frecuencia de muestreo variable por canal (máximo 70 muestras por segundo), lo que es adecuado para la adquisición de las señales precursoras.



**TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO**

Título : Diseño de un módulo de concentración y administración de datos para una estación de monitoreo de señales vinculadas a fenómenos sísmicos.  
Área : Circuitos y Sistemas # 946  
Asesor : Jorge Heraud Pérez  
Alumno : David Andrei Torres Poma  
Código : 20064955  
Fecha : 07/10/11



**Descripción y Objetivos**

En el campo de los fenómenos sísmicos es de interés actual la adquisición conjunta de datos de diversas magnitudes físicas, tales como las variaciones del campo magnético, la conductividad del aire, la humedad, entre otras, y el análisis de la relación de estas variables con la producción de sismos con el fin de incrementar los conocimientos y examinar la posibilidad de aproximar futuros escenarios de eventos sísmicos. El Perú, debido a su ubicación en una de las regiones más sísmicas del planeta, es un lugar ideal para realizar estos estudios.

En tal sentido, el INRAS-PUCP a través del proyecto PERU-MAGNETO se une a estas iniciativas, para lo cual ha previsto desarrollar estaciones de monitoreo ad-hoc, con capacidad de operar en lugares apropiados, medir y registrar las diferentes señales de interés de forma simultánea, y transferir los datos al INRAS-PUCP.

Es trabajo de esta tesis el diseño del módulo de concentración y administración de datos de la estación. Tiene como objetivo reunir la información digital de los diferentes sensores instalados en los alrededores de la estación, insertar información de referencia horaria proveniente de un receptor GPS y registrar los datos en una unidad de almacenamiento.

El diseño del módulo propuesto involucra cuatro etapas: análisis, concepción, dimensionamiento y simulación. En la primera etapa se realizará el análisis de las necesidades existentes y evaluación de las soluciones alternativas disponibles, en la segunda el planteamiento de la solución con las mejores opciones tecnológicas, en la tercera los cálculos de capacidad del módulo y en la cuarta la prueba simulada del módulo con el propósito de verificar su desempeño preliminar.

*Jorge Heraud*

MÁXIMO 50 PÁGINAS

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ  
SECCIÓN ELECTRICIDAD Y ELECTRÓNICA

Dr. Ing. BENJAMÍN CASTAÑEDA APHAN  
Coordinador de la Especialidad de Ingeniería Electrónica



**TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO**

Título : Diseño de un módulo de concentración y administración de datos para una estación de monitoreo de señales vinculadas a fenómenos sísmicos.

**Índice**

Introducción

1. Marco problemático y objetivos.
2. Consideraciones teóricas.
3. Diseño del módulo de concentración y administración de datos.
4. Simulación, análisis de costos y presupuesto del módulo.

Conclusiones

Recomendaciones

Bibliografía

Anexos

*Jose Heron*

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ  
SECCIÓN ELECTRICIDAD Y ELECTRÓNICA

Dr. Ing. BENJAMÍN CASTAÑEDA APHAN  
Coordinador de la Especialidad de Ingeniería Electrónica

MÁXIMO 50 PÁGINAS

*B*

## **AGRADECIMIENTOS**

Me gustaría agradecer a mi Asesor, Profesor Jorge Heraud Pérez, por su paciencia, conocimiento del tema y apoyo que fueron muy valiosos para la realización de este trabajo. Gracias al Profesor José Daniel Alcántara por proporcionarme las herramientas necesarias para completar esta tesis.

Para finalizar quiero agradecer a Dios, a mi familia, profesores y amigos por su constante amor y apoyo que me ha permitido completar mis estudios de pregrado.



## LISTA DE ACRÓNIMOS

A/D	Analógica a digital
ADC	Convertidor analógico a digital (Analog to Digital Converter)
Bw	Ancho de banda de una señal (Bandwidth)
CalMagNet	Red de magnetómetros de California (California Magnetometer Network)
CRC	Comprobación de redundancia cíclica (Cyclic redundancy check)
DAC	Convertidor digital a analógico (Digital to Analog Converter)
DAS	Sistema de adquisición de datos (Data Acquisition System)
EM	Electromagnética
FPGA	Arreglo de Compuertas Programables en Campo (Field Programmable Gate Array)
Fs	Frecuencia de muestreo
GSN	Red Sismográfica Global (Global Seismographic Network)
GPS	Sistema de Posicionamiento Global (Global Positioning System)
INRAS	Instituto de Radioastronomía
KSPS	Kilo-muestras por segundo
LISN	Red de Sensores de la Ionosfera de Baja Latitud (Low-Latitude Ionospheric Sensor Network)
MSPS	Mega-muestras por segundo
Mw	Escala de magnitud momento (Moment Magnitude)
NMEA	National Marine Electronics Association
PC	Computador personal (Personal Computer)
PCB	Tarjeta de circuito impreso (Printed Circuit Board)
1PPS	Pulso por segundo (Pulse per second)
TEC	Contenido total de electrones (Total electron content)
S/H	Muestreo y retención (Sample and Hold)
SAD	Subsistema Administrador
SCO	Subsistema Controlador
SDI	Subsistema Digitalizador
SPS	Muestras por segundo (Samples per second)
SW	Software
ULF	Ultra baja frecuencia (Ultra Low Frequency)
UTC	Tiempo Universal Coordinado (Universal Time Coordinated)

## ÍNDICE

<b>Resumen</b>	<b>i</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>iv</b>
<b>Lista de acrónimos</b>	<b>v</b>
<b>Introducción</b>	<b>1</b>
<b>Capítulo I: Marco problemático y objetivos</b>	<b>2</b>
1.1 Proyecto de investigación de la tesis.	2
1.1.1 Problema.	2
1.1.2 Antecedentes.	2
1.1.3 Objetivos de la tesis.	3
1.2 Dinámica del interior terrestre.	3
1.3 Predicción y precursores sísmicos.	4
1.3.1 Predicción y pronóstico.	4
1.3.2 Precursores sísmicos.	5
1.3.3 Señales magnéticas de ultra baja frecuencia (ULF).	5
1.3.3.1 Campo geomagnético: origen, características, variaciones temporales.	5
1.3.3.2 Emisiones magnéticas de origen sísmico.	7
1.3.3.2.1 Antecedentes.	7
1.3.3.2.2 Posibles mecanismos físicos sobre fuentes de emisiones magnéticas.	8
1.3.3.2.3 Caracterización preliminar de las emisiones pre-sísmicas.	8
1.3.3.3 Otras emisiones magnéticas en ULF de origen no sísmico.	10
<b>Capítulo II: Consideraciones teóricas</b>	<b>12</b>
2.1 Redes de estudios geofísicos.	12
2.2 Estación de monitoreo de precursores sísmicos, sensores principales.	13
2.2.1 Estación de monitoreo básica.	13
2.2.2 Magnetómetro tipo <i>Search-Coil</i> , medición de señales en ULF.	13
2.2.3 Geófono, medición del movimiento local.	14
2.2.4 Sensor de conductividad del aire.	15
2.3 Sistema de adquisición de datos (DAS).	16
2.3.1 Tipos de sistemas de adquisición de datos (DAS) y composición.	16
2.3.2 Elementos principales de un sistema de adquisición de datos (DAS).	17
2.3.2.1 Sensores (transductores).	17
2.3.2.2 Acondicionamiento de señal.	17
2.3.2.3 Módulo de conversión A/D.	17
2.3.2.4 Computadora y software para el sistema de adquisición.	18
2.3.3 Topología del ADC Sigma-Delta.	19
2.3.3.1 Principio de operación.	19
2.3.3.2 La técnica de sobre-muestreo.	19
2.3.3.3 El modulador sigma-delta.	20
2.3.4 Nuevas tendencias en sistemas de adquisición de datos (DAS).	23

<b>Capítulo III: Diseño del módulo de concentración y administración de datos</b>	<b>24</b>
3.1	Introducción y restricciones de diseño. 24
3.2	Consideraciones de diseño para la arquitectura de la solución. 24
3.3	Diseño de la solución. 25
3.3.1	Estructura funcional. 25
3.3.2	Subsistema Digitalizador “SDI”. 27
3.3.3	Subsistema Controlador “SCO” y Subsistema “SCO+SDI”. 28
3.3.4	Receptor GPS. 30
3.3.5	Subsistema Administrador “SAD”. 31
3.3.6	Software de aplicación. 33
3.3.7	Estructura del hardware, dispositivos e interfaces. 34
3.3.7.1	Comunicación entre “SDI” y “SCO”. 34
3.3.7.2	Comunicación entre los “SCO” y el “SAD”. 36
3.3.7.3	Comunicación entre el “SAD” y el Programa de aplicación. 37
3.3.7.4	ADC para el “SDI” (Subsistema Digitalizador). 38
3.3.7.5	Microcontroladores para: “SDI”, “SCO”, “SCO+SDI” y el “SAD”. 39
3.3.7.6	Alimentación de los subsistemas y del módulo completo. 41
3.3.7.6.1	Calculo de corrientes totales por cada subsistema. 41
3.3.7.6.2	Selección del regulador: “SDI” y tarjeta principal del módulo. 42
3.3.7.7	Programa de aplicación. 43
3.3.8	Bloques de datos y protección de la información. 43
<b>Capítulo IV: Simulación, análisis de costos y presupuesto del módulo</b>	<b>45</b>
4.1	Consideraciones para la simulación. 45
4.2	Simulaciones y pruebas. 45
4.3	Costos y Presupuesto. 54
4.4	Resumen de resultados. 55
<b>Conclusiones</b>	<b>56</b>
<b>Recomendaciones</b>	<b>57</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>58</b>
<b>Anexos</b>	



## **INTRODUCCIÓN**

El proyecto de investigación denominado “Perú-Magneto”, conducido por el Dr. Jorge Heraud Pérez, director del “Instituto de Radioastronomía” (INRAS) de la Pontificia Universidad Católica del Perú (PUCP), busca estudiar la relación existente entre los fenómenos electromagnéticos en la corteza, la atmósfera y la ionósfera; y la actividad sísmica en el territorio peruano. Dentro de dicho proyecto, ha surgido la necesidad de disponer de estaciones de monitoreo integradas con un sistema de adquisición de datos multicanal que permita registrar las distintas señales geofísicas de forma continua y por largos periodos.

Consecuentemente, este proyecto de tesis trata sobre el diseño del módulo central de dicho sistema, denominado “Módulo de Concentración y Administración de datos”, y tiene como función capturar la información de los diferentes sensores de modo simultáneo y sincronizado con el Sistema de Posicionamiento Global (GPS, por sus siglas en inglés) para luego ser almacenada en el disco duro del computador que controla la estación.

El desarrollo de los sistemas de adquisición se desenvuelve en dos categorías principales, una con base en un computador personal que funciona como servidor y otra en una arquitectura distribuida en la que las tareas se trasladan a los módulos del sistema, dejando al computador para tareas de coordinación y almacenamiento de datos. Estas tendencias exigen de los dispositivos electrónicos (convertidor analógico a digital (ADC), microcontroladores, FPGA, entre otros) cada vez mayor capacidad de proceso y a la vez optimizar el consumo energético.

El presente documento ha sido estructurado en cuatro capítulos. El primero, trata la problemática que envuelve la dinámica terrestre y se plantean los objetivos de la tesis; el segundo, revisa la teoría básica y las tecnologías de los distintos componentes de las estaciones de monitoreo de variables geofísicas; el tercero, plantea la arquitectura del sistema, la selección de los diferentes dispositivos, protocolos e interfaces y el diseño de los diferentes subsistemas del módulo de concentración y administración de datos; y el cuarto, presenta las pruebas y simulaciones de las funciones del módulo, finalmente se realiza un estimado de la inversión involucrada en su implementación.

## **CAPÍTULO I**

### **MARCO PROBLEMÁTICO Y OBJETIVOS**

#### 1.1 Proyecto de investigación de la tesis.

##### 1.1.1 Problema.

Bajo el territorio peruano, la placa oceánica de Nazca subduce bajo la placa Sudamericana y está acompañada de una fricción continua en el tiempo, y recíprocamente es escenario de sismos violentos, de alto costo social y económico. Así, entre los años 1969 y 2009, el Perú fue sacudido por cinco terremotos que superaron los 7° Mw (escala de magnitud momento) [1], y de ellos, el terremoto de Chíncha Alta (2007), fue uno de los peores en la historia del país. A este respecto, las zonas de subducción constituyen un verdadero laboratorio natural, por la remarcable evidencia que ofrecen “sobre la naturaleza de los diferentes procesos que ocurren en el interior de la Tierra” [2], entre ellos los fenómenos precursoros que se originarían en periodos previos al desencadenamiento de un evento sísmico mayor.

Dichas manifestaciones físicas son estudiadas generalmente utilizando sistemas de adquisición de datos de diseño cerrado (propietario) que en la mayoría de veces no están optimizados para las aplicaciones requeridas y son muy costosos [3]. Tal situación conduce a plantear la hipótesis de realizar un diseño propio, ajustado a las necesidades y recurriendo a poco hardware y software propietario; medida que se espera se traduzca en menores costos (adquisición y mantenimiento) y en un mayor aprendizaje sobre los sistemas de adquisición utilizados en dichos estudios.

##### 1.1.2 Antecedentes.

Desde el año 2008 el Instituto de Radioastronomía de la PUCP, a través de su proyecto “Perú-Magneto”, viene desarrollando investigaciones sobre precursoros sísmicos en colaboración con QuakeFinder (compañía con sede California) y otras instituciones; estos esfuerzos se realizan con un carácter científico y social, y con la esperanza de realizar en un futuro modelos correlativos que permitan anticipar eventos sísmicos. En este sentido, el proyecto “Perú-Magneto” tiene por objetivo principal observar, permanente y sistemáticamente, diversas señales geofísicas en áreas críticas de la costa y estudiar su relación con los sismos, entre ellas las

variaciones del campo magnético de ultra baja frecuencia (ULF, por sus siglas en ingles).

Para alcanzar los objetivos fijados en el proyecto “Perú-Magneto”, está en curso el diseño de los diferentes elementos de una estación prototipo para el monitoreo de señales precursoras de eventos sísmicos, y que están siendo afrontados en varias tareas por los estudiantes interesados en el proyecto. En este contexto, la principal motivación de esta tesis es el diseño del módulo central del sistema de adquisición de datos de alta resolución, de dicha estación.

### 1.1.3 Objetivos de la tesis.

#### Objetivo general:

El objetivo de la tesis es diseñar el “módulo de concentración y administración de datos”, que constituye la parte central del sistema de adquisición de datos de la estación de monitoreo del proyecto “Perú-Magneto”.

#### Los objetivos específicos se enumeran como:

1. Definir la arquitectura del módulo y sus subsistemas, y a continuación, seleccionar los dispositivos, protocolos e interfaces idóneos.
2. Desarrollar el software de operación e integración de los subsistemas y el software de aplicación para el almacenamiento de datos en el computador central de la estación.

### 1.2 Dinámica del interior terrestre.

“La corteza terrestre está formada por placas que son creadas en las cordilleras mezo-oceánicas y destruidas en las fosas marinas vecinas a los continentes” [4]. La interpretación de este proceso se halla en la tectónica de placas, que sostiene que la unidad de comportamiento mecánico está constituida por la litósfera, que se fragmenta y desplaza sobre la superficie finita de la Tierra, y que al contacto por fricción de unas con otras, a lo largo de sus fronteras, genera los sismos y crea los volcanes [5]. Un modelo comparativo de la dinámica es el de una olla con agua hirviendo, que como el manto tiene partes calientes que ascienden, “como en la grieta a mitad del Atlántico; y partes más frías que descienden, como en las zonas de subducción. Ahí, la corteza se hunde en la Tierra, mezclándose y transformándose en otras fases materiales” [6].

En el Perú, la actividad sísmica se distribuye en dos fajas longitudinales a los Andes; una occidental y producto de la subducción con hipocentros superficiales e intermedios; y la otra, oriental y que involucra tanto a procesos de subducción (con hipocentros hasta 300 Km), y a procesos secundarios, como la acción compresiva del escudo brasilero contra el cinturón andino [7]. El mapa de sismos históricos revela, por contraste, aquellas lagunas sísmicas donde deberían ocurrir los próximos terremotos. Estas son: 50 - 200 km al norte de Lima; 90 km al sur de Ica; 100 km frente a Chala (Arequipa); 150 km al sur de Ilo (Moquegua) y Tacna [8].

### 1.3 Predicción y precursores sísmicos.

#### 1.3.1 Predicción y pronóstico.

En sismología, pronóstico se refiere a estimar el futuro comportamiento sísmico en una localidad en función del tiempo y la magnitud del evento, es probabilístico. Luego, un pronóstico se convierte en predicción cuando se pueden identificar condiciones que hacen que la probabilidad inmediata de un evento sísmico se incremente fuera de lo normal y sea lo suficientemente alta para establecer que dicho evento ocurrirá en una región particular, con una ventana de tiempo y rango de magnitud [9]. Al respecto, se puede clasificar la predicción de eventos sísmicos en una escala de cuatro niveles [10]:

1. Peligro independiente del tiempo: asume que el fenómeno sísmico es impredecible y que su probabilidad de ocurrencia es aleatoria en el tiempo.
2. Peligro dependiente del tiempo: asume que existe un cierto grado de predictibilidad en el proceso, de manera que el riesgo en un área determinada varía con el tiempo; incluye teorías lineales, donde el peligro aumenta tras el último evento anterior.
3. Pronóstico de sismo: Se basa en la observación de fenómenos premonitorios. La predicción sigue siendo probabilista, pero con una cierta base física detrás.
4. Predicción determinista: Asume que los sismos son intrínsecamente predecibles y que es posible conocer su magnitud, tiempo y ubicación dentro de límites estrechos.

Los sismólogos coinciden en que el nivel 1 y 2 son objetivos realistas que vale la pena perseguir. El debate actual se centra en los últimos dos niveles,

principalmente en el nivel 3, donde la cuestión fundamental es saber si los sismos tienen precursores que pueden detectarse [10].

### 1.3.2 Precursores sísmicos.

Son parámetros físicos que dan información de los esfuerzos que ocurren en el interior de la Tierra. En 1997, la Asociación Internacional de Sismología y Física del Interior de la Tierra (IASPEI, por sus siglas en inglés), en un esfuerzo por elevar el nivel de investigación de los sismos, sugirió una lista de potenciales precursores [10]: Sísmicos (quietud sísmica, micro sismicidad); Cambios geodésicos (topográficos, nivel del mar, gravimétricos); Geoquímicos (concentración de radón, flujo y temperatura de las aguas subterráneas); y Electromagnéticos. Con base en investigaciones anteriores (ver referencias [11], [12]), los estudios sobre precursores sísmicos, materia de investigación del proyecto “Perú-Magneto” y abordados en esta tesis, se centran en las anomalías magnéticas y se complementan con estudios de otras variables físicas tales como: conductividad del aire, humedad relativa, sismicidad, luminiscencia pre y co-sísmica, entre otras.

### 1.3.3 Señales magnéticas de ultra baja frecuencia (ULF).

#### 1.3.3.1 Campo geomagnético: origen, características, variaciones temporales.

El campo terrestre registra valores alrededor de 60000 nT (en los polos) y 30000 nT (en el ecuador), es variable en el tiempo y resulta de la superposición de diversos contribuyentes, externos e internos [13]. El campo interno (95% del campo total) varía en dirección e intensidad de forma periódica (secular) entre pocos a decenas de nT/año a lo largo de cientos de años, probablemente debida a procesos de reorganización en el núcleo; su origen se explica según la teoría del dinamo auto-inducido natural [14]. Además, algunas zonas de la corteza producen grandes desviaciones en el patrón global de intensidad debido a la magnetización inducida y remanente de rocas volcánicas [13].

Las variaciones del campo debidas a fuentes externas (Sol, entre otros) son mucho más débiles y de escala de tiempo más corta, se descomponen en variaciones regulares e irregulares en el tiempo. Las variaciones regulares (ciclos de rotación del Sol, la Luna y la Tierra) tienen una magnitud del orden de 10 a 100 nT, especialmente fuertes en la zona iluminada, y con periodos que van de minutos a horas. Las variaciones irregulares se producen en períodos de gran actividad solar

(tormentas magnéticas), alterando el campo a nivel global en más de 500 nT y con una duración de horas a varios días [14], [15].

La Tabla 1.1 resume las diversas fuentes que dan lugar campo magnético de la Tierra y sus características; la figura 1.1 muestra el espectro de las variaciones del campo geomagnético, las anotaciones indican los procesos físicos predominantes en diversas escalas de tiempo. Cabe resaltar que las emisiones electromagnéticas asociadas a eventos sísmicos serian fuentes que también perturban el campo magnético; sin embargo, esta posible relación se encuentra en plena investigación, razón por la cual aún no se encuentran clasificadas.

Tabla 1.1. Fuentes del campo magnético y características. Modificado de [15].

	Denominación	Fuente	Intensidad máxima	Características temporales	Origen de la variación	
Contribución terrestre interna	Campo Principal	Núcleo externo líquido	Promedio 45000 nT (25000 a 70000 nT)	Existe desde $4 \cdot 10^9$ años. Inversión de la polaridad ( $10^5$ - $10^6$ años). Variación secular (1-100 nT/año).	Corrientes eléctricas y ondas MHD en régimen turbulento y convectivo en el núcleo fluido.	
	Campo Local	Corteza terrestre hasta profundidades con temperatura Curie.	200 nT	Rocas magnetizadas más antiguas: $3.8 \cdot 10^9$ años.	Minerales ferromagnéticos en la corteza.	
Contribución terrestre externa	Variaciones irregulares	Tormenta magnética	Corrientes magnetosféricas	500 nT	Actividad de horas a días.	Interacción del viento solar con plasma de la Ionósfera y Magnetósfera.
		Sub-Tormentas (media latitud)	Corrientes ionosféricas y alineadas con el campo.	100 nT (200 nT en la zona auroral)	Periodo de 5 a 100 minutos.	
		Pulsaciones continuas e irregulares	Ondas magnetosféricas y oscilaciones en las líneas de campo.	Pocos nT (máximo 100 nT en zona auroral)	Periodos de 0.2 a 600 segundos.	Resonancia en líneas de campo de la Magnetósfera.
	Variaciones regulares	Variación diurna	Corrientes ionosféricas de marea.	50-100 nT (200 nT en la zona ecuatorial)	Periodo: 24, 12, 8, 6 horas.	Marea ionosférica.
		Solares	Fotoionización	10-50 nT	Dependiente de las estaciones y actividad solar.	
		Lunares	Marea atmosférica	2-5 nT	Periodo: 24h 50m Lunar	
	Contribución inducida	Inducción EM por variaciones externas.	Corteza continental y oceánica; y Manto superior	Pocos nT	Dependiente de las variaciones externas.	Inducción EM por variaciones externas.

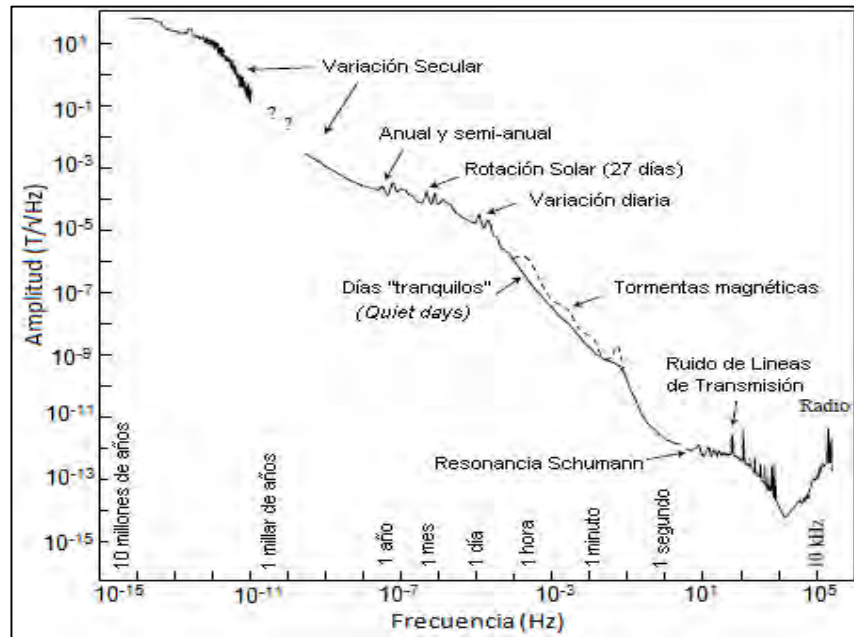


Figura 1.1. Espectro del campo magnético terrestre y fuentes. Modificado de [16].

### 1.3.3.2 Emisiones magnéticas de origen sísmico.

#### 1.3.3.2.1 Antecedentes.

Observaciones durante los períodos pre-sísmico indican que los sismos a menudo son precedidos por emisiones electromagnéticas y actualmente han demostrado ser una manifestación prometedora por sus características, que son observadas en el suelo y en el espacio, donde provocan diversas alteraciones: cambios del contenido total de electrones (TEC, por sus siglas en inglés), variaciones en la ionósfera, calentamiento joule, entre otros [17], [18]. Actualmente, existe una gran cantidad de evidencia sobre emisiones magnéticas previas a sismos, así como diversos trabajos sobre la correlación entre los terremotos y las emisiones electromagnéticas [19]. También, hay estudios que infieren una relación entre las variaciones en la ionosfera, la magnetósfera y sismos significativos [20].

En síntesis, las emisiones electromagnéticas asociadas a eventos sísmicos abarcarían un amplio espectro: cercanas a DC, variaciones de campo magnético (ULF), señales de radio frecuencia desde KHz a MHz, señales infra-rojas (IR), destellos luminosos, entre otros [11]. Prácticamente, todos los mecanismos sugeridos para la explicación de estos fenómenos fueron conectados con diferentes fuentes de radiación situadas dentro de la corteza terrestre [19].

#### 1.3.3.2.2 Posibles mecanismos físicos sobre fuentes de emisiones magnéticas.

Existen tres modelos teóricos presentados que parecen explicar los mecanismos fundamentales para la generación de las corrientes de tierra como fuente de las emisiones de ULF pre-sísmicas: (1) Electro-cinético, (2) Inducción y (3) Dislocación y micro-fractura, siendo este último el de mayor aceptación [19], [21].

Fenómeno de dislocación y micro-fractura de rocas: Considera que el campo observable en la banda de ULF puede ser generado por la superposición simultánea de múltiples fuentes, esto es, por la suma de micro-corrientes producidas por pequeñas grietas, suponiendo que se alinean con la adecuada polaridad y coherencia para generar corrientes de tierra lo suficientemente grandes como para causar emisiones de ULF [19]. Otros, proponen que la fuente principal de la corriente eléctrica durante la fractura está relacionada con el movimiento de portadores de carga (semi-conductores) durante la formación de la grieta y su propagación en rocas bajo estrés [21].

#### 1.3.3.2.3 Caracterización preliminar de las emisiones pre-sísmicas.

En los últimos años se ha acumulado evidencias de precursores electromagnéticos con base en observaciones en la superficie y el espacio. En general, se ha encontrado que de la amplia gama de frecuencias involucradas, la banda ULF (0.001~10 Hz) es la que produce precursores más confiables en cuanto a su relación con eventos sísmicos [22]. Además, las frecuencias ULF pueden alcanzar la superficie de la corteza terrestre con menor atenuación y viajar en aguas profundas, siendo susceptibles de ser captadas por los instrumentos [18]. Manifestaciones de tales precursores se presentan en la Tabla 1.2 donde se resumen las emisiones de ULF asociadas con sismos mayores.

Adicionalmente, en el año 2010, el INRAS pudo pronosticar actividad sísmica en el departamento de Tacna mediante el análisis de señales registradas por una estación de monitoreo en esa localidad. Alrededor del 6 de octubre empezó un incremento anormal y agrupación de pulsos magnéticos (ULF), que se mantuvo durante varios días, aunque no de forma sostenida como se esperaba; el resultado fue la ocurrencia de tres sismos pequeños: Oct. 22 (4.7° Mw), Nov. 3 (4.8° Mw) y Nov. 6 (5.2° Mw), (ver Fig. 1.2); luego la actividad magnética se normalizó. Este registro, el primero que se realiza en el Perú, fue importante para el análisis de la correlación entre agrupaciones de sismos y la actividad magnética [22].



Tabla 1.2. Registro de emisiones ULF asociadas a sismos. Modificado de [19].

<b>Sismo</b>	Spitak (Diciembre, 1988)	Loma Prieta (Octubre, 1989)	Guam (Agosto, 1993)
<b>Magnitud</b>	6.9	7.1	8
<b>Profundidad</b>	6 km	15 km	60 km
<b>Banda de frecuencia</b>	0.0005-5 Hz.	0.01-10 Hz.	<i>quasi</i> DC-0.5 Hz
<b>Tiempo de preparación</b>	Intensidad anormal 3-4 días antes del evento.	Intensidad anormal 12 días antes del evento.	Polarización (SZ/SH) anormal 1 mes antes del evento.
<b>Características (pre-sísmicas)</b>	Incremento súbito 4 horas antes del evento.	Incremento súbito 3 horas antes del evento.	Máximo nivel de polarización (SZ/SH).
<b>Características (post-sísmicas)</b>	Niveles normales 1 mes después del evento.	Niveles normales algunos meses después del evento.	Niveles normales 1 mes después del evento.

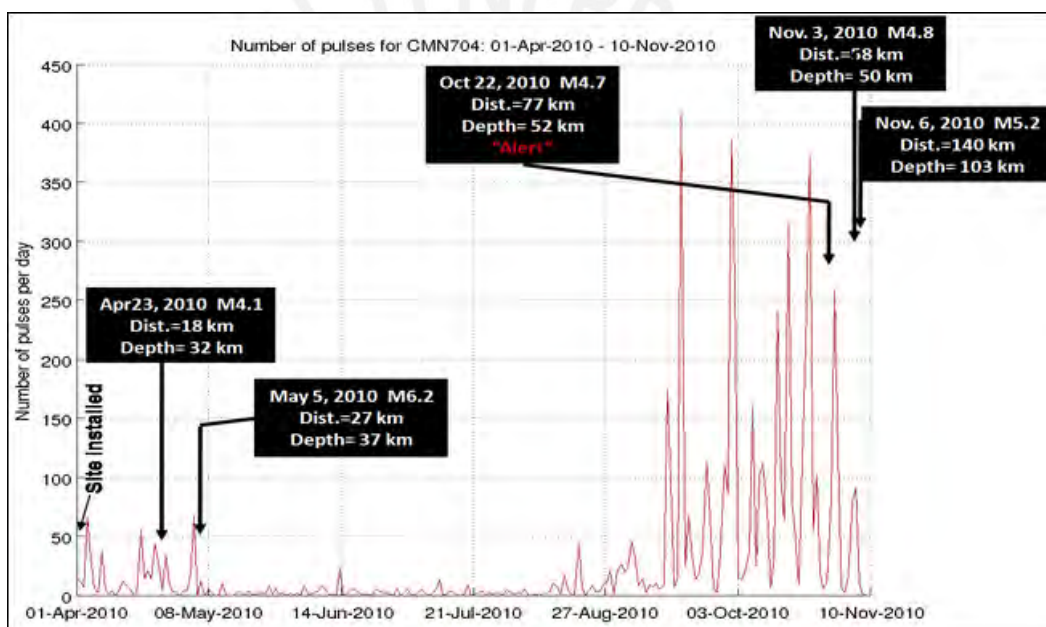


Figura 1.2. Registro de pulsaciones magnéticas en Tacna. Modificado de [22].

Del análisis estadístico de los sismos, cuya relación con variaciones de ondas ULF ha sido comprobada, se puede inferir preliminarmente ciertos patrones repetitivos de las frecuencias asociadas que se resumen en los siguientes aspectos [11], [12]:

- Banda de detección: de 0.01 a 10 Hz.
- Duración de las pulsaciones: En el rango de 1 a 30 segundos.
- Evolución temporal: Se presentan como pulsaciones varios días antes del evento y exhiben una evolución temporal típica con ciertos picos, seguido de un periodo de calma, para luego incrementarse significativamente y mantenerse, días o semanas antes del evento mayor.

- Amplitud de las pulsaciones: de 0.1 nT a algunas decenas de nT. Sin embargo, se plantea que para estudios futuros debe mejorarse la resolución del instrumento, menor a 10 pT [23].
- Polaridad de las pulsaciones: Variable.

### 1.3.3.3 Otras emisiones magnéticas en ULF de origen no sísmico.

Son señales geofísicas naturales con un patrón regular que se manifiestan en una variación del campo magnético (banda de 0.001-10 Hz), con magnitudes de fracción a decenas de nT. La mayoría de estas señales se presentan como ruido "normal" a nivel global, son resultado de diversos procesos que tienen lugar en el espacio interplanetario, en la ionósfera y la magnetósfera [24]. En 1963, la Asociación Internacional de Geomagnetismo y Aeronomía (IAGA, por sus siglas en ingles) clasificó dichas señales en dos grupos morfológicos: pulsaciones continuas (Pc) de forma de onda casi sinusoidal y pulsaciones irregulares (Pi) con forma de onda irregular; esta clasificación y su espectro se observa en la figura. 1.3.

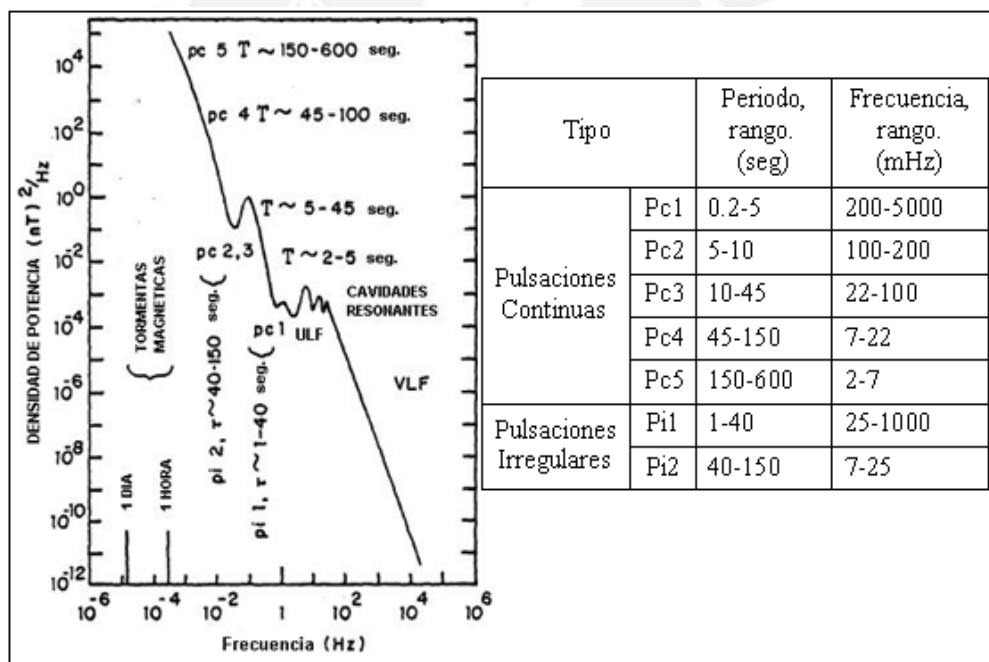


Figura 1.3. Clasificación de pulsaciones Pc y Pi. Modificado de [25], [26].

Las pulsaciones irregulares (Pi) varían típicamente entre 0.01-0.1 nT (Pi1) y 1-5 nT (Pi2). Las pulsaciones Pi1 se presentan como explosiones de ruido de baja amplitud, en cambio las pulsaciones Pi2 pueden presentarse de forma interrumpida o de forma continua como un tren de pulsos; se asocian a perturbaciones magnéticas polares (auroras) y se observan esporádicamente durante la noche y

madrugada en las latitudes medias y bajas, pueden durar desde unos pocos minutos a una hora [25].

Las pulsaciones continuas (Pc) se asocian a perturbaciones magnéticas periódicas que persisten durante varias horas. Las Pc1 registran un aumento de actividad una o dos horas antes y cuatro a siete días después de una tormenta magnética, ocurren durante el día en las zonas de aurora y durante la noche y madrugada en las latitudes bajas, su amplitud varía entre 0.05-0.1 nT, son estudiadas como precursores de las tormentas magnéticas. Las Pc2 tienen una cierta correlación con la actividad solar y presentan efectos estacionales, destaca la disminución de su actividad al atardecer, su amplitud media está en el rango de 0.1-1 nT. Las Pc3 presentan características muy similares a las Pc2 salvo por su periodo [25].

Las Pc4 se asocian a la actividad de las manchas solares. Se producen mayormente durante el día, con una amplitud promedio entre 0.1-1 nT. Las Pc5 generalmente ocurren durante la mañana y en horas de la tarde, con amplitudes típicas entre 1-10 nT, pero se ha observado variaciones por varios cientos de nT, durante los periodos magnéticamente activos del amanecer y atardecer. Su periodo es altamente dependiente de la latitud geomagnética [25], [26].

En este complejo escenario, una cuestión de importancia fundamental en los estudios de precursores sísmicos es cómo separar las posibles señales ULF de origen sísmico de otras señales que se presentan en la misma banda [11]. Al respecto, se han propuesto diferentes métodos de análisis para discriminar las emisiones sísmicas de las variaciones Pc y Pi [27], [28]; sin embargo es primordial el conocimiento de la actividad geomagnética global para poder detectar emisiones ULF sísmicas de manera apropiada así como la evaluación de las fuentes potenciales que podrían contaminar la información que se registra en campo.

## CAPÍTULO II

### CONSIDERACIONES TEÓRICAS

#### 2.1 Redes de estudios geofísicos.

Las investigaciones sobre fenómenos geofísicos precisan de estaciones de monitoreo y registro, unidas a su central, por una red y/o integradas en varias redes, permitiendo la cooperación entre instituciones. Se cita como referencia las siguientes redes:

Red Sismográfica Global - GSN: Representa el estado del arte en sensores de sismología y geofísica, capaces de medir y registrar con alta fidelidad la respuesta de la Tierra a los movimientos del Sol y la Luna, las vibraciones sísmicas de alta frecuencia y las oscilaciones lentas de la Tierra provocadas por los grandes sismos. Los datos se archivan en IRIS (un consorcio de universidades) y son públicos [29].

Red de sensores de la Ionosfera de baja latitud - LISN: Opera una red de instrumentos geofísicos en la región ecuatorial (magnetómetros, iono-sondas, estaciones GPS) con el fin de estudiar y pronosticar fenómenos ionosféricos; miden el contenido total de electrones y el centelleo de amplitud y fase, en latitudes magnéticas bajas, a lo largo de la mitad occidental de América del Sur. El Instituto Geofísico del Perú administra el servidor central de dichas estaciones: colecta, procesa y distribuye la información [30].

Red de magnetómetros de California - CalMagNet: QuakeFinder, con su red de más de 100 estaciones de prospección magnetométrica emplazadas a lo largo de las principales zonas de fallas activas en California (E.U.A.), conduce una investigación pionera en el área de previsión, que validará la importancia de las señales magnéticas (ULF) como precursores a sismos [3].

Red de magnetómetros del Perú – Perú-Magneto: El INRAS-PUCP, en colaboración con Quakefinder, ha instalado 10 estaciones de monitoreo de precursores sísmicos como parte de su proyecto “Perú-Magneto”. La instalación se realizó en zonas críticas de la costa, que comprenden los departamentos de Tacna, Moquegua, Ica y Lima. A futuro se plantea ampliar la red de “Perú-Magneto” mediante el desarrollo propio de estaciones de monitoreo e instrumentos.

## 2.2 Estación de monitoreo de precusores sísmicos, sensores principales.

### 2.2.1 Estación de monitoreo básica.

Constituye el primer eslabón del proceso de investigación, realiza la medición de las señales de interés mediante sensores como: magnetómetros, geófono, sensor de conductividad eléctrica, sensor de humedad, etc.; estas señales son digitalizadas con un equipo de alta resolución (24 bits) que se sincroniza mediante GPS permitiendo también la sincronización con otras estaciones. Luego los datos son almacenados en el computador de la estación y transmitidos a la central para su tratamiento. La figura 2.1 muestra la configuración de la estación QF-1005 de QuakeFinder.

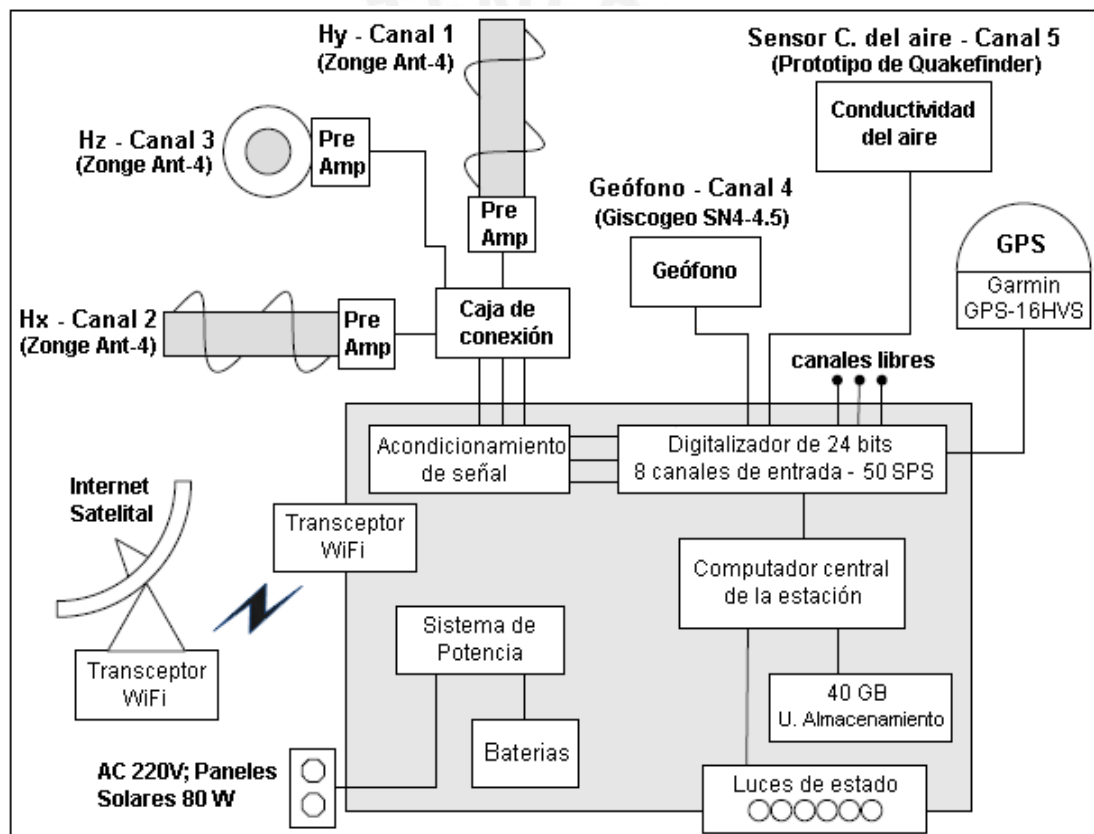


Figura 2.1. Esquema de la estación QF-1005 de QuakeFinder. Modificado de [12].

### 2.2.2 Magnetómetro tipo *Search-Coil*, medición de señales en ULF.

El magnetómetro de inducción o *Search-Coil*, es un instrumento de medida del vector magnético que concentra las líneas de campo y sus variaciones en el núcleo de una bobina. Su funcionamiento se basa en la Ley de Faraday de la inducción [31], por lo que es adecuado para medir solo fluctuaciones del campo magnético (no componentes estáticas) y de magnitudes menores a 1 mili-Tesla (ver Fig. 2.2).

Su sensibilidad depende de la permeabilidad magnética del núcleo, del área y del número de espiras, los de núcleo ferro-magnético son 300 veces más sensibles que los de núcleo de aire [32]. Un ejemplo de un magnetómetro con núcleo de aire [32], para el estudio de pulsaciones Pc y Pi (acápite 1.3.3.3) en la banda 0.004 -10 Hz; consiste en una bobina de 2 m. de diámetro (16000 vueltas de alambre de cobre); para variaciones de 1 pT la señal de salida fue de 0.32  $\mu\text{V}$ , mientras que el nivel de ruido fue alrededor de 0,1  $\mu\text{V}$ .

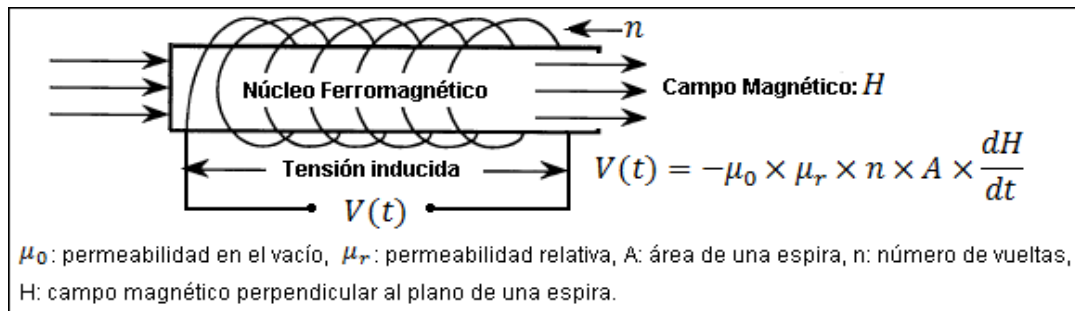


Figura 2.2. Funcionamiento de un magnetómetro de inducción. Modificado de [31].

Si bien el principio de funcionamiento de un magnetómetro de inducción es sencillo, su fabricación es una tarea compleja, y es emprendida únicamente por firmas especializadas por lo que son productos de alto costo (~2000 dólares [33]). Como referencia, el magnetómetro "ANT-4" de la marca ZONGE, empleado para estudios de precursores sísmicos, opera en la banda 0.0001-1000 Hz, con una sensibilidad de 100 mV/nT y rango máximo de (+/-) 100 nT [34]. Se requiere tres magnetómetros instalados perpendicularmente entre sí para obtener una lectura vectorial de las variaciones magnéticas.

### 2.2.3 Geófono, medición del movimiento local.

Es un transductor inductivo de velocidad que detecta los movimientos del suelo. Se utiliza para discriminar las lecturas de los magnetómetros que pueden verse comprometidas debido a movimientos del terreno en la zona de instalación. Su diseño consta de una bobina suspendida por resortes en un campo magnético generado por un imán permanente, se basa en un sistema masa-resorte amortiguado que responde a la ecuación 2.1, donde, c y k: constantes de amortiguamiento y elástica, m: masa del sistema, x: desplazamiento de la masa respecto al punto de equilibrio y t: tiempo:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = 0 \quad (2.1)$$

La frecuencia natural del sistema depende de “c” y “k” y determina la respuesta en frecuencia del geófono, involucra también la fuerza del imán, la cantidad de espiras de la bobina y la configuración del sistema [35], la figura 2.3 muestra la respuesta en frecuencia de un geófono con frecuencia natural de 4.5 Hz. La tensión inducida es proporcional a la velocidad del movimiento, generalmente la salida es de tipo analógica, aunque se encuentra nuevos diseños con interfaces digitales [36].

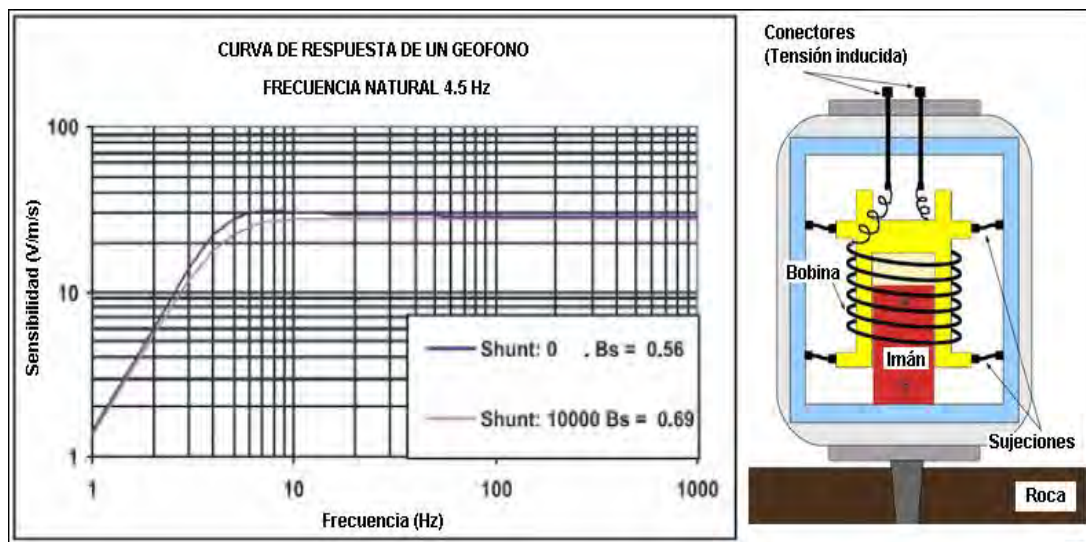


Figura 2.3. Estructura y respuesta del geófono inductivo. Modificado de [35], [37].

#### 2.2.4 Sensor de conductividad del aire.

Para medir la conductividad del aire, Quakefinder desarrolló su propio modelo de sensor, que consiste en un par de placas de acero, una de ellas cargada a +50 V (DC) y la otra conectada a tierra a través de una resistencia R [11]. La ionización del aire, producto de la liberación de portadores de carga en la superficie, modifica la capacitancia del sensor, generando una corriente a través de la resistencia que puede ser medida. El sistema es sensible a portadores de carga positivos y negativos; sin embargo no permite discriminar entre iones positivos o negativos, solo detecta cambios, su configuración se observa en la figura 2.4. Adicionalmente, se precisa de un sensor de humedad debido a que la condensación que se forma en las placas debido a lluvias o neblina contamina la información. Esto ocurre cuando la humedad relativa alcanza el 95% y permite discriminar las lecturas validas [11].



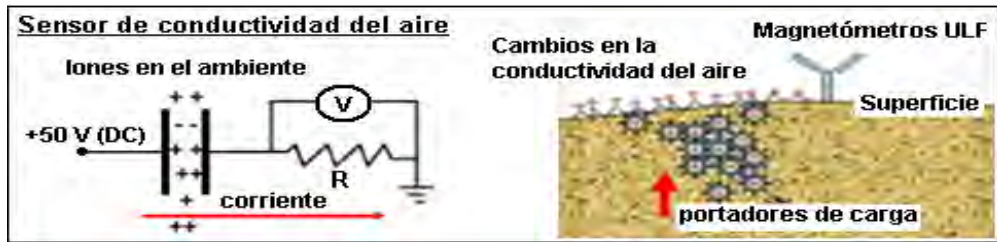


Figura 2.4. Configuración del sensor de conductividad del aire. Modificado de [11].

## 2.3 Sistema de adquisición de datos (DAS).

### 2.3.1 Tipos de sistemas de adquisición de datos (DAS) y composición.

Un sistema DAS (siglas en inglés) es una interfaz entre las señales analógicas del mundo real (fenómeno) y los sistemas digitales de procesamiento y control, su función es medir y digitalizar las señales analógicas para luego ser procesadas, típicamente en un computador personal (PC). La aplicación determina las características del sistema DAS, puede presentar canales de entrada para medir las señales externas (supervisión) así como canales de salida para actuar sobre los fenómenos físicos (control). Actualmente, las herramientas y dispositivos de bajo costo y consumo (microprocesadores, software libre, etc.) hacen posible desarrollar sistemas personalizados, objetivo de la tesis que se centra en la medición de señales externas. Un sistema DAS tradicional (ver Fig. 2.5) se compone de las siguientes etapas: sensores, acondicionamiento de señal, módulo de conversión A/D y un computador (PC) con el software apropiado.

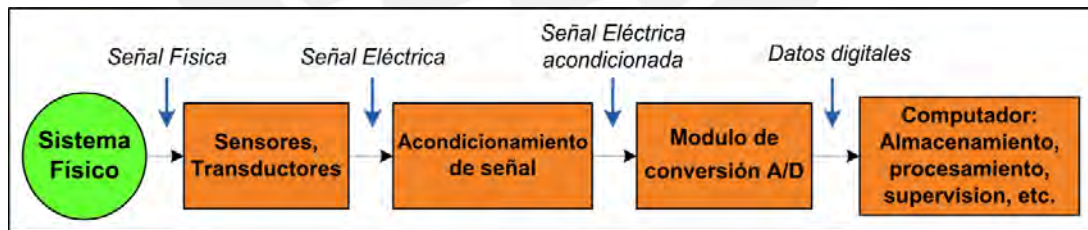


Figura 2.5. Esquema básico del sistema de adquisición de datos. Recurso propio.

Existen dos tipos de sistemas DAS: a) la PC atiende tareas de coordinación y almacenamiento de datos, y el resto de módulos realiza funciones específicas de modo casi autónomo. Se presentan como equipos externos, emplean los puertos seriales y paralelo de las computadoras, b) la PC es controladora del sistema; físicamente se presentan como tarjetas que se incorporan dentro de la PC, ofrecen alta velocidad y menor costo (carcasa y energía de la PC); pero el reducido espacio



y el ruido interno de la PC, limita el número de canales y afecta la adquisición de señales débiles [38].

### 2.3.2 Elementos principales de un sistema de adquisición de datos (DAS).

#### 2.3.2.1 Sensores (transductores).

Transforman las diferentes señales de los fenómenos físicos en señales eléctricas que pueden ser medidas. Existen dos clases de sensores: pasivos: la señal eléctrica de salida se deriva de la entrada física; y activos: tienen una entrada física, una salida de señal eléctrica y una entrada de excitación eléctrica (alimentación del sensor) [39].

#### 2.3.2.2 Acondicionamiento de señal.

Optimiza las señales eléctricas generadas por los sensores para su ingreso adecuado al módulo de conversión A/D; puede realizar uno o varios de los siguientes tratamientos sobre la señal: amplificación, filtrado (anti-aliasing), linealización, conversión de corriente ó de frecuencia a voltaje, adaptación de impedancias, etc. En los sistemas DAS tradicionales, esta etapa se ubica físicamente lejos de los sensores, por ello es necesario realizar, generalmente, una amplificación previa lo más próxima al sensor para mejorar la relación señal a ruido y evitar su distorsión [40].

#### 2.3.2.3 Módulo de conversión A/D.

También llamado hardware DAS, es la parte central de un sistema de adquisición, realiza la representación digital de una señal analógica y luego se comunica con la PC para el envío de los datos. Se desarrolla en base a uno o varios convertidores analógico a digital (ADC) y otros elementos de control y comunicación (FPGA, microcontroladores, interfaces, etc.). Actualmente se encuentra diversos fabricantes de hardware DAS como National Instruments [41] que produce equipos multipropósito, ó Symres [42] que produce equipos para tareas específicas (sismología). El ADC determina las características del hardware DAS y su aplicación; existen varias topologías de ADC (ver Fig. 2.6), cada una con ventajas o desventajas en términos de potencia, resolución, frecuencia de muestreo, costo, etc. Entre ellos, el ADC Sigma-Delta, es la topología más avanzada para señales que requieren alta resolución, su aplicación está muy extendida en audio profesional, radar, medición, etc., más adelante se explicará su funcionamiento.

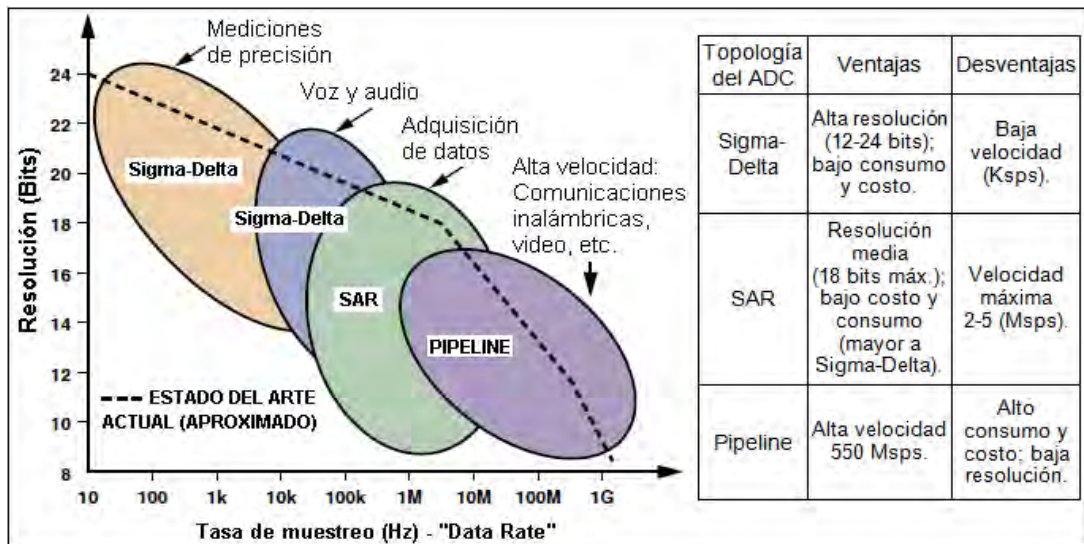


Figura 2.6. Topologías de ADC disponibles. Modificado de [43], [44].

#### 2.3.2.4 Computadora y software para el sistema de adquisición.

Las computadoras se pueden clasificar como: de uso general y de uso específico. La mayoría de aplicaciones de adquisición se pueden resolver con computadoras personales, pero algunas aplicaciones, como las investigaciones en campo (geofísicos, oceanografía, entre otros), requieren de sistemas embebidos (uso específico) con características de bajo consumo, confiabilidad, compactos, etc. Un sistema de este tipo es PC-104, que es un estándar en computadores embebidos y cuyas aplicaciones van desde control a bordo de aeronaves hasta procesos industriales, son de costo moderado a alto. También, se encuentra una amplia gama de sistemas propietarios de menor costo, basados en procesadores de arquitectura ARM o x86, como el modelo "TS-7600" (ARM) de Technologic Systems ([www.embeddedarm.com](http://www.embeddedarm.com)).

Para la comunicación entre el hardware DAS y el computador se precisa de un software (SW) controlador y de aplicación compatible con el sistema operativo. El SW controlador permite la interacción entre el SW de aplicación y el hardware DAS, operando comandos de hardware de bajo nivel y ofrece interfaces de programación (librerías) para el desarrollo de aplicaciones de alto nivel. El SW de aplicación permite al usuario fijar parámetros para el proceso de adquisición datos así como ejecutar procesos sobre los datos obtenidos (presentación de datos, supervisión (alarmas), almacenamiento, análisis estadísticos, etc.) [45].

### 2.3.3 Topología del ADC Sigma-Delta.

#### 2.3.3.1 Principio de operación.

La operación de un ADC Sigma-Delta se basa en la técnica del sobre-muestreo y de la conformación espectral del ruido, con ello se desplaza el ruido de cuantificación fuera del ancho de banda interés ( $Bw$ ) de la señal de entrada [46]. Un ADC Sigma-Delta básico de primer orden (ver Fig. 2.7) se compone de un modulador que muestrea la señal de entrada a una frecuencia ( $F_s$ ) mucho mayor que la tasa de Nyquist (el doble del ancho de banda de interés:  $2Bw$ ),  $F_s \gg 2Bw$ ; y cuantifica, generalmente en un bit, la diferencia (error) entre la señal de entrada y su estimación, propia del lazo de realimentación. La salida del modulador consiste en un tren de pulsos (1 bit de resolución) de alta velocidad ( $F_s$ ) que contiene la señal de entrada ( $Bw$ ) y el ruido de cuantificación desplazado a frecuencias altas. Esta señal de salida es enviada al filtro-diezmadador pasa bajos (frecuencia de corte,  $-3dB$ : 24% - 26% de  $F_d$  [47]) que promedia las muestras y filtra el ruido de alta frecuencia obteniendo datos de gran resolución (hasta 20 bits libres de ruido), que luego son sub-muestreados para producir una tasa de datos más lenta ( $F_d$ ) para su utilización, en resumen:  $2Bw < F_d \ll F_s$  [48].

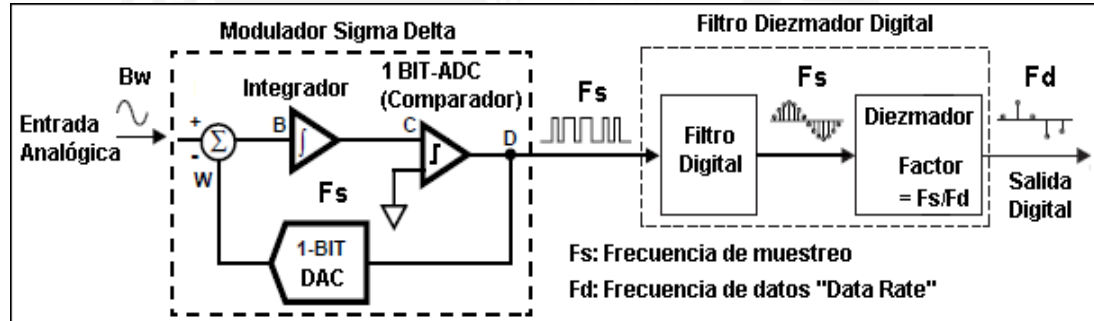


Figura 2.7. Estructura de un ADC Sigma-Delta (1<sup>er</sup> orden). Modificado de [46], [48].

#### 2.3.3.2 La técnica de sobre-muestreo.

En general, el ruido de cuantificación se puede considerar como ruido blanco, comprendido en la banda  $0 \leq f \leq F_s/2$ , siendo  $F_s$ , la frecuencia de muestreo. Ya que la potencia total del ruido depende solo del paso de cuantificación del ADC, incrementar  $F_s$  no modifica la potencia total del ruido de cuantificación, en cambio, la distribuye sobre un rango de frecuencias mayor y se reduce en la banda de interés de la señal ( $Bw \ll F_s/2$ ). La relación entre la tasa de Nyquist ( $2Bw$ ) y  $F_s$  se denomina OSR (relación de sobre-muestreo) [46], ver la ecuación 2.2 a continuación:

$$OSR = F_s / (2B_w) \quad (2.2)$$

Mediante la relación señal a ruido ideal (SNR) para un ADC típico ó de Nyquist (ver Ec. 2.3) y para un ADC de sobre-muestreo (ver Ec. 2.4), bajo el mismo número de bits  $N$ , se comprueba que si la frecuencia de muestreo ( $F_s$ ) es dos veces la tasa de Nyquist ( $OSR = 2$ ), la SNR se incrementa en 3 dB luego de filtrar digitalmente el ruido fuera de la banda de interés ( $B_w$ ) [49]. En resumen, se puede mejorar la SNR con sobre-muestreo ( $OSR$ ) a una tasa de 3 dB/octava o 0.5 bit/octava.

$$SNR \text{ (ADC típico o de Nyquist)} = (6.02N + 1.76) \text{ dB} \quad (2.3)$$

$$SNR \text{ (ADC de sobre - muestreo)} = (6.02N + 1.76 + 10 \log_{10}(OSR)) \text{ dB} \quad (2.4)$$

### 2.3.3.3 El modulador sigma-delta.

La figura 2.8 muestra el efecto del modulador sobre el ruido de cuantificación. A la salida del sistema ( $Y$ ) se observa que el ruido ha sido desplazado fuera de la banda de interés ( $B_w$ ). La señal ( $X$ ) ingresa al modulador a través de un circuito de muestreo y retención (S/H, por sus siglas en ingles), por lo que la operación es discreta. Se tienen dos entradas al modulador: la señal principal,  $X(z)$  y el ruido de cuantificación,  $Q_e(z)$ , que ingresa al sistema mediante el ADC interno de  $N = 1$  bit. Por superposición, se obtiene una función de transferencia para cada entrada: el término "STF" (ver Ec. 2.5), se denomina función de transferencia de la señal  $X(z)$ , mientras que el término "NTF" (ver Ec. 2.6) se conoce como función de transferencia del ruido  $Q_e(z)$  [50].

$$STF(z) = Y(z)/X(z) = z^{-1} \quad (2.5)$$

$$NTF(z) = Y(z)/Q_e(z) = (1 - z^{-1}) \quad (2.6)$$

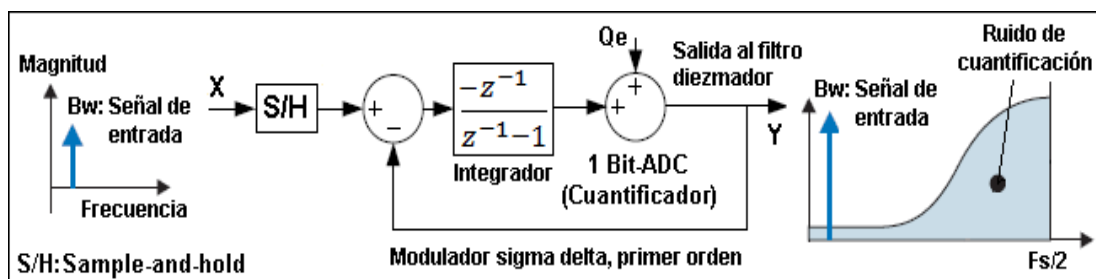


Figura 2.8. Modelo lineal de un modulador sigma-delta. Modificado de [48], [49].

En el modulador de primer orden, STF ( $z^{-1}$ ) representa un retraso unitario que no modifica la forma de la señal  $X(z)$ , en cambio NTF ( $1 - z^{-1}$ ) representa un filtro pasa-alto que altera la señal  $Q_e(z)$ ; el modulo de NTF (ver Ec. 2.7) se muestra en la figura 2.9, se observa que  $Q_e(z)$  es fuertemente atenuado a frecuencias menores que  $F_s/2$ .

$$|NTF| = |1 - z^{-1}| = |1 - e^{-j2\pi f/F_s}| = |2 \sin(\pi f/F_s)| \quad (2.7)$$

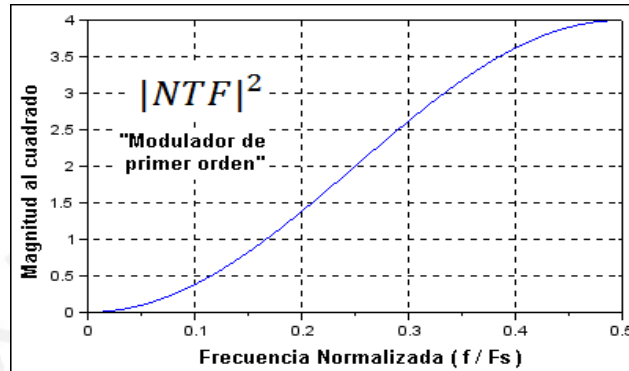


Figura 2.9. Respuesta en frecuencia para el ruido de cuantificación. Recurso propio.

Mediante la modulación, el ruido de cuantificación es desplazado a frecuencias altas, lo que incrementa el efecto sobre el ruido, que es mayor a si se emplea únicamente la técnica de sobre-muestreo. La ecuación 2.8 muestra la SNR ideal para el ADC Sigma Delta (1<sup>er</sup> orden), que aplica el sobre-muestreo y la conformación espectral del ruido:

$$SNR(\text{ADC sigma delta}) = (6.02N + 1.76 + 30 \log_{10}(\text{OSR}) - 5.17) \text{ dB} \quad (2.8)$$

En este caso, la SNR mejora con OSR a 9 dB/octava ó 1.5 bit/octava a comparación de un ADC que solo aplica sobre-muestreo (ver Ec. 2.4). Sin embargo, debido al último término negativo (-5.17 dB) y a que la cuantificación se realiza con ( $N = 1$ ) un bit, existe un valor mínimo para OSR, menor al cual ya no se obtiene ningún beneficio a comparación de un ADC típico, generalmente los valores para la OSR oscilan entre 4 a 32768 [48]. Para mejorar aun más la SNR, los ADC Sigma Delta incorporan moduladores de mayor orden, en la figura 2.10 se muestra el diagrama de un modulador de segundo orden que añade una segunda etapa de integración con un lazo de realimentación. La adición de etapas de integración resulta en una función de transferencia del ruido (NTF) de orden más elevado, que se traduce en una mayor atenuación del ruido de cuantificación dentro de la banda de interés (Bw).

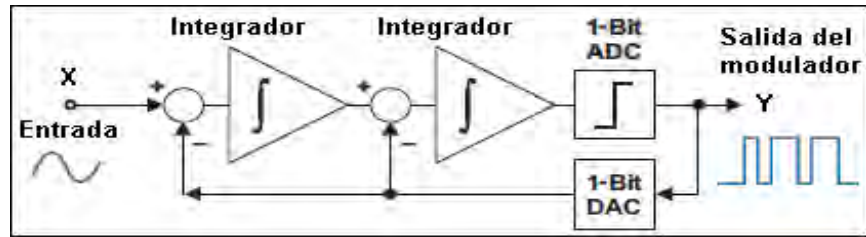


Figura 2.10. Diagrama del modulador de segundo orden. Modificado de [48].

En el modulador de segundo orden, la STF ( $z^{-2}$ ) retrasa en dos ciclos a la señal  $X(z)$ , en cambio la NTF, que es  $(1 - z^{-1})^2$ , representa un filtro pasa-alto de segundo orden que atenúa aun más la señal  $Q_e(z)$  (ruido) a comparación de la NTF de primer orden. La SNR ideal para un modulador de segundo orden se presenta en la ecuación 2.9, en este caso, la SNR mejora con la OSR a una tasa de 15 dB/octava ó 2.5 bit/octava:

$$\text{SNR (ADC sigma delta)} = ( 6.02N + 1.76 + 50 \log_{10}(\text{OSR}) - 12.89 ) \text{ dB} \quad (2.9)$$

En general, los convertidores Sigma Delta comerciales emplean moduladores de segundo a sexto orden; sin embargo un incremento en el orden significa también mayor complejidad de diseño y costo. Igualmente, existe un compromiso para la OSR, debido a que deben emplearse valores elevados para conseguir una SNR alta (ver Fig. 2.11), esto implica trabajar con señales de bajo ancho de banda (Bw) ó emplear altas frecuencias de muestreo ( $F_s$ ), lo que conlleva a un elevado consumo de energía (reloj del sistema). Las formulas presentadas son aproximaciones (solo ruido de cuantificación, filtros ideales), en la practica la SNR que se obtiene es menor [49].

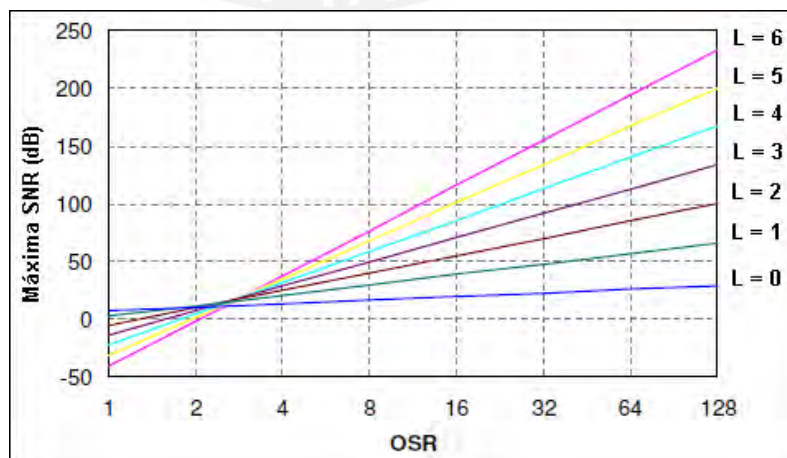


Figura 2.11. SNR ideal versus OSR y orden del modulador (L). Modificado de [50].



#### 2.3.4 Nuevas tendencias en sistemas de adquisición de datos (DAS).

En los sistemas tradicionales, los sensores transmiten información en formato analógico hacia un conjunto de circuitos que se encargan del acondicionamiento y la digitalización. Sin embargo, medir dichas señales implica conocer la naturaleza de la señal del sensor, una configuración adecuada del hardware (DAS) y del acondicionamiento, así como un esquema de cableado óptimo para producir mediciones exactas y libres de ruido, sobre todo si el sensor se ubicará distante de los circuitos de digitalización (sensor remoto). Además, cuando se trata de diversos tipos de sensores, el sistema se hace más complejo pues se deberá acondicionar cada señal de manera independiente [51]. En este sentido, los sensores inteligentes están logrando mayor importancia pues incluyen etapas de acondicionamiento, digitalización, procesamiento e interfaces de comunicación en una única tarjeta (versiones anteriores) o circuito integrado (actual), lo que representa mayor exactitud en las mediciones, facilidad de utilización y menores costos (mantenimiento y operación).

Dispositivos de esta clase permiten realizar procesos de calibración en el mismo sensor, corrección de errores y pruebas, aparte de su mejor actuación sobre el ruido pues el sensor está próximo a la etapa de digitalización y realiza una transmisión digital de los datos. Por otro lado, aunque no existe una estandarización entre los fabricantes para este tipo de sensores, una interfaz digital simplifica su integración en los sistemas de adquisición de datos [52]. Actualmente la mayoría de estos sensores se basa en los sistemas micro-electromecánicos (MEMS) que integran sistemas mecánicos y electrónicos en un circuito integrado. La figura 2.12 muestra la bobina de un geófono de inducción y un dispositivo MEMS para geófonos inteligentes (digitales).

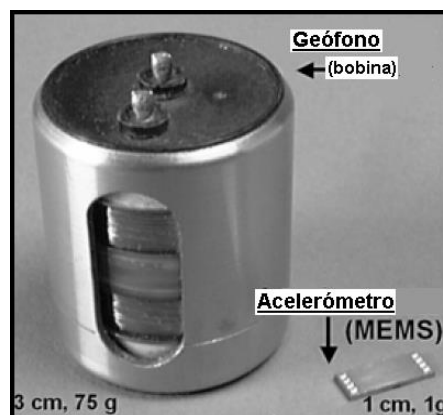


Figura 2.12. Dispositivo MEMS y bobina de un geófono. Modificado de [53].

## CAPÍTULO III

### DISEÑO DEL MÓDULO DE CONCENTRACIÓN Y ADMINISTRACIÓN DE DATOS

#### 3.1 Introducción y restricciones de diseño.

Una de las principales unidades electrónicas de la estación de monitoreo, es el sistema de adquisición de datos; en este capítulo se describe la arquitectura de este sistema y el diseño de su módulo de conversión A/D, denominado "Módulo de Concentración y Administración de datos". Las restricciones de diseño se derivan de las necesidades del proyecto de investigación Perú-Magneto y se resumen en:

##### Funcionalidad:

- Capturar la señal de los sensores de modo simultáneo, banda de paso: 0.01-10 Hz y tasa de muestreo: 50 muestras por segundo ó 50 SPS (*Samples per second*).
- Referencia en el tiempo de los datos y sincronización por GPS.
- Resolución esperada crítica (magnetómetro): 1 pT, en el rango de +/- 100nT.

##### Características de operación:

- Tener bajo consumo de energía, referencia de equipos anteriores: 1.5 watts [42].
- Ser de fácil operación, mínima intervención por parte del usuario.

##### Capacidad y Flexibilidad:

- 10 canales de digitalización y registro de la información en un dispositivo de almacenamiento (computador central de la estación).
- Sensor con canal independiente y distante del punto central de 15 a 20 m.

##### Costo:

- De bajo costo de adquisición, operación y mantenimiento.

#### 3.2 Consideraciones de diseño para la arquitectura de la solución.

El rango de frecuencia (0.01-10 Hz) y rango dinámico de la señal magnética (200 nT/1 pT  $\approx$  106 dB), implica el uso de un ADC de baja frecuencia y de alta resolución; igualmente, se precisará de un ADC por cada canal debido a la simultaneidad en la medición. Por otro lado, considerando las fuentes de interferencia (externas e internas) que pueden afectar el sistema de medida (cableado de los sensores, ruido intrínseco, etc.) y tomando en cuenta la flexibilidad que el sistema debe ofrecer para la integración de los sensores, se toman las siguientes consideraciones de diseño:



Minimización del ruido intrínseco: Se enfrenta el problema haciendo una verificación cuidadosa de las especificaciones, y la selección de dispositivos de menor consumo como una medida para la reducción del ruido térmico (menor disipación de potencia).

Minimización de influencias externas y flexibilidad: Las fuentes de ruido debidas a la presencia de cables AC, altos voltajes (EMI), diafonía, etc. así como las pérdidas en el cableado por un conexionado o configuración inapropiada (transmisión con referencia común, longitud, tipo de cable (blindaje), etc.) degradan las señales analógicas débiles de los sensores [51]. Por ende, se opta por un diseño que minimice estos efectos, empleando (donde sea posible), una topología con digitalización de la señal en la fuente, medida que hará más inmune al sistema al reducir la separación entre la señal de salida del sensor y el ADC, y realizar una transmisión digital de los datos para su registro. Esto reducirá la necesidad de mayores amplificaciones y filtrados adicionales de la señal, dotando al sistema de la flexibilidad requerida para la instalación e integración de diversos sensores pues se realizará sobre una interfaz digital. Finalmente, esto permitirá a futuro, realizar procesos de calibración del sensor (entre otros) ya que cada uno contará con un dispositivo controlador (sensores inteligentes).

De manera preventiva, las señales de los magnetómetros serán digitalizadas en la instalación principal (esquema tradicional para sensores remotos), debido a que los niveles del campo magnético que se requieren medir (orden de pico-Teslas) podrían verse comprometidos por el ruido de conmutación de dispositivos digitales muy próximos. Se toma como referencia el diseño de las estaciones de monitoreo de Quakefinder [12], así como las recomendaciones para el diseño de circuitos que incluyen magnetómetros, ver referencia [54].

### 3.3 Diseño de la solución.

#### 3.3.1 Estructura funcional.

El diseño propuesto consta de tres subsistemas principales que se encargarán de reunir la información de los sensores, además de un receptor GPS para la sincronización y de un software de aplicación para el almacenamiento de datos en el computador de la estación. Estos subsistemas son:

- Subsistema Digitalizador “SDI”: digitaliza la señal del sensor.
- Subsistema Controlador “SCO”: sincroniza al “SDI” y acumula las muestras digitales del sensor.
- Subsistema Administrador “SAD”: controla el módulo y administra los datos de los sensores y del receptor GPS.

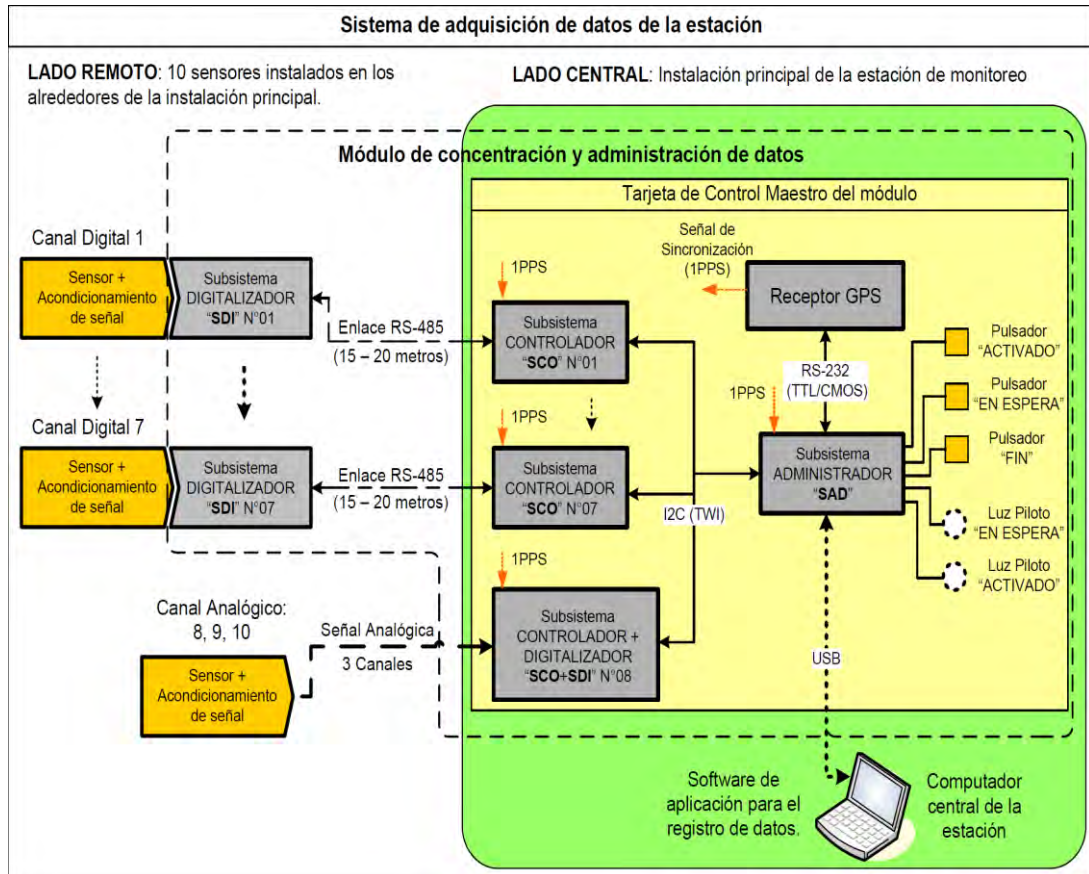


Figura 3.1. Esquema del módulo. Recurso propio.

La figura 3.1 muestra un esquema del “Módulo de concentración y administración de datos” y su integración en el sistema de adquisición de datos de la estación. El bloque “Sensor + Acondicionamiento de señal” no es parte de esta tesis. En adelante, se usarán las siglas de cada subsistema para facilitar la lectura: Subsistema Digitalizador: “SDI”; Subsistema Controlador: “SCO”; Subsistema Administrador: “SAD”.

Se observa en la figura 3.1 que cada sensor cuenta con un “SDI” y un “SCO” asociado. Si bien las funciones que cumplen estos subsistemas no difieren entre sensores, el funcionamiento de un “SDI” o “SCO” particular no afecta el funcionamiento de ningún otro subsistema del módulo. El “SDI” digitaliza la señal del sensor y envía sus resultados en secuencia al “SCO”, quien sincroniza el

proceso de digitalización, luego corrige y concentra temporalmente los datos recibidos. El bloque llamado: "SCO+SDI" N°08, integra las funciones de ambos subsistemas en uno solo, ofreciendo una conexión puramente analógica (3 canales) para los magnetómetros.

Finalmente, el "SAD" recoge los datos de todos los "SCO" del módulo (8 "SCO" en total) y del Receptor GPS, y los envía hacia el computador de la estación, donde una aplicación se encargará de almacenarlos en el disco duro. El receptor GPS emite cada segundo una señal de sincronización denominada un pulso por segundo ("1PPS", por sus siglas en ingles), que es recibida por el "SAD" y por todos los "SCO" permitiendo la coordinación de tareas en el módulo. A continuación se explica cada subsistema.

### 3.3.2 Subsistema Digitalizador "SDI".

El "SDI", realizará las siguientes tareas:

- Sincronizarse con la señal enviada por "SCO".
- A intervalos fijos: digitalizar la señal del sensor y enviar los resultados al "SCO".

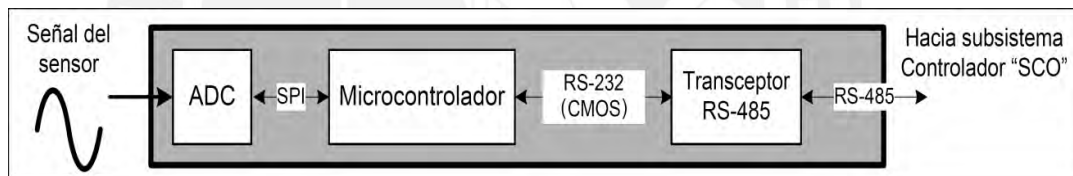


Figura 3.2. Diagrama de bloques del Subsistema Digitalizador "SDI". Recurso propio.

El "SDI" es el único que está en contacto directo con la señal acondicionada del sensor instalado. Cada segundo recibirá una señal de sincronización de su respectivo "SCO", para iniciar en seguida el proceso de digitalización de la señal. "SDI" no realizará ningún proceso sino recibe una señal de sincronización válida, teniendo que esperar un segundo a la siguiente señal. El proceso de digitalización se realiza mediante un ADC externo de alta resolución, que digitaliza la señal de entrada a intervalos de 20 milisegundos (50 SPS). Cada muestra digital es recogida por un microcontrolador (ver Fig. 3.2), que da formato a los datos para enviarlos a "SCO", y quien debe responder con un acuse de recibo por cada muestra recibida. Si "SDI" no recibe un acuse de recibo válido de su "SCO", "SDI" cancela el proceso de digitalización y procede a esperar la siguiente señal de sincronización.

La comunicación entre “SDI” y “SCO” es de tipo half-duplex empleando la interfaz RS-485, tema que se tratará más adelante. Enviadas las 50 muestras, se concluye el ciclo, y “SDI” retorna a esperar la siguiente señal de sincronización para iniciar otro proceso de digitalización. La figura 3.3 muestra un diagrama de los procesos descritos que ocurren en simultáneo entre todos los “SDI” y “SCO” del módulo.

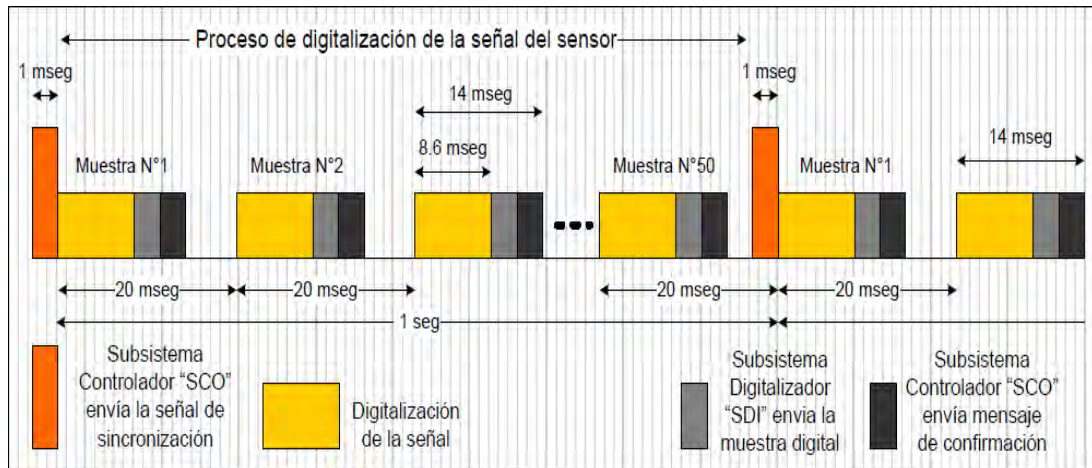


Figura 3.3. Diagrama de tiempo de procesos entre “SDI” y “SCO”. Recurso propio.

### 3.3.3 Subsistema Controlador “SCO” y Subsistema “SCO+SDI”.

El “SCO” realizará las siguientes tareas:

- Sincronizar a “SDI”, corregir y almacenar las muestras recibidas.
- Entregar al “SAD” los datos acumulados durante un segundo.

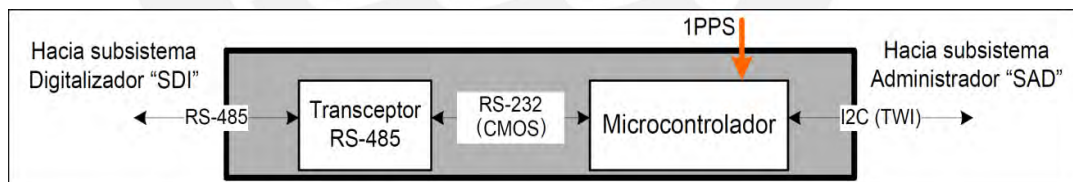


Figura 3.4. Diagrama de bloques del Subsistema Controlador “SCO”. Recurso propio.

El “SCO” crea un canal de datos independiente para el sensor y permite disponer de los datos de cada proceso de digitalización. Inicialmente, “SCO” se sincroniza con la señal “1PPS” provista por el receptor GPS cada segundo, e inmediatamente envía un mensaje a “SDI” para sincronizarlo y comenzar la digitalización. Este procedimiento preliminar ocurre en simultáneo en todos los “SCO” del módulo y consigue la sincronización para todos los sensores instalados. Luego del proceso descrito, cada “SCO” realiza dos tareas en paralelo: La primera tarea consiste en la recepción de las muestras enviadas por “SDI” y el envío de un acuse de recibo por

cada muestra, además se corrigen posibles errores en los datos recibidos y se concentran en un espacio de memoria reservado del microcontrolador durante un segundo, tiempo que toma el proceso de digitalización (ver Fig. 3.4). La segunda tarea consiste en transferir al “SAD”, los datos acumulados de un proceso de digitalización anterior y que ya se encuentran en otro espacio de memoria; la transferencia ocurrirá en un periodo determinado para cada sensor, a solicitud del “SAD”. Cabe anotar que los datos que se transfieren al “SAD” son actualizados cada segundo, y si no se logró la transferencia en el periodo correspondiente, los datos ya concentrados se pierden y son reemplazados por datos nuevos. La figura 3.5 muestra un diagrama de las tareas descritas. Finalmente, al concluir la primera tarea, es decir, se recibieron las 50 muestras, “SCO” inicia el procedimiento de sincronización descrito previamente, repitiendo el ciclo. Igualmente, si no se reciben las muestras de “SDI” dentro de intervalos de tiempo fijados, “SCO” concluye las tareas en curso e inicia el procedimiento de sincronización.

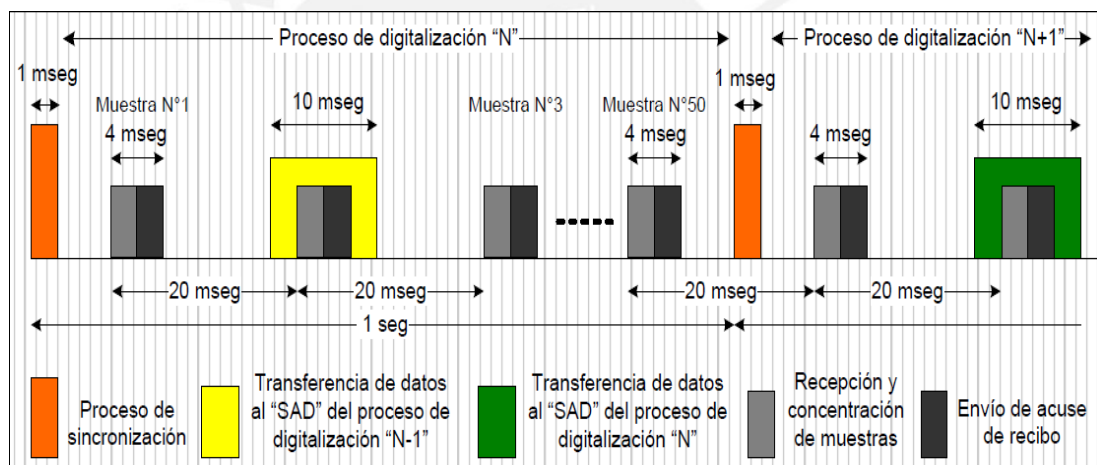


Figura 3.5. Diagrama de tiempo de tareas realizadas por “SCO”. Recurso propio.

Subsistema “SCO+SDI”: Este subsistema realiza las mismas tareas que han sido explicadas previamente para los subsistemas “SCO” y “SDI”, salvo las comunicaciones por RS-485, que no se requieren. De modo específico, este subsistema se sincroniza inicialmente con la señal “1PPS” y luego realiza dos tareas en paralelo: la primera es la digitalización, a 50 SPS, de tres canales analógicos y la acumulación de las muestras en un espacio de memoria del microcontrolador (ver Fig. 3.6); la segunda, consiste en la transferencia de las muestras al “SAD”, las cuales ya se encuentran almacenadas en otro espacio de memoria y son producto de un proceso de digitalización anterior. Igualmente, la transferencia de las muestras ocurre a solicitud del “SAD” y son actualizadas cada

segundo. Al finalizar la primera tarea, el subsistema espera la señal de sincronización “1PPS” para iniciar el ciclo nuevamente.

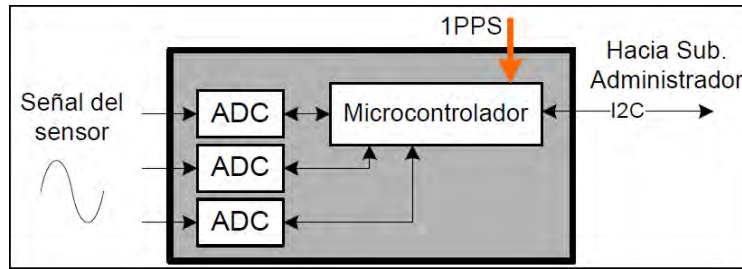


Figura 3.6. Diagrama de bloques del subsistema “SCO+SDI”. Recurso propio.

### 3.3.4 Receptor GPS.

El receptor GPS realizará las siguientes tareas:

- Transmitir la señal “1PPS” al “SAD” y a los “SCO” del módulo para la sincronización de la tareas (y entre múltiples estaciones de monitoreo).
- Enviar información de referencia horaria y geográfica al “SAD”.

Actualmente, el sistema GPS es ideal para temporizar y sincronizar dispositivos a nivel mundial, y es ampliamente usado en aplicaciones científicas debido a su exactitud, confiabilidad y costo. Este sistema opera mediante satélites en órbita, que transmiten señales diseñadas para que receptores en tierra puedan triangular su posición y calcular el tiempo mediante retrasos de propagación en las señales recibidas [55]. Un receptor GPS es una unidad autónoma que recibe y procesa las señales de los satélites directamente, y luego entrega la información útil en un formato estandarizado.

Se requiere dos salidas digitales de un receptor GPS: La primera salida es la señal “1PPS” de niveles CMOS (ver Fig. 3.7). El primer flanco de este pulso está alineado con un segundo del tiempo GPS con una exactitud de pocos microsegundos. Esta señal se usará para la sincronización del “SAD” y todos los “SCO” del módulo.

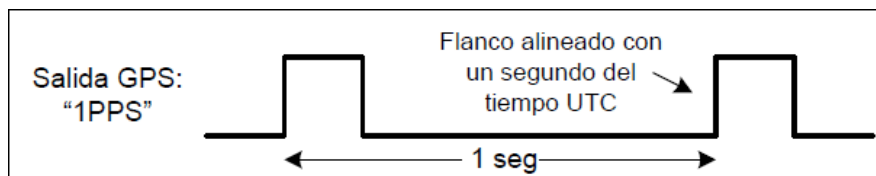


Figura 3.7. Señal 1PPS. Recurso propio.



La segunda salida es una señal en formato RS-232 (CMOS) y contiene las coordenadas de ubicación y el Tiempo Universal Coordinado (UTC); estos datos son actualizados cada segundo y emitidos en cadenas ASCII, milisegundos después del pulso "1PPS". El formato usado es el estándar NMEA (National Marine Electronics Association), cabe resaltar que los datos de tiempo en los mensajes NMEA están relacionados al pulso de la señal "1PPS". El mensaje RMC de NMEA (ver Fig. 3.8) será enviado al "SAD" para proveer de referencia horaria y geográfica.

\$GPRMC,161229.487,A,3723.2475,N,12158.3416,W,0.13,309.62,150310,,*10
Hora UTC                      Coordenadas                      Fecha

Figura 3.8. Ejemplo de un mensaje RMC de NMEA. Recurso propio.

### 3.3.5 Subsistema Administrador "SAD".

El subsistema Administrador "SAD" realizará las siguientes tareas:

- Recolectar datos de los "SCO" y del receptor GPS
- Controlar el modulo y dar formato a la información para su almacenamiento.

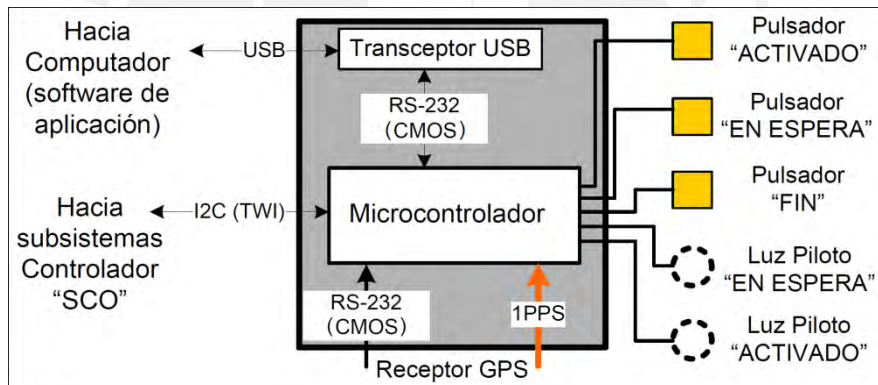


Figura 3.9. Diagrama de bloques del "SAD". Recurso propio.

El "SAD" es la interfaz al usuario y permite la puesta en marcha y parada del módulo. "SAD" puede encontrarse en uno de tres estados de operación ("desactivado", "en espera" y "activado") que se identifican por las luces piloto (ver Fig. 3.9); el acceso a los diversos estados se realiza mediante el accionamiento de los pulsadores respectivos. Los estados "desactivado" y "en espera" son estados de preparación previos a la puesta en marcha del módulo; el módulo estará operando solo en el estado "activado" y estará detenido en los otros estados. A excepción del "SAD", los "SCO" y "SDI" solo tienen un estado de operación en el cual realizan las tareas explicadas previamente. A continuación se describe la operación del "SAD" en cada estado y su paso de un estado a otro para la puesta en marcha del módulo.

Estado “desactivado”: Luces piloto: “EN ESPERA” apagada, “ACTIVADO” apagada.

- Descripción: El “SAD” no realiza ninguna tarea, espera intervención del usuario.
- Acceso al estado: Este es el estado inicial del “SAD” luego de haber energizado el módulo, pero se puede acceder desde los otros dos estados mediante la presión del pulsador “FIN”.
- Estado siguiente: El estado siguiente permitido es “en espera”.
- Controles permitidos: Pulsador “EN ESPERA” es aceptado, el resto es ignorado.

Estado “en espera”: Luces piloto: “EN ESPERA” encendida, “ACTIVADO” apagada.

- Descripción: El “SAD” ha verificado que el software de aplicación en el computador está habilitado para la recepción de datos. No se realiza ninguna tarea principal, se espera intervención del usuario.
- Acceso al estado: En el estado “desactivado”, se debe accionar el pulsador “EN ESPERA” y el “SAD” realizará una comunicación de prueba con el software de aplicación para verificar que se encuentra habilitado. Si la verificación es exitosa, el “SAD” accede al estado “en espera”, en caso contrario permanece en el estado “desactivado”.
- Estado siguiente: Se puede acceder al estado “activado” mediante la presión del pulsador “ACTIVADO” o retornar al estado “desactivado” mediante el pulsador “FIN”.
- Controles permitidos: Pulsadores “ACTIVADO” y “FIN” son aceptados. Pulsador “EN ESPERA” es ignorado.

Estado “activado”: Luces piloto: “EN ESPERA” apagada, “ACTIVADO” encendida.

- Descripción: El “SAD” ejecuta sus tareas principales, ver figura 3.10.
- Acceso al estado: En el estado “en espera”, se debe accionar el pulsador “ACTIVADO”.
- Estado siguiente: Se puede retornar al estado “desactivado” mediante la presión del pulsador “FIN” o por un error interno durante el funcionamiento.
- Controles permitidos: Pulsador “FIN” es aceptado, el resto es ignorado.



En el estado “activado”, las tareas se desarrollan de acuerdo al siguiente diagrama.

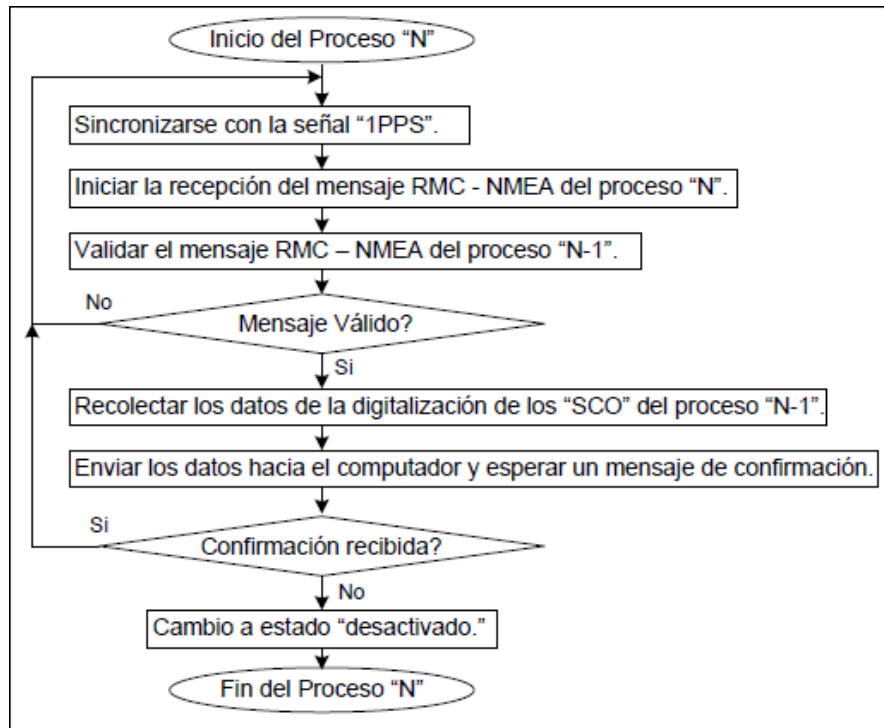


Figura 3.10. Diagrama de flujo de las tareas principales de “SAD”. Recurso propio.

Un “error interno” ocurrirá si el “SAD” no recibe una confirmación luego del envío de datos, entonces se considera que el software de aplicación está inhabilitado y no puede almacenar más datos. En este caso, el “SAD” retorna al estado “desactivado”, el módulo se detiene y debe reiniciarse el procedimiento de puesta en marcha. El cambio al estado “desactivado” mediante el pulsador “FIN” no se incluye en el diagrama pues su accionamiento opera a nivel de interrupciones en el programa principal.

### 3.3.6 Software de aplicación.

El software de aplicación es la última etapa que recorren los datos, por ello antes de activar el módulo, se verifica su estado en el computador central de la estación. Cuando el módulo ya está operando (estado “activado”), el programa recibirá cada segundo, bloques de datos en un formato adecuado para ser almacenados como archivos de tipo binario (extensión .bin) y deberá enviar un acuse de recibo por cada bloque recibido. En caso no responda, se considera error y el módulo se detiene (estado “desactivado”). El diagrama de flujo del software se presenta en la figura 3.11.

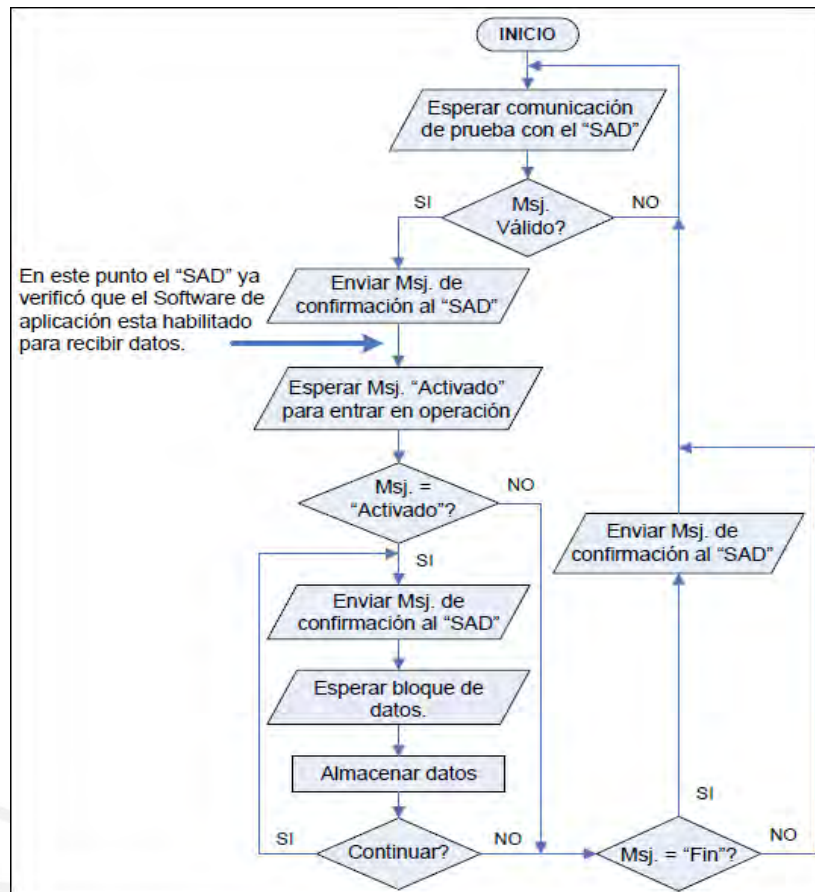


Figura 3.11. Diagrama de flujo del software de aplicación. Recurso propio.

### 3.3.7 Estructura del hardware, dispositivos e interfaces.

#### 3.3.7.1 Comunicación entre "SDI" y "SCO".

Para la comunicación entre "SDI" y "SCO" se utiliza la interfaz RS-485 que es la más difundida para la interconexión de dispositivos en aplicaciones de control y adquisición de datos debido a su confiabilidad y simplicidad [56]. A continuación se resumen algunas características de RS-485:

- Interfaz balanceada (diferencial), alta inmunidad al ruido.
- Operación de punto a punto o multipunto (half-dúplex).
- 10 Mbps máximo (a 12 m.) / 100 Kbps máximo (a 1200 m.).
- Económica, transceptores son de bajo costo de adquisición y operación, requieren una única fuente de alimentación 5 V o 3.3 V.
- Consumo moderado de energía, puede ser bajo dependiendo de la aplicación.

Se requiere una comunicación de tipo half-dúplex, sobre una distancia de 15 a 20 metros, la separación entre los sensores en campo (“SDI”) y la instalación central (“SCO”). Además, el bajo costo y consumo de esta interfaz, favorece su integración. Se seleccionó el transceptor MAX3471, principalmente por su muy bajo consumo comparado con otras opciones (ver Fig. 3.12).

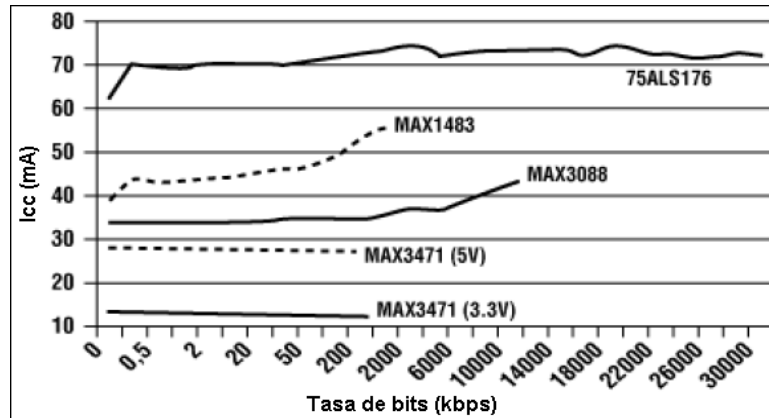


Figura 3.12. Corriente de alimentación para transceptores RS-485, comunicación de punto a punto con resistencias de terminación de 120 Ohm. Modificado de [57].

A continuación se muestra la configuración del bus RS-485 (líneas A y B) con el MAX3471 (ver Fig. 3.13). En modo transmisor: “DI” es la salida de datos hacia el bus; y en modo recepción: “RO”, es la entrada de datos del bus; “DE” y “RE” son los habilitadores del modo transmisor y receptor. Este transceptor se unirá a los microcontroladores de “SDI” y “SCO” mediante la interfaz UART.

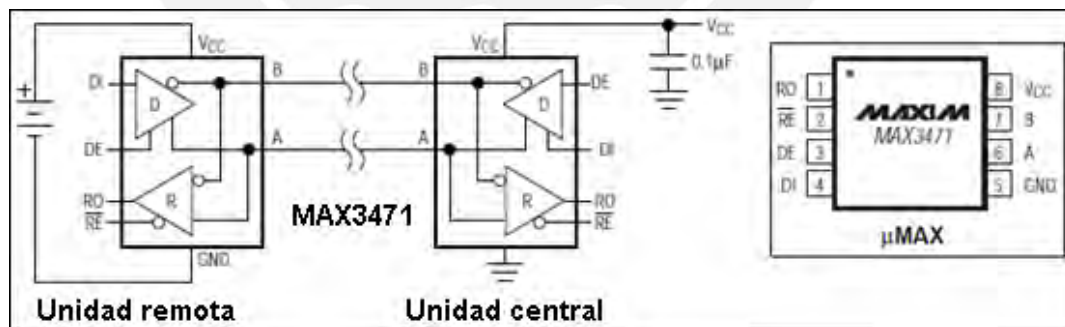


Figura 3.13. Esquema de operación del MAX3471. Referencia: Hoja técnica MAX3471.

Adicionalmente, un bus RS-485 requiere de resistencias de terminación y polarización de las líneas para su funcionamiento completo (ver Fig. 3.14), su contraparte es un aumento considerable del consumo de energía. A continuación se explica brevemente:

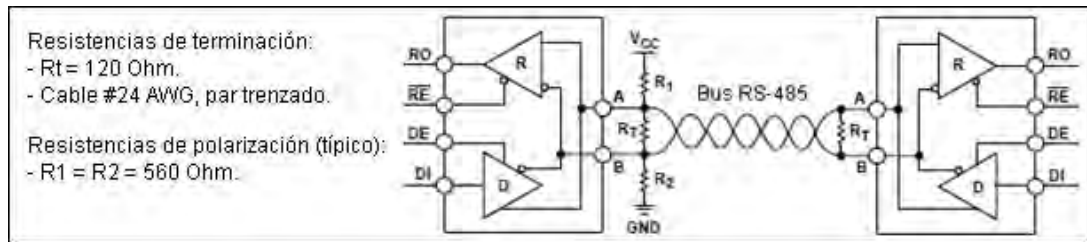


Figura 3.14. Bus RS-485, configuración recomendada. Modificado de [58].

**Terminación:** Se requiere adaptar impedancias para evitar reflexiones de señal en las líneas; esto se logra colocando resistencias en los extremos del bus y de un valor igual a la impedancia característica ( $Z_0$ ) del cable de transmisión, típicamente de  $120 \Omega$  [56].

**Polarización:** Dado que el bus es controlado por un transceptor a la vez, ocurre un instante en que ninguno controla las líneas (ambos habilitados en modo recepción) y el estado lógico del bus es indefinido. Con las resistencias de polarización se mantiene un estado definido siempre [56].

Para abordar estos problemas, el transceptor MAX3471 ofrece características adicionales (ver hoja técnica, Anexo 2): respecto a polarización, el dispositivo asigna un '1' lógico a su salida "RO" en caso ocurra la apertura o cortocircuito de las líneas del bus, o no exista ningún transceptor controlando las líneas; y respecto a la terminación, se garantiza una transmisión adecuada en buses de longitud no mayor a 24 metros. De este modo se pueden cumplir las especificaciones de diseño sin incrementar el consumo de potencia fuera de lo requerido únicamente por los transceptores.

**Consumo de potencia:** El MAX3471 operará a una tensión  $V_{cc} = 3.3 \text{ V}$ , velocidad de  $62.5 \text{ Kbps}$  y sin resistencias de terminación ni polarización. En estas condiciones la corriente en modo receptor es:  $I_{cc} \text{ máx.} = 2 \mu\text{A}$  (Hoja técnica MAX3471); y en modo transmisión es:  $I_{cc} \text{ máx.} = 2.5 \text{ mA}$  [57].

### 3.3.7.2 Comunicación entre los "SCO" y el "SAD".

Se utilizará la interfaz TWI que es un bus bidireccional y permite la comunicación entre varios dispositivos empleando solo dos líneas comunes: SDA (datos) y SCL (reloj) (ver Fig. 3.15). La interfaz TWI (versión compatible de la interfaz  $I^2C$ ) está integrada en los microcontroladores ATMEL con tasas de  $400 \text{ Kbps}$  lo que es suficiente para las transmisiones entre "SCO" y "SAD".

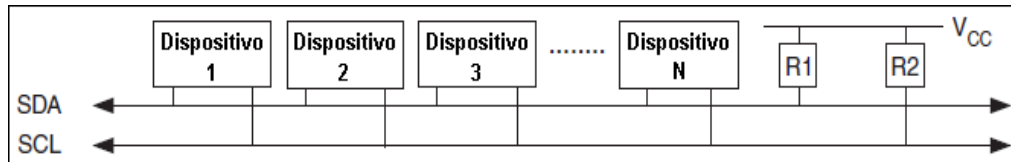


Figura 3.15. Esquema de conexión TWI, Maestro-Multiesclavo. Modificado de [59].

Otra opción es la interfaz SPI, aunque ofrece mayores velocidades que TWI, su implementación se complica al incrementar el número de dispositivos pues requiere de 4 líneas: MOSI y MISO (datos) y SCK (reloj) que conforman el bus, y una línea SS (selector) independiente para cada dispositivo conectado. Se concluye que la interfaz TWI es la más adecuada en términos de simplicidad en la implementación y velocidad para la comunicación de los subsistemas “SCO” y el “SAD”.

### 3.3.7.3 Comunicación entre el “SAD” y el Programa de aplicación.

Para la comunicación entre el “SAD” y el computador de la estación se emplea la interfaz USB, pues debido a su extensa difusión le permitirá comunicarse con una amplia gama de computadores (mayor flexibilidad). Las comunicaciones en USB se desarrollan bajo un esquema Maestro-Multiesclavo, donde el controlador denominado “*Host*” (típicamente una PC) gestiona la transferencia de datos con los dispositivos conectados al bus, “*Devices*”. Generalmente se emplean transceptores que manejan ciertos niveles del protocolo USB o dispositivos más directos que ofrecen comunicación USB a través de una interfaz más sencilla como UART [56].

En este caso se optó por el integrado FT232R que ofrece una velocidad de hasta 3 Mbps sobre UART, lo que es más que suficiente para el volumen de datos que se transferirán al computador (bloques de ~2100 bytes cada segundo). Además provee sin costo el software controlador (virtual COM port “VCP” drivers) compatible con Windows y Linux, lo que permitirá comunicar el programa de aplicación con el “SAD” como se observa en la figura 3.16.

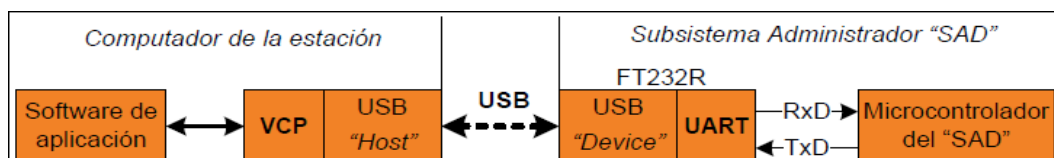


Figura 3.16. Esquema de comunicación USB con el FT232R. Recurso propio.

Consumo de potencia: El integrado FT232R operará a una tensión:  $V_{cc} = 3.3 \text{ V}$ , corriente:  $I_{cc} = 15 \text{ mA}$  aproximadamente (ver hoja técnica FT232R, Anexo 2).

### 3.3.7.4 ADC para el “SDI” (Subsistema Digitalizador).

A continuación se presenta una tabla comparativa (Tabla 3.1) de convertidores (ADC) de topología Sigma-Delta, la cual es óptima para sistemas de alta resolución (>16 bits) como se mostró en el acápite 2.3.3.

Tabla 3.1. Comparación de convertidores (ADC) Sigma-Delta. Recurso propio.

Dispositivo	<b>MCP3553</b>	<b>MAX11201A</b>	<b>LTC2440</b>	<b>ADS1255</b>
Fabricante	Microchip	Maxim	Linear Tech.	Texas Ins.
Resolución (bits)	22	24	24	24
Número de bits efectivos (ENOB)	20.6	21.5	22.9	23.5
Tasa de muestreo (“Data Rate”)	60 SPS	120 SPS	110 SPS	100 SPS
Tiempo de conversión	16.67 ms	8.6 ms	9.12 ms	10.18 ms
Consumo en conversión máx.	429 $\mu\text{W}$ típico	1 mW; 809 $\mu\text{W}$ típico	55 mW; 40 mW típico	57 mW; 38 mW típico
Consumo en reposo máx.	33 $\mu\text{W}$ típico	13.2 $\mu\text{W}$ ; 1.32 $\mu\text{W}$ típico	150 $\mu\text{W}$ ; 40 $\mu\text{W}$ típico	0.4 mW típico

Los parámetros para la elección son: 50 SPS, resolución de 1 pT y rango de operación de +/-100 nT, lo que resulta en un rango dinámico (ver Ec. 3.1 y Ec. 3.2):

$$\text{Rango Dinámico} = 20 \log_{10} (200 \text{ nT}/1 \text{ pT}) = 106.02 \text{ dB} \quad (3.1)$$

$$\text{Mínima resolución en Bits del ADC} = \log_2 (200 \text{ nT}/1 \text{ pT}) = 17.6 \approx 18 \text{ bits} \quad (3.2)$$

Aun cuando la resolución de diseño de un ADC es de 24 bits, en la práctica es menor, y se expresa con el parámetro ENOB o resolución efectiva, que indica la relación entre el rango completo de entrada y el valor RMS del ruido en el dispositivo [47], [60]. Como se observa, la mayoría de los ADC comerciales cumple con el requisito mínimo de resolución (18 bits); sin embargo a mayor resolución (ENOB) la potencia consumida también se incrementa. Para esta aplicación se requieren diez ADC, por lo que la elección debe ser un balance entre resolución y potencia. De este modo, se optó por el dispositivo MAX11201A que ofrece 21.5 bits efectivos de resolución con un consumo máximo de 1 mW, 10 mW en total para los diez canales.

El dispositivo presenta una interfaz SPI simple de dos líneas SCLK (reloj) y DOUT (salida de datos). La operación consistirá en el ciclo siguiente (ver Fig. 3.17): un periodo de digitalización (8.6 ms) seguido del envío de datos al microcontrolador del “SDI” y un periodo de reposo (~11.3 ms); el ciclo se repetirá 50 veces en un segundo.

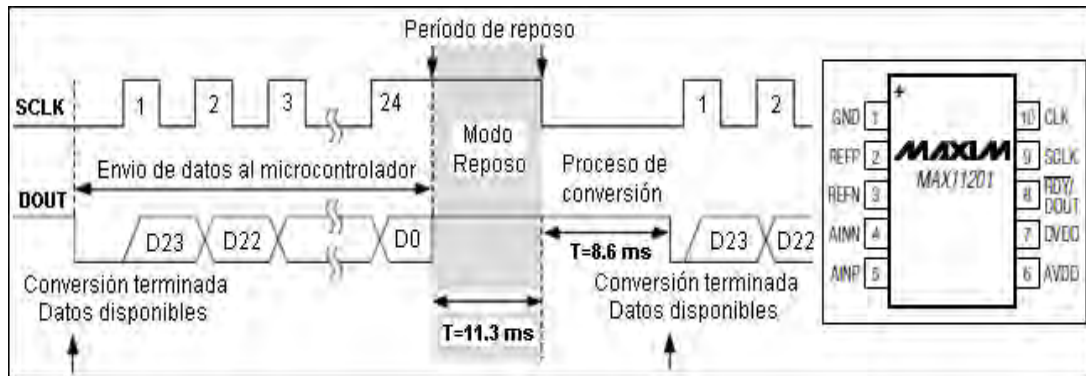


Figura 3.17. Esquema de comunicaciones. Referencia: Hoja técnica MAX11201A.

Se escogió el regulador MAX6126A recomendado para la tensión de referencia del ADC a  $V_{ref} = 3\text{ V}$ . Opera con una tensión de alimentación en el rango:  $V_{in} = 3.2\text{ V}$  a  $12.6\text{ V}$ . Con esta tensión de referencia (3 V), el rango total de entrada diferencial al ADC es de 6 V.

Consumo de potencia (ver hojas técnicas MAX11201A y MAX6126A, Anexo 2):

El MAX11201A operará a una tensión  $DVDD = AVDD = 3.3\text{ V}$ . La corriente en modo conversión es:  $I_{cc\text{ máx.}} = 325\text{ uA}$ . La corriente en modo reposo es:  $I_{cc\text{ máx.}} = 4\text{ uA}$ .

El regulador MAX6126A, suministrará una corriente de 30 nA para el ADC, y especifica una corriente de operación  $I_{cc\text{ máx.}} = 550\text{ uA}$ . La corriente total es,  $I_{cc\text{ máx.}} = 551\text{ uA}$ .

### 3.3.7.5 Microcontroladores para: “SDI”, “SCO”, “SCO+SDI” y el “SAD”.

Para esta tesis se emplearon microcontroladores (AVR 8-bit) de la marca ATMEL. Esto se debe a su rendimiento (~1 MIPS/MHz a comparación de otras opciones como PIC), a la facilidad de implementación y a su robustez, lo cual permite realizar diferentes aplicaciones con muy bajo consumo (menor frecuencia de reloj). Adicionalmente, por su creciente disponibilidad y a la experiencia acumulada con estos dispositivos es que se plantea su uso. A continuación se presentan los requisitos mínimos de los microcontroladores:



#### Microcontrolador de “SDI”:

- Interfaz UART (Comunicación con el transceptor MAX3471).
- Interfaz SPI (Comunicación con el ADC MAX11201).
- Capacidad de almacenamiento (RAM) aproximadamente 100 Bytes.

#### Microcontrolador de “SCO”:

- Interfaz UART (Comunicación con el transceptor MAX3471).
- Interfaz TWI (Comunicación con el microcontrolador del “SAD”).
- Capacidad de almacenamiento (RAM) aproximadamente 1KBytes.

#### Microcontrolador de “SCO+SDI”:

- Tres Interfaz SPI (Comunicación con tres ADC MAX11201).
- Interfaz TWI (Comunicación con el microcontrolador del “SAD”).
- Capacidad de almacenamiento (RAM) aproximadamente 2KBytes.

#### Microcontrolador del “SAD”:

- Interfaz UART (Comunicación con el receptor GPS).
- Interfaz UART (Comunicación con el transceptor FT232R).
- Interfaz TWI (Comunicación con los microcontroladores los “SCO”).
- Capacidad de almacenamiento (RAM) aproximadamente 8KBytes.

Luego de evaluar la gama de microcontroladores disponibles (megaAVR y tinyAVR) se encontró que la mayoría cumple con los requisitos exigidos, por lo que la selección se basó en el menor consumo de potencia, disponibilidad y costo. A continuación se presentan los microcontroladores seleccionados, Tabla 3.2:

Tabla 3.2. Microcontroladores Seleccionados.

Subsistema	“SDI”	“SCO”	“SCO+SDI”	“SAD”
Microcontrolador	ATtiny2313A	ATtiny1634	Atmega324PA	Atmega640
Memoria RAM	128 Bytes	1KBytes	2KBytes	8KBytes
Interfaz UART	1	1	0	4
Interfaz SPI	1	1	3	1
Interfaz TWI	0	1	1	1
Numero de pines	20	20	44	100
Precio (Digikey)	\$ 1.27	\$ 1.72	\$ 5.77	\$ 11.80
Cantidad	7	7	1	1

Consumo de potencia: Para lograr el menor consumo y ser compatible con el resto de dispositivos se trabajará con una tensión de  $V_{cc} = 3.3$  V. El consumo se determina como sigue (datos obtenidos de las hojas técnicas de los dispositivos, ver Anexo 2):



- Atmega324PA: 8 MHz, lcc. en modo activo, incluye módulos I/O (SPI (3), TWI, Timer1 y Timer0):  $I_{cc} = 2.5 \text{ mA} * (1.108) = 2.77 \text{ mA}$ .
- Atmega640: 7.3728 MHz, lcc. en modo activo, incluye módulos I/O (UART (2), TWI, Timer1 y Timer0):  $I_{cc} = 6.8 \text{ mA} * (1.137) = 7.74 \text{ mA}$ .
- ATtiny2313A: 8 MHz, lcc. en modo activo, incluye módulos I/O (UART, SPI, Timer1 y Timer0):  $I_{cc} = 2.5 \text{ mA}$ .
- ATtiny1634: 8 MHz, lcc. en modo activo, incluye módulos I/O (UART, TWI, Timer1 y Timer0):  $I_{cc} = 2.5 \text{ mA}$ .

### 3.3.7.6 Alimentación de los subsistemas y del módulo completo.

#### 3.3.7.6.1 Cálculo de corrientes totales por cada subsistema.

a. Subsistema Digitalizador "SDI": Se compone de los siguientes dispositivos:

- 01 ADC MAX11201A, lcc. máx. = 325  $\mu$ A.
- 01 Regulador de referencia MAX6126A, lcc. máx. = 551  $\mu$ A
- 01 Transceptor MAX3471, lcc. máx. = 2.5 mA.
- 01 Microcontrolador ATtiny2313A, lcc. máx. = 2.5 mA.

La corriente total con un 20% de margen, es:  $I_{cc} = 5.88 \text{ mA} * 1.2 = 7.1 \text{ mA}$ .

b. Subsistema Controlador "SCO": Se compone de los siguientes dispositivos:

- 01 Transceptor MAX3471, lcc máx. = 2.5 mA.
- 01 Microcontrolador ATtiny1634, lcc. máx. = 2.5 mA.

La corriente total con un 20% de margen, es:  $I_{cc} = 5 \text{ mA} * 1.2 = 6 \text{ mA}$ .

c. Subsistema "SCO+SDI": Se compone de los siguientes dispositivos:

- 03 ADC MAX11201A, lcc. máx. =  $3 * 325 \mu$ A.
- 01 Regulador de referencia MAX6126A, lcc. máx. = 551  $\mu$ A
- 01 Microcontrolador Atmega324PA, lcc. máx. = 2.77 mA.

La corriente total con un 20% de margen, es:  $I_{cc} = 4.30 \text{ mA} * 1.2 = 5.16 \text{ mA}$ .

d. Subsistema Administrador "SAD": Se compone de los siguientes dispositivos:

- 01 Microcontrolador Atmega640, lcc. máx. = 7.74 mA.
- 01 Transceptor USB, FT232R, lcc. = 15 mA.

La corriente total con un 20% de margen, es:  $I_{cc} = 22.74 \text{ mA} * 1.2 = 27.3 \text{ mA}$ .

### 3.3.7.6.2 Selección del regulador: “SDI” y tarjeta principal del módulo.

Subsistema “SDI”: Se requiere un regulador para cada subsistema “SDI”, debido a que estarán instalados junto a sus respectivos sensores en el lado remoto de la estación. La corriente mínima requerida es:  $I_o = 7.1 \text{ mA}$  a  $V_o = 3.3 \text{ V}$  (ver Fig. 3.18).

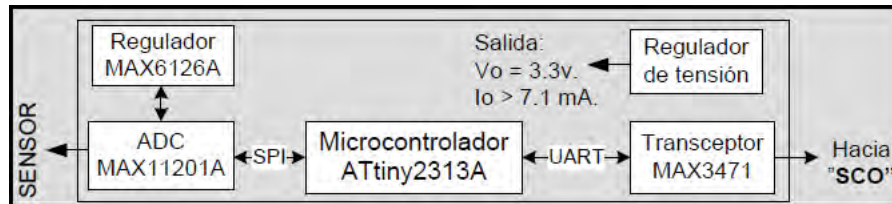


Figura 3.18. Dispositivos del subsistema Digitalizador, “SDI”. Recurso propio.

Tarjeta principal: Se requiere un único regulador para alimentar el “SAD”, los siete “SCO” y un “SCO+SDI”, que estarán físicamente en la misma tarjeta en la instalación principal de la estación (ver Fig. 3.19). A 3.3 V de tensión, la corriente mínima ( $I_o$ ) requerida es, ver la ecuación 3.3 a continuación:

$$I_o = 7 * (6 \text{ mA}) + 5.16 \text{ mA} + 27.3 \text{ mA} = 74.5 \text{ mA} \quad (3.3)$$

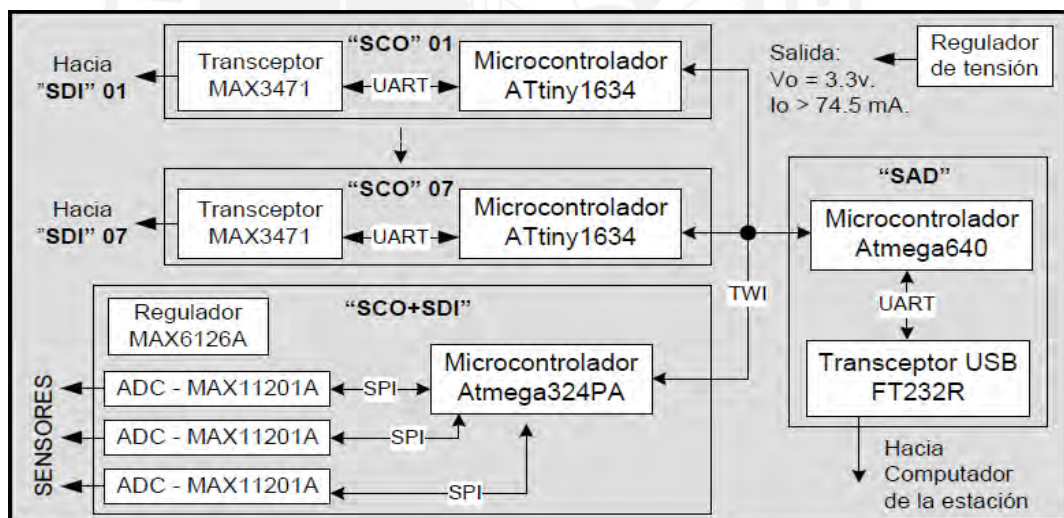


Figura 3.19. Dispositivos de la tarjeta principal del módulo. Recurso propio.

Para cumplir los requisitos de corriente, se seleccionó el regulador lineal (*low drop voltage*) TLV2217 con rango de entrada de  $V_{in} = 3.8 \text{ V}$  a  $16 \text{ V}$ , salida fija a:  $V_o = 3.3 \text{ V}$ , y corriente máxima de salida:  $I_o = 500 \text{ mA}$ . Por su buen nivel de regulación:  $V_o (\text{min}) = 3.267 \text{ V}$  y  $V_o (\text{máx}) = 3.333 \text{ V}$ , es adecuado para la alimentación de los “SDI”, ya que requieren una tensión estable para los ADC (Hoja técnica de TLV2217, ver Anexo 2).

Adicionalmente, se optó por una capacidad de corriente mayor, debido a que podría usarse para suministrar la corriente necesaria al resto de circuitos como los sensores y el acondicionamiento de señal, en el caso de los “SDI”; y, en el caso de la tarjeta principal, para alimentar el receptor GPS, el cual no se ha considerado en los cálculos de corriente por ser un dispositivo externo. Finalmente, la potencia máxima del módulo, considerando todos los dispositivos activos, se calcula para 07 (siete) “SDI” en el lado remoto y la tarjeta principal del módulo, ver la ecuación 3.4 a continuación:

$$\text{Potencia máxima estimada} = 3.3 \text{ V} * (74.5 \text{ mA} + 7*7.1 \text{ mA}) = 410 \text{ mW.} \quad (3.4)$$

### 3.3.7.7 Programa de aplicación.

Debido a que la aplicación no tendrá interacción con el usuario pues su única tarea será almacenar bloques de datos en el disco duro del computador, se optó por realizar un programa en consola, sin interfaz gráfica para el usuario. Para la programación se empleó el lenguaje C y el entorno de desarrollo libre (licencia GNU) Code Blocks. Adicionalmente, para manejar los puertos “COM” creados por los controladores del transceptor FT232R (virtual COM port “VCP” drivers), se empleó la librería LnxCOMM, también licenciada bajo GNU y compatible con Windows y Linux. En el Anexo 4, se incluyen los archivos del programa de aplicación.

### 3.3.8 Bloques de datos y protección de la información.

Los datos que son enviados cada segundo al computador para su almacenamiento, se estructuran bajo un formato que contendrá la siguiente información útil:

- 150 bytes de datos por cada sensor (24 bits por muestra a 50 SPS). En total para los diez sensores se tienen 1500 bytes de datos sin procesar.
- 50 bytes del receptor GPS, que contienen la Hora UTC, fecha y coordenadas.

Considerando parámetros adicionales (cabeceras de datos, identificadores y redundancia), se calcula cada bloque de datos en 2087 bytes. A continuación se presentan las consideraciones para la protección de la información así como el formato empleado para el almacenamiento de datos, cada recuadro representa un byte de información a menos que se indique lo contrario (ver Fig. 3.20).

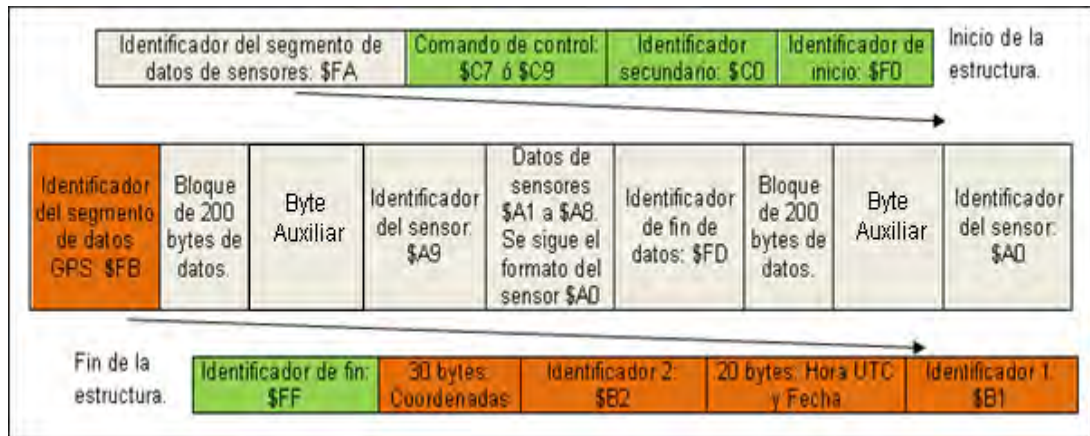


Figura 3.20. Estructura de los datos almacenados para procesar. Recurso propio.

Comunicaciones RS-485 entre “SDI” y “SCO”: Aunque el sistema de comunicaciones entre estos dos nodos presenta gran inmunidad al ruido, debe considerarse el uso de alguna técnica para garantizar la integridad de la información durante la transmisión. Para ello existen dos técnicas principales: la primera consiste en la detección de errores en los datos (códigos CRC, *checksum*, etc.) y la segunda, en la corrección de errores (código de Hamming, etc.). En esta aplicación se optó por la segunda, y se basa en la transmisión redundante de los datos, es decir “SDI” envía en un solo mensaje tres copias de cada muestra hacia “SCO” para corregir la información errada mediante un proceso de comparación.

Límite de tiempo en las comunicaciones: Debido a que las comunicaciones entre los subsistemas presentan un tiempo máximo para su realización, puede ocurrir que no se logre una transferencia de datos óptima, por lo que la información puede estar incompleta o no ha sido recibida. Entonces, se considera un formato adicional que permitirá discriminar un dato válido y consiste en colocar un byte de cabecera a los 3 bytes (24 bits) que representan cada muestra. De este modo, si una muestra está compuesta por los bytes (hexadecimal): A0:B0:C0, un dato válido estará representado por: 00:A0:B0:C0, mientras que un dato inválido será siempre: F0:00:00:00.

## CAPÍTULO IV

### SIMULACIÓN, ANÁLISIS DE COSTOS Y PRESUPUESTO DEL MÓDULO

#### 4.1 Consideraciones para la simulación.

Las simulaciones se han realizado en lo posible con los elementos seleccionados en el diseño. Sin embargo, debido a la disponibilidad de algunos dispositivos en el software de simulación Proteus [61] y cuidando de no comprometer el objetivo de las pruebas, que es, demostrar, principalmente, el funcionamiento a nivel lógico del módulo, se ha realizado cambios en algunos dispositivos verificando que las características de los nuevos (las hojas de datos se incluyen en el Anexo 2) sean similares:

ADC MAX11201A: En reemplazo del ADC de 24 bits de resolución y de 120 SPS de tasa de muestreo (*data rate*), se empleó el LTC1864 de 16 bits y de mayor velocidad, que desde el punto de vista de control ofrece las mismas características que el ADC MAX11201 de diseño, también mediante la interfaz SPI, opera a 5 V.

Transceptor MAX3471: En reemplazo del transceptor MAX3471, se cuenta con una versión estándar, el MAX487 de consumo regular y opera a 5 V. Los controles y funcionamiento de ambos transceptores son idénticos; sin embargo para cumplir con las características del transceptor de diseño, el MAX487 si precisa de resistencias de polarización en las líneas, mismas que se han añadido en la simulación.

Microcontrolador ATtiny1634: En su lugar se trabajó con el Atmega8, lo que no supone ningún cambio en el diseño, pues los dispositivos seleccionados son de la arquitectura AVR-8 bits por lo que poseen el mismo conjunto de instrucciones, y difieren solo en los recursos que ofrecen así como el número de pines. En este caso se requiere 1KB de memoria RAM, una interfaz UART y una TWI, lo que se ofrece en el Atmega8.

#### 4.2 Simulaciones y pruebas.

A continuación se presentan los distintos subsistemas que integran en el módulo y finalmente se muestra el módulo completo.

Subsistema Administrador "SAD": Está simulado con el microcontrolador Atmega640, se observan las luces piloto y los pulsadores de control. El dispositivo P2 permitirá conectar la simulación con el software de aplicación externo que almacenará los datos de los sensores (ver Fig. 4.1).

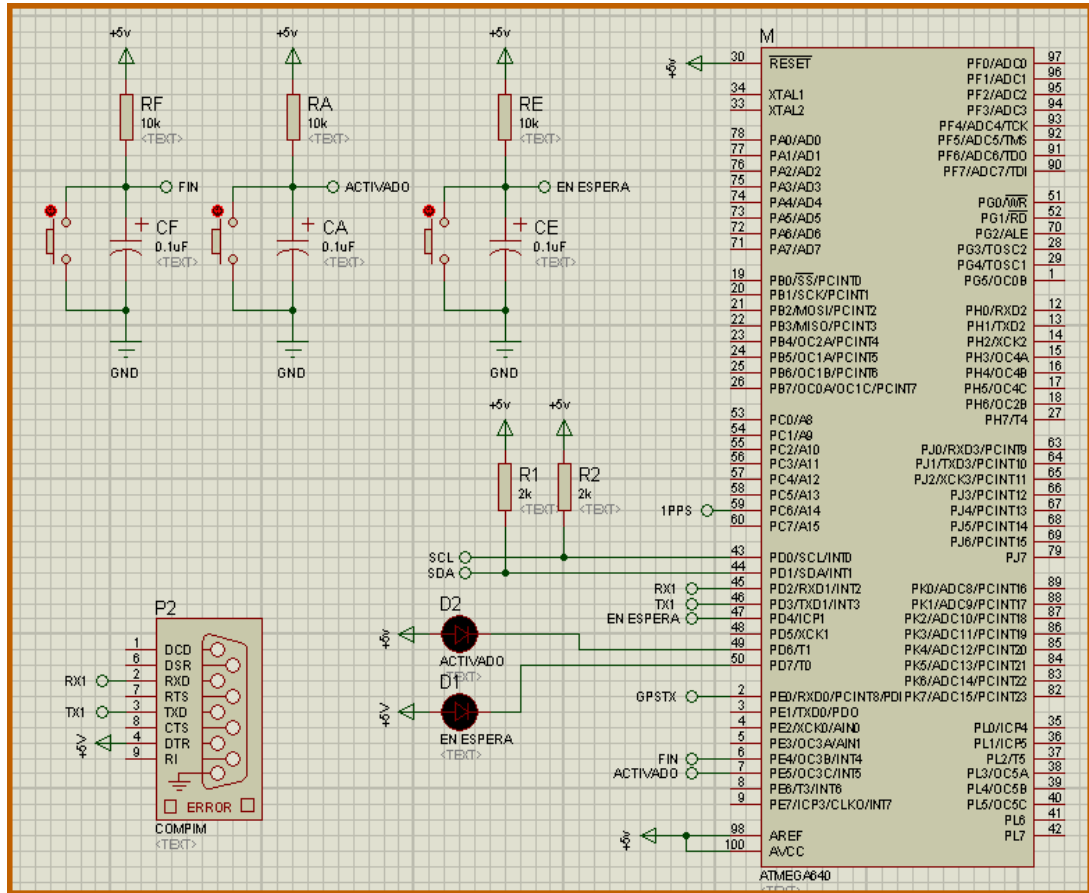


Figura 4.1. Subsistema Administrador "SAD". Recurso propio.

Subsistema Digitalizador "SDI": Está simulado con el microcontrolador ATtiny2313, el ADC de 16 bits LTC1864 (en reemplazo del ADC MAX11201) y el transceptor MAX487 con dos resistencias de polarización (560 Ohm). Se colocó un potenciómetro para representar un sensor (ver Fig. 4.2).

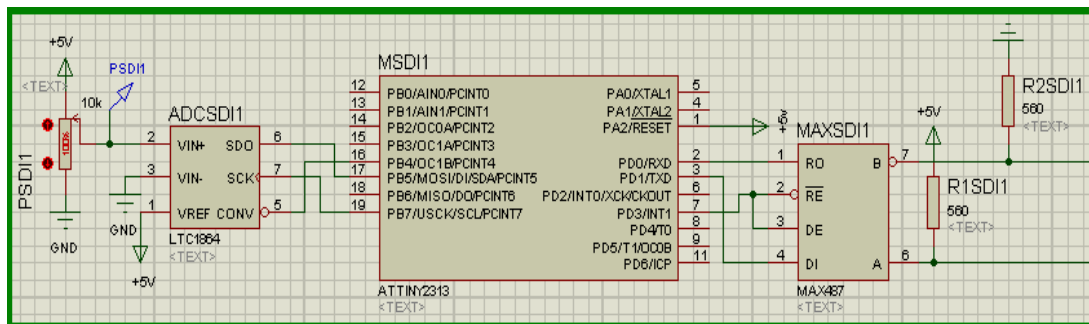


Figura 4.2. Subsistema Digitalizador "SDI". Recurso propio.

Subsistema Controlador “SCO”: Está simulado con el transceptor MAX487 y el microcontrolador Atmega8 (en reemplazo del ATtiny1634). Se observa la etiqueta “1PPS” en el pin PD2, que recibirá la señal de sincronización del receptor GPS (ver Fig. 4.3).

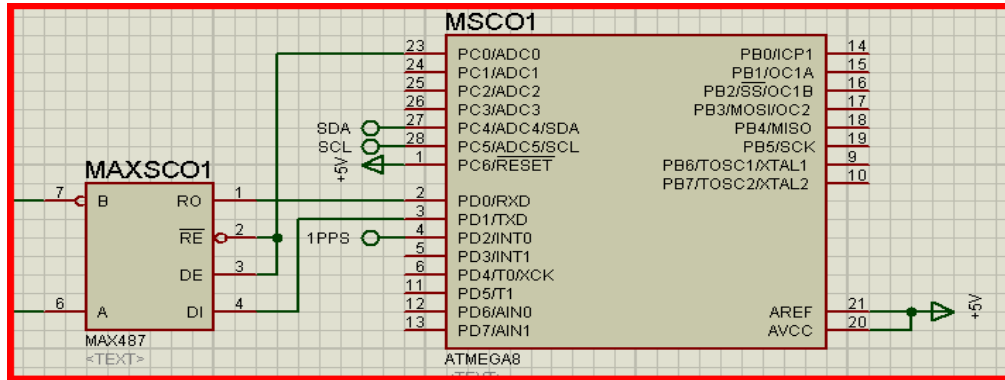


Figura 4.3. Subsistema Controlador “SCO”. Recurso propio.

Subsistema “SCO+SDI”: Está simulado con el microcontrolador Atmega324P y tres ADC de 16 bits LTC1864. Se colocó un potenciómetro por cada canal para simular los sensores conectados al módulo (ver Fig. 4.4).

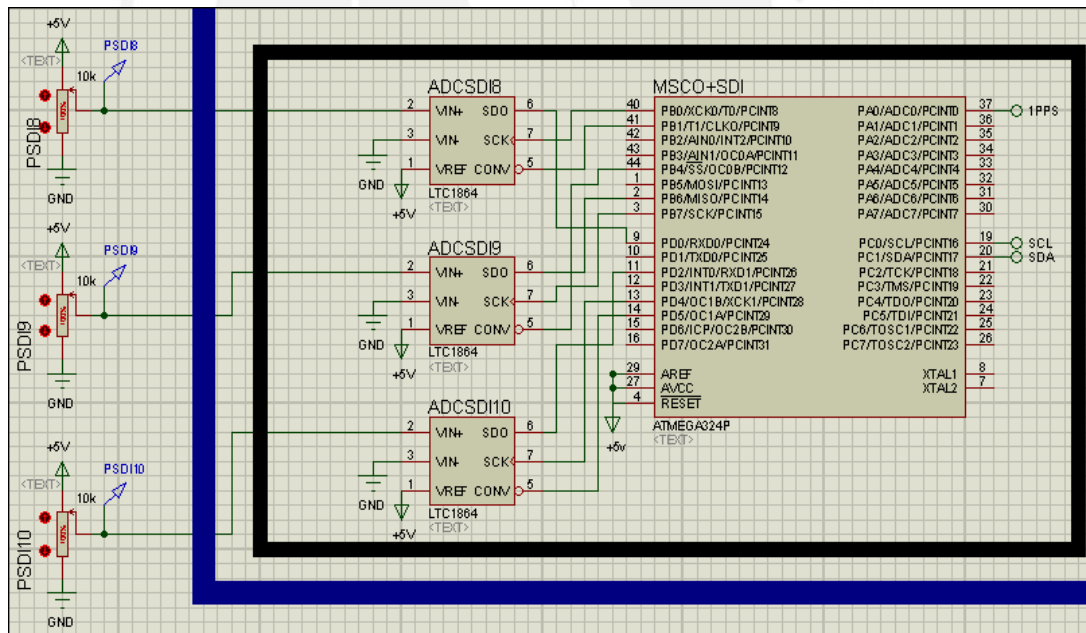


Figura 4.4. Subsistema Digitalizador “SDI”. Recurso propio.

Receptor GPS: Se simuló un receptor GPS con un microcontrolador Atmega8 y un pulsador con el que se controla la emisión de las cadenas NMEA-RMC para la referencia en tiempo de los datos. No obstante, para pruebas posteriores se trabajó con un receptor GPS real (ver Fig. 4.5).



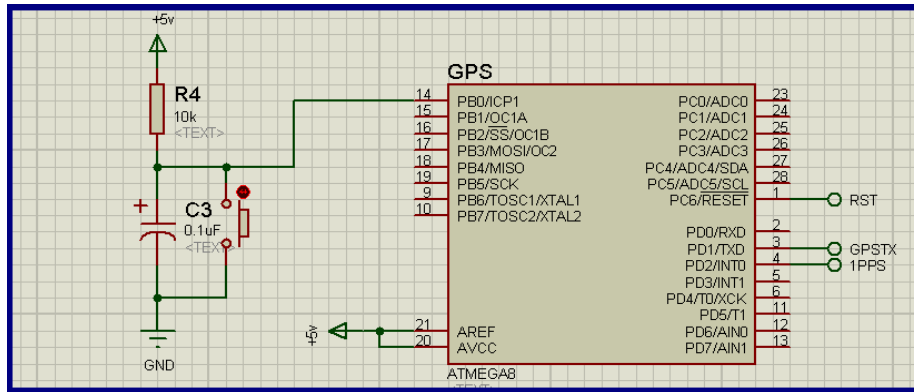


Figura 4.5. Receptor GPS simulado. Recurso propio.

La figura 4.6 muestra un gráfico del módulo completo con los subsistemas descritos. Se observan siete "SDI" conectados mediante RS-485 a los "SCO". El subsistema "SAD" se encuentra físicamente junto a los "SCO" y el "SCO+SDI" en lado central de la estación.

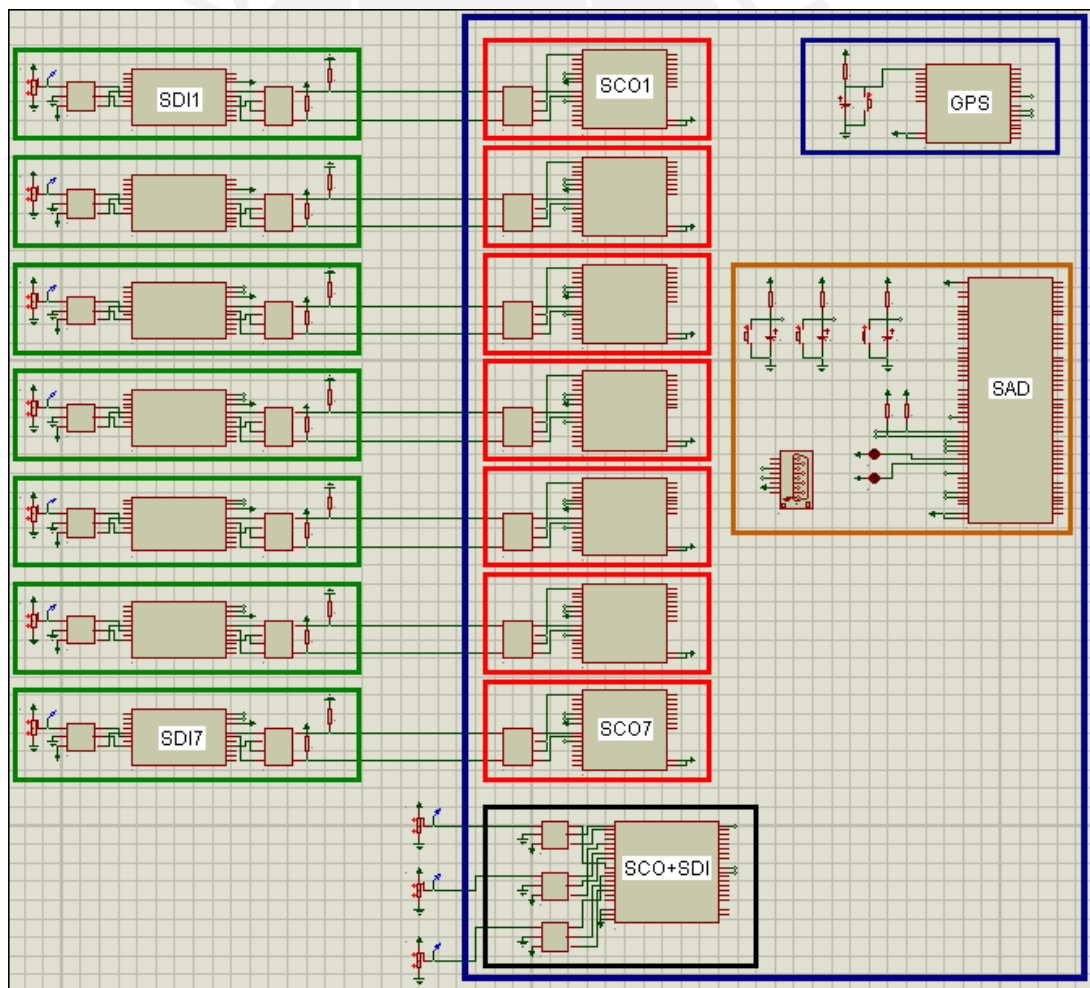


Figura 4.6. Módulo completo. Recurso propio.



Para apreciar los resultados, la simulación se realizará para dos canales. Sin embargo, el funcionamiento de cada “SDI” y “SCO” es el mismo en cada canal por lo que es posible corroborar el funcionamiento del módulo completo.

A continuación se observa el entorno de desarrollo Code Blocks con el código fuente y software de aplicación en consola ejecutado, esperando la comunicación del “SAD” (ver Fig. 4.7). En la figura 4.8, se muestra la simulación del receptor GPS, cada vez que presiona el pulsador de control se emiten los mensajes GPRMC en un terminal virtual, con los datos de posicionamiento y hora. Estos mensajes serán recibidos en el pin 2 (RXD0) del Atmega640, (“SAD”, ver Fig. 4.1).

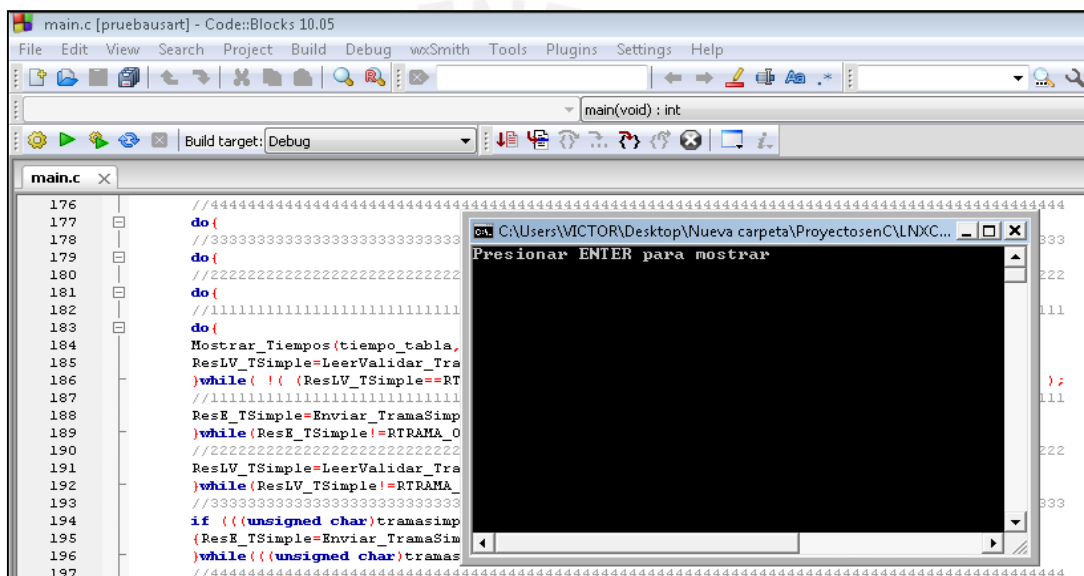


Figura 4.7. Software de aplicación (ejecutable). Recurso propio.

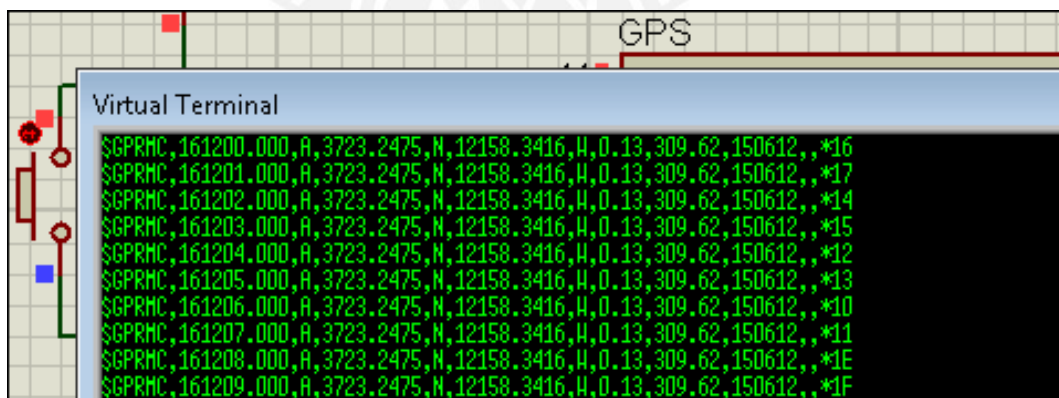


Figura 4.8. Receptor GPS simulado, emisión de cadenas NMEA-RMC. Recurso propio.

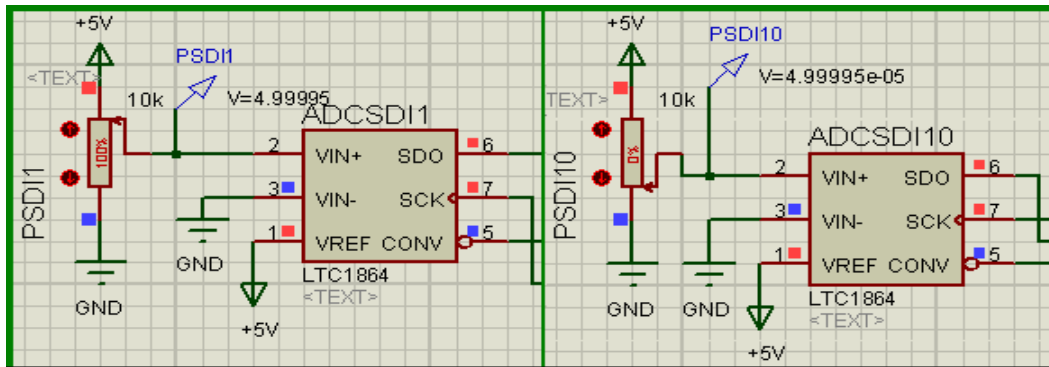


Figura 4.9. Canal “01” y Canal “10”. Recurso propio.

En la figura 4.9 se observa dos canales del módulo, el Canal “01” mide una tensión de 5 V, por lo que la codificación hexadecimal del ADC de 16 bits serán dos bytes (byte más significativo primero): ‘FF:FF’, representando el máximo valor. En cambio, en el Canal “10” la tensión de entrada es casi la mínima por lo que codificación será el valor más bajo: ‘00:01’. Estos valores se mantendrán fijos durante un segundo y serán almacenados en un archivo binario por el programa de aplicación. A continuación, en la figura 4.10, se observa el flujo de datos en el Canal “01”. La primera trama en celeste corresponde al mensaje de sincronización que “SCO” envía a “SDI” para iniciar el proceso de digitalización. Inmediatamente, en la trama amarilla se observan las muestras que son enviadas por “SDI” en intervalos de 20 milisegundos, (50 muestras por segundo). La trama celeste que ocurre después una trama amarilla, corresponde al acuse de recibo que “SCO” debe enviar por cada muestra que ha recibido.

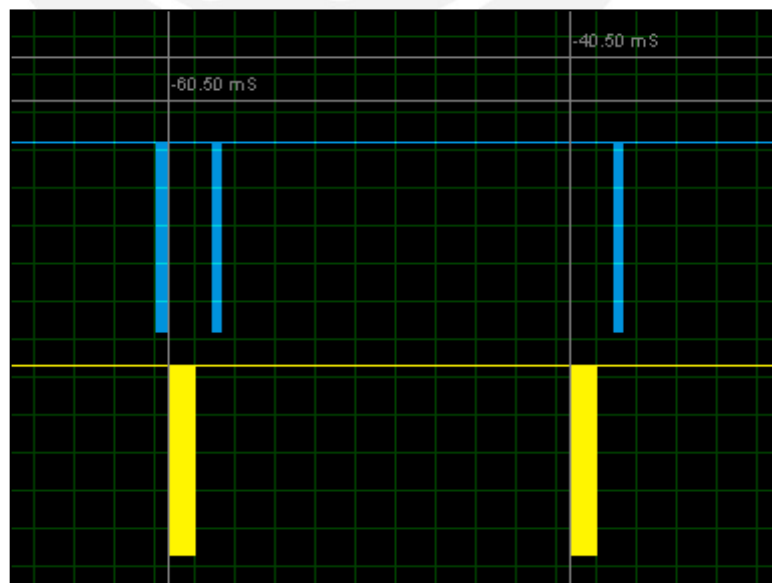


Figura 4.10. Transferencia de datos en el Canal “01” del módulo. Recurso propio.

En la figura 4.11 se observa el archivo binario (.bin) generado por el software de aplicación, que contiene los datos de los canales extremos “01” y “10”. Estos archivos tienen por nombre la hora y fecha en la que fueron generados, obtenida del receptor GPS. Según los datos mostrados, el archivo fue generado a las 16:12:06.000 (hora UTC) y con fecha 15/06/12. Se observa que la información presenta la estructura explicada en el acápite 3.3.8, y se muestra el espacio de datos del canal “01” (Sensor \$A0). Una muestra de este sensor tiene el formato ‘00:FF:FF:30’, donde el ‘00’ inicial indica que se trata de un dato válido, ‘FF:FF’ corresponde a la medición del ADC y el byte ‘30’ es un valor arbitrario, pues el módulo está destinado para un ADC de 24 bits. El espacio de datos del Canal “10” (Sensor \$A9) se muestra en la figura 4.12. Una muestra de este sensor tiene el formato ‘00:00:01:30’, donde el ‘00’ inicial indica que se trata de un dato válido, ‘00:01’ corresponde a la medición del ADC y el byte ‘30’ es un valor arbitrario. Esta codificación corresponde a la medición más baja, casi 0 V, en el canal. Finalmente, ya que solo se emplearon dos canales, el “SAD” invalidó los datos de los canales “02” al “09” (Sensores \$A1 a \$A8), colocando ‘F0:00:00:00’, debido a que no se completó la comunicación con los “SCO” de dichos canales.

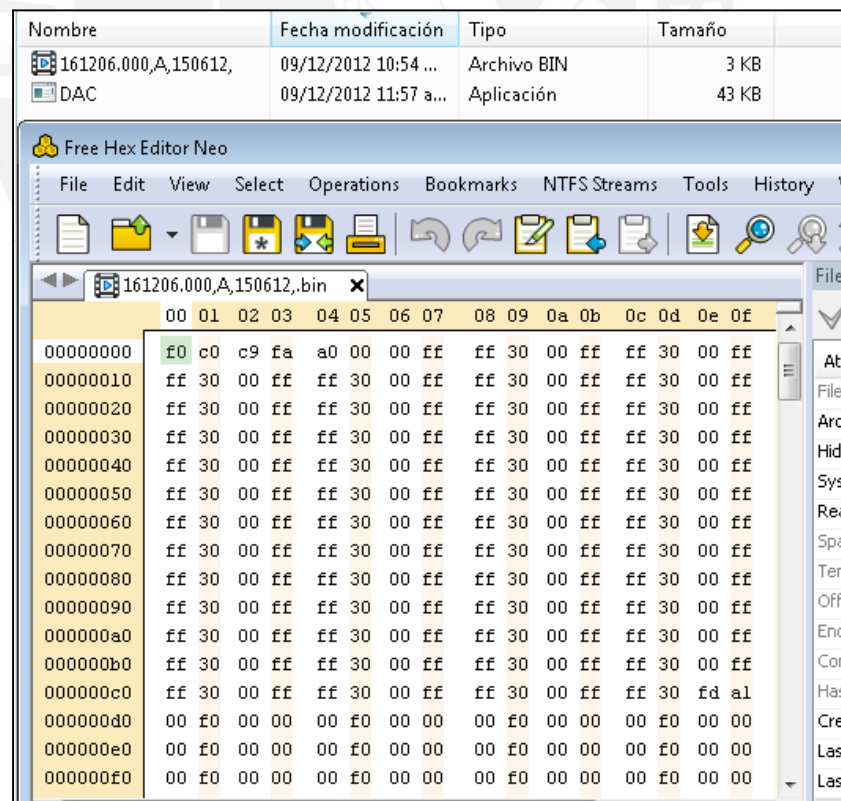


Figura 4.11. Archivo generado (formato hexadecimal), Canal 01. Recurso propio.

	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0a	0b	0c	0d	0e	0f
00710	00	00	f0	00	00	00	f0	00	00	00	f0	00	00	00	f0	00
00720	00	00	f0	00	00	00	fd	a9	00	00	00	01	30	00	00	01
00730	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
00740	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
00750	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
00760	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
00770	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
00780	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
00790	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
007a0	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
007b0	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
007c0	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
007d0	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
007e0	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01	30	00	00	01
007f0	30	fb	b1	2c	32	31	36	30	35	31	2c	41	2c	30	30	30

Figura 4.12. Archivo generado (formato hexadecimal), Canal 10. Recurso propio.

De manera adicional, se desarrolló un prototipo del subsistema Administrador (“SAD”), con los dispositivos de diseño pero alimentados a 5 V (esquemáticos en Anexo 1), para probar la comunicación entre el “SAD”, un receptor GPS real y el programa de aplicación. Como no hay ningún “SCO” conectado, se almacenarán únicamente datos inválidos en el computador pero con la información GPS. Esto permite verificar la sincronización del “SAD” con el receptor GPS y el almacenamiento de datos en condiciones reales. A continuación se muestra la tarjeta de desarrollo implementada con el microcontrolador Atmega640 para el subsistema “SAD” (ver Fig. 4.13).

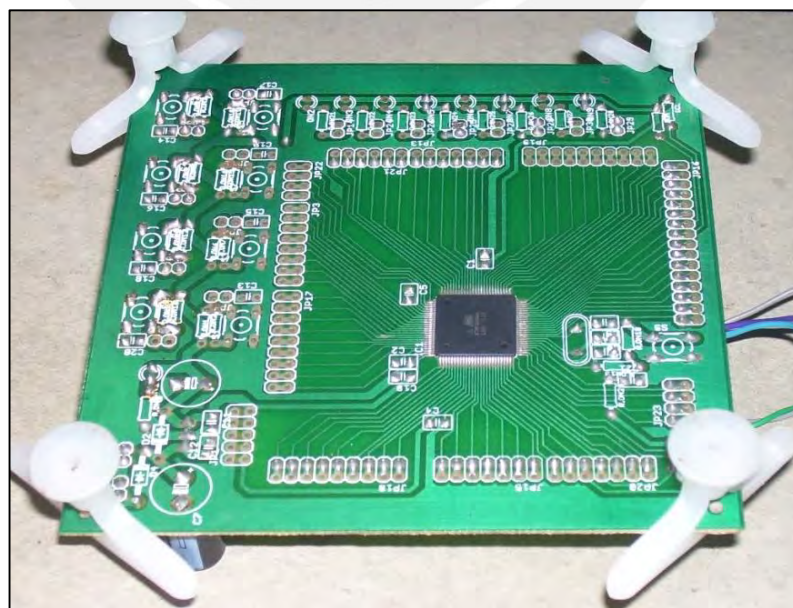


Figura 4.13. Tarjeta de desarrollo, Atmega640. Recurso propio.



En la figura 4.14, se observa el receptor GPS EM-406 (precisión de 1 milisegundo) incluido en un circuito para acondicionar las señales digitales de salida de 3.3 V a 5 V y hacerlo compatible con el resto de circuitos. También, se añade una etapa para ampliar la duración del pulso “1PPS” a 70  $\mu$ s, ya que este modelo de GPS presenta un pulso con una duración de 1.5  $\mu$ s. Esta adaptación se realizó con el fin de que el microcontrolador del “SAD” detecte el cambio de nivel en la señal de sincronización “1PPS”. En el lado izquierdo se muestra el transceptor USB FT232R, implementado en una tarjeta individual, para la conexión entre el “SAD” y el computador. Finalmente, en la figura 4.15 se muestra la conexión de los circuitos que integran el “SAD” y el receptor GPS para las pruebas con el computador y el programa de aplicación.

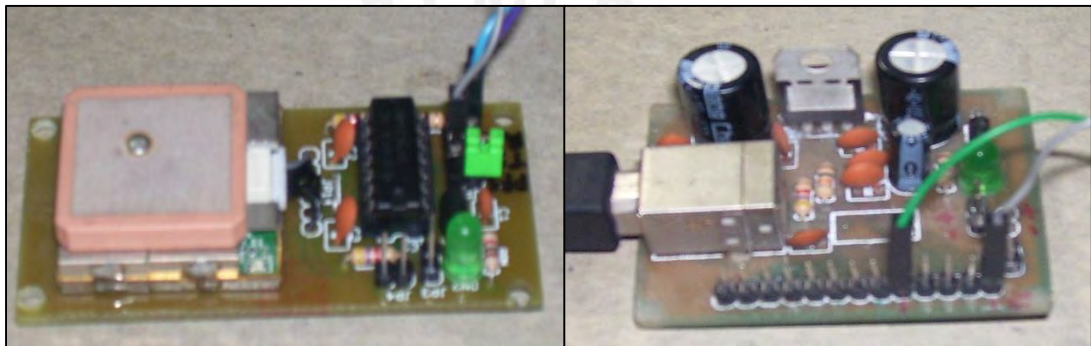


Figura 4.14. (Der.) Receptor GPS EM-406A, (Izq.) Transceptor USB FT232R.  
Recurso propio.

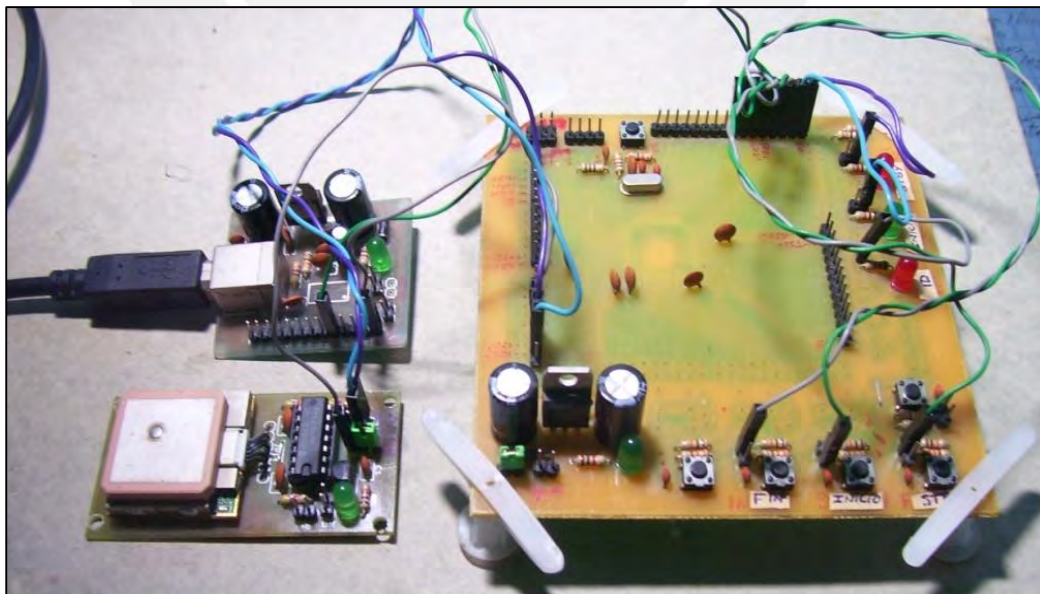


Figura 4.15. Integración del subsistema “SAD” y el receptor GPS. Recurso propio.

#### 4.3 Costos y Presupuesto.

A continuación se presenta los costos de los dispositivos principales (Tabla 4.1) que fueron utilizados en el diseño del módulo prototipo; no se incluyen, los costos de los demás elementos requeridos para una instalación completa como tarjetas (PCB), sistema de energía, etc., por ser parte de un proyecto mayor que aún está en curso (la estación de monitoreo).

Tabla 4.1. Costos de Componentes y licencias (Fuente: Digikey). Recurso propio.

Ítem	Cantidad	Dispositivo	Precio Unitario	Precio Total
Componentes	10	Max11201a	\$ 6.39	\$ 63.9
	8	Max6126a	\$ 5.18	\$ 41.44
	14	Max3471	\$ 4.61	\$ 64.54
	1	Ft232r	\$ 4.5	\$ 4.5
	7	ATtiny2313A	\$ 1.27	\$ 8.89
	7	ATtiny1634	\$ 1.72	\$ 12.04
	1	Atmega324pa	\$ 5.77	\$ 5.77
	1	Atmega640	\$ 11.80	\$ 11.80
	11	Tlv2217	\$ 0.98	\$ 10.78
		Varios		\$ 50
		Sub-TOTAL		\$ 273.66
Licencias		Proteus VSM for AVR		\$ 487.00
Costo de diseño e investigación		Incluye el costo de desarrollo de los prototipos presentados		\$ 3000.00
		<b>TOTAL</b>		<b>\$ 3760.66</b>

Aunque no forma parte del módulo, en esta tesis se incluye el costo de la licencia del simulador utilizado para las pruebas (\$ 487). No obstante, es un costo que posteriormente se anulará al considerar solo lo requerido para la implementación del módulo. El costo de las tarjetas de circuito impreso (PCB) no se incluye de manera final pues se contempla la integración de los circuitos analógicos en la misma (circuitos de acondicionamiento), tanto para los canales digitales como para la tarjeta principal, por ello representa un costo muy variable.

Finalmente, durante el desarrollo de este trabajo se encontraron nuevas opciones en los dispositivos para reducir aún más el consumo energético y el costo, que por tiempo y disponibilidad no se pudo incluir. En particular, se encontró una alternativa al micro-controlador Atmega640 del subsistema Administrador, el Atmega1284 (44

pinos) que posee los recursos necesarios a un costo de \$ 7.44, con ello se reduce el Sub-Total a \$ 269.3.

#### 4.4 Resumen de resultados.

Se consiguió realizar el diseño del módulo central del sistema de adquisición de datos de la estación, con base a las especificaciones requeridas y con los siguientes resultados:

- Consumo energético máximo: 410 mW.
- Resolución del sistema (ENOB): 21.5 bits.
- Tase de muestreo: 50 sps, con capacidad de incrementarse (70 sps) y variable por cada canal.
- Rango y modo de entrada: 6 V. en modo diferencial, con alta impedancia de entrada (100 MΩ.)
- Capacidad del sistema: conversión simultanea de 10 canales, sincronizado por GPS (Precisión del receptor GPS: 1 milisegundo).
- Flexibilidad: canales independientes, con digitalización en fuente y transmisión digital sobre 24 metros máximo sin resistencias de terminación.
- Operación: mínima intervención del usuario.

Estos resultados fueron logrados con base a la utilización de las siguientes tecnologías: Dispositivos con tecnología CMOS; Estándar de comunicación RS-485; ADC de arquitectura Sigma-Delta, Sistema GPS.

## **CONCLUSIONES**

- 1- Se logró demostrar la viabilidad técnica y económica de la propuesta, bajo un esquema de diseño personalizado y desarrollo local, lo que permitirá su modificación y/o actualización para llevar a cabo nuevos experimentos. Los resultados, obtenidos de simulaciones (software de simulación Proteus) y de pruebas con los circuitos implementados del subsistema "SAD", comprueban el desempeño del sistema acorde a los requisitos planteados.
- 2- Para el diseño del módulo (captura y registro de datos), la herramienta de simulación (Proteus) fue muy importante para la corrección de errores durante la concepción de la arquitectura, lo que permitió validar el diseño de primera mano para evitar futuras modificaciones físicas durante la etapa de implementación del primer prototipo.





## **RECOMENDACIONES**

- 1- El diseño propuesto en esta Tesis no es final, por lo que su operación deberá validarse durante la implementación de un prototipo. Si bien el software de simulación Proteus permitió verificar el desempeño ideal del modulo (funcionalidad), no se pudieron observar sus distintos parámetros en condiciones reales de operación, tales como la resolución, ya que esta depende de un diseño apropiado del circuito impreso. En tal sentido, se recomienda realizar una investigación sobre implementación de circuitos que incluyan dispositivos de señal mixta, y de ser el caso mejorar y sintetizar el diseño durante su implementación.



## BIBLIOGRAFÍA

- [1] INSTITUTO GEOFÍSICO DEL PERÚ.  
2009 “Sismología y Geodesia Espacial: El pulso de la Tierra”. Presente y Futuro: Instituto Geofísico del Perú. Lima, pp. 8-13.  
Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.igp.gob.pe/igp/images/documents/documentosimagen/2009libroigp.pdf](http://www.igp.gob.pe/igp/images/documents/documentosimagen/2009libroigp.pdf)>
- [2] BERNAL, Isabel y Hernando TAVERA.  
2002 “Geodinámica, Sismicidad, y Energía Sísmica en Perú”. Monografía. Lima: Instituto Geofísico del Perú. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.igp.gob.pe/igp/images/documents/64/publicaciones/otras\\_publicaciones/monografias/sismicidad\\_tectonica\\_peru\\_Bernal\\_Tavera.pdf](http://www.igp.gob.pe/igp/images/documents/64/publicaciones/otras_publicaciones/monografias/sismicidad_tectonica_peru_Bernal_Tavera.pdf)>
- [3] HOMELAND SECURITY NEWS WIRE.  
2011 “Researchers develop controversial earthquake detection network”.  
Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<<http://www.homelandsecuritynewswire.com/researchers-develop-controversial-earthquake-detection-network>>
- [4] QUERELLE y CIA LTDA.  
2013 “Teoría de las Placas Tectónicas (Origen del Relieve)”.  
Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[http://www.profesorenlinea.cl/Ciencias/Placas\\_tectonicas\\_Teoria.htm](http://www.profesorenlinea.cl/Ciencias/Placas_tectonicas_Teoria.htm)>
- [5] MARTÍNEZ, José y Gabriel GUTIÉRREZ.  
2003 “Geología Estructural y Dinámica Global: Deriva Continental y Tectónica de Placas”. Material de enseñanza. Salamanca: Universidad de Salamanca, Departamento de Geología. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[web.usal.es/~gabi/APUNTES/TEMA8.PDF](http://web.usal.es/~gabi/APUNTES/TEMA8.PDF)>
- [6] THE NATIONAL SCIENCE FOUNDATION.  
2007 “Seismologists See Earth's Dynamic Interior as Interplay of Temperature, Pressure, Chemistry”. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.nsf.gov/news/news\\_summ.jsp?cntn\\_id=110499&org=NSF&from=news](http://www.nsf.gov/news/news_summ.jsp?cntn_id=110499&org=NSF&from=news)>

- [7] CASTILLO, Jorge y Jorge ALVA.  
1993 “Peligro sísmico en el Perú”. Ponencia presentada en el VII Congreso Nacional de Mecánica de Suelos e Ingeniería de Cimentaciones, Lima.  
Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.cismid.uni.edu.pe/descargas/redacis/redacis15\\_a.pdf](http://www.cismid.uni.edu.pe/descargas/redacis/redacis15_a.pdf)>
- [8] BERNAL, Isabel y Hernando TAVERA.  
2005 “Distribución espacial de áreas de ruptura y lagunas sísmicas en el borde oeste del Perú”. Guía de Capacitación PCER. INDECI: Peligros de Origen Natural Generados por Procesos en el Interior de la Tierra. Lima, pp. 74-87. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[bvpad.indeci.gob.pe/doc/pdf/esp/doc320/doc320\\_2.pdf](http://bvpad.indeci.gob.pe/doc/pdf/esp/doc320/doc320_2.pdf)>
- [9] JACKSON, D.  
2004 “Earthquake Prediction and Forecasting, in The State of the Planet: Frontiers and Challenges in Geophysics”. En SPARKS R. y C. Hawsworth (editores). Geophysical Monograph Series. Washington D.C.: AGU, vol. 150, pp. 335-348. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.agu.org/books/gm/v150/150GM26/150GM26.shtml](http://www.agu.org/books/gm/v150/150GM26/150GM26.shtml)>
- [10] WIEMER, Stefan.  
2006 “Earthquake Statistics and Earthquake Prediction Research”. Reporte. Zurich: Institute of Geophysics, ETH Hönggerberg. Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.earthquake.ethz.ch/education/NDK/NDK](http://www.earthquake.ethz.ch/education/NDK/NDK)>
- [11] BLEIER, Tom y otros.  
2009 “Investigation of ULF magnetic pulsations, air conductivity changes, and infra-red signatures associated with the 30 October Alum Rock M5.4 earthquake”. En European Geosciences Union. Natural Hazards and Earth System Science. European Geosciences Union, vol. 9, número 2, pp. 585-603. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.nat-hazards-earth-syst-sci.net/9/585/2009/nhess-9-585-2009.pdf](http://www.nat-hazards-earth-syst-sci.net/9/585/2009/nhess-9-585-2009.pdf)>

- [12] CUTLER, J. y otros.  
2008 "CalMagNet – an array of search coil magnetometers monitoring ultra low frequency activity in California". En European Geosciences Union. Natural Hazards and Earth System Science. European Geosciences Union, vol. 8, numero 2, pp. 359-368. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.nat-hazards-earth-syst-sci.net/8/359/2008/nhess-8-359-2008.pdf](http://www.nat-hazards-earth-syst-sci.net/8/359/2008/nhess-8-359-2008.pdf)>
- [13] OLSEN N., G. HULOT y T. SABAKA.  
2010 "Sources of the Geomagnetic Field and the Modern Data that enable their Investigation". En FREEDEN W., M. NASHED y T. SONAR (editores). Handbook of Geomathematics. Berlin: SpringerReference, Springer-Verlag. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.springerreference.com/docs/html/chapterdbid/205053.html](http://www.springerreference.com/docs/html/chapterdbid/205053.html)>
- [14] LANZA, Roberto y Antonio MELONI.  
2006 The Earth's Magnetism: An Introduction for Geologists. Primera edición. Berlin: Springer-Verlag Berlin Heidelberg.
- [15] MELONI, Antonio.  
2012 Fondamenti di geomagnetismo: Il campo magnetico principale. Material de enseñanza. Roma: Università Degli Studi Roma Tre, Department of Mathematics and Physics. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[ftp://ftp.ingv.it/pub/antonio.meloni/CORSO%20GTA%201112/RICHIAMI%20G EOMAG%20\(1\).pdf](ftp://ftp.ingv.it/pub/antonio.meloni/CORSO%20GTA%201112/RICHIAMI%20G EOMAG%20(1).pdf)>
- [16] CONSTABLE, Catherine.  
2005 "Geomagnetic temporal spectrum". Artículo. San Diego: Institute of Geophysics and Planetary Physics, University of California at San Diego. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[igpphome.ucsd.edu/~cathy/Publications/Preprints/spectrum.pdf](http://igpphome.ucsd.edu/~cathy/Publications/Preprints/spectrum.pdf)>
- [17] SGRIGNA, V. y otros.  
2008 "The ESPERIA satellite project for detecting seismo-associated effects in the topside ionosphere. First instrumental tests in space". En OGAWA, Yasuo. Earth, Planets and Space. Tokyo: Tokyo Institute of Technology, vol. 60, pp. 463–475. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.terrapub.co.jp/journals/EPS/pdf/2008/6005/60050463.pdf](http://www.terrapub.co.jp/journals/EPS/pdf/2008/6005/60050463.pdf)>

- [18] KARAKELIAN, D. y otros.  
2000 "A Transportable System for Monitoring Ultra Low Frequency Electromagnetic Signals Associated with Earthquakes". En Seismological Society of America. Seismological Research Letters. California: Stanford University, Department of Geophysics, vol. 71, número 4, pp. 423-436. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<geomaps.wr.usgs.gov/gump/people/mcphee/pdf/srlpaper\_2000.pdf>
- [19] HATTORI, Katsumi.  
2004 "ULF Geomagnetic Changes Associated with Large Earthquakes". En Chinese Geoscience Union. The journal of Terrestrial, Atmospheric and Oceanic Sciences. Taipei: Chinese Geoscience Union, vol. 15, numero 3, pp. 329-360. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<www.phoenix-geophysics.com/applications/earthquake\_research/taov15n3p329.pdf>
- [20] PULINETS, Sergey y Kirill BOYARCHUK.  
2004 Ionospheric Precursors of Earthquakes. Primera edición. Berlin: Springer-Verlag Berlin Heidelberg.
- [21] BLEIER, Tom y otros.  
2010 "Correlation of pre-earthquake electromagnetic signals with laboratory and field rock experiments". En European Geosciences Union. Natural Hazards and Earth System Science. European Geosciences Union, vol. 10, numero 9, pp. 1965-1975. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<www.nat-hazards-earth-syst-sci.net/10/1965/2010/nhess-10-1965-2010.pdf>
- [22] QUAKEFINDER.  
2013 "Ultra-low Frequency (ULF) Pulses". Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<www.quakefinder.com/science/science-briefs/science-brief-ultra-low-frequency-ulf-pulses/>
- [23] HAYAKAWA, Masashi, Katsumi HATTORI y Kenji OHTA.  
2007 "Monitoring of ULF (ultra-low-frequency) Geomagnetic Variations Associated with Earthquakes". En Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI AG). Sensors. MDPI AG, numero 7, pp. 1108-1122. Consulta: 1 de febrero, 2013. <www.mdpi.com/1424-8220/7/7/1108>

- [24] McPHERRON, Robert.  
2002 "Magnetic pulsations: their sources and relation to solar wind and geomagnetic activity". Artículo. Los Angeles: Institute of Geophysics and Planetary Physics, University of California. Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.who.edu/science/AOPE/emworkshop/pdf/mcpherron.pdf](http://www.who.edu/science/AOPE/emworkshop/pdf/mcpherron.pdf)>
- [25] AMES, Morgan y Louis VEHS�AGE.  
1981 Low frequency geomagnetic fluctuations (0.025 to 20 Hz) on the floor of Monterey Bay. Tesis de Maestría en Ciencias de la Ingeniería. Monterey: Naval Postgraduate School, California. Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a114474.pdf](http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a114474.pdf)>
- [26] NDIITWANI, Dzivhuluwani.  
2011 Ultra low frequency (ULF) waves observed at mid to low latitudes during daytime using low Earth orbit (LEO) satellite and ground-based data. Tesis de Doctorado. Durban: School of Physics, University of KwaZulu-Natal. Consulta: 1 de febrero, 2013. <[researchspace.ukzn.ac.za/xmlui/handle/10413/5663](http://researchspace.ukzn.ac.za/xmlui/handle/10413/5663)>
- [27] MASCI, Fabrizio.  
2011 "On the seismogenic increase of the ratio of the ULF geomagnetic field components". En Elsevier. Physics of the Earth and Planetary Interiors. Elsevier, vol. 187, números 1-2, pp. 19-32. Consulta: 1 de febrero, 2013. <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0031920111000872>>
- [28] BORTNIK, J. y otros.  
2008 "The possible statistical relation of Pc1 pulsations to Earthquake occurrence at low latitudes". En European Geosciences Union. Annales Geophysicae. EGU, vol. 26, número 9, pp. 2825-2836. Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.ann-geophys.net/26/2825/2008/angeo-26-2825-2008.pdf](http://www.ann-geophys.net/26/2825/2008/angeo-26-2825-2008.pdf)>
- [29] INCORPORATED RESEARCH INSTITUTIONS FOR SEISMOLOGY.  
2013 "Global Seismographic Network". Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.iris.edu/hq/programs/gsn](http://www.iris.edu/hq/programs/gsn)>

- [30] INSTITUTO GEOFÍSICO DEL PERÚ.  
2013 “Low-Latitude Ionospheric Sensor Network”. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<<http://lisn.igp.gob.pe/>>
- [31] LENZ, J. E.  
1990 “A review of magnetic sensors”. En IEEE. Proceedings of the IEEE.  
IEEE, vol. 78, número 6, pp. 973 – 989. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.demar.eel.usp.br/eletronica/artigos/Review\\_magnetic\\_sensors.pdf](http://www.demar.eel.usp.br/eletronica/artigos/Review_magnetic_sensors.pdf)>
- [32] TUMANSKI, Slawomir.  
2007 “Induction coil sensors—a review”. En Institute of Physics Publishing.  
Measurement science and technology. Institute of Physics Publishing,  
vol. 18, número 3, pp. 31-46. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[iopscience.iop.org/0957-0233/18/3/R01/pdf/0957-0233\\_18\\_3\\_R01.pdf](http://iopscience.iop.org/0957-0233/18/3/R01/pdf/0957-0233_18_3_R01.pdf)>
- [33] NATIONAL ACADEMY OF SCIENCES OF UKRAINE.  
2013 “PRICE LIST”. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<<http://isr.lviv.ua/old/priceEN.htm>>
- [34] ZONGE.  
2013 “Antennas: Magnetic Sensors”. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.zonge.com/MagSensors.html](http://www.zonge.com/MagSensors.html)>
- [35] BRINCKER, Rune y otros.  
2005 “Improving the Classical Geophone Sensor Element by Digital  
Correction”. Artículo. Denmark: Aalborg University.  
Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.svibs.com/solutions/literature/2005\\_1.pdf](http://www.svibs.com/solutions/literature/2005_1.pdf)>
- [36] SEISMIC INSTRUMENTS.  
2013 “Smart Geophone”. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.seismicinstruments.com/smg.html](http://www.seismicinstruments.com/smg.html)>
- [37] BAZANOS Panteleimon.  
2012 “Building a seismograph from scrap”. Artículo. Heidelberg: Science in  
School. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.scienceinschool.org/2012/issue23/earthquakes](http://www.scienceinschool.org/2012/issue23/earthquakes)>

[38] AGILENT TECHNOLOGIES.

2002 “Selecting the Right Data Acquisition System”. Nota técnica. Consulta: 1 de febrero, 2013. <[cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-7506EN.pdf](http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-7506EN.pdf)>

[39] DI PAOLO, Maurizio.

2013 Data Acquisition Systems: From Fundamentals to Applied Design. Primera edición. Berlin: Springer-Verlag Berlin Heidelberg.

[40] SJOBOEN, Lauren.

2006 “Improved signal quality via conditioning”. Nota técnica. Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.ni.com/white-paper/5213/en](http://www.ni.com/white-paper/5213/en)>

[41] NATIONAL INSTRUMENTS.

2013 “Adquisición de Datos (DAQ)”. Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.ni.com/data-acquisition/esa/](http://www.ni.com/data-acquisition/esa/)>

[42] SYMRES.

2013 “PAR8CH Spec Sheet”. Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.symres.com/webpages/products/par8ch.htm](http://www.symres.com/webpages/products/par8ch.htm)>

[43] KESTER, Walt.

2005 “Which ADC Architecture Is Right for Your Application?”. Nota de aplicación. Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.analog.com/library/analogDialogue/archives/39-06/architecture.pdf](http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/39-06/architecture.pdf)>

[44] TEXAS INSTRUMENTS.

2013 “Choose the right A/D converter for your application”. Nota de aplicación. Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.ti.com/europe/downloads/Choose%20the%20right%20data%20converter%20for%20your%20application.pdf](http://www.ti.com/europe/downloads/Choose%20the%20right%20data%20converter%20for%20your%20application.pdf)>

[45] NATIONAL INSTRUMENTS.

2013 “¿Qué es Adquisición de Datos?”. Consulta: 1 de febrero, 2013. <<http://www.ni.com/data-acquisition/what-is/esa/>>



- [46] JARMAN, David.  
1995 "A Brief Introduction to Sigma Delta Conversion". Nota de aplicación.  
Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<<http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/an95/an9504.pdf>>
- [47] KESTER, Walt.  
2004 The Data Conversion Handbook. Primera edición. EUA: Analog  
Devices. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/3906/data\\_conversion\\_handbook.html](http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/3906/data_conversion_handbook.html)>
- [48] BAKER, Bonnie.  
2011 "How delta-sigma ADCs work". Nota técnica. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<<http://www.ti.com/lit/an/slyt423/slyt423.pdf>>, parte 1  
<<http://www.ti.com/lit/an/slyt438/slyt438.pdf>>, parte 2
- [49] BARREIRO, José.  
2005 High-Performance Delta-Sigma Analog-to-Digital Converters. Tesis de  
Doctorado. Corvallis: Oregon State University.  
Consulta: 1 de febrero, 2013. <[www.lumerink.com/courses/ECE697A/s10/Lecture%20Notes/Switched%20Capacitor%20Design/High%20Performance%20SC%20Delta-Sigma%20ADC%20Design.pdf](http://www.lumerink.com/courses/ECE697A/s10/Lecture%20Notes/Switched%20Capacitor%20Design/High%20Performance%20SC%20Delta-Sigma%20ADC%20Design.pdf)>
- [50] WANG, Le.  
2010 Micro Power Delta-Sigma Analog-to-Digital Converters based on Novel  
Self Biased Inverter Amplifiers. Tesis de Doctorado en Ingeniería  
Eléctrica y de Computadores. Santa Barbara: University of California.  
Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[http://mimetic.ece.ucsb.edu/publications/pubs/le\\_thesis.pdf](http://mimetic.ece.ucsb.edu/publications/pubs/le_thesis.pdf)>
- [51] NATIONAL INSTRUMENTS.  
2011 "Field Wiring and Noise Considerations for Analog Signals". Nota  
técnica. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<<http://www.ni.com/white-paper/3344/en/>>
- [52] FRANK, Randy.  
2000 Understanding smart sensors. Segunda edición. Norwood: Artech  
House.

- [53] MOUGENOT, Denis.  
2004 "How Digital Sensors Compare to Geophones?". Artículo presentado en SEG Annual Meeting. Denver. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[www.sercel.com/support/Technical%20library/Sercel-digital-geophone.pdf](http://www.sercel.com/support/Technical%20library/Sercel-digital-geophone.pdf)>
- [54] OZYAGCILAR, Talat.  
2012 "Layout Recommendations for PCBs Using a Magnetometer Sensor". Nota técnica. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<[http://www.freescale.com/files/sensors/doc/app\\_note/AN4247.pdf](http://www.freescale.com/files/sensors/doc/app_note/AN4247.pdf)>
- [55] GSMSEVER.  
2013 "Global Positioning System". Nota técnica. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<<http://gsmserver.com/articles/gps.php>>
- [56] AXELSON, Jan.  
2007 Serial Port Complete. Segunda edición. Madison: Lakeview Research.
- [57] MAXIM INTEGRATED.  
2001 "Methods for Trimming the Power Required in RS-485 Systems". Nota de aplicación. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<<http://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN1090.pdf>>
- [58] KUGELSTADT, Thomas.  
2008 "The RS485 Design Guide". Nota de técnica. Consulta: 1 de febrero, 2013. <<http://www.ti.com/lit/an/slla272b/slla272b.pdf>>
- [59] ATMEL.  
2010 "Using the TWI module as I2C master". Nota de aplicación. Consulta: 1 de febrero, 2013. <<http://www.atmel.com/Images/doc2564.pdf>>
- [60] KING, Craig.  
2005 "Designing with the MCP3551 Delta-Sigma ADC". Nota de aplicación. Consulta: 1 de febrero, 2013.  
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01007a.pdf>
- [61] LABCENTER ELECTRONICS.  
2013 "The VSM Advantage". Consulta: 1 de febrero de 2013.  
<[http://www.labcenter.com/products/vsm/vsm\\_overview.cfm](http://www.labcenter.com/products/vsm/vsm_overview.cfm)>