

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

PROTOTIPO PARA LA MEDICIÓN DE LA MAGNITUD DEL CAMPO MAGNÉTICO TERRESTRE BASADO EN EL PRINCIPIO DE PRECESIÓN PROTÓNICA

Presentado ante la Ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Díaz Arias, Jorge Luis Pablo.
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2012

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

PROTOTIPO PARA LA MEDICIÓN DE LA MAGNITUD DEL CAMPO MAGNÉTICO TERRESTRE BASADO EN EL PRINCIPIO DE PRECESIÓN PROTÓNICA

Prof. Guía: Ing. Servando Álvarez.

Tutor Industrial: Ing. Mariano S. Arnaiz Rodríguez.

Presentado ante la Ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Díaz Arias, Jorge Luis Pablo.
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2012

CONSTANCIA DE APROBACIÓN

Caracas, 06 de julio de 2012

Los abajo firmantes, miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica, para evaluar el Trabajo Especial de Grado presentado por el Bachiller Jorge Luis P. Díaz A., titulado:

“PROTOTIPO PARA LA MEDICIÓN DE LA MAGNITUD DEL CAMPO MAGNÉTICO TERRESTRE BASADO EN EL PRINCIPIO DE PRECESIÓN PROTÓNICA”

Consideran que el mismo cumple con los requisitos exigidos por el plan de estudios conducente al Título de Ingeniero Electricista en la mención de Electrónica, Computación y Control y sin que ello signifique que se hacen solidarios con las ideas expuestas por el autor, lo declaran APROBADO.



Prof. Pedro Pinto
Jurado



Prof. Franklin Martínez
Jurado



Prof. Servando Álvarez
Prof. Guía

DEDICATORIA

A mis madres Alnubis Diaz y Zorely Diaz, por brindarme su amor incondicional y su constante apoyo, siempre a mi lado sin importar lo que pase. Permitiéndome ser quien soy el día de hoy.

En la memoria de mi abuela, Elvia Arias, quien fue, es y seguirá siendo parte importante en el desarrollo de mi vida y carrera. Siempre estará viva en cada paso de mi vida.

A mi hermanita, Alnubis Silva, por estar a mi lado sin importar nuestras diferencias, por sus muestras de cariño desproporcionadas y por evitar que muera de aburrimiento.

RECONOCIMIENTOS Y AGRADECIMIENTOS

Hay tantas personas a las que tengo que agradecer por este trabajo de grado que en primer lugar quisiera pedir disculpas si alguien se siente menospreciado, las limitaciones de espacio no me permiten nombrar a todos quienes, directa o indirectamente me han llevado hasta este lugar.

A mi profesor guía, el Ingeniero Servando Álvarez, por brindarme su mano amiga y valiosa asesoría en los momentos más difíciles. Sin su constante ayuda y motivación no habría podido terminar de llegar a donde me encuentro, de corazón mil gracias.

A mi tutor industrial, el Ingeniero Mariano Arnaiz, por la oportunidad de desarrollar este proyecto y haberme ayudado compartiendo sus conocimientos. Muchas gracias por el apoyo y la confianza.

A mi familia por su preocupación, ayuda y mano dura cuando fue necesario, evitando que perdiera mi rumbo, los amo.

A Beggxis Villa por su compañía y paciencia durante largas horas de medición e interminables días en el laboratorio, apoyándome y regalándome su cariño y amor. Por estar dispuesta a escucharme cuando más lo necesitaba y compartir conmigo los buenos y malos momentos.

A Miguel Camacho, Patricia Sánchez, Ángel Ferretti, Víctor Urbina, Gerardo Useche, Carla Bolívar, Elena Valez por brindarme su amistad y apoyo durante mi carrera.

A Carlos Silva, Daniel Gonzales, Carlos Méndez y Valery Ramírez por el compartir y compañía en el laboratorio durante este largo recorrido.

A José Choque por su amistad, lealtad y compañía durante todos estos años, brindándome la confianza de que puedo contar con él; María Tosta, por su ayuda desinteresada en las materias humanistas de mi carrera o las teóricas del bachillerato.

A los profesores de la Escuela de Eléctrica por brindarme las herramientas para afrontar los retos profesionales.

Díaz A., Jorge Luis P.

**PROTOTIPO PARA LA MEDICIÓN DE LA MAGNITUD
DEL CAMPO MAGNÉTICO TERRESTRE BASADO EN EL
PRINCIPIO DE PRECESIÓN PROTÓNICA**

Prof. Guía: Ing. Servando Álvarez. Tutor industrial: Ing. Mariano S. Arnaiz Rodríguez. Tesis. Caracas. U.C.V. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. Ingeniero Electricista. Opción: Electrónica. 2012. 45h + anexos

Palabras claves: Magnetómetro; Precesión protónica; campo magnético terrestre; Frecuencia de Lamor; medición de frecuencia; Microcontrolador.

El presente trabajo tiene como propósito general, el diseño y la implementación de un prototipo de magnetómetro de precesión protónica. Este proyecto nace por la ausencia de un magnetómetro en la escuela de Geología, Minas y Geofísica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Central de Venezuela (UCV) de disponer un magnetómetro funcional. El magnetómetro de precesión protónica es un instrumento que mide la magnitud del campo magnético terrestre y es utilizado en estudios de geofísica para medir las variaciones laterales de la intensidad del campo magnético de la tierra. El prototipo consta de tres módulos: la tarjeta principal, que se encarga de medir y controlar el proceso, la tarjeta de amplificación y conmutación que lleva a cabo la medida y amplifica la señal resultante lo suficiente para ser interpretada por la tarjeta principal, y un módulo que almacena los datos en una tarjeta SD en formato FAT32. Con el equipo final se realizaron medidas en conjunto con uno comercial para validar su funcionamiento y obteniendo resultados favorables.

ÍNDICE GENERAL

CONSTANCIA DE APROBACIÓN	¡Error! Marcador no definido.
DEDICATORIA	iii
RECONOCIMIENTOS Y AGRADECIMIENTOS	v
ÍNDICE GENERAL	vii
ACRÓNIMOS.....	xii
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I	3
1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	3
1.2 OBJETIVOS	4
1.2.1 Objetivo General	4
1.2.2 Objetivos Específicos	4
CAPÍTULO II	5
2.1 CONCEPTOS FUNDAMENTALES	5
2.1.1 Fuerza magnética y ley de Coulomb	5
2.1.2 Campo magnético.....	6
2.1.3 Dipolo magnético	7
2.1.4 Momento magnético.....	8

2.2	CAMPO MAGNÉTICO TERRESTRE	9
2.3	PROSPECCIÓN GEOFÍSICA.....	10
2.3.1	Prospección Magnética	11
2.4	MAGNETÓMETRO.....	12
2.4.1	Tipos de magnetómetros	12
2.4.2	Magnetómetro de bombeo óptico.....	13
2.4.3	Magnetómetro de saturación (Magnetómetro fluxgate).....	13
2.4.4	Magnetómetro tipo SQUID	13
2.4.5	Magnetómetro protónico tipo overhauser	14
2.5	EL MAGNETÓMETRO DE PRECESIÓN PROTÓNICA.....	14
2.5.1	Precesión protónica (Principio físico).....	14
2.5.2	Método de medición.....	19
2.6	TARJETA DE MEMORIA.....	22
2.7	MICROCONTROLADOR	24
2.8	AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN	24
2.9	MEDICIÓN DE FRECUENCIA	25
CAPÍTULO III.....		30
3.1	DEFINICIÓN DEL EQUIPO	30
3.1.1	Portabilidad	30

3.1.2	Autonomía.....	30
3.1.3	Interfaz Hombre maquina.....	31
3.1.4	Almacenamiento en tarjetas SD	31
3.1.5	El prototipo deberá estar desarrollado para las características del campo magnético local.....	31
3.2	DESCRIPCIÓN DEL EQUIPO	32
3.2.1	Consideraciones de diseño.	32
3.2.2	Descripción del Hardware	34
3.2.3	Módulo de conmutación y amplificador	34
3.2.4	Módulo de cómputo y visualización	37
3.2.5	Módulo de comunicación y almacenamiento de datos.....	38
3.2.6	Software	39
CAPÍTULO IV.....		45
4.1	PRUEBAS REALIZADAS A LOS MÓDULOS	45
4.2	PRUEBAS DE CAMPO	50
CONCLUSIONES		53
RECOMENDACIONES.....		55
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		56

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Líneas de campo en un imán permanente. (1).....	7
Figura 2: Líneas de campo en los polos magnéticos.....	8
Figura 3: Campo magnético terrestre. (1)	10
Figura 4: Protón en un campo magnético constante.	14
Figura 5: Diagrama de bloques del instrumento.	20
Figura 6: Proceso de polarización y precesión.	21
Figura 7: Tarjetas de memoria.	23
Figura 8: Topología de 3 amplificadores operacionales.	25
Figura 9: Ejemplo del cálculo de la frecuencia.....	28
Figura 10: Valores matematicos de intensidad magnetica total para venezuela.....	32
Figura 11: Diagrama de bloques del módulo de conmutación y amplificación.....	34
Figura 12: Etapa de conmutación.	35
Figura 13: Topología filtro de múltiples realimentaciones.....	36
Figura 14: Diagrama esquemático del módulo de cómputo y visualización.....	37
Figura 15: Diagrama esquemático del módulo de comunicación.....	39
Figura 16: Subrutina de control de polarización.....	41
Figura 17: Subrutina de medición.....	42

Figura 18: Diagrama de flujo del programa del módulo de almacenamiento y comunicación.	44
Figura 19: Descarga de la bobina.....	47
Figura 20: Rebote del relé.....	48
Figura 21: Salida del generador de onda.....	49
Figura 22: Salida del módulo de amplificación.	50
Figura 23: Grafica comparativa entre magnetómetro comercial y el prototipo	51

ACRÓNIMOS

AC: Corriente alterna

CMOS: Complementary Metal Oxide Semiconductor

DC: Corriente continua

FAT: File Allocation Table

IC: Inter-Integrated Circuit

LCD: Liquid Crystal Display

LED: light emitting diode

MMC: Multimedia Card

SD: Secure Digital

SPI: Serial Peripheral Interface

TTL: Transistor Transistor Logic

INTRODUCCIÓN

La Tierra tiene un campo magnético propio, que puede ser aproximado como un dipolo magnético ubicado en el centro del planeta con una inclinación de $11,5^\circ$ respecto a su eje de rotación. Este campo varía en tiempo y espacio, y son producidos por: tormentas solares, eléctricas; así como, las variaciones de las propiedades del subsuelo, entre otros.

A las variaciones del campo ocasionadas por cambios en las propiedades del subsuelo se le denominan anomalías magnéticas, y dan información sobre las estructuras y materiales dentro de la corteza. Se pueden dividir en: 1) Anomalías locales y 2) Regionales. En cuanto a las primeras, estas sirven para prospección magnética de minerales y pueden tener valores muy altos, entre 10 y 500nT. Las segundas, ofrecen información sobre la roca madre, descubriendo su estructura o la presencia de fallas.

Para realizar estudios de estas anomalías, generalmente se efectúan mediciones del campo magnético a distancias regulares, y a partir de esos datos, se genera un modelo aproximado de estructuras en la corteza terrestre. Para ejecutar estas medidas, se utilizan equipos de alta precisión denominados Magnetómetros.

La dimensión, costo y la complejidad de estos instrumentos varía de manera amplia según su aplicación. Muchos están diseñados para realizar trabajos de campo (de rutina operativa), por lo que en su mayoría son elementos portátiles. En la actualidad, los magnetómetros basados en la precesión protónica se consideran uno de los instrumentos más precisos para determinar la intensidad total del campo geomagnético. Estos se basan en el fenómeno de precesión del espín de los protones de un material.

El presente proyecto se plantea construir un magnetómetro de precesión protónica para ser utilizado en investigaciones arqueológicas o de prospección así como en la enseñanza de principios Geofísicos. Será diseñado con la finalidad de ser construido a un precio razonable buscando obtener una precisión cercana a la mayoría de los magnetómetros comerciales.

El presente trabajo se divide en cinco (5) capítulos. El primer capítulo contiene una descripción del proyecto y presenta los objetivos trazados al comienzo del mismo. El segundo capítulo contiene una serie de conceptos esenciales que explican el basamento físico de la medición de campo magnético utilizado. El tercer capítulo define las necesidades del hardware y el software del equipo y posteriormente presenta una descripción del desarrollo, así como de las diferentes partes que lo conforman, su funcionamiento y como se relacionan entre sí. El cuarto capítulo muestra los estudios realizados al instrumento final y un análisis crítico de los mismos. El quinto capítulo son las conclusiones obtenidas de la realización del trabajo.

CAPÍTULO I

1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Actualmente, la Escuela de Geología, Minas y Geofísica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Central de Venezuela (UCV), de donde surge el presente proyecto, carece de un magnetómetro funcional. Esto impide realizar prácticas y estudios relacionados con la medición del campo magnético, por lo cual todo el conocimiento impartido, en este contenido de geofísica, a los estudiantes ha sido de carácter teórico. Lo ideal es que los estudiantes puedan disponer del equipo, de tal forma que realicen sus experiencias prácticas.

La carencia de estos equipos se debe a su costo elevado ya que no son fabricados en el país. Por otra parte, las empresas fabricantes no cuentan con un servicio técnico regional lo que incrementa su costo de reparación al tener que enviar el equipo al extranjero.

El presente proyecto propone el desarrollo de un prototipo como primera aproximación a un magnetómetro comercial. Se desea que sea de bajo costo y que pueda adaptarse a las necesidades de portabilidad y robustez de la escuela de Geología, Minas y Geofísica, de manera que se pueda utilizar en prácticas e investigaciones de campo.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo General

Diseñar e implementar un prototipo para la medición de la magnitud del campo magnético terrestre, basado en el principio de precesión protónica.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Diseñar el driver de la bobina, las etapas de: amplificación, filtrado y determinación de la frecuencia de la señal medida.
- Implementar las etapas previamente diseñadas.
- Garantizar mediante el uso de baterías, la portabilidad y el tiempo de operación del equipo.
- Colocar una interface hombre-máquina, comprendida por una pantalla y un teclado.
- Incorporar un módulo para el almacenamiento masivo de la data adquirida.
- Desarrollar el firmware necesario, para el correcto funcionamiento del equipo.
- Elaborar el manual de uso del equipo.

CAPÍTULO II

MARCO TEÓRICO

2.1 CONCEPTOS FUNDAMENTALES

Las primeras observaciones de fenómenos magnéticos datan de hace 2500 años, con fragmentos de mineral de hierro magnetizado cerca de la ciudad de Magnesia (en la actualidad recibe el nombre de Manisa y está ubicada en Turquía occidental), estos trozos de mineral son lo que en la actualidad se conoce como imanes permanentes.

Antes de que se comprendieran los fenómenos magnéticos y su relación con las cargas en movimiento, las interacciones entre imanes y objetos que hacían uso de ellos, como las brújulas, se describían en función de polos magnéticos

2.1.1 Fuerza magnética y ley de Coulomb

Coulomb en el año 1785, a partir de múltiples experimentos estableció que la fuerza entre los extremos de un imán delgado era inversamente proporcional a la raíz cuadrada de su separación. Gauss posteriormente completó esta teoría atribuyéndole fuerza de atracción y repulsión a cargas magnéticas ficticias, llamadas polos, y formuló la relación entre la carga magnética de dos polos (p_1 y p_2), la distancia que los separa (r) y la fuerza que ejercen entre ellos por medio de la ecuación (1)

$$F = K \frac{p_1 \cdot p_2}{r^2} \quad (1)$$

Donde K es una constante asociada a la permeabilidad magnética del vacío (μ_0), sus unidades en el sistema internacional de unidades (SI) son $[N/A^2]$ y se define por medio de la ecuación (2) .

$$K = \frac{\mu_0}{4\pi} \quad (2)$$

2.1.2 Campo magnético

El campo magnético puede definirse como la zona de influencia de un polo magnético, dentro de la cual si se pone un polo a una distancia r este experimentara una fuerza asociada a la interacción de ambos polos y de magnitud (2). El campo magnético asociado a un polo puede calcularse por medio de la ecuación (3).

$$B = \frac{Kp_1}{r^2} \quad (3)$$

Actualmente, basándose en la relación entre los campos magnéticos y las partículas cargadas en movimiento (corriente eléctrica) también puede definirse como la región del espacio en la que una partícula cargada de valor q , que se desplaza a una velocidad V , experimenta los efectos de una fuerza que es perpendicular y proporcional la velocidad V y al campo B . Así, dicha carga percibirá una fuerza descrita con la ecuación (4)

$$\vec{F} = q \cdot \vec{V} \times \vec{B} \quad (4)$$

Es importante saber que el campo magnético es un campo vectorial por lo que a cada punto del espacio está asociado un vector, es común representarlo por líneas de campo como en la Figura 1.

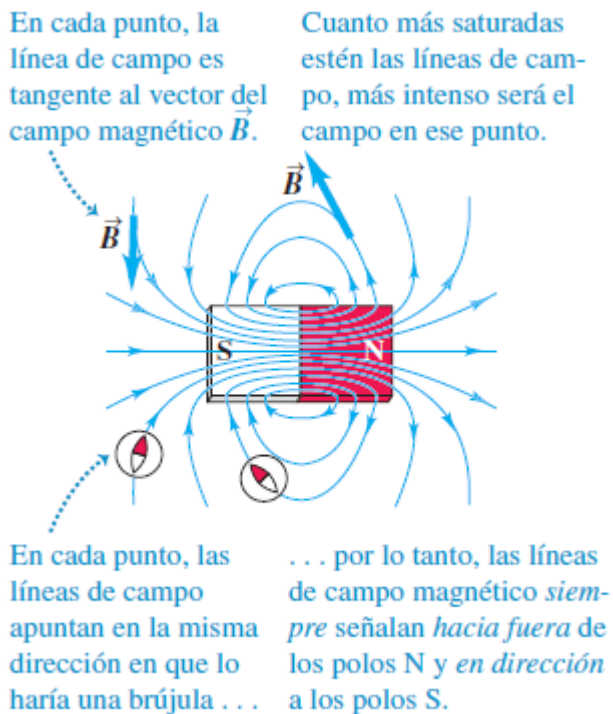


Figura 1: Líneas de campo en un imán permanente. (1)

2.1.3 Dipolo magnético

El dipolo es la estructura fundamental del magnetismo. Es un sistema compuesto de dos cargas magnéticas de igual magnitud pero de signos opuestos. En la práctica un imán de barra puede ser aproximado a un dipolo. Si se coloca un imán

de barra en limaduras de hierro como en la Figura 2 se pueden apreciar las líneas de campo del dipolo magnético. Se observa que las partículas de hierro se juntan en los extremos del imán, mientras que otras se adhieren a la parte central. Los dos extremos, que son las regiones de las líneas donde se concentra la fuerza, son los polos.

Hay que tener en cuenta que un polo aislado es una herramienta matemática para explicar ciertos fenómenos en física teórica, pero hasta la actualidad no se conocen pruebas experimentales de su existencia.

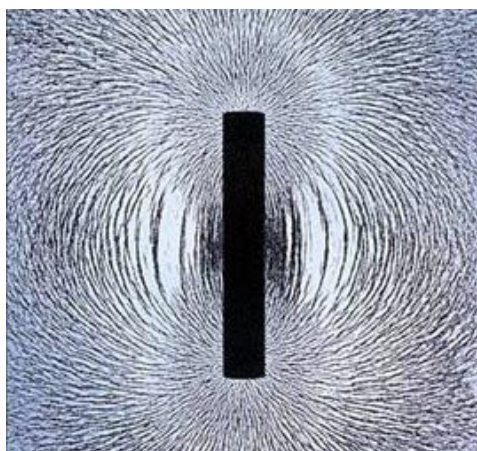


Figura 2: Líneas de campo en los polos magnéticos.¹

2.1.4 Momento magnético

Se define momento magnético como el vector, que en presencia de un campo magnético se relaciona con el momento de fuerza de alineación de ambos vectores en el punto en el que se sitúa el elemento. Según la ecuación (5)

¹ Fuente: <http://www.sabercurioso.es/2009/06/19/los-imaness/>

$$\tau = \mu \times B \quad (5)$$

Donde τ es el momento de fuerza, μ es el momento dipolar magnético, y B es el campo magnético.

2.2 CAMPO MAGNÉTICO TERRESTRE

El campo magnético terrestre Figura 3, puede aproximarse, con bastante precisión, a un dipolo colocado en el núcleo del planeta con una inclinación de 11.5° con respecto al eje de rotación. Pero hay que tener en cuenta que el núcleo de la Tierra no tiene características magnéticas propias ya que a la temperatura a la que se encuentra supera el punto de Curie de los materiales que lo conforman (temperatura a la cual los materiales pierden sus propiedades magnéticas, descubierto por Pierre Curie (1859-1906)).

En su lugar los campos magnéticos del planeta son generados por corrientes inducidas en el núcleo fundido del planeta, producto de su rotación. Este proceso recibe el nombre de efecto dinamo. Este campo cambia con el tiempo; hay evidencia geológica que demuestra que invierte por completo su dirección, en intervalos de alrededor de medio millón de años

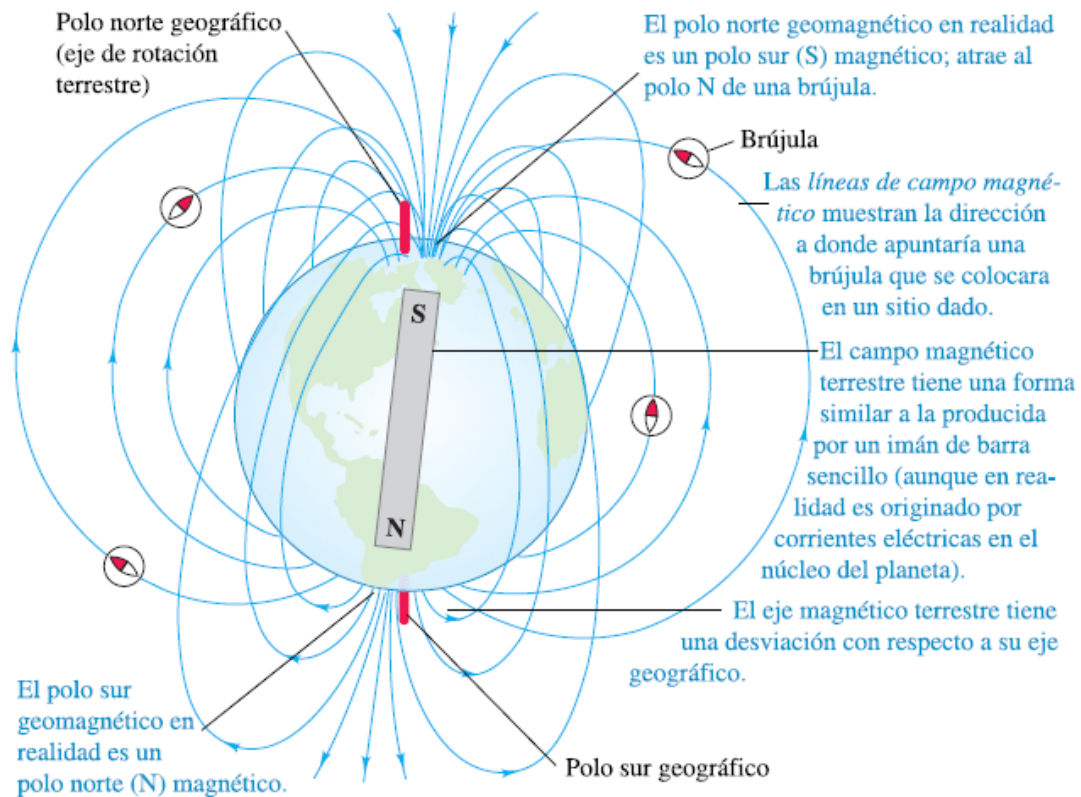


Figura 3: Campo magnético terrestre. (1)

2.3 PROSPECCIÓN GEOFÍSICA

Es un conjunto de técnicas no destructivas (basadas en principios físicos y matemáticos), aplicadas a la exploración del subsuelo para la búsqueda y estudio de yacimientos de sustancias útiles como petróleo, aguas subterráneas, minerales, entre otras, por medio de observaciones efectuadas en la superficie de la Tierra (2).

Para poder aplicar un método geofísico en una prospección, es necesario que se presenten dos condiciones sinequanom:

- a) Que existan contrastes significativos de propiedades físicas, anomalías que se pueden detectar y medir.

- b) Que estos contrastes se puedan correlacionar con la geología del subsuelo.

2.3.1 Prospección Magnética

Es un método de prospección de superficie. Las pequeñas variaciones del campo magnético de la Tierra, pueden indicar la presencia de sustancias magnéticas en el subsuelo. El método de prospección magnética sirve para dar información sobre la distribución espacial de materiales magnéticos y estructuras geológicas.

Dentro de la comunidad científica aún existe cierta controversia sobre cuál es la propiedad fundamental del magnetismo si es el campo magnético comúnmente designado por el símbolo H , o si es la inducción magnética o densidad de flujo magnético comúnmente designada por el símbolo B . De cualquier manera las dos propiedades están relacionadas mediante la ecuación:

$$B = \mu \times H \quad (6)$$

Donde μ es la permeabilidad de la materia. En un espacio libre o al vacío, la permeabilidad se define como μ_0 , es decir, permeabilidad del espacio libre y su valor es $4\pi \cdot 10^{-7}$ la unidad de B es el tesla [T].

El campo magnético de la Tierra varía de un lugar a otro y es más fuerte cerca de los polos magnéticos $60000nT$ y más débiles cerca del ecuador magnético $30000nT$. Se trata de un vector por lo cual tiene dirección y magnitud. Normalmente la densidad de flujo (B), en cualquier lugar apunta en dirección al polo norte magnético como lo haría un imán suspendido libremente. Esto significa que en el hemisferio norte de la tierra, B , apunta hacia abajo y hacia el polo norte magnético de la Tierra.

2.4 MAGNETÓMETRO

Un magnetómetro es un dispositivo que sirve para cuantificar la fuerza o la dirección del campo magnético de una muestra. Hasta los años cuarenta los magnetómetros eran instrumentos mecánicos, como la balanza de Gouy o la balanza de Evans, que miden el cambio en peso aparente que se produce en una muestra, al aplicar un campo magnético (por el momento magnético que se induce). Los magnetómetros de tipo mecánicos por balance de fuerza eran engorrosos, delicados y lentos en su funcionamiento. Sin embargo, en la actualidad estos magnetómetros se han sustituido por instrumentos electrónicos mucho más sensibles y resistentes. Entre los más importantes se encuentran: el magnetómetro de saturación (Flux-gate magnetometer), el magnetómetro de precesión protónica (Proton Precession magnetometer) y el magnetómetro de bombeo óptico (Optically Pumped magnetometer). En otras palabras, el magnetómetro es un instrumento que permite medir la intensidad del campo magnético terrestre y detectar las variaciones provocadas por la presencia de material ferromagnético localizado bajo la superficie de la Tierra.

2.4.1 Tipos de magnetómetros

Los magnetómetros se pueden dividir en dos tipos básicos:

- a) Magnetómetros escalares miden la fuerza total del campo magnético al que están sometidos. Por ejemplo: magnetómetros de precesión protónica.
- b) Magnetómetros vectoriales tienen la capacidad de medir el componente del campo magnético en una dirección particular. Por ejemplo: magnetómetros de núcleo saturado (fluxgate).

A continuación se da una breve explicación de los tipos de magnetómetros más comunes:

2.4.2 Magnetómetro de bombeo óptico

El magnetómetro de bombeo óptico se basa en el uso de metales alcalinos como el cesio y el potasio. Este tipo de magnetómetro está basado en el efecto Zeeman, cuya frecuencia de autoexcitación es una función del campo geomagnético.

2.4.3 Magnetómetro de saturación (Magnetómetro fluxgate)

El sensor de un magnetómetro de saturación consiste en un núcleo de un material ferromagnético de alta permeabilidad magnética, rodeado por una bobina receptora. El campo magnético terrestre a lo largo del eje del núcleo produce en éste un flujo magnético. Si se hace variar la permeabilidad del núcleo, variará su flujo y como consecuencia se inducirá un voltaje en la bobina receptora que proporciona unas medidas del campo. El magnetómetro de saturación es capaz de medir cualquier componente del campo magnético de la Tierra, simplemente reorientando el instrumento para que los núcleos sean paralelos a la componente deseada. Este tipo de magnetómetro son capaces de medir la intensidad del campo magnético con una resolución de aproximadamente 0,2 nT.

2.4.4 Magnetómetro tipo SQUID

Este magnetómetro se basa en el fenómeno de la superconductividad. La superconductividad se define como la pérdida de la resistencia de un material, la cual ocurre a temperaturas relativamente bajas, sus principios de funcionamiento se explican por la teoría de la física cuántica y la termodinámica. El fundamento de estos instrumentos está en el comportamiento de un anillo superconductor enfriado por debajo de una cierta temperatura crítica y por el que se hace pasar una corriente

eléctrica. El flujo magnético dentro del anillo está cuantificado en unidades de $h/2e$, siendo h la constante de Planck y e la carga del electrón, variaciones en este valor se reflejan en variaciones en corrientes proporcionales al campo adyacente.

2.4.5 Magnetómetro protónico tipo overhauser

Los magnetómetros de este tipo usan una solución con alto contenido en protones e iones paramagnéticos, al ser sometidos a la frecuencia del electrón no perturbado, los iones paramagnéticos muestran una resonancia proporcional al campo magnético.

2.5 EL MAGNETÓMETRO DE PRECESIÓN PROTÓNICA

2.5.1 Precesión protónica (Principio físico)

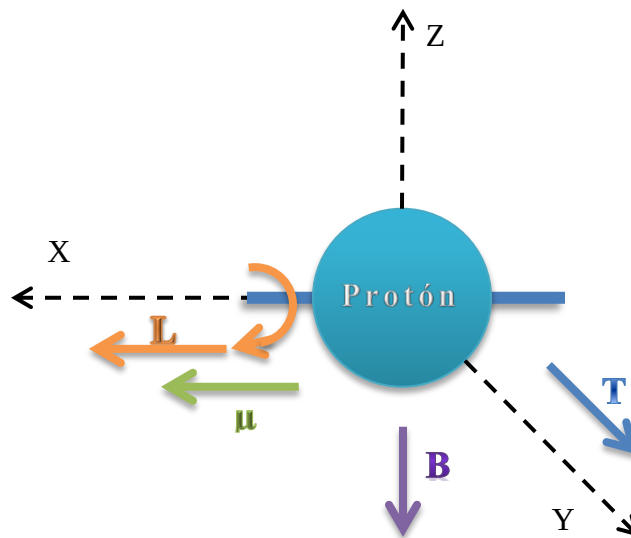


Figura 4: Protón en un campo magnético constante.

Si se considera un protón con un momento magnético μ y un momento angular L , orientado en un campo magnético constante B como se aprecia en la Figura 4, se observa que existe un par de torsión externo T producto de la interacción del momento magnético μ y el campo B de valor:

$$T = B \times \mu \quad (7)$$

Ya que el vector T (par de torsión) es perpendicular a B (campo magnético), que es constante en el sentido de Z , se deduce que el vector T pertenece al plano XY

La tercera ley de newton aplicada a sistemas con movimiento angular nos dice:

$$\sum r = \frac{\partial L}{\partial t} \quad (8)$$

Debido a que el par de torsión neto externo al sistema es igual a T nos queda:

$$T = \frac{\partial L}{\partial t} \quad (9)$$

Ya que T (par de torsión) en un valor vectorial distinto de cero y constante en magnitud; siendo T perpendicular a L (momento angular), produce un cambio de sentido constante del vector L que se puede describir de la forma

$$L = L_{xy}(\hat{i} * \sin(\omega t) + \hat{j} * \cos(\omega t)) + \hat{k} * L_z \quad (10)$$

Ya que el momento magnético es paralelo al momento angular se sabe que son proporcionales uno con el otro:

$$\mu = \gamma_0 \times L \quad (11)$$

Al sustituir el valor de L :

$$\mu = \gamma_0 * L_{xy}(\hat{i} * \sin(\omega t) + \hat{j} * \cos(\omega t)) + \hat{k} * \gamma_0 * L_z \quad (12)$$

Realizando el producto vectorial

$$T = \begin{vmatrix} \hat{i} & \hat{j} & \hat{k} \\ \gamma_0 L_{xy} \sin(\omega t) & \gamma_0 L_{xy} \cos(\omega t) & \gamma_0 L_z \\ 0 & 0 & B \end{vmatrix} \quad (13)$$

$$T = \hat{i} B \gamma_0 L_{xy} \cos(\omega t) - \hat{j} B \gamma_0 L_{xy} \sin(\omega t) \quad (14)$$

Ahora diferenciando el valor de L en función de t nos queda:

$$\frac{\partial L}{\partial t} = L_{xy}(\hat{i} * \omega * \cos(\omega t) - \hat{j} * \omega * \sin(\omega t)) \quad (15)$$

$$T = \frac{\partial L}{\partial t} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} B\gamma_0(\hat{i}L_{xy} \cos(\omega t) - \hat{j}L_{xy} \sin(\omega t)) \\ = \omega(\hat{i} * L_{xy} \cos(\omega t) - \hat{j} * L_{xy} \sin(\omega t)) \end{aligned} \quad (17)$$

De donde se obtiene que:

$$\omega = B \times \gamma_0 \quad (18)$$

A partir de la ecuación (18) se demuestra que la frecuencia de precesión ω es proporcional al campo magnético externo e independiente de la dirección. Donde B es la magnitud del campo magnético externo, ω es la frecuencia de precesión y γ_0 es una constante de proporcionalidad llamada constante giromagnética del protón. La ecuación (18) es llamada ecuación de Larmor en honor a su descubridor.

Para $B = 50 \mu\text{T}$ (valor nominal para el campo magnético de la tierra), es decir, ω es 1.34×10^4 radianes/s lo que corresponde a 2130 Hz. Un magnetómetro de precesión protónica tiene como finalidad medir la frecuencia de precesión y luego, usando la ecuación de Larmor, calcular la fuerza del campo magnético.

Debido a que el momento angular μ de cada protón tiene un movimiento de precesión proporcional al campo magnético externo aplicado, estas variaciones pueden ser medidas si el protón se encierra en una espira y, gracias a la ley de inducción de Faraday, es posible ver o establecer una corriente con las forma de onda:

$$\mu \cdot A \cdot \cos(\omega t) \quad (19)$$

Ésta será de un valor más que despreciable por lo que se recurre a un proceso previo con la finalidad de aumentar el valor de la señal medida.

En el pasado, muchas ramas de la física y la geofísica, utilizaban como unidad de inducción magnética el *gauss*. Sin embargo, en geofísica por lo general se utilizaba una unidad aún más pequeña: el *gamma*. Un *gamma* es 10^{-5} gauss. Expresado en el SI un gamma es igual a un *nanotesla* (nT). En otras palabras, la ecuación (18) puede reordenarse para presentar la inducción magnética, en nT

$$B = 23.4875 \cdot f \quad (20)$$

Donde f es la frecuencia en Hz.

De esta ecuación, se puede tener una idea de la precisión requerida para la medición de la frecuencia: un cambio de nT en el campo magnético genera un cambio de 1/23.4875 Hz. En otras palabras, para medir la inducción magnética local con una precisión de un nT, se debe medir la frecuencia con una exactitud de 0,0426 Hz.

2.5.2 Método de medición

En la actualidad, los magnetómetros de precesión protónica constituyen una de las formas más precisas de determinar la intensidad total del campo magnético. Este magnetómetro se basa en el fenómeno de precesión de los protones de un material rico en átomos de hidrógeno. Hay protones en el núcleo de todos los átomos pero sólo los átomos de hidrógeno tienen un protón. Por lo tanto, en un magnetómetro de precesión protónica, el hidrógeno se convierte en la fuente principal de protones.

Los protones, a temperatura ambiente en un líquido cualquiera, por ejemplo el agua, y en presencia de un campo magnético que no sea lo suficientemente fuerte para orientarlos en su dirección, están distribuidos al azar. Si se aplica un fuerte campo magnético polarizador, se alinean en la dirección de este campo. Cuando de forma repentina cesa este campo intenso, los protones tienden a orientarse primero en la dirección del campo magnético de la tierra, produciéndose un movimiento de precesión en torno a él, por un breve tiempo, antes de distribuirse de nuevo al azar.

El funcionamiento de un magnetómetro de precesión protónica tiene dos etapas. La primera, consiste en la polarización de los protones, es decir, se somete la sustancia rica en protones a la presencia de un campo magnético fuerte para que los protones se alineen en la dirección del mismo. La segunda, consiste en medir la frecuencia de la precesión para determinar la fuerza del campo magnético al que estaban sometidos en un principio. Ambas son necesarias para realizar la medición. En este tipo de magnetómetro, los microcontroladores se utilizan para realizar el cambio de un modo a otro mientras que el resto de los componentes electrónicos realizan las dos funciones: la polarización y la precesión.

Como se muestra en la Figura 5, un magnetómetro de precesión protónica está formado por un elemento sensor que generalmente es un recipiente de forma

cilíndrica, lleno con un líquido rico en átomos de hidrógeno (agua, kerosene o alcohol) rodeado por un arrollado o bobina. Éste se conecta a una fuente de alimentación, un interruptor electrónico, un amplificador y un medidor de frecuencia.

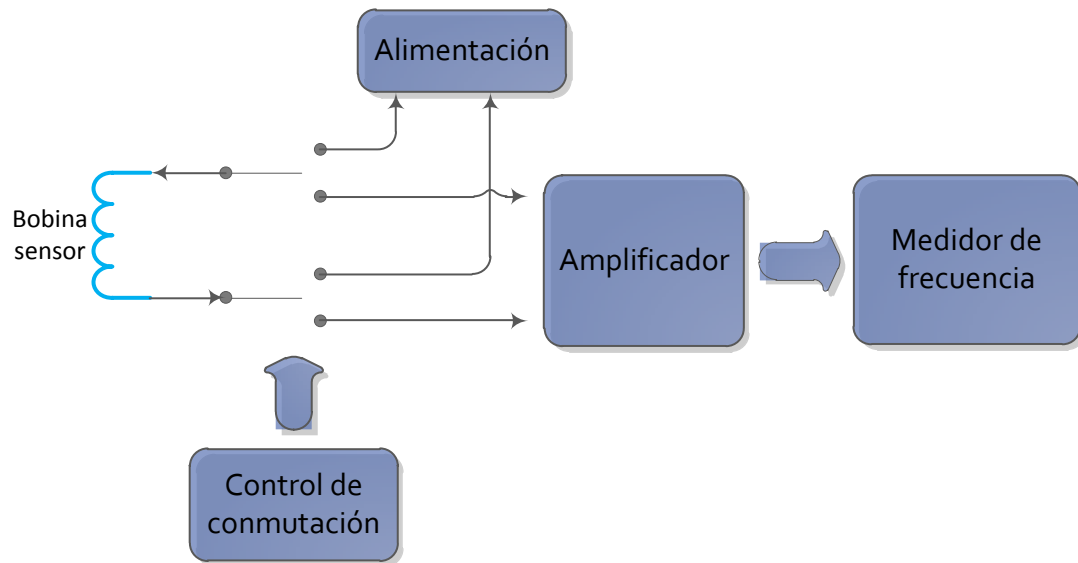


Figura 5: Diagrama de bloques del instrumento.

Cuando el interruptor está cerrado, la corriente continua, suministrada por una batería se dirige a través de la bobina y produce un campo magnético fuerte, de alrededor de cientos de *militeslas*, en el cilindro lleno de líquido. Los protones que se comportan como imanes dipolares mientras giran, se alinean a lo largo de la dirección del campo aplicado (es decir a lo largo del eje del cilindro). Al abrirse el interruptor, se corta el paso de la corriente hacia la bobina y los protones comienzan a precesar alrededor de la dirección del campo magnético de la Tierra. Esta precesión induce una pequeña corriente alterna en la bobina. El proceso se puede ver en la Figura 6 .

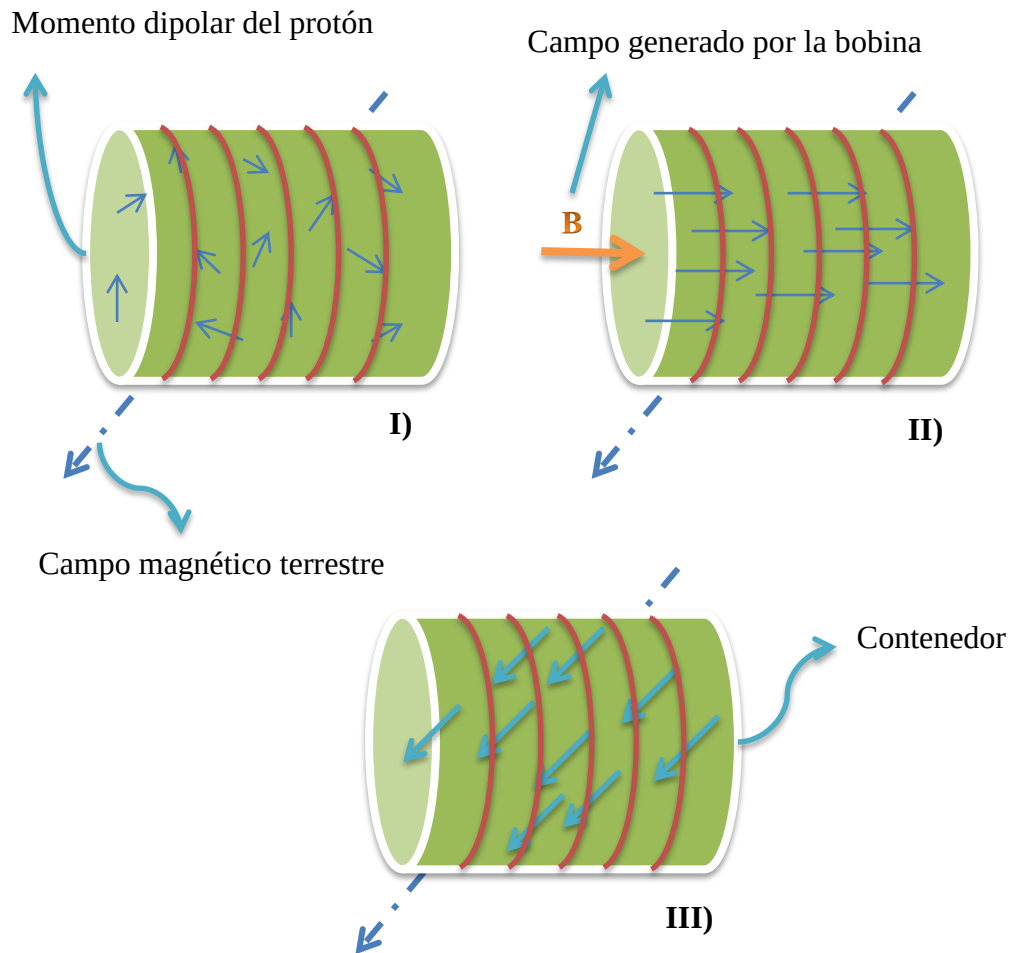


Figura 6: Proceso de polarización y precesión.

La frecuencia de la corriente alterna es igual a la frecuencia de precesión de los protones. Debido a que la frecuencia de precesión es proporcional a la intensidad del campo magnético total y ya que la constante de proporcionalidad es conocida, la intensidad del campo magnético total puede ser determinada con bastante precisión.

Una de las ventajas del magnetómetro de precesión protónica son: que es simple operación y fiabilidad. El sensor sólo necesita ser fijado a un ángulo cercano a 90° con respecto al campo magnético terrestre para su óptimo funcionamiento, lo

cual es fácil garantizar con una brújula. Sin embargo, si los cambios (gradiente) del campo magnético ocurren rápidamente desde un lugar a otro (600 nT / m aprox.), diferentes porciones del sensor cilíndrico estarán influenciadas por campos magnéticos de diversas magnitudes y las lecturas se verán afectadas. Cabe destacar que debido a que la señal generada por la precesión es pequeña, este instrumento no puede ser utilizado cerca de alimentaciones de AC.

Como la corriente de polarización puede ser desde un par de *amperios* hasta decenas de los mismos, y la polarización del campo debe estar encendida el tiempo suficiente para "alinearse" los protones (esto es exponencial y, por lo general, tiene una constante de tiempo de unos pocos segundos), la energía necesaria para cada medición puede ser significativa. Esto puede ser un factor limitante para la batería utilizada en equipos de prospección en trabajos de campo.

2.6 TARJETA DE MEMORIA

Una tarjeta de memoria (también llamada tarjeta flash), es un dispositivo de almacenamiento masivo de estado sólido, inventado por TOSHIBA en los años 80 que conserva la información previamente añadida, de forma correcta aun con la pérdida de energía.

Este dispositivo, puede ser borrado y reprogramado digitalmente y se usa por ejemplo, en cámaras digitales donde las fotografías son almacenadas y no se pierden después de remover la fuente de alimentación del dispositivo.

Actualmente, las tarjetas de memoria son utilizadas en dispositivos electrónicos y variadas aplicaciones industriales. En el mercado, existe gran variedad de tarjetas de memoria, entre los más comunes se encuentran:

- a) Smart media (SM) card.

- b) Multimedia card (MMC).
- c) Compact flash (CF) card.
- d) Microdrive.
- e) xD card.
- f) Secure digital (SD) card.

Las tarjetas utilizadas en el proyecto son del tipo Secure digital (SD) card como las mostradas en la Figura 7 en su tamaño estándar, las mismas se utilizan para el almacenamiento de los datos y el traslado de los mismos.

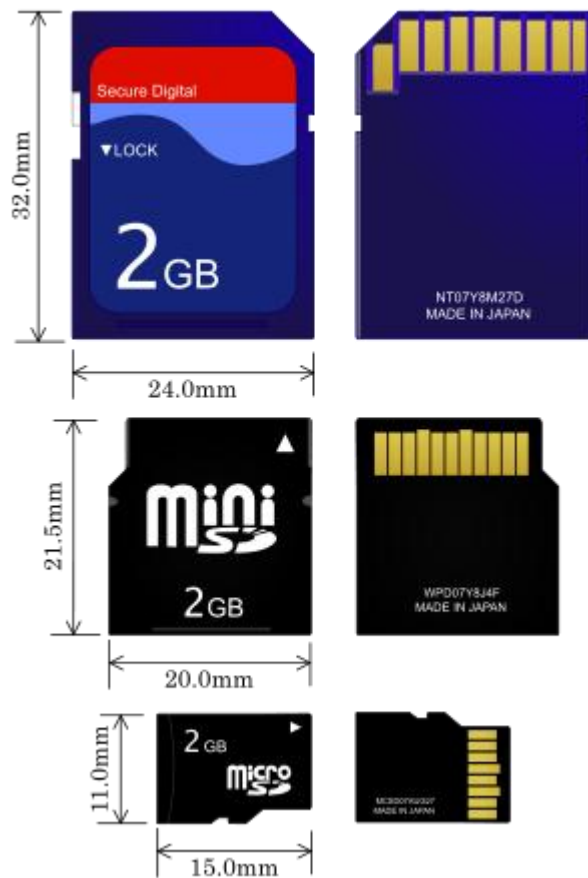


Figura 7: Tarjetas de memoria.

2.7 MICROCONTROLADOR

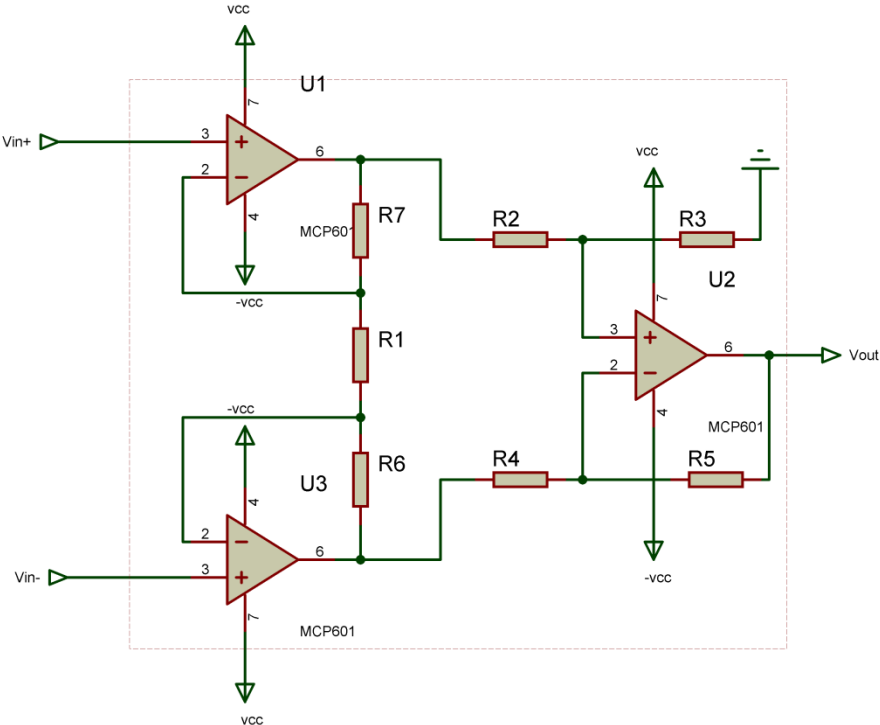
El término microcontrolador es utilizado para describir sistemas que incluyen como mínimo un microprocesador, memoria de programa (ROM), memoria de datos (RAM) y puertos de entrada y salida (I/O). Algunos Microcontroladores pueden incluir otros módulos como: convertidores analógicos digitales (A/D), convertidores Digitales Analógicos (D/A), Timers, comparadores, módulos de comunicación síncrona o asíncrona, entre otros. Los Microcontroladores se pueden encontrar casi en cualquier parte, desde computadores, sistemas de control hasta sistemas embebidos, dotando de inteligencia a la mayor parte de la electrónica de consumo.

2.8 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

El amplificador de instrumentación es un amplificador de tensión diferencial que tiene características tales como:

- Ganancias comprendidas entre 1 a 1000.
- Alto rechazo a señales de modo común o CMRR por sus siglas en ingles.
- Impedancia muy baja de salida e impedancia alta de entrada, esto con el fin de que los circuitos con los que interacciona no modifiquen sus características.
- Control de ganancia por medio de la variación de un único elemento, generalmente resistivo.
- Bajos niveles de ruido

Estas características garantizan su alto desempeño, y alta inmunidad a condiciones adversas.



equivalente a [1/s]. Uno de los métodos más simple para la medición de frecuencia consiste en el conteo de eventos durante un periodo de tiempo conocido, y por medio de la ecuación (21) se calcula en la frecuencia.

$$f = \frac{\# \text{ eventos}}{\text{Tiempo de conteo}} \quad (21)$$

También se pueden realizar medias de período, que es la duración de un evento periódico y se relaciona con la frecuencia como se muestra en (22)

$$T = \frac{1}{f} \quad (22)$$

En la medición de período se usa una señal de alta frecuencia como patrón (el valor de la misma dependerá de la precisión con que se desee hacer la medida), y el proceso de medición consiste en contar cuantos ciclos de la señal patrón caben en un evento de la señal a medir, a partir del conteo y conociendo la frecuencia de la señal patrón se determina el periodo de interés.

En el siguiente proyecto se utilizó un método que consiste en la medición del desfase de la señal ciclo tras ciclo, con una señal patrón y a partir de esas medidas se calcula la relación entre ambas, la frecuencia patrón y la de interés, el basamento matemático y el proceso de medición se explican a continuación.

Imaginemos dos partículas p_1 y p_2 con frecuencia angulares constantes ω_1 y ω_2 respectivamente. Sabiendo que de la ecuación (23) define el movimiento de cada partícula podemos calcular la distancia angular $\Delta\alpha$ entre ellas en un tiempo t a través de la relación (24).

$$\omega = \frac{\alpha}{t} \quad (23)$$

$$\Delta\alpha = (\omega_2 - \omega_1) \cdot t \quad (24)$$

Sustituyendo la frecuencia angular por su definición nos queda la relación en función de frecuencia (25).

$$\Delta\alpha = \frac{(f_2 - f_1)t}{2\pi} \quad (25)$$

Tomando la variación de fase a través de dos ciclos y conociendo la frecuencia patrón f_1 con suficiente precisión se dispone de un sistema de ecuaciones de dos incógnitas por medio del cual puede calcularse el valor de f_2 , estas ecuaciones pueden aplicarse a cualquier sistema donde se desee medir frecuencia.

Como en el sistema sólo se van a medir señales del tipo senoidal el cálculo de fase se realiza mediante la siguiente aproximación:

En la Figura 9 se puede apreciar una onda del tipo coseno muestreada 4 veces por ciclo, a partir de las cuatro muestras e identidades trigonométricas simples

se puede calcular la fase instantánea respecto a la señal de muestreo, como se explica a continuación:

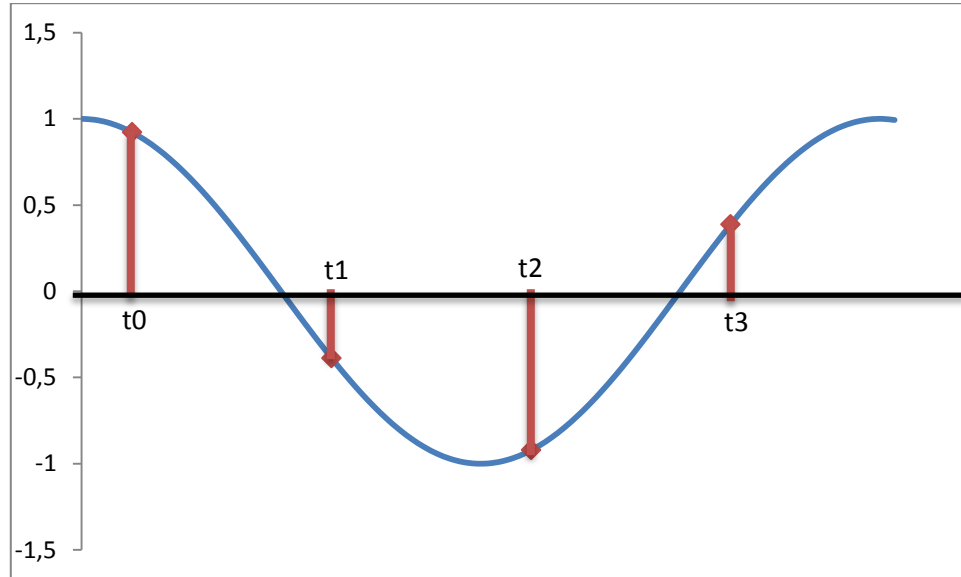


Figura 9: Ejemplo del cálculo de la frecuencia.

Puede decirse que el valor de la muestra en t_0 es equivalente al valor de $\cos(t_0)$, ahora sabiendo que:

$$\cos\left(x + \frac{\pi}{2}\right) = \sin(x) \quad (26)$$

A través de la relación trigonométrica (26) se puede hacer la aproximación de que el valor de la muestra en t_1 es igual al valor del seno en t_0 , ahora con la ecuación (27) que representa la fase instantánea de un fasor se puede calcular la fase de un ciclo.

$$\theta = \arctg\left(\frac{\sin(t_0)}{\cos(t_0)}\right) \quad (27)$$

Conociendo que:

$$\cos(x + \pi) = -\cos(x) \quad (28)$$

$$\sin(x + \pi) = -\sin(x) \quad (29)$$

Puede arreglarse la relación para el uso de todas las muestras como en (30).

$$\theta = \operatorname{atang}\left(\frac{v_2 - v_0}{v_3 - v_1}\right) \quad (30)$$

Donde $v_0 \dots v_3$ son los valores de las muestras en los tiempos $t_0 \dots t_3$ respectivamente.

CAPÍTULO III

3.1 DEFINICIÓN DEL EQUIPO

A los efectos de definir el equipo producto del presente trabajo (magnetómetro de precesión protónica), es necesario describir las características principales del prototipo.

- Debe ser portátil.
- Debe tener autonomía durante una jornada de medición (al menos 6 horas), por medio de una batería.
- Debe poseer una interfaz hombre maquina sencilla e intuitiva.
- Debe almacenar los datos producto de la medición en una tarjeta SD.
- El prototipo deberá estar desarrollado para las características del campo magnético local

3.1.1 Portabilidad

El equipo debe ser portátil ya que normalmente es usado en estudios de campo, en los que el operador debe trasladarse por la localidad de estudio realizando medidas para su posterior análisis. Por lo tanto el equipo debe ser lo más pequeño y liviano posible para facilitar su traslado.

3.1.2 Autonomía

Debido a que generalmente las localidades de estudio se encuentran apartadas de centros urbanos, es común que no se disponga de tomas de energía durante el proceso de medición y recolección de datos, por lo que es de vital

importancia que la batería permita una jornada completa de medición y recolección de datos.

3.1.3 Interfaz Hombre maquina

El instrumento de medición es manejado por un usuario calificado por lo que se requiere que tenga controles que activen el proceso de medición y un equipo que permita visualizar los resultados para que, en el caso de ser necesario, la persona que opera el equipo pueda intervenir en el proceso de medición para verificar las medidas. En otras palabras, la interfaz es la que permite la interacción del operador del equipo con el equipo.

3.1.4 Almacenamiento en tarjetas SD

Durante una jornada de medición se pueden tomar cientos de datos así que para brindar comodidad durante el manejo de esa data y evitar los errores humanos a la hora de transcribir los resultados, el equipo debe poseer un mecanismo de almacenaje que posteriormente sea de fácil migración al computador para su análisis.

3.1.5 El prototipo deberá estar desarrollado para las características del campo magnético local

Dependiendo de la posición geográfica del sitio de estudio se tendrá un valor nominal del campo magnético. Buscando obtener la mayor precisión posible, el equipo debe ser ajustado según donde se vaya a utilizar. Como el presente prototipo será para uso nacional los datos de calibración serán para Venezuela.

3.2 DESCRIPCIÓN DEL EQUIPO

3.2.1 Consideraciones de diseño.

Es fundamental, basar el diseño en el hecho de que se trata de una primera aproximación a un magnetómetro comercial, razón por la cual el equipo se limitó, en primera instancia, para ser utilizado en el país.

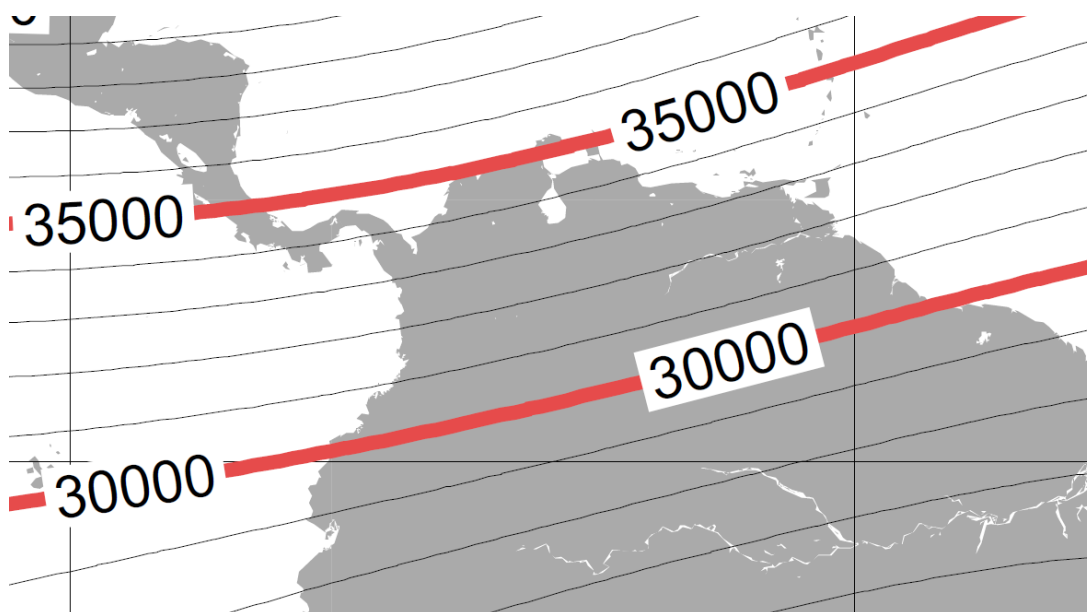


Figura 10: Valores matematicos de intensidad magnetica total para venezuela.

Tomando en cuenta el ámbito geográfico donde será utilizado y mediante el mapa de intensidad de campo magnético de la Figura 10 y el modelo IGRF (international geomagnetic reference field) que la NOAA (National Geophysical Data Center) facilita en su página web², se puede determinar que los valores

² El modelo de la NOAA se puede encontrar en el siguiente enlace:
<http://www.ngdc.noaa.gov/geomagmodels/IGRFWMM.jsp>

esperados en las mediciones, van desde 32000 *gammas* hasta 35000 *gammas* y, por medio de la ecuación de Lamor se puede obtener el ancho de banda que mejor se adapta a las necesidades del proyecto. El cálculo de los mismos se muestra a continuación:

$$fL = 32000 * 0.04256 = 1362Hz \quad (31)$$

$$fH = 35000 * 0.04256 = 1490Hz \quad (32)$$

Ya que las anomalías locales que son objeto de medición del instrumento, generalmente causan variaciones en los resultados esperados, se optó por tomar como valores prácticos para el diseño los límites de frecuencia desde 1250Hz hasta 1550Hz.

Por otra parte, debido a que el instrumento debe ser portátil, la fuente de alimentación proviene de una batería de Plomo-Gel de 12V DC de 7Ah, que es reducida por reguladores de tensión para obtener la alimentación necesaria para el funcionamiento de los circuitos. Estas tensiones son 5V (para la pantalla LCD y amplificadores operacionales), 3.3V (Microcontrolador y tarjeta SD) y los 2.5V (tensión de referencia del instrumental) y además aporta los 12V necesarios para la polarización de la bobina y la activación del relé. Este tipo de baterías fueron seleccionadas por su fácil método de recarga (voltaje constante) y por ser ampliamente distribuidas en el país.

Como el diseño del circuito está limitado al uso de baterías y debido a que constantemente se trabaja con señales AC, en toda la circuitería analógica se le sumo un pedestal DC, generalmente de 2.5V. El pedestal se obtuvo de una referencia de tensión del tipo LM385 de la casa *National Semiconductor*.

3.2.2 Descripción del Hardware

El equipo está compuesto de tres (3) módulos:

- Módulo de conmutación y amplificación
- Módulo de cómputo y visualización.
- Módulo de comunicación y almacenamiento de data.

3.2.3 Módulo de conmutación y amplificador

El módulo de conmutación y amplificación se encarga de realizar los procesos de polarización y amplificación de la señal. Este módulo se comunica con el módulo de cómputo y visualización por medio de dos líneas de control y la señal de salida. El diagrama funcional se puede ver en la Figura 11.

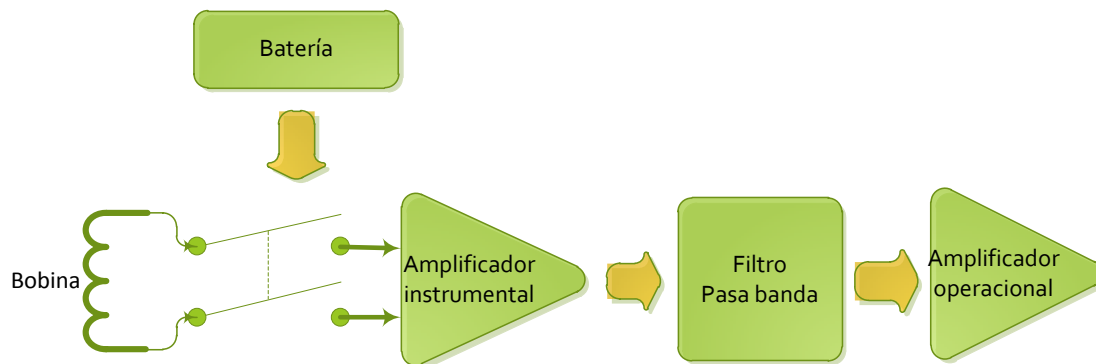


Figura 11: Diagrama de bloques del módulo de conmutación y amplificación.

El módulo tiene alimentación simple de 5V, proveniente de un regulador lineal de tensión 78L05, y está conformado por dos etapas principales: la sección de conmutación y la sección de amplificación, descritas a continuación:

La Etapa de conmutación: está conformada por un relé y un transistor MOSFET canal N enriquecido. El relé se encarga de conmutar los terminales de la bobina, que es el elemento sensor, entre los procesos de polarización y de amplificación de la señal resultante. El MOSFET, durante el periodo de polarización, se encarga de cortar la alimentación con la finalidad de descargar la bobina previa a la conmutación hacia los terminales del amplificador instrumental (E-1 y E-2) para evitar daños en los componentes. En el diagrama esquemático (Figura 12), el bloque conector J5 es donde se conecta la bobina, y las líneas REL y POT son señales de control provenientes de la tarjeta principal que controlan todo el proceso.

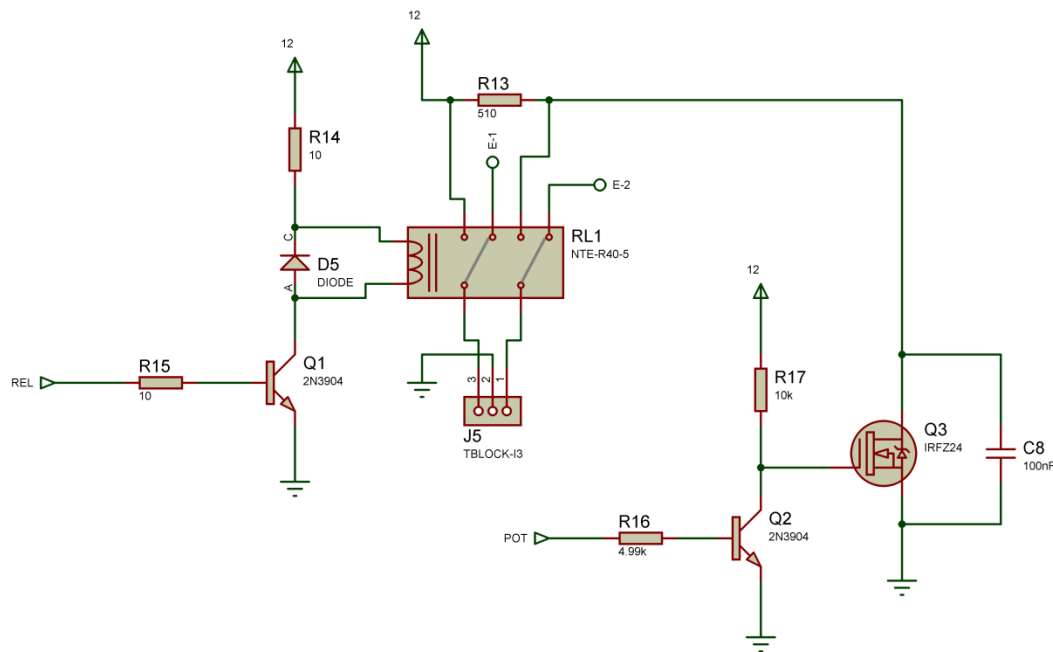


Figura 12: Etapa de conmutación.

La sección de amplificación está conformada por múltiples etapas. La primera etapa es un amplificador de instrumentación AD620 de la casa Analog Device con ganancia 1000. Se seleccionó por encontrarse en distribuidores locales y por sus prestaciones:

- Ganancia programable de 1 a 1000
- Ancho de banda 120kHz @ ganancia de 100
- Bajo ruido: $9nV/\sqrt{Hz}$
- Bajo Offset de entrada: 50 μ V
- Alto rechazo a modo común: 100dB con ganancia de 10

Posteriormente, se implementó una etapa de filtrado con un amplificador operacional en configuración múltiples realimentaciones. El filtro es pasa banda de 2° orden del tipo butterworth con las características de ancho de banda correspondientes a los valores de frecuencia esperados en medidas realizadas en Venezuela. La topología utilizada se muestra en la Figura 13

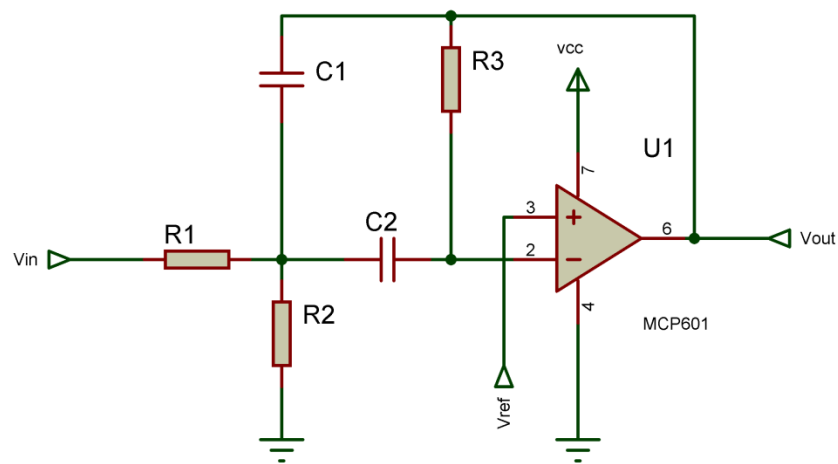


Figura 13: Topología filtro de múltiples realimentaciones.

Ya que el sistema es de alimentación simple y las señales medidas son del tipo AC se requirió sumarle un pedestal de 2,5V establecido por referencia de tensión LM385 en las etapas de amplificación y filtrado. Una vez filtrada la señal, se colocó

RAM, y varios periféricos (EUSARTs, TIMERS, módulo SPI, comparadores y convertidores A/D).

El módulo también tiene una pantalla LCD de 16x2 caracteres, para la visualización de los resultados, un botón de activación del proceso de medición y dos (2) diodos LED que indican el estado de medición. Todos los elementos antes descritos conforman la interfaz de usuario.

La tarjeta utiliza dos tensiones 5V y 3V3, provenientes de dos reguladores lineales (7805 y LV33, respectivamente) y son alimentados por la batería de 12V. Los 5V son utilizados para alimentar la pantalla LCD y los 3,3V alimentan el resto de los componentes. Como el microcontrolador funciona a una tensión de 3,3V, el convertidor A/D está limitado a valores de entrada entre 0 y 3,3V, por lo que se requirió de una etapa previa a la digitalización conformada por un amplificador MCP601 de Microchip que se encarga de escalar la señal.

3.2.5 Módulo de comunicación y almacenamiento de datos.

Este módulo tiene la función de recibir los datos y almacenarlos en una tarjeta SD en formato FAT32 y, a su vez, realiza la comunicación del instrumento con un computador personal por medio de un puerto USB. El modulo está basado en un PIC 18F2550 de Microchip, que contiene un módulo USB 2.0 y SPI (protocolo utilizado para la comunicación con la tarjeta SD), Aparte, se implementó comunicación serial por software para la conexión con otros módulos. Tiene tres (3) indicadores de estado tipo LED:

- a) LED verde: el modulo dispone de una tarjeta SD presente y se encuentra lista para lectura/escritura.
- b) LED amarillo: el modulo está conectado a una PC y listo para transmitir los datos.

c) LED azul: indica escritura, lectura de la SD o envío de información por USB.

También se implementó un pulsador para reiniciar el modulo, un conector USB y una base para tarjetas MMC/SD. El diagrama esquemático del módulo se puede ver en la Figura 15

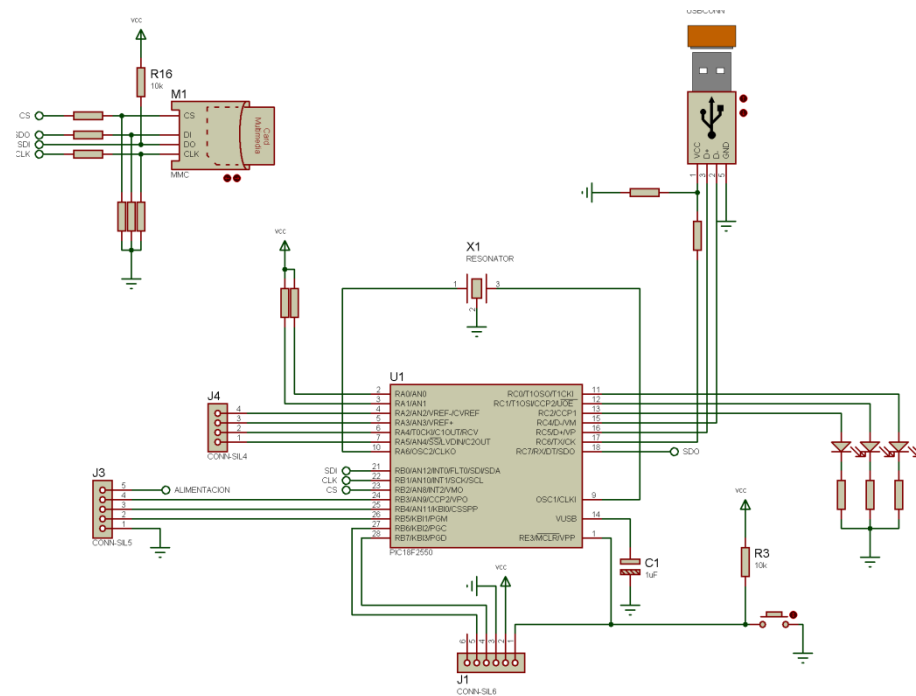


Figura 15: Diagrama esquemático del módulo de comunicación.

3.2.6 Software

El software requerido por el proyecto se encuentra compuesto por:

- El firmware o programa del módulo de cómputo y visualización que se encarga de medición, cálculo, control y visualización de los datos.

- El firmware del módulo de comunicación y almacenamiento que se encarga de manejar la comunicación con la tarjeta SD y el manejo de la FAT32.

El firmware del PIC24FJ64GA002 del módulo de cómputo y visualización fue programado en C30 de Microchip con el IDE MPLAB X versión 1.2. Por su parte el PIC 18F2550 del módulo de comunicación y almacenamiento de datos, fue programado con el compilador PIC C. El microcontrolador de la placa principal contiene rutinas para la adquisición de datos, cálculo de frecuencia, control, visualización y el manejador de las rutinas para el correcto funcionamiento del equipo; así como rutinas de configuración de periféricos que no serán explicadas por ser de uso común.

3.2.6.1 Subrutina de polarización

Esta rutina se encarga de controlar la conmutación de la bobina antes de cada medida. El diagrama de flujo de la misma se muestra a continuación:

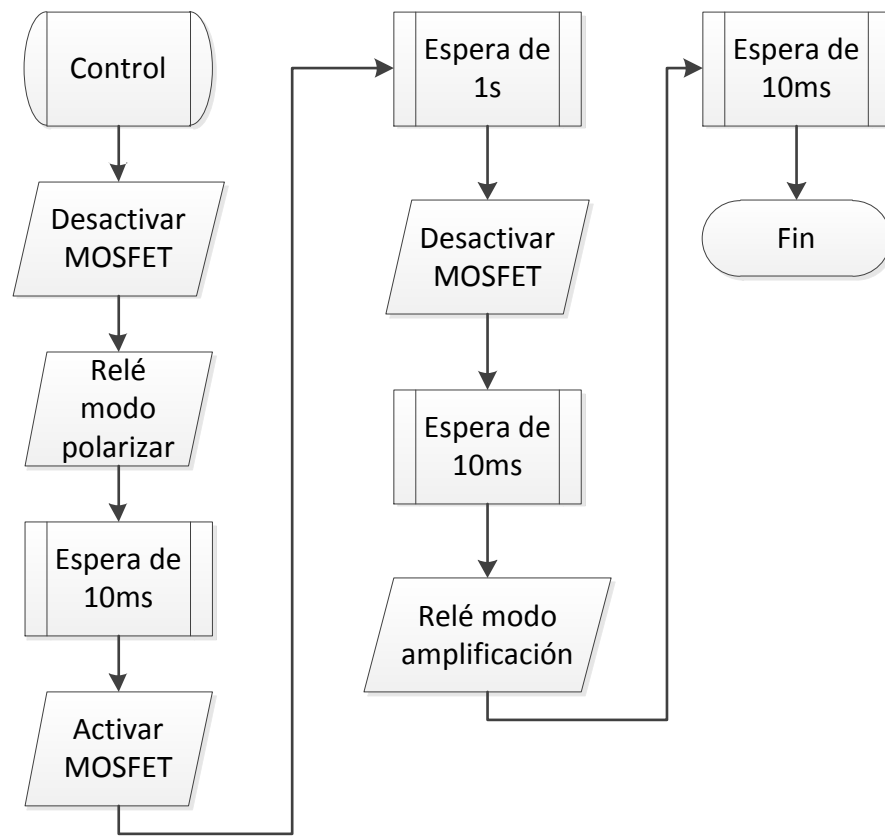


Figura 16: Subrutina de control de polarización.

3.2.6.2 Subrutina de medición

Esta rutina se encarga de manejar los datos provenientes del convertidor analógico digital y el cálculo de frecuencia. El cálculo de la frecuencia se realiza midiendo el retraso o adelanto en fase de la señal, con respecto al periodo de muestreo del Microcontrolador. Esto se realiza determinando la fase instantánea de la señal ciclo tras ciclo y por medio de una regresión lineal se determina la relación entre la frecuencia de muestreo y la señal medida. En la Figura 17 se muestra un diagrama de flujo con los bloques funcionales que conforman el algoritmo de medición.

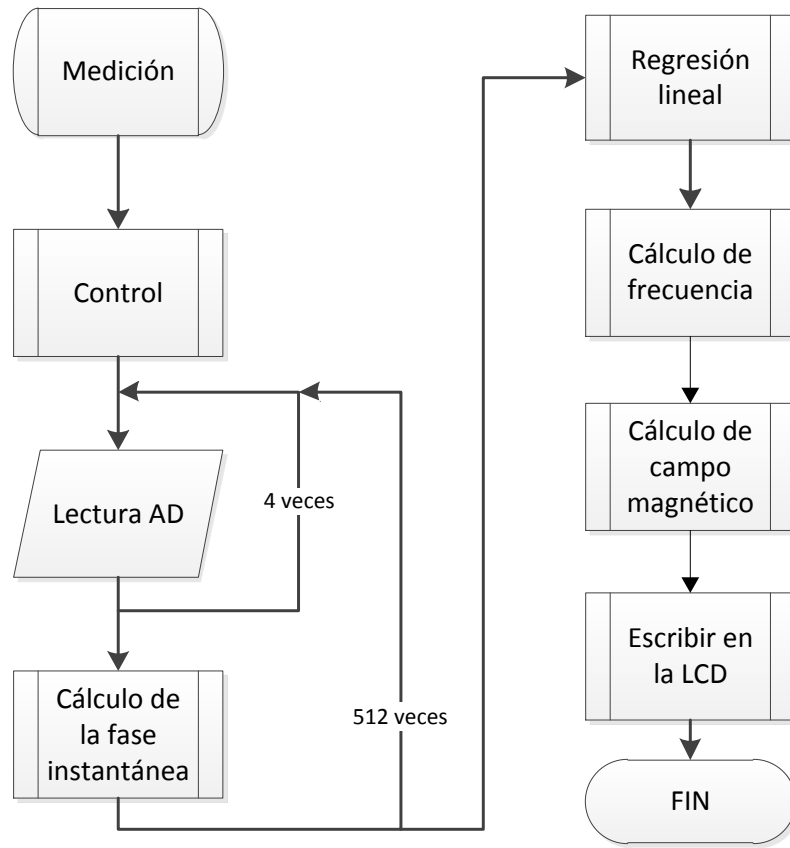


Figura 17: Subrutina de medición.

El módulo de lectura del convertidor A/D se implementó en una rutina de interrupción con una frecuencia de muestreo cuatro (4) veces superior a la frecuencia esperada, para cumplir con la cantidad de datos necesarios por ciclo para el cálculo de fase. La función de cálculo de fase se encarga de tomar el bloque de cuatro muestras y mediante la ecuación (33) calcular la fase del ciclo respecto a la señal de muestreo.

$$\theta = \text{atang} \left(\frac{v_2 - v_0}{v_3 - v_1} \right) \quad (33)$$

Debido al ruido presente en la mayoría de los caso de digitalización se colocó una función que calcula la pendiente de la recta de variación de fase por medio de una regresión lineal ya que si sólo se usaran dos puntos el error aumentaría considerablemente. El bloque funcional calcula las sumatorias necesarias por medio de un ciclo for para luego realizar el cálculo de la pendiente. La fórmula utilizada es (34)

$$pendiente = \frac{512 \cdot \sum(x \cdot y) - (\sum x \cdot \sum y)}{512 \cdot \sum x^2 - (\sum x)^2} \quad (34)$$

Donde x es el número de muestra siendo 1,2....512, y el valor de y son la fase instantánea por ciclo. La función cálculo de frecuencia hace uso de la pendiente de la recta que mejor se adapta a la serie de datos del módulo anterior y con la ecuación (35) calcula la frecuencia de la señal medida.

$$f_s = f_m \pm \frac{f_m \cdot pendiente}{2 \cdot \pi} \quad (35)$$

Dónde: f_s es la frecuencia de la señal medida y f_m es la frecuencia de muestreo entre cuatro (4).

Por último, el programa por medio de la ecuación de Lamor calcula el campo y lo muestra en la pantalla LCD. Por su parte el firmware de la placa de almacenamiento y comunicación hace uso de las librerías de manejo de memorias SD/MMC y la de FAT 32 otorgadas por el compilador PIC C, el diagrama de flujo del programa se puede ver en la Figura 18.

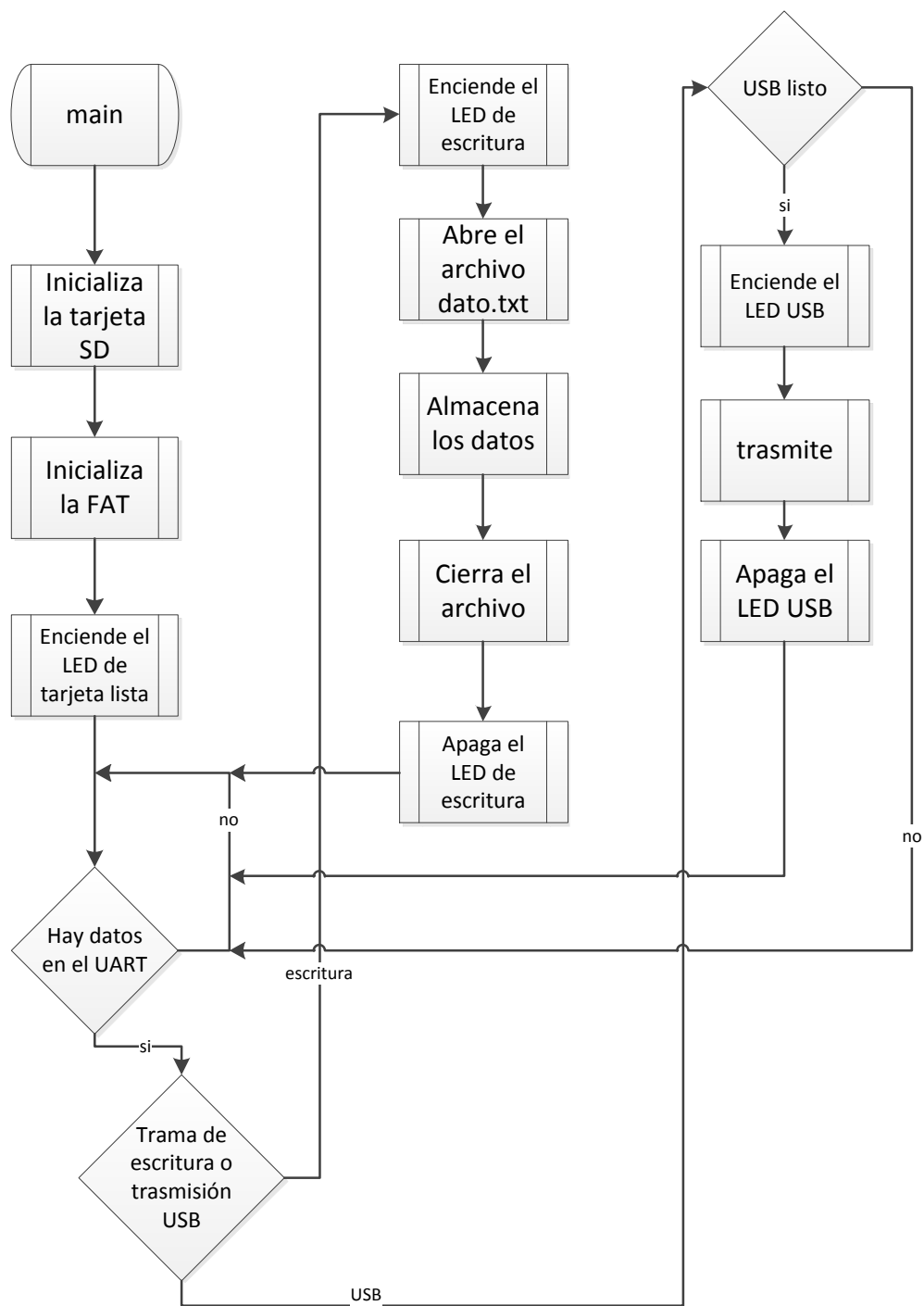


Figura 18: Diagrama de flujo del programa del módulo de almacenamiento y comunicación.

CAPÍTULO IV

En el presente capítulo se muestran las pruebas realizadas a los módulos constructivos y al equipo final, y a través de los resultados obtenidos verificar la funcionalidad del equipo diseñado.

4.1 PRUEBAS REALIZADAS A LOS MÓDULOS

La primera prueba realizada al equipo fue de consumo, se determinó por medio de un amperímetro que, en estado de espera, los módulos en conjunto consumen 120mA y, durante el periodo de polarización 1A, teniendo en cuenta que esta etapa tiene una duración de 1s por medición y tomando en promedio una medida por minuto se puede estimar la duración de la batería, conociendo que la misma es de 7Ah. El cálculo de estimación se muestra a continuación:

Para realizar el cálculo debe integrarse el consumo del equipo durante una hora.

$$\frac{1A \cdot 60 \cdot 1s}{3600} + 120mA = 136mA \quad (36)$$

$$\frac{7}{0,136} = 51h \quad (37)$$

Teniendo en cuenta que si se descarga totalmente la batería el tiempo de vida útil de la misma disminuye dramáticamente se recomienda no descargarla más del 50% de sus valores nominales. Tomando en cuenta estas precauciones se garantiza un

tiempo de vida promedio de uno (1) a dos (2) años, quedando el tiempo de uso que en:

$$51 \cdot 0.5 = 25.5h \quad (38)$$

Según (38) el equipo puede ser utilizado aproximadamente durante 25h, lo que equivaldría a tres (3) jornadas de medición completas.

El módulo de cómputo y visualización se encarga de controlar el proceso de medición por medio de una serie de tiempos de espera necesarios en el ciclo de medición, tales como el tiempo de polarización y el tiempo que le toma a la bobina disipar esa energía previo a la medición.

Ya que se conmuta una carga inductiva es de vital importancia conocer los tiempos que le toma a la bobina disipar la energía suministrada, porque si se pasa al proceso de amplificación haciendo caso omiso de los mismos, puede ocasionar daños irreparables en la etapa de entrada del amplificador de instrumentación.

Pensando en la integridad del circuito, se realizaron una serie de pruebas para determinar el tiempo de descarga y por lo tanto el tiempo de espera necesario. Como se puede apreciar en la Figura 19 la bobina una vez que se le quita la alimentación por medio del MOSFET entra en un proceso dinámico de descarga que le toma alrededor de 400 μ s.

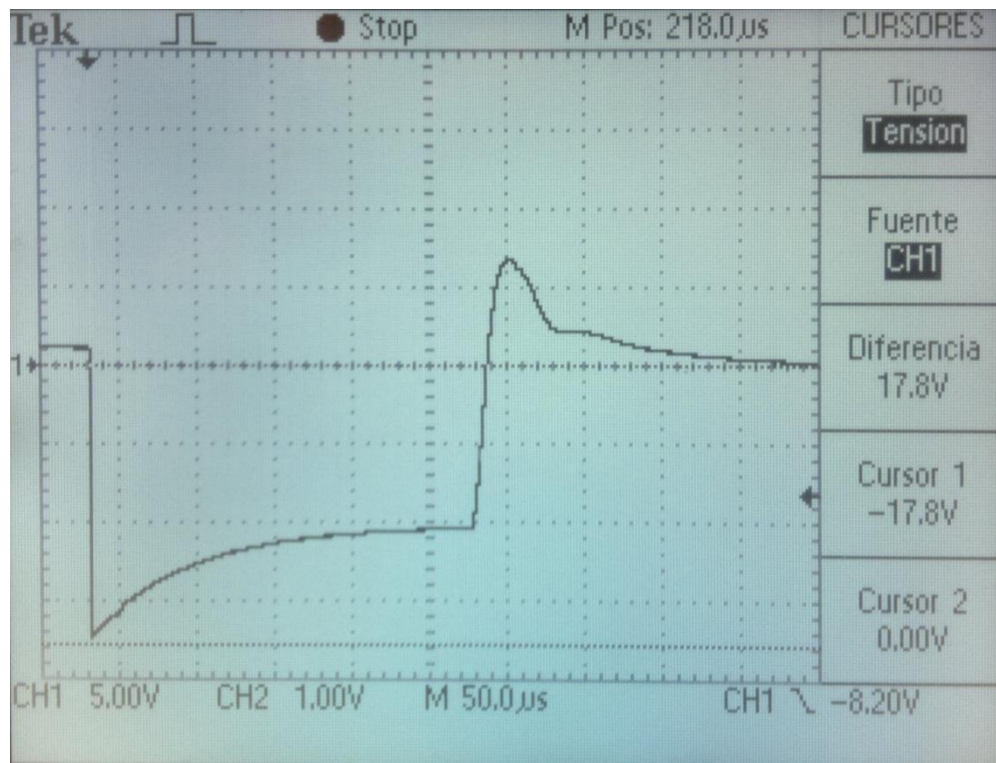


Figura 19: Descarga de la bobina

En la Figura 19 se aprecian claramente dos procesos: el primero toma alrededor de $250\mu\text{s}$, donde la bobina, al oponerse al cambio brusco de corriente, eleva su tensión lo suficiente para superar el voltaje de ruptura del transistor, haciendo que este conduzca hasta que el voltaje decae por debajo de 100V donde se abre definitivamente el MOSFET. El segundo proceso consiste en la disipación de la energía remanente a través de la resistencia serie de la bobina, debido a que el proceso es abrupto en ocasiones la bobina entraba en resonancia con sus capacitancias parasitas por lo que se le tuvo que poner una resistencia en paralelo de $10\text{k}\Omega$ para evitar ese fenómeno. Cabe mencionar que la medición del proceso se realizó con una punta atenuada X10.

Una vez determinado el tiempo que toma descargar la bobina, se ajustó el firmware con un tiempo de espera superior para asegurar una descarga máxima.

Otro tiempo de espera importante que tiene que manejar el micro es el instante posterior de conmutación al proceso de medición, debido a que el elemento conmutador es un relé, el mismo no conmuta de forma exacta sino que tiene un período donde habrá rebotes de las partes mecánicas, que ocasionan interferencias en la señal medida.

Para evitar que el rebote del relé interfiriera en la medición se realizó un promedio del tiempo que dura este fenómeno y una vez finalizado ese período se procede a realizar la adquisición. Una muestra del rebote se puede ver en la Figura 20

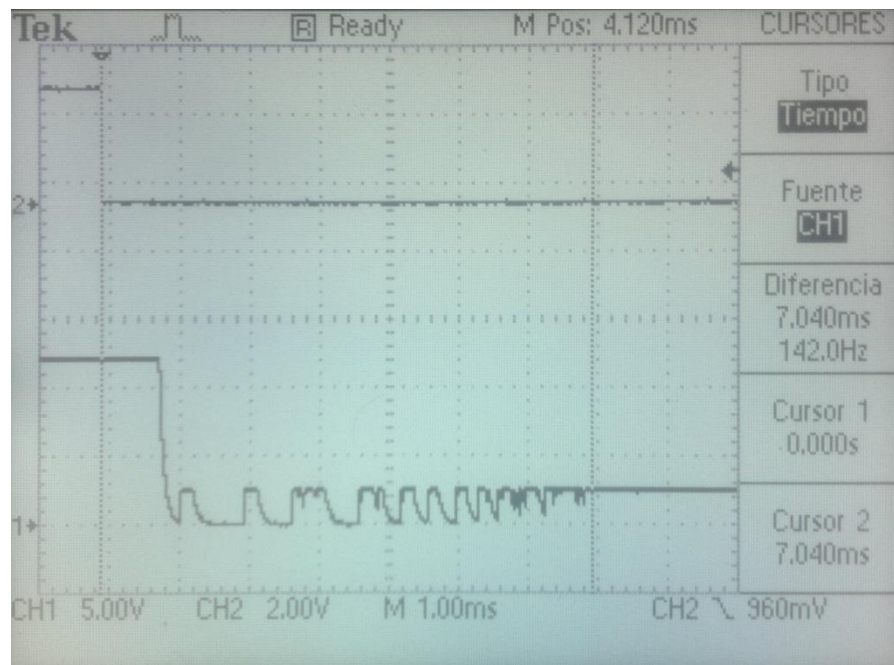


Figura 20: Rebote del relé

En la Figura 20 se puede determinar que el proceso dura aproximadamente 6ms, en el programa se implementó un periodo de espera de 10ms.

Otra prueba importante fue la determinación de la ganancia de la etapa de amplificación.

Para realizar la prueba de ganancia se procedió de la siguiente manera:

- Un generador GoldStar FG-8002 se ajustó para que a la salida tuviera una onda seno de amplitud 2Vrms y frecuencia 1400 aproximadamente.
- Posteriormente se hizo pasar la señal del generador por un divisor de tensión de ganancia 1/1000000 para obtener señales de amplitud 2 μ Vrms
- La señal resultante se pasó por el modulo amplificador y por medio de la respuesta se determina la ganancia.

La entrada al módulo y la salida se pueden apreciar en la Figura 21 y en la Figura 22 respectivamente.

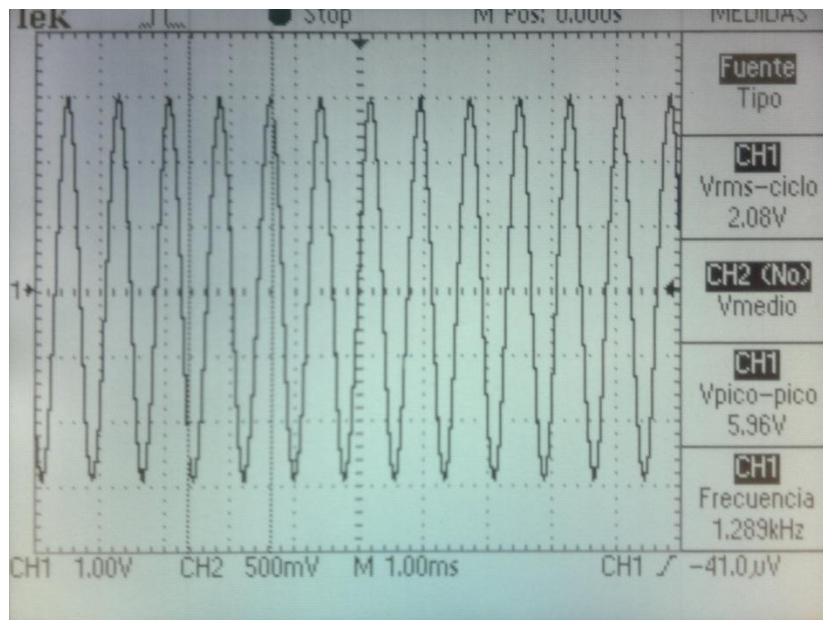


Figura 21: Salida del generador de onda.

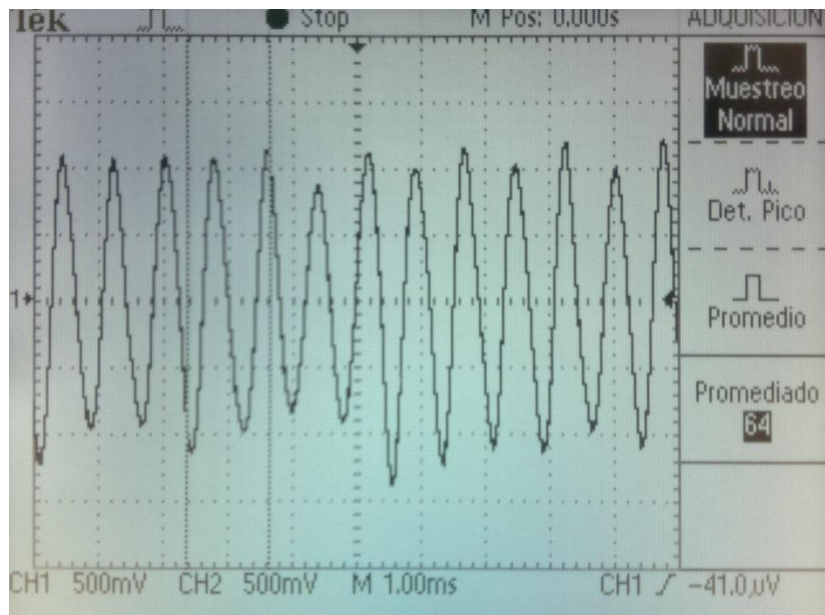


Figura 22: Salida del módulo de amplificación.

La ganancia total del módulo se puede calcular como

$$\frac{0.5}{\frac{3}{1000000}} = 166666.66 \quad (39)$$

Lo que nos da una ganancia total de aproximadamente de 150.000.

4.2 PRUEBAS DE CAMPO

Una vez finalizadas las pruebas en el laboratorio se trasladó el instrumento a una localidad con fuertes variaciones laterales de susceptibilidad magnética para comprobar su funcionamiento en un sitio en el cual existe un estudio previo de las

anomalías magnéticas de la zona. El lugar de estudio es la quebrada Miguelena, Camurigrande, en el estado Vargas, en las cercanías del núcleo del litoral de la Universidad Simón Bolívar (USB). El levantamiento se realizó tomando medidas del campo magnético a lo largo de la quebrada, rio arriba, pasando por la anomalía más significativa de la zona. El mismo estudio había sido hecho semestres posteriores por la escuela de geofísica, como practica de campo, con un magnetómetro comercial. Los resultados obtenidos por el prototipo y el magnetómetro comercial se muestran en la Figura 23.

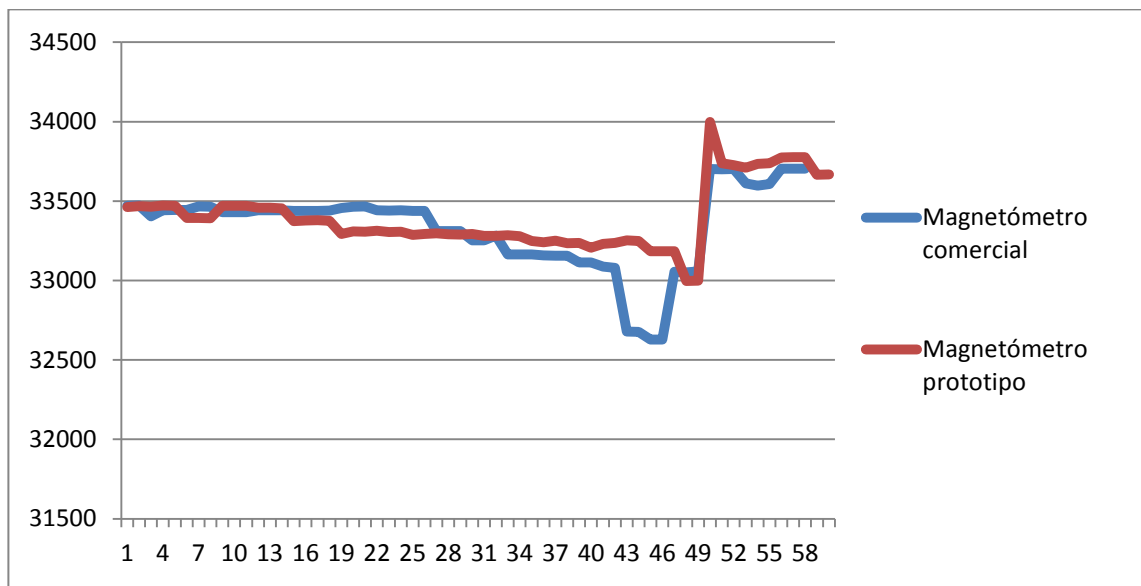


Figura 23: Grafica comparativa entre magnetómetro comercial y el prototipo

En la Figura 23 se presentan los datos sin procesamiento, Básicamente se observa que las tendencias magnéticas del instrumento corresponden muy certeramente con el estudio previo, en el quiebre notado en la estación 49 indica un cambio en la susceptibilidad magnética del entorno, geológicamente esto coincide con la presencia de rocas metamórficas con altos contenido ferromagnético, este cambio no solo es notado en la geología de las rocas sino que antes fue perfectamente

identificado con una magnetómetro industrial y ahora con el prototipo. Un hecho importante es que justo en este tramo se observa una roca "Serpentinita" (que es una roca con alta susceptibilidad magnética) de gran tamaño, esta roca fue objeto de estudio tomando mediciones a su alrededor ya que se ha demostrado que posee un dipolo magnético fácilmente identificable, es por esto que los valores de la cupla magnética producida por el dipolo de esta serpentinita producen un pico máximo y uno mínimo con respecto a la tendencia local de los datos. Probando así que la capacidad de medición del equipo prototipo, logra identificar objetivos geofísicos reales como la diferenciación de la litología y localización de geocuerpos con susceptibilidad magnética apreciable. Cabe destacar que las mediciones aunque se realizaron ambas en la misma localidad los puntos de medición no son exactamente iguales por lo que pueden apreciarse diferencias como la de la estación 43 donde se puede ver una anomalía más local que no registro el prototipo, debido probablemente a que el camino de medición difiere del tomado. En cambio la anomalía de la estación 49 por su gran tamaño pudo observarse perfectamente

CONCLUSIONES

Se comprobó que la electrónica diseñada lleva a cabo satisfactoriamente los procesos necesarios para completar el ciclo de medición, entiéndase la polarización de la bobina, amplificación de la señal y la medición de frecuencia.

El proceso seleccionado para la medición de frecuencia demostró que se adecua perfectamente a las necesidades del proyecto ya que la regresión lineal, le da al instrumento gran inmunidad estadística al ruido.

Se pudo verificar que el prototipo es capaz de identificar objetivos geofísicos reales o geocuerpos con susceptibilidad magnética apreciable, comparable con equipos comerciales.

Se comprobó la validez del método de medida por medio de comparación simple con otros magnetómetros.

El proceso de construcción, permitió comprender que el diseño de un sistema con características portables, no solo requiere de consideraciones en el ámbito electrónico sino que además se debe tener en cuenta la disposición física de los elementos, ya que cumplen un papel primordial en la robustez del equipo final.

La implementación de la tarjeta SD en un módulo separado permite su reutilización en proyectos ajenos al magnetómetro, permitiendo así que en futuros diseños se implemente en menor tiempo.

La interfaz de usuario permite un manejo intuitivo y cumple con los requerimientos del proyecto a cabalidad.

Por la construcción modular, puede utilizarse para la medición de otras variables físicas similares, realizando pequeños cambios en el firmware y/o circuito

RECOMENDACIONES

A continuación se mencionan una serie de modificaciones que se recomiendan hacer al equipo en busca de la mejora del mismo:

- Buscar mayor homogeneidad en las tensiones de alimentación de los circuitos integrados utilizados en el proyecto. Es decir, que tanto la sección analógica como digital trabaje a 3,3V.
- Caracterizar la bobina comercial y construir una con prestaciones similares o mejores.
- Utilizar un Microcontrolador con mayores prestaciones (mayor cantidad de puertos entrada/salida) como puede ser el PIC24fj64gb004.
- Integrar todo el sistema en un sólo circuito impreso para mejorar su portabilidad y manejo.
- Utilizar baterías de tres celdas de ion de litio, por ser más ligeras y de menor tamaño en comparación con las de plomo, teniendo en cuenta que requieren cargadores especiales.
- Sustituir los filtros por topologías que permitan cambiar sus frecuencias de operación mediante el microcontrolador.
- Implementar un sistema de conmutación de estado sólido para extender su tiempo de vida. Los contactos de un relé tienen un número limitado de conexiones (100000). Esto reduce el tiempo de vida del equipo a 1700 horas de uso.
- Se le puede agregar un sistema de comunicación inalámbrica ya sea bluetooth, zigbee, entre otros, que permita la interacción y el intercambio de data con teléfonos y dispositivos móviles.
- Utilizar un amplificador instrumental de mayores prestaciones.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. **Sears, Young and Zemansky, Freedman.** *Física universitaria con física moderna.* mexico : PEARSON, 2009. Vol. II.
2. **Milsom, John.** *Field Geophysics.* London : Wiley, 2003.
3. **Franco, Sergio.** *Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos.* [trad.] Gabriel Enríquez Brito. Tercera. Mexico : McGraw-Hill, 2005.
4. **Bodelón, Jorge.** *Diseño y construcción de un magnetómetro para la obtención de las variaciones rápidas de la declinación magnética.* Barcelona : s.n.
5. **Milton B, Dobrin.** *Introduction To Geophysical Prospecting.* Singapore : McGraw-Hill, 1988.
6. **Lowrie, William.** *Fundamentals of Geophysics.* Cambridge : Cambridge University press, 2007.
7. **Matzner, Richard A.** *Dictionary of Geophysics, Astrophysics and Astronomy.* Washington, D.C. : CRC Press LLC, 2001.
8. **Lanza, Roberto and Meloni, Antonio.** *The Earth's Magnetism and introduction for Geologists.* Berlin : Springer, 2006.
9. **Sedra, Adel S and Smith, Kenneth C.** *Circuitos microelectrónicos.* mexico : McGraw-Hill Interamericana, 2006.
10. **Serway, Raymond A and Jewett, John W.** *Física para ciencias e ingenierías.* Mexico : THOMSON, 2005. Vol. II.
11. **Kittel, C.** *Introduction to Solid State Physics.* 7th Ed. New York : John Wiley & Sons, 1996. p. 704.

ANEXOS

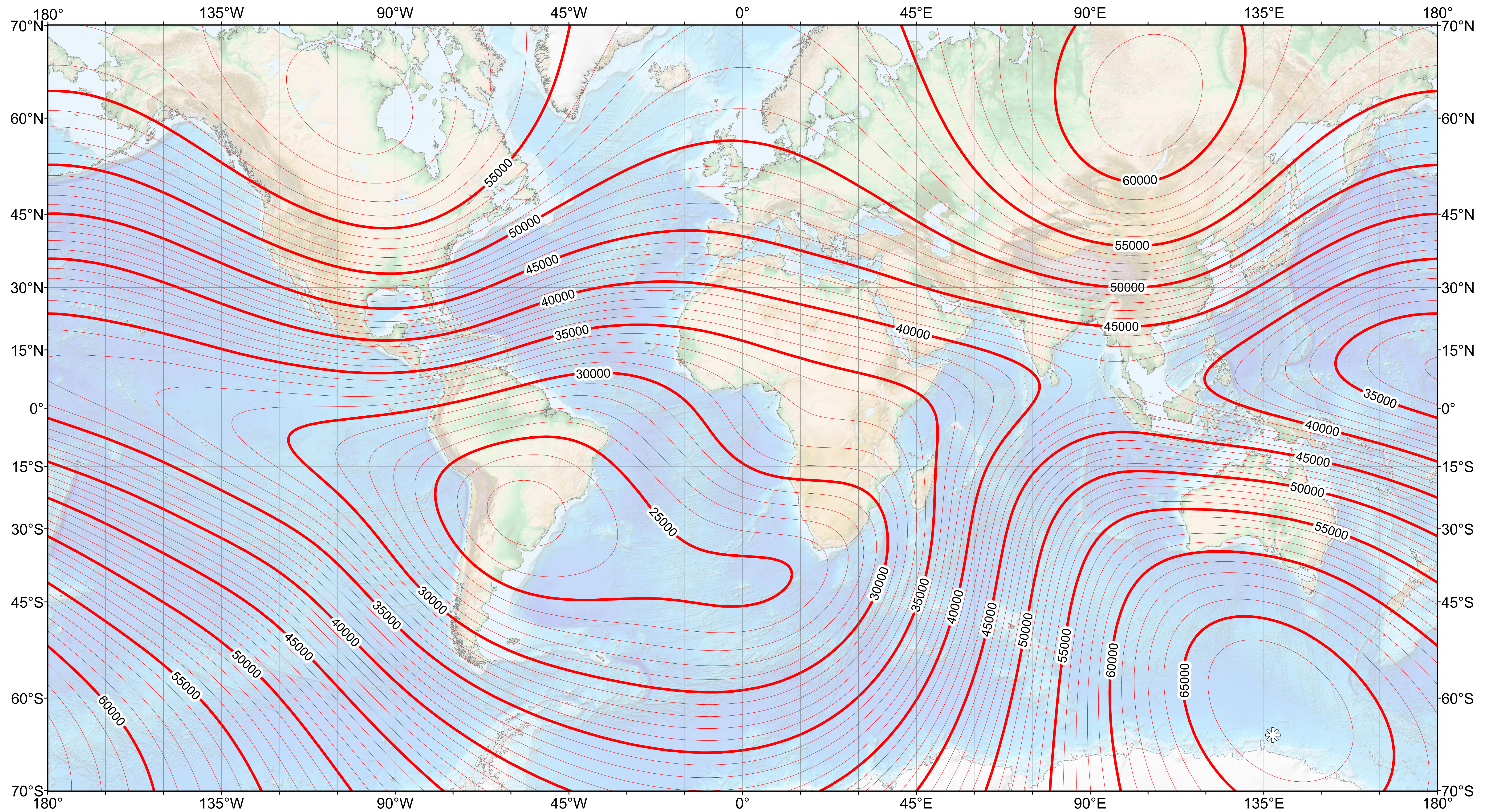
ANEXO N°1

ANEXO N°2

ANEXO N°3

US/UK World Magnetic Model -- Epoch 2010.0

Main Field Total Intensity (F)



Main Field Total Intensity (F)
Contour interval: 1000 nT.
Mercator Projection.
☼ : Position of dip poles

Map developed by NOAA/NGDC & CIRES
<http://ngdc.noaa.gov/geomag/WMM/>
Map reviewed by NGA/BGS
Published January 2010

FEATURES

EASY TO USE

Gain Set with One External Resistor

(Gain Range 1 to 1000)

Wide Power Supply Range (± 2.3 V to ± 18 V)

Higher Performance than Three Op Amp IA Designs

Available in 8-Lead DIP and SOIC Packaging

Low Power, 1.3 mA max Supply Current

EXCELLENT DC PERFORMANCE ("B GRADE")

50 μ V max, Input Offset Voltage

0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, Input Offset Drift

1.0 nA max, Input Bias Current

100 dB min Common-Mode Rejection Ratio ($G = 10$)

LOW NOISE

9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, Input Voltage Noise

0.28 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

120 kHz Bandwidth ($G = 100$)

15 μ s Settling Time to 0.01%

APPLICATIONS

Weigh Scales

ECG and Medical Instrumentation

Transducer Interface

Data Acquisition Systems

Industrial Process Controls

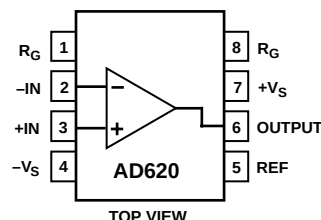
Battery Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to

CONNECTION DIAGRAM

8-Lead Plastic Mini-DIP (N), Cerdip (Q)
and SOIC (R) Packages



1000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs, and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max and offset drift of 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Super β processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.28 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.01% and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

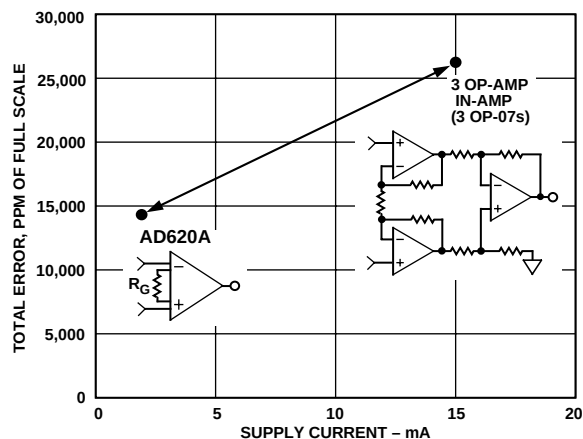


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

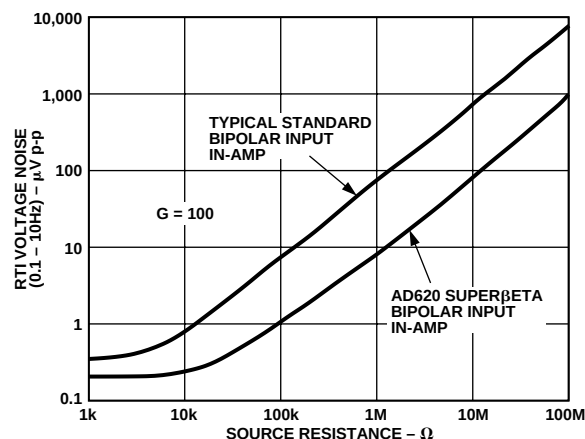


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

AD620—SPECIFICATIONS

(Typical @ +25°C, $V_S = \pm 15$ V, and $R_L = 2$ k Ω , unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (49.4 \text{ k}/R_G)$										
Gain Range		1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error ²	$V_{OUT} = \pm 10$ V										
$G = 1$			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
$G = 10$			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
$G = 100$			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
$G = 1000$			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity,	$V_{OUT} = -10$ V to $+10$ V,										
$G = 1$ –1000	$R_L = 10$ k Ω		10	40		10	40		10	40	ppm
$G = 1$ –100	$R_L = 2$ k Ω		10	95		10	95		10	95	ppm
Gain vs. Temperature	$G = 1$			10			10			10	ppm/°C
	Gain $> 1^2$			–50			–50			–50	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$)										
Input Offset, V_{OSI}	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		30	125		15	50		30	125	μ V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			185			85			225	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	μ V/°C
Output Offset, V_{OSO}	$V_S = \pm 15$ V		400	1000		200	500		400	1000	μ V
	$V_S = \pm 5$ V			1500			750			1500	μ V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			2000			1000			2000	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	μ V/°C
Offset Referred to the											
Input vs.											
Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 18 V										
$G = 1$		80	100		80	100		80	100		dB
$G = 10$		95	120		100	120		95	120		dB
$G = 100$		110	140		120	140		110	140		dB
$G = 1000$		110	140		120	140		110	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Over Temperature				2.5			1.5			4	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		pA/°C
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Over Temperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC			1.5			1.5			8.0		pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential			10 2			10 2			10 2		G Ω pF
Common-Mode			10 2			10 2			10 2		G Ω pF
Input Voltage Range ³	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	V
		$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	V
Over Temperature		$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	V
Common-Mode Rejection											
Ratio DC to 60 Hz with	$V_{CM} = 0$ V to ± 10 V										
1 k Ω Source Imbalance											
$G = 1$		73	90		80	90		73	90		dB
$G = 10$		93	110		100	110		93	110		dB
$G = 100$		110	130		120	130		110	130		dB
$G = 1000$		110	130		120	130		110	130		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10$ k Ω ,										
	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.3$	V
	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.5$	V
Short Current Circuit			± 18			± 18			± 18		mA

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal –3 dB Bandwidth	10 V Step										
G = 1			1000			1000			1000		kHz
G = 10			800			800			800		kHz
G = 100			120			120			120		kHz
G = 1000			12			12			12		kHz
Slew Rate		0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2		V/μs
Settling Time to 0.01%											
G = 1–100			15			15			15		μs
G = 1000			150			150			150		μs
NOISE											
Voltage Noise, 1 kHz	f = 1 kHz	$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(e_{ni}^2) + (e_{no}/G)^2}$									
Input, Voltage Noise, e _{ni}			9	13		9	13		9	13	nV/√Hz
Output, Voltage Noise, e _{no}			72	100		72	100		72	100	nV/√Hz
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz											
G = 1			3.0			3.0	6.0		3.0	6.0	μV p-p
G = 10			0.55			0.55	0.8		0.55	0.8	μV p-p
G = 100–1000			0.28			0.28	0.4		0.28	0.4	μV p-p
Current Noise			100			100			100		fA/√Hz
0.1 Hz to 10 Hz			10			10			10		pA p-p
REFERENCE INPUT											
R _{IN}	V _{IN+} , V _{REF} = 0		20			20			20		kΩ
I _{IN}			+50	+60		+50	+60		+50	+60	μA
Voltage Range		–V _S + 1.6		+V _S – 1.6	–V _S + 1.6		+V _S – 1.6	–V _S + 1.6		+V _S – 1.6	V
Gain to Output			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001		
POWER SUPPLY											
Operating Range ⁴	V _S = ±2.3 V to ±18 V	±2.3		±18	±2.3		±18	±2.3		±18	V
Quiescent Current			0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3	mA
Over Temperature			1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6	mA
TEMPERATURE RANGE											
For Specified Performance			–40 to +85			–40 to +85			–55 to +125		°C

NOTES

¹See Analog Devices military data sheet for 883B tested specifications.²Does not include effects of external resistor R_G .³One input grounded. $G = 1$.⁴This is defined as the same supply range which is used to specify PSR.

Specifications subject to change without notice.

AD620

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	± 18 V
Internal Power Dissipation ²	650 mW
Input Voltage (Common Mode)	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	± 25 V
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range (Q)	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range (N, R)	-65°C to $+125^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature Range	
AD620 (A, B)	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
AD620 (S)	-55°C to $+125^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature Range	
(Soldering 10 seconds)	$+300^{\circ}\text{C}$

NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²Specification is for device in free air:

8-Lead Plastic Package: $\theta_{JA} = 95^{\circ}\text{C}/\text{W}$

8-Lead Cerdip Package: $\theta_{JA} = 110^{\circ}\text{C}/\text{W}$

8-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^{\circ}\text{C}/\text{W}$

ORDERING GUIDE

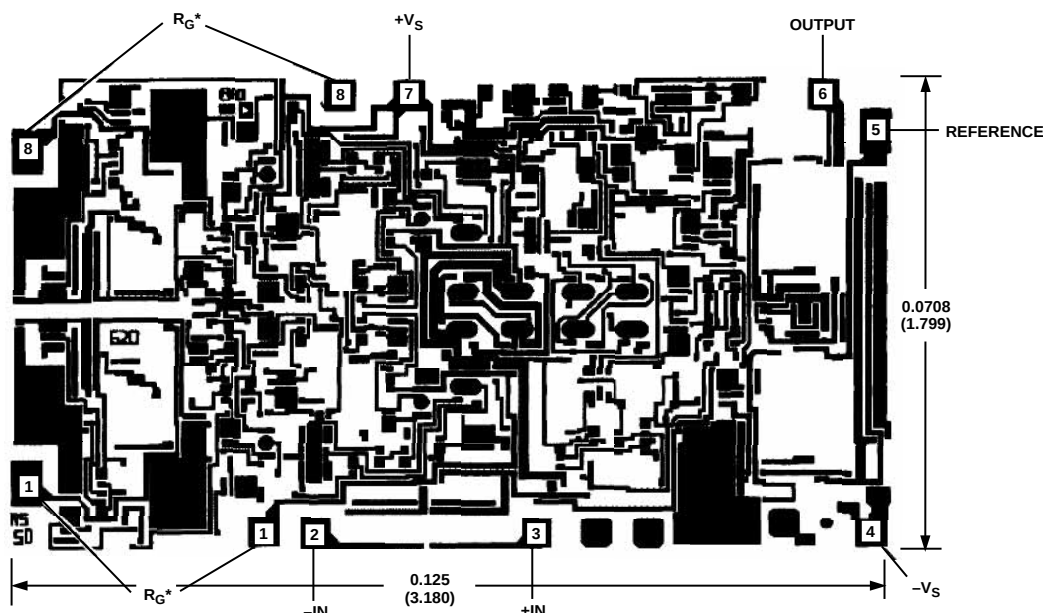
Model	Temperature Ranges	Package Options*
AD620AN	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	N-8
AD620BN	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	N-8
AD620AR	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	SO-8
AD620AR-REEL	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	13" REEL
AD620AR-REEL7	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	7" REEL
AD620BR	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	SO-8
AD620BR-REEL	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	13" REEL
AD620BR-REEL7	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	7" REEL
AD620ACHIPS	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	Die Form
AD620SQ/883B	-55°C to $+125^{\circ}\text{C}$	Q-8

*N = Plastic DIP; Q = Cerdip; SO = Small Outline.

METALIZATION PHOTOGRAPH

Dimensions shown in inches and (mm).

Contact factory for latest dimensions.



*FOR CHIP APPLICATIONS: THE PADS $1R_G$ AND $8R_G$ MUST BE CONNECTED IN PARALLEL TO THE EXTERNAL GAIN REGISTER R_G . DO NOT CONNECT THEM IN SERIES TO R_G . FOR UNITY GAIN APPLICATIONS WHERE R_G IS NOT REQUIRED, THE PADS $1R_G$ MAY SIMPLY BE BONDED TOGETHER, AS WELL AS THE PADS $8R_G$.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD620 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



Typical Characteristics (@ +25°C, $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted)

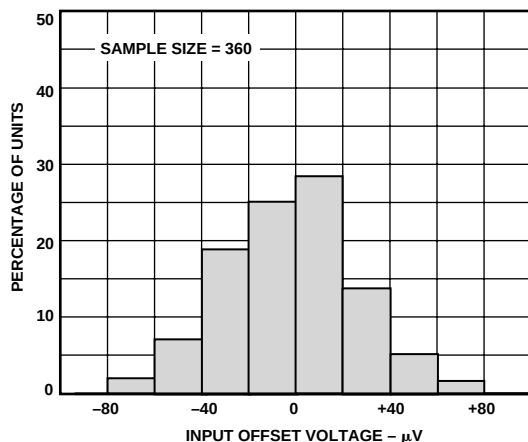


Figure 3. Typical Distribution of Input Offset Voltage

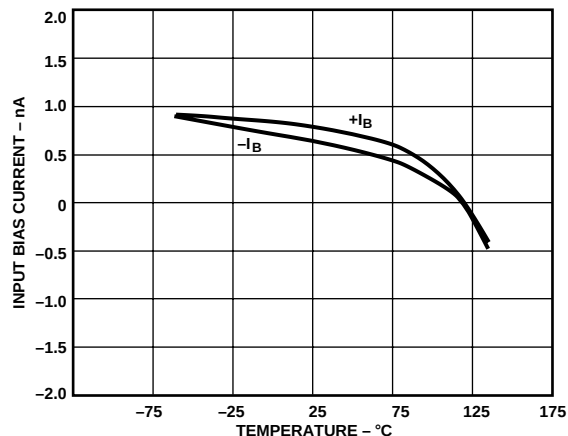


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

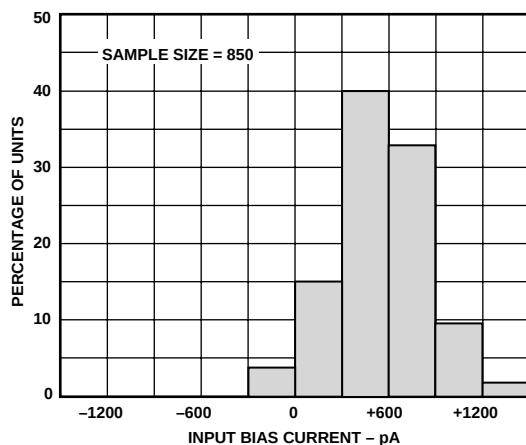


Figure 4. Typical Distribution of Input Bias Current

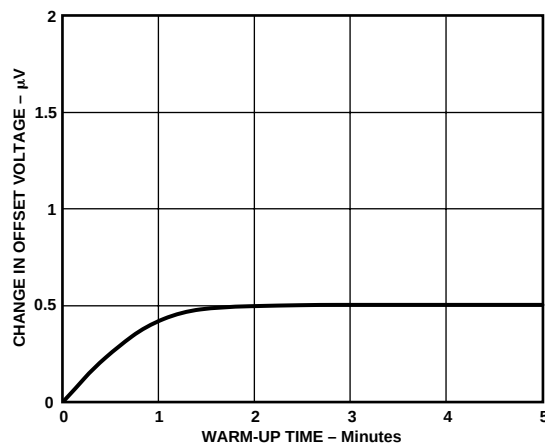


Figure 7. Change in Input Offset Voltage vs. Warm-Up Time

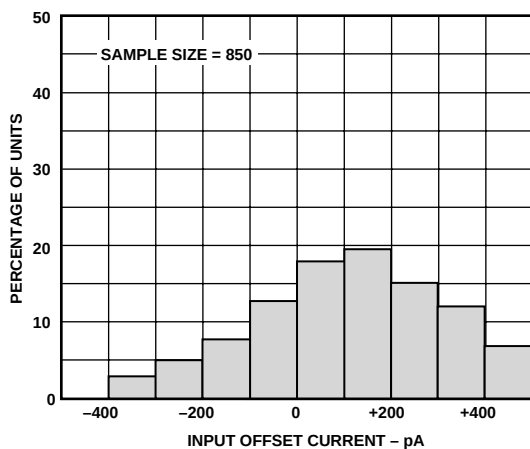


Figure 5. Typical Distribution of Input Offset Current

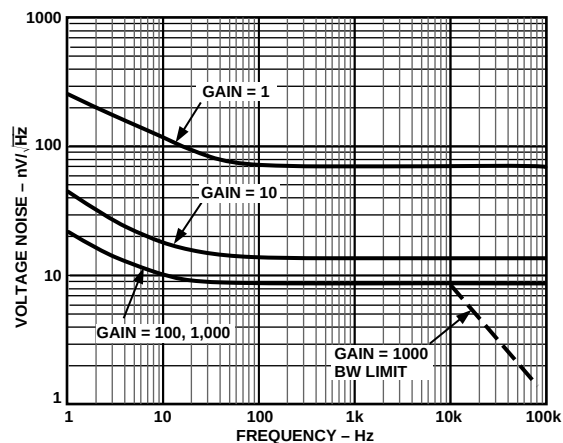


Figure 8. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency, ($G = 1\text{--}1000$)

AD620—Typical Characteristics

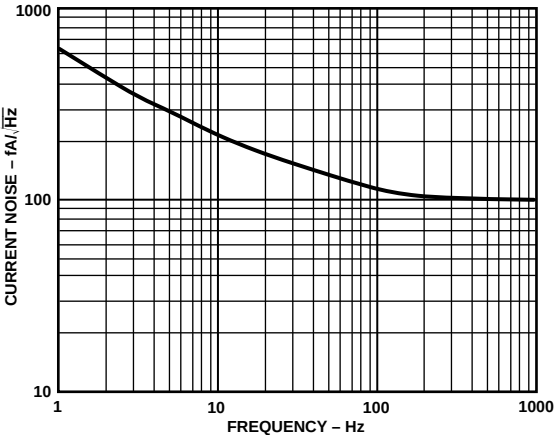


Figure 9. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

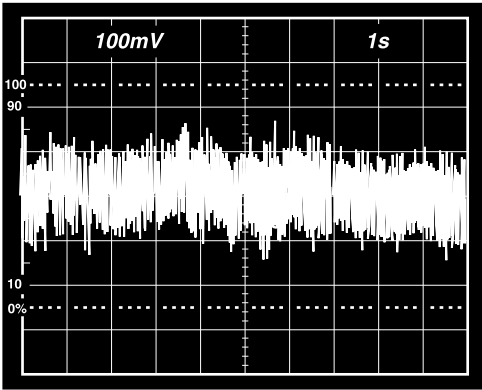


Figure 11. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise, 5 pA/Div

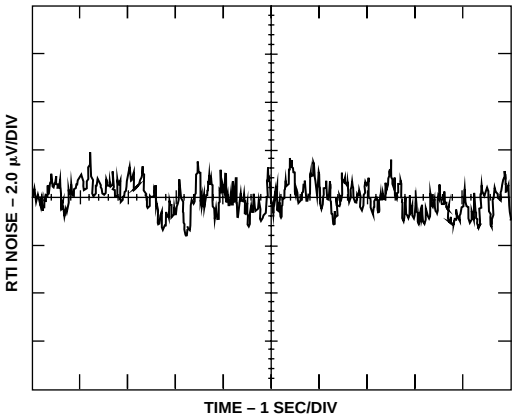


Figure 10a. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise (G = 1)

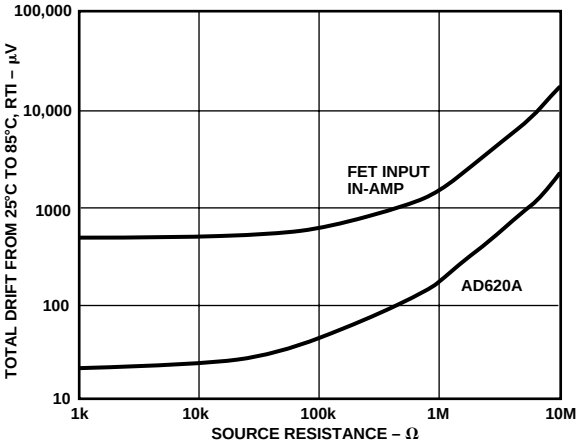


Figure 12. Total Drift vs. Source Resistance

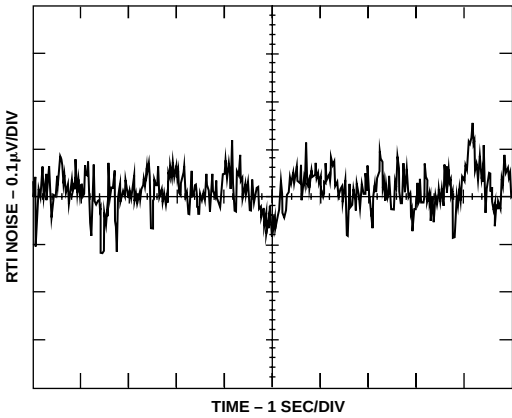


Figure 10b. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise (G = 1000)

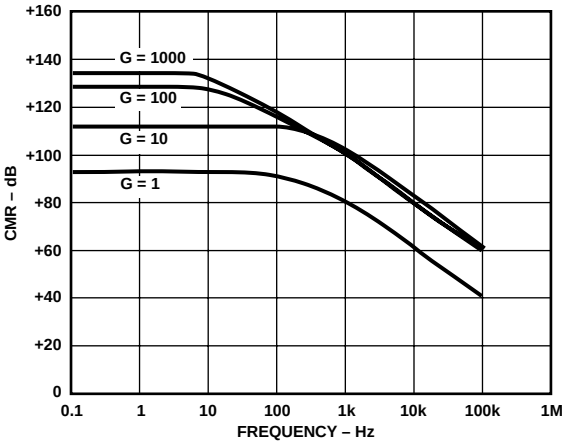


Figure 13. CMR vs. Frequency, RTI, Zero to 1 kΩ Source Imbalance

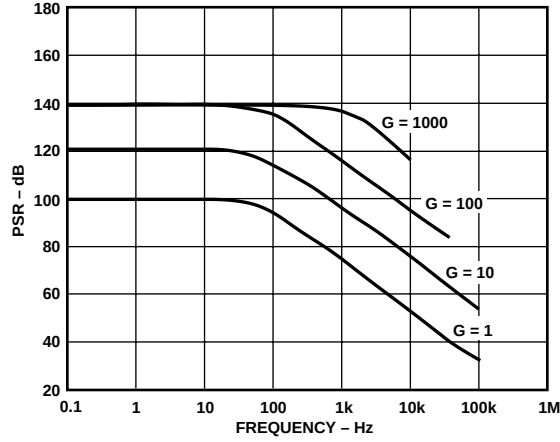


Figure 14. Positive PSR vs. Frequency, RTI ($G = 1-1000$)

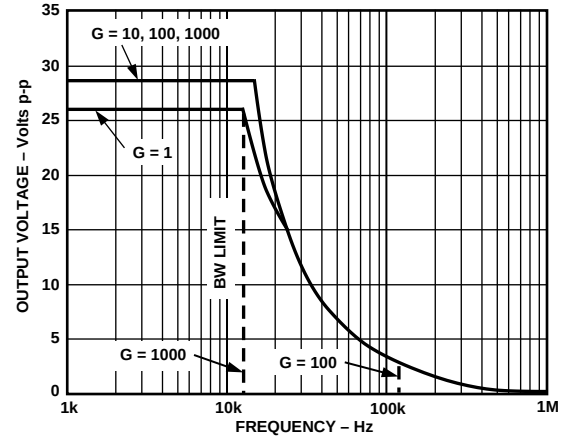


Figure 17. Large Signal Frequency Response

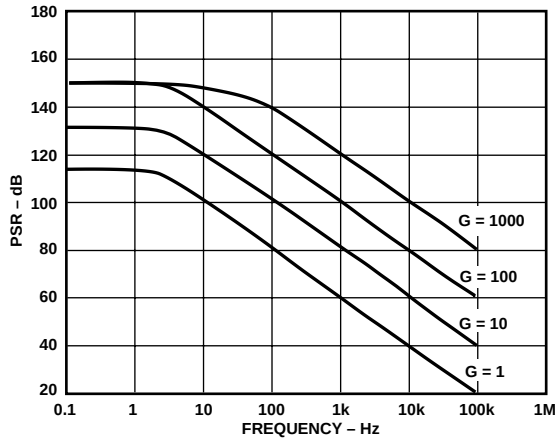


Figure 15. Negative PSR vs. Frequency, RTI ($G = 1-1000$)

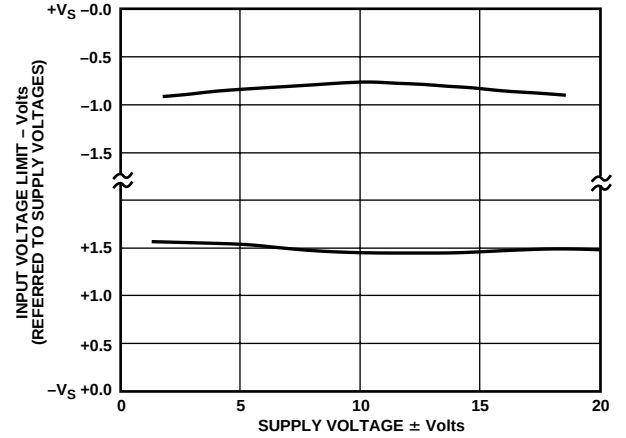


Figure 18. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, $G = 1$

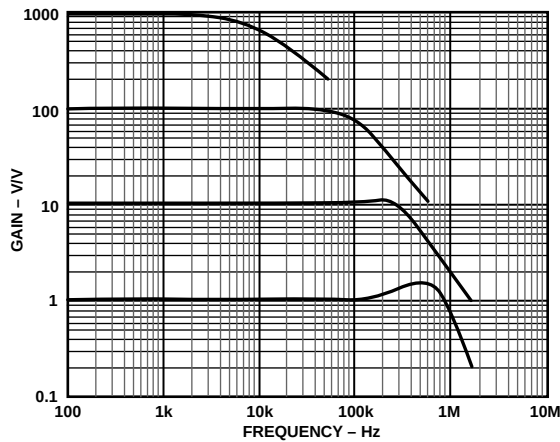


Figure 16. Gain vs. Frequency

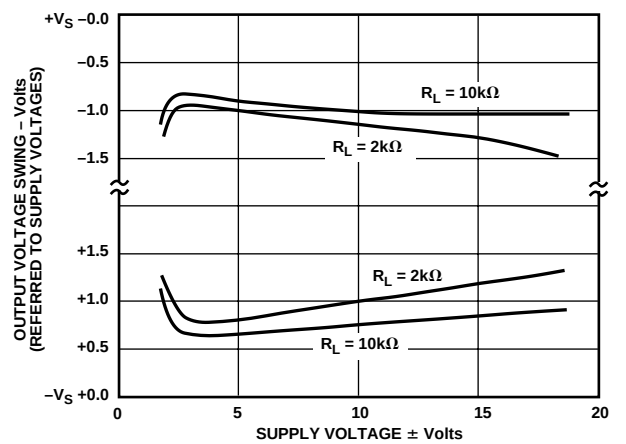


Figure 19. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage, $G = 10$

AD620

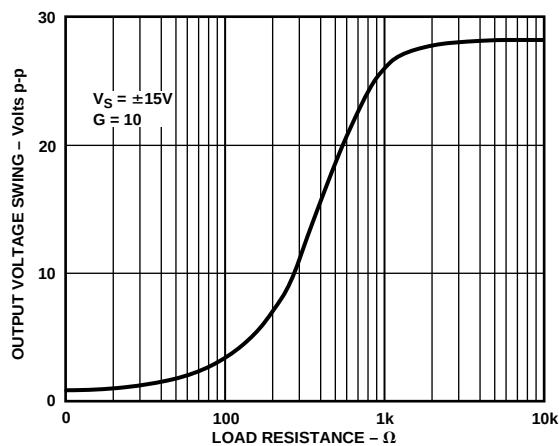


Figure 20. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

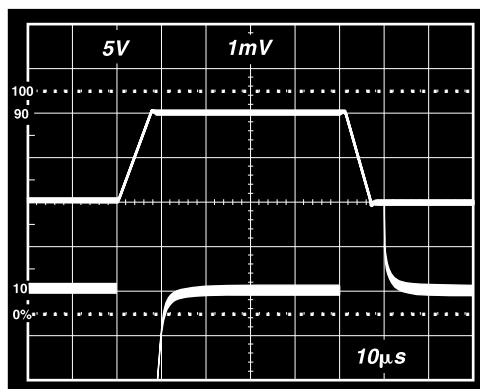


Figure 23. Large Signal Response and Settling Time, $G = 10$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

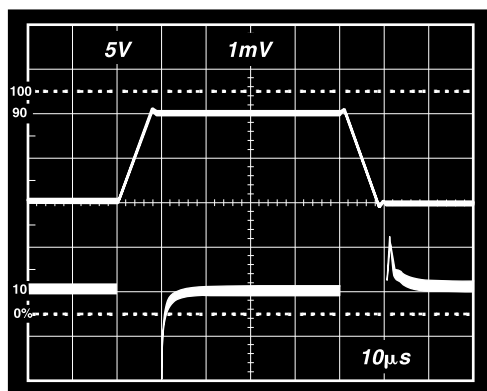


Figure 21. Large Signal Pulse Response and Settling Time $G = 1$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

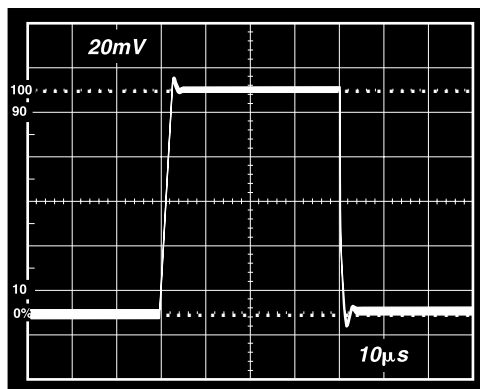


Figure 24. Small Signal Response, $G = 10$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

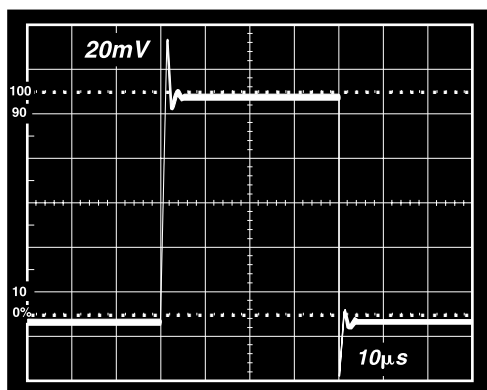


Figure 22. Small Signal Response, $G = 1$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

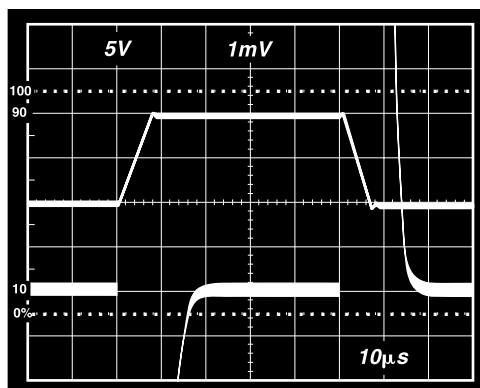


Figure 25. Large Signal Response and Settling Time, $G = 100$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

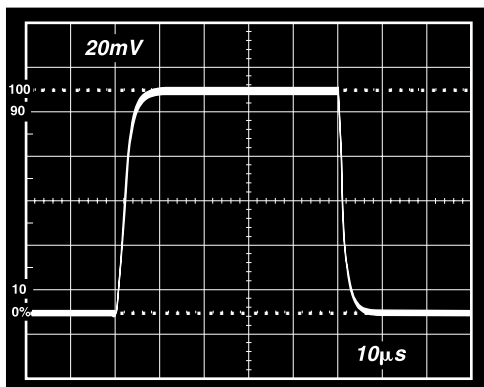


Figure 26. Small Signal Pulse Response, $G = 100$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

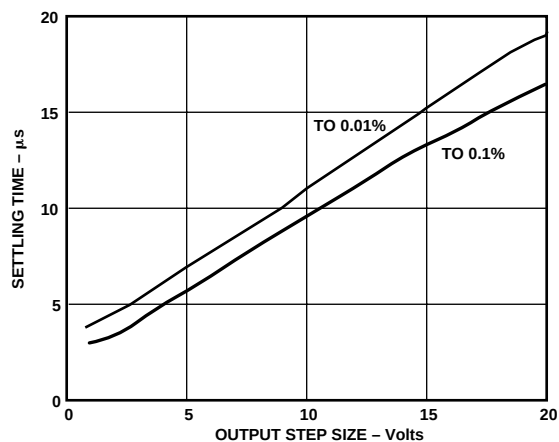


Figure 29. Settling Time vs. Step Size ($G = 1$)

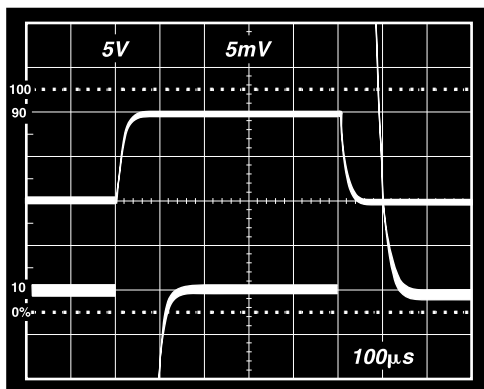


Figure 27. Large Signal Response and Settling Time, $G = 1000$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

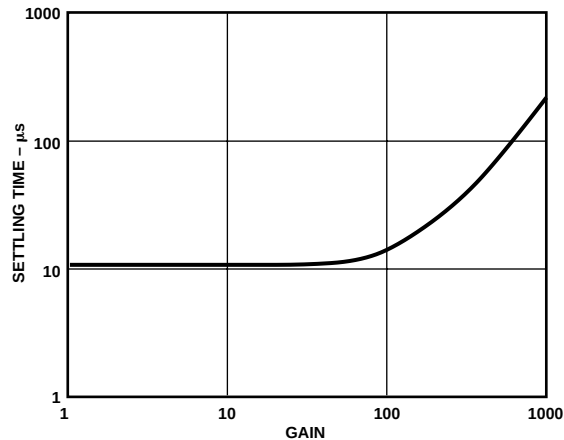


Figure 30. Settling Time to 0.01% vs. Gain, for a 10 V Step

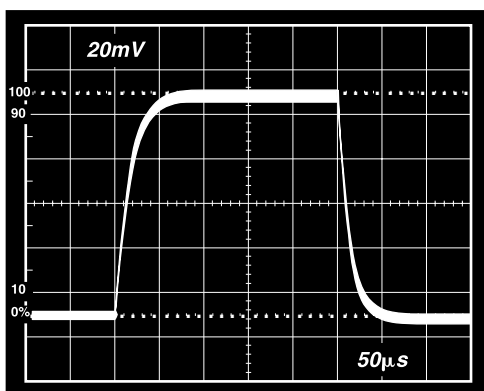


Figure 28. Small Signal Pulse Response, $G = 1000$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

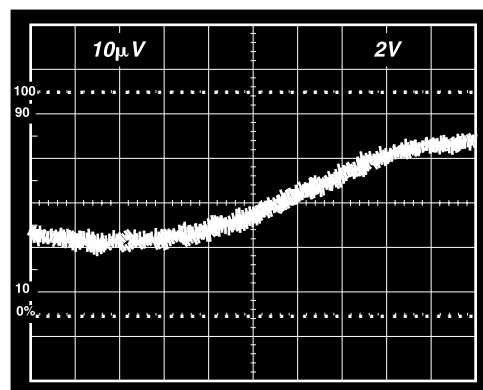


Figure 31a. Gain Nonlinearity, $G = 1$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ($10 \mu\text{V} = 1 \text{ ppm}$)

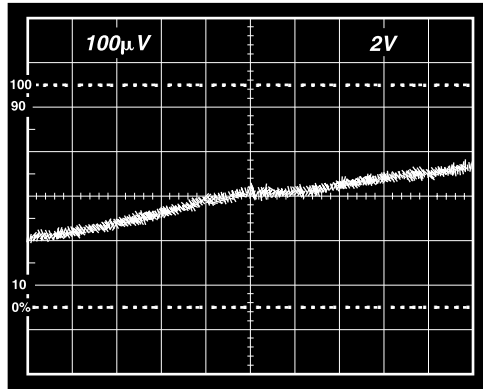


Figure 31b. Gain Nonlinearity, $G = 100$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$
($100 \mu\text{V} = 10 \text{ ppm}$)

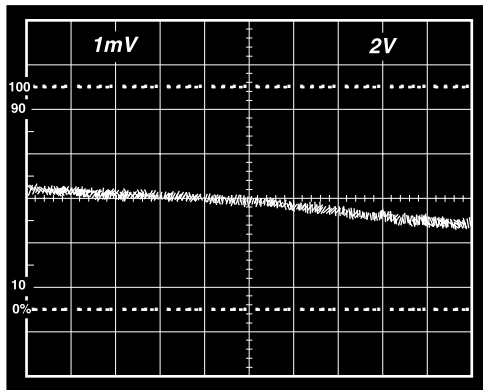


Figure 31c. Gain Nonlinearity, $G = 1000$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$
($1 \text{ mV} = 100 \text{ ppm}$)

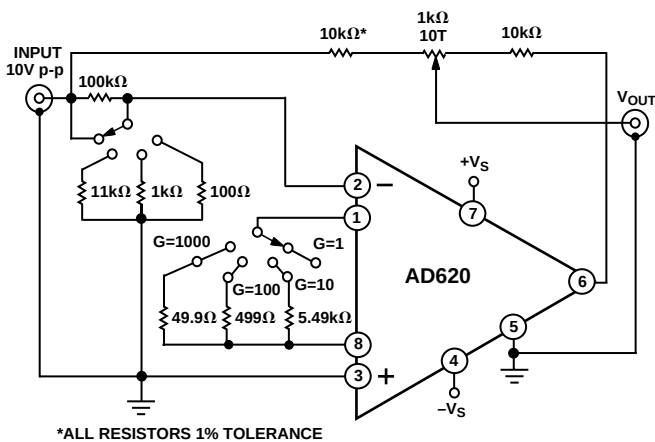


Figure 32. Settling Time Test Circuit

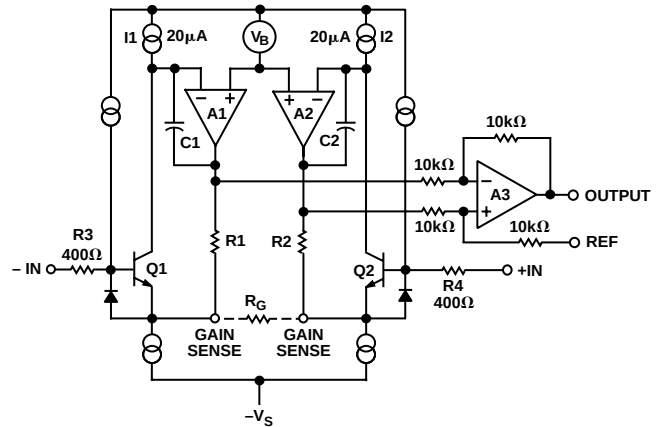


Figure 33. Simplified Schematic of AD620

THEORY OF OPERATION

The AD620 is a monolithic instrumentation amplifier based on a modification of the classic three op amp approach. Absolute value trimming allows the user to program gain *accurately* (to 0.15% at $G = 100$) with only one resistor. Monolithic construction and laser wafer trimming allow the tight matching and tracking of circuit components, thus ensuring the high level of performance inherent in this circuit.

The input transistors Q1 and Q2 provide a single differential-pair bipolar input for high precision (Figure 33), yet offer $10\times$ lower Input Bias Current thanks to Superbeta processing. Feedback through the Q1-A1-R1 loop and the Q2-A2-R2 loop maintains constant collector current of the input devices Q1, Q2 thereby impressing the input voltage across the external gain setting resistor R_G . This creates a differential gain from the inputs to the A1/A2 outputs given by $G = (R_1 + R_2)/R_G + 1$. The unity-gain subtracter A3 removes any common-mode signal, yielding a single-ended output referred to the REF pin potential.

The value of R_G also determines the transconductance of the preamp stage. As R_G is reduced for larger gains, the transconductance increases asymptotically to that of the input transistors. This has three important advantages: (a) Open-loop gain is boosted for increasing programmed gain, thus reducing gain-related errors. (b) The gain-bandwidth product (determined by C1, C2 and the preamp transconductance) increases with programmed gain, thus optimizing frequency response. (c) The input voltage noise is reduced to a value of $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, determined mainly by the collector current and base resistance of the input devices.

The internal gain resistors, R1 and R2, are trimmed to an absolute value of $24.7 \text{ k}\Omega$, allowing the gain to be programmed accurately with a single external resistor.

The gain equation is then

$$G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1$$

so that

$$R_G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

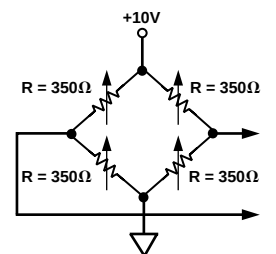
Make vs. Buy: A Typical Bridge Application Error Budget

The AD620 offers improved performance over “homebrew” three op amp IA designs, along with smaller size, fewer components and 10× lower supply current. In the typical application, shown in Figure 34, a gain of 100 is required to amplify a bridge output of 20 mV full scale over the industrial temperature range of -40°C to +85°C. The error budget table below shows how to calculate the effect various error sources have on circuit accuracy.

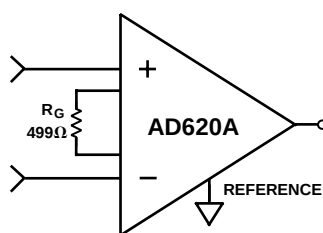
Regardless of the system in which it is being used, the AD620 provides greater accuracy, and at low power and price. In simple

systems, absolute accuracy and drift errors are by far the most significant contributors to error. In more complex systems with an intelligent processor, an autogain/autozero cycle will remove all absolute accuracy and drift errors leaving only the resolution errors of gain nonlinearity and noise, thus allowing full 14-bit accuracy.

Note that for the homebrew circuit, the OP07 specifications for input voltage offset and noise have been multiplied by $\sqrt{2}$. This is because a three op amp type in-amp has two op amps at its inputs, both contributing to the overall input error.

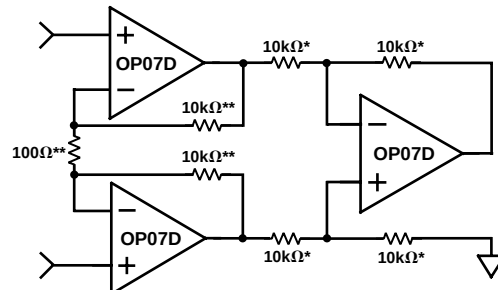


PRECISION BRIDGE TRANSDUCER



AD620A MONOLITHIC
INSTRUMENTATION
AMPLIFIER, G = 100

SUPPLY CURRENT = 1.3mA MAX



“HOMEBREW” IN-AMP, G = 100
*0.02% RESISTOR MATCH, 3PPM/°C TRACKING
**DISCRETE 1% RESISTOR, 100PPM/°C TRACKING
SUPPLY CURRENT = 15mA MAX

Figure 34. Make vs. Buy

Table I. Make vs. Buy Error Budget

Error Source	AD620 Circuit Calculation	“Homebrew” Circuit Calculation	Error, ppm of Full Scale	
			AD620	Homebrew
ABSOLUTE ACCURACY at T _A = +25°C				
Input Offset Voltage, μV	125 $\mu\text{V}/20 \text{ mV}$	$(150 \mu\text{V} \times \sqrt{2})/20 \text{ mV}$	6,250	10,607
Output Offset Voltage, μV	1000 $\mu\text{V}/100/20 \text{ mV}$	$((150 \mu\text{V} \times 2)/100)/20 \text{ mV}$	500	150
Input Offset Current, nA	2 nA $\times 350 \Omega/20 \text{ mV}$	$(6 \text{ nA} \times 350 \Omega)/20 \text{ mV}$	18	53
CMR, dB	110 dB $\rightarrow 3.16 \text{ ppm}, \times 5 \text{ V}/20 \text{ mV}$	$(0.02\% \text{ Match} \times 5 \text{ V})/20 \text{ mV}/100$	791	500
Total Absolute Error				
			7,558	11,310
DRIFT TO +85°C				
Gain Drift, ppm/°C	$(50 \text{ ppm} + 10 \text{ ppm}) \times 60^\circ\text{C}$	100 ppm/°C Track $\times 60^\circ\text{C}$	3,600	6,000
Input Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/20 \text{ mV}$	$(2.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times \sqrt{2} \times 60^\circ\text{C})/20 \text{ mV}$	3,000	10,607
Output Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/100/20 \text{ mV}$	$(2.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 2 \times 60^\circ\text{C})/100/20 \text{ mV}$	450	150
Total Drift Error				
			7,050	16,757
RESOLUTION				
Gain Nonlinearity, ppm of Full Scale	40 ppm	40 ppm	40	40
Typ 0.1 Hz–10 Hz Voltage Noise, $\mu\text{V p-p}$	0.28 $\mu\text{V p-p}/20 \text{ mV}$	$(0.38 \mu\text{V p-p} \times \sqrt{2})/20 \text{ mV}$	14	27
Total Resolution Error				
			54	67
Grand Total Error				
			14,662	28,134

G = 100, V_S = $\pm 15 \text{ V}$.

(All errors are min/max and referred to input.)

AD620

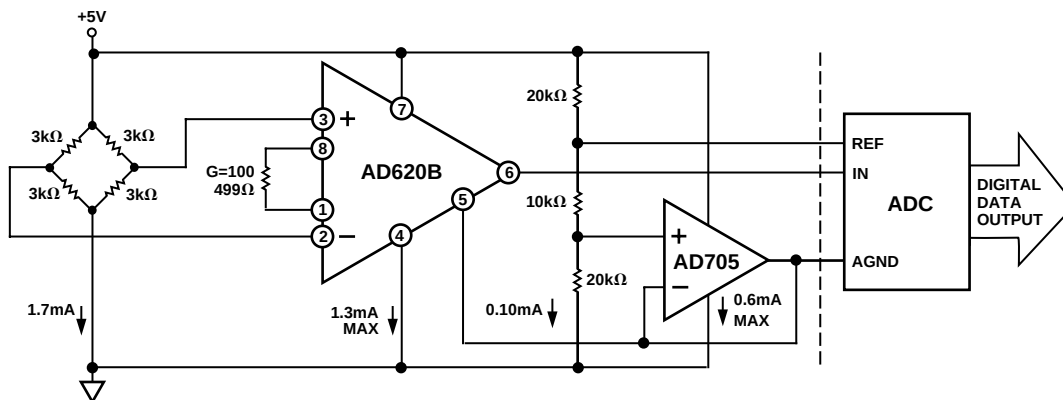


Figure 35. A Pressure Monitor Circuit which Operates on a +5 V Single Supply

Pressure Measurement

Although useful in many bridge applications such as weigh scales, the AD620 is especially suitable for higher resistance pressure sensors powered at lower voltages where small size and low power become more significant.

Figure 35 shows a 3 kΩ pressure transducer bridge powered from +5 V. In such a circuit, the bridge consumes only 1.7 mA. Adding the AD620 and a buffered voltage divider allows the signal to be conditioned for only 3.8 mA of total supply current. Small size and low cost make the AD620 especially attractive for voltage output pressure transducers. Since it delivers low noise and drift, it will also serve applications such as diagnostic non-invasive blood pressure measurement.

Medical ECG

The low current noise of the AD620 allows its use in ECG monitors (Figure 36) where high source resistances of 1 MΩ or higher are not uncommon. The AD620's low power, low supply voltage requirements, and space-saving 8-lead mini-DIP and SOIC package offerings make it an excellent choice for battery powered data recorders.

Furthermore, the low bias currents and low current noise coupled with the low voltage noise of the AD620 improve the dynamic range for better performance.

The value of capacitor C1 is chosen to maintain stability of the right leg drive loop. Proper safeguards, such as isolation, must be added to this circuit to protect the patient from possible harm.

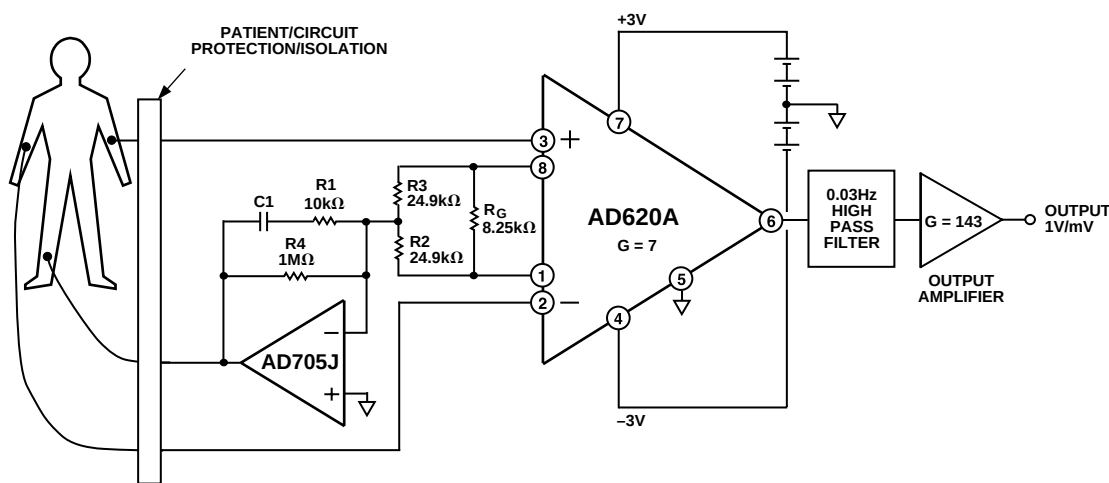


Figure 36. A Medical ECG Monitor Circuit

Precision V-I Converter

The AD620, along with another op amp and two resistors, makes a precision current source (Figure 37). The op amp buffers the reference terminal to maintain good CMR. The output voltage V_X of the AD620 appears across R_1 , which converts it to a current. This current less only, the input bias current of the op amp, then flows out to the load.

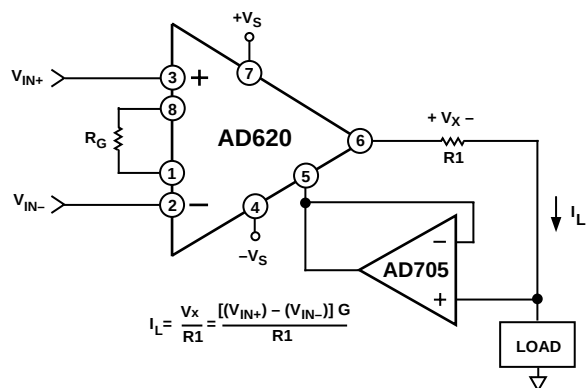


Figure 37. Precision Voltage-to-Current Converter (Operates on 1.8 mA, ± 3 V)

GAIN SELECTION

The AD620's gain is resistor programmed by R_G , or more precisely, by whatever impedance appears between Pins 1 and 8. The AD620 is designed to offer accurate gains using 0.1%–1% resistors. Table II shows required values of R_G for various gains. Note that for $G = 1$, the R_G pins are unconnected ($R_G = \infty$). For any arbitrary gain R_G can be calculated by using the formula:

$$R_G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

To minimize gain error, avoid high parasitic resistance in series with R_G ; to minimize gain drift, R_G should have a low TC—less than 10 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ —for the best performance.

Table II. Required Values of Gain Resistors

1% Std Table Value of R_G , Ω	Calculated Gain	0.1% Std Table Value of R_G , Ω	Calculated Gain
49.9 k	1.990	49.3 k	2.002
12.4 k	4.984	12.4 k	4.984
5.49 k	9.998	5.49 k	9.998
2.61 k	19.93	2.61 k	19.93
1.00 k	50.40	1.01 k	49.91
499	100.0	499	100.0
249	199.4	249	199.4
100	495.0	98.8	501.0
49.9	991.0	49.3	1,003

INPUT AND OUTPUT OFFSET VOLTAGE

The low errors of the AD620 are attributed to two sources, input and output errors. The output error is divided by G when referred to the input. In practice, the input errors dominate at high gains and the output errors dominate at low gains. The total V_{OS} for a given gain is calculated as:

$$\text{Total Error RTI} = \text{input error} + (\text{output error}/G)$$

$$\text{Total Error RTO} = (\text{input error} \times G) + \text{output error}$$

REFERENCE TERMINAL

The reference terminal potential defines the zero output voltage, and is especially useful when the load does not share a precise ground with the rest of the system. It provides a direct means of injecting a precise offset to the output, with an allowable range of 2 V within the supply voltages. Parasitic resistance should be kept to a minimum for optimum CMR.

INPUT PROTECTION

The AD620 features 400 Ω of series thin film resistance at its inputs, and will safely withstand input overloads of up to ± 15 V or ± 60 mA for several hours. This is true for all gains, and power on and off, which is particularly important since the signal source and amplifier may be powered separately. For longer time periods, the current should not exceed 6 mA ($I_{IN} \leq V_{IN}/400 \Omega$). For input overloads beyond the supplies, clamping the inputs to the supplies (using a low leakage diode such as an FD333) will reduce the required resistance, yielding lower noise.

RF INTERFERENCE

All instrumentation amplifiers can rectify out of band signals, and when amplifying small signals, these rectified voltages act as small dc offset errors. The AD620 allows direct access to the input transistor bases and emitters enabling the user to apply some first order filtering to unwanted RF signals (Figure 38), where $RC \approx 1/(2 \pi f)$ and where $f \geq$ the bandwidth of the AD620; $C \leq 150$ pF. Matching the extraneous capacitance at Pins 1 and 8 and Pins 2 and 3 helps to maintain high CMR.

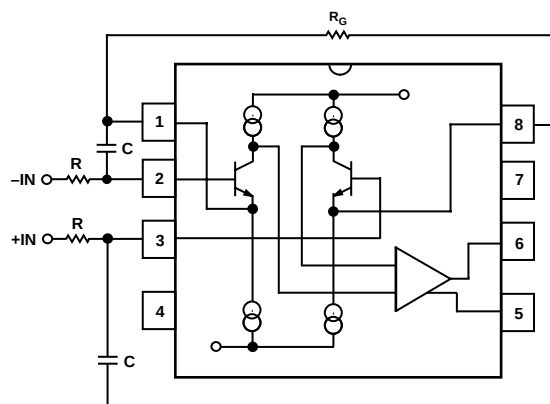


Figure 38. Circuit to Attenuate RF Interference

AD620

COMMON-MODE REJECTION

Instrumentation amplifiers like the AD620 offer high CMR, which is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed by equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance.

For optimal CMR the reference terminal should be tied to a low impedance point, and differences in capacitance and resistance should be kept to a minimum between the two inputs. In many applications shielded cables are used to minimize noise, and for best CMR over frequency the shield should be properly driven. Figures 39 and 40 show active data guards that are configured to improve ac common-mode rejections by “bootstrapping” the capacitances of input cable shields, thus minimizing the capacitance mismatch between the inputs.

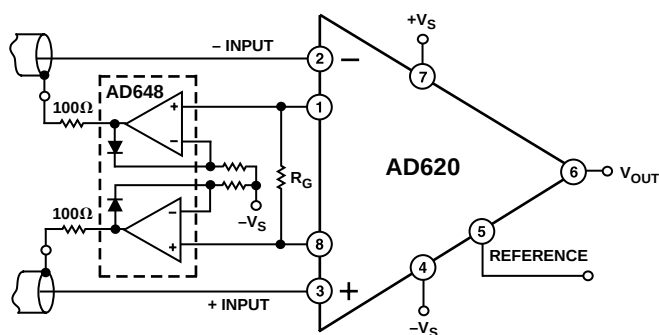


Figure 39. Differential Shield Driver

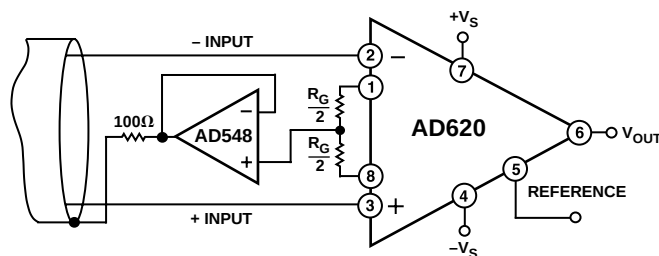


Figure 40. Common-Mode Shield Driver

GROUNDING

Since the AD620 output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, it can solve many grounding problems by simply tying the REF pin to the appropriate “local ground.”

In order to isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data-acquisition components have separate analog and digital ground pins (Figure 41). It would be convenient to use a single ground line; however, current through ground wires and PC runs of the circuit card can cause hundreds of millivolts of error. Therefore, separate ground returns should be provided to minimize the current flow from the sensitive points to the system ground. These ground returns must be tied together at some point, usually best at the ADC package as shown.

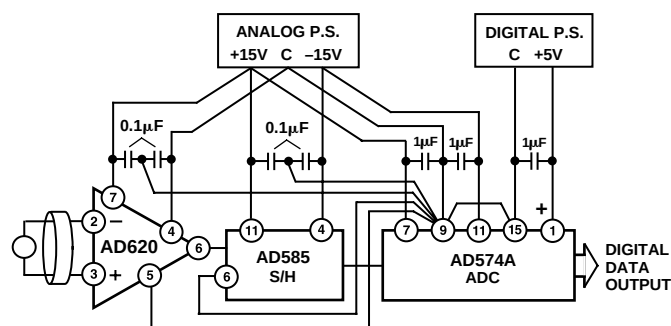


Figure 41. Basic Grounding Practice

GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of an amplifier. There must be a direct return path for these currents; therefore, when amplifying “floating” input

sources such as transformers, or ac-coupled sources, there must be a dc path from each input to ground as shown in Figure 42. Refer to the *Instrumentation Amplifier Application Guide* (free from Analog Devices) for more information regarding in amp applications.

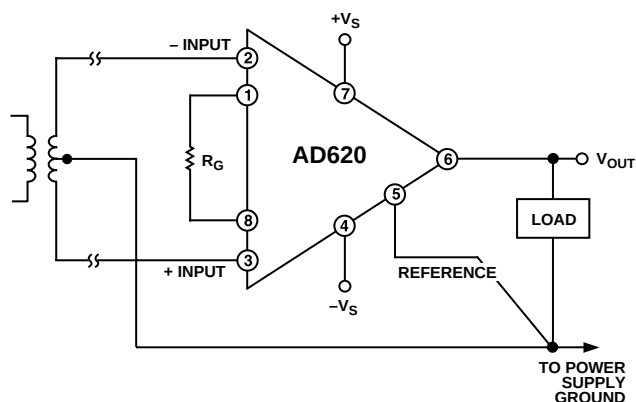


Figure 42a. Ground Returns for Bias Currents with Transformer Coupled Inputs

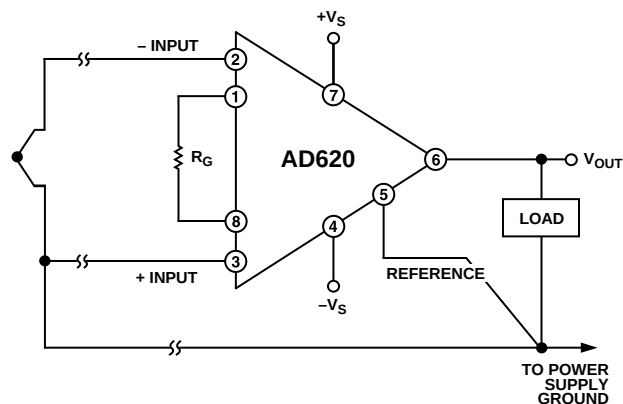


Figure 42b. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

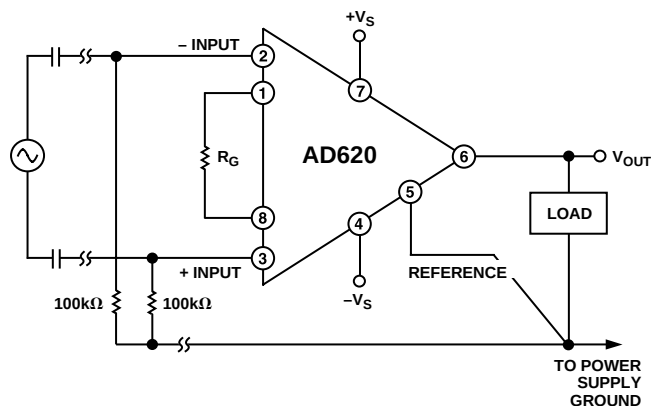
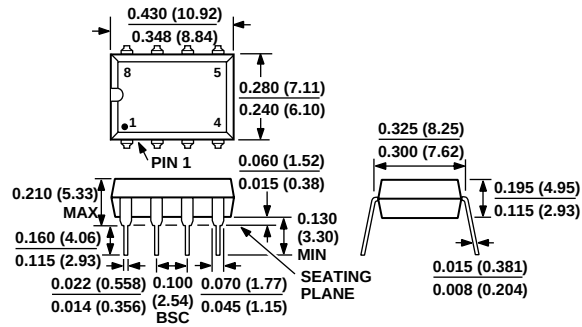


Figure 42c. Ground Returns for Bias Currents with AC Coupled Inputs

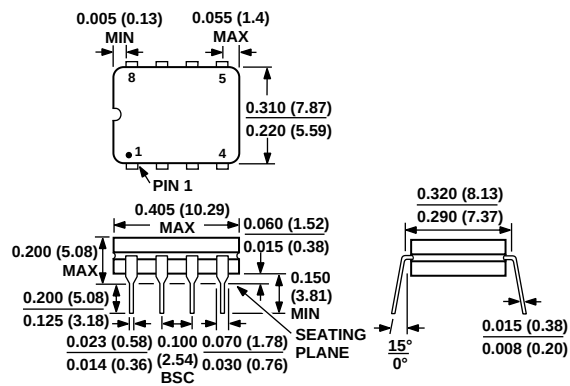
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

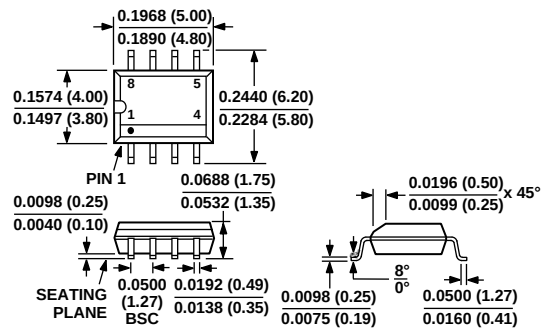
Plastic DIP (N-8) Package



Cerdip (Q-8) Package



SOIC (SO-8) Package

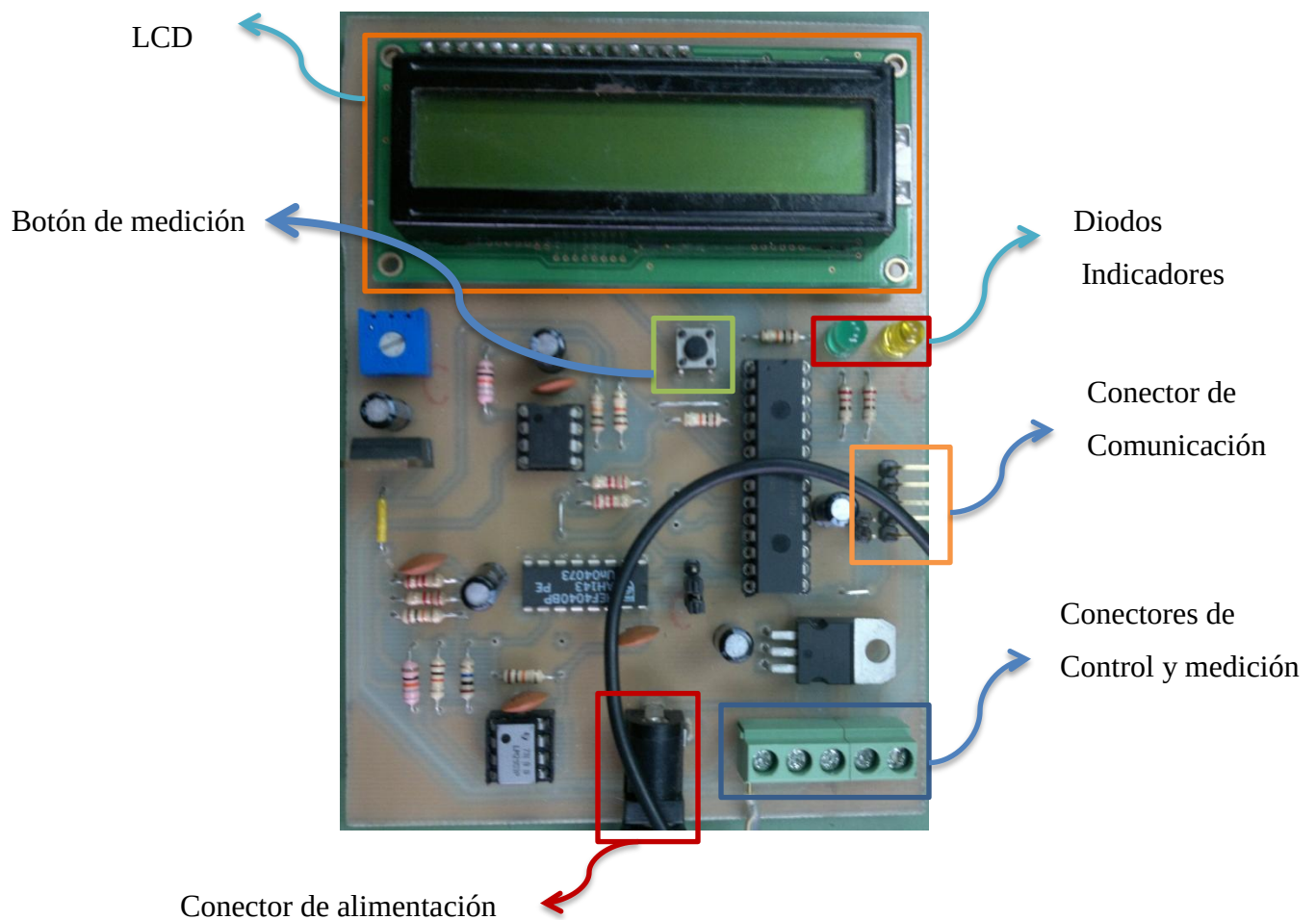


Manual de uso del magnetómetro de precesión protónica

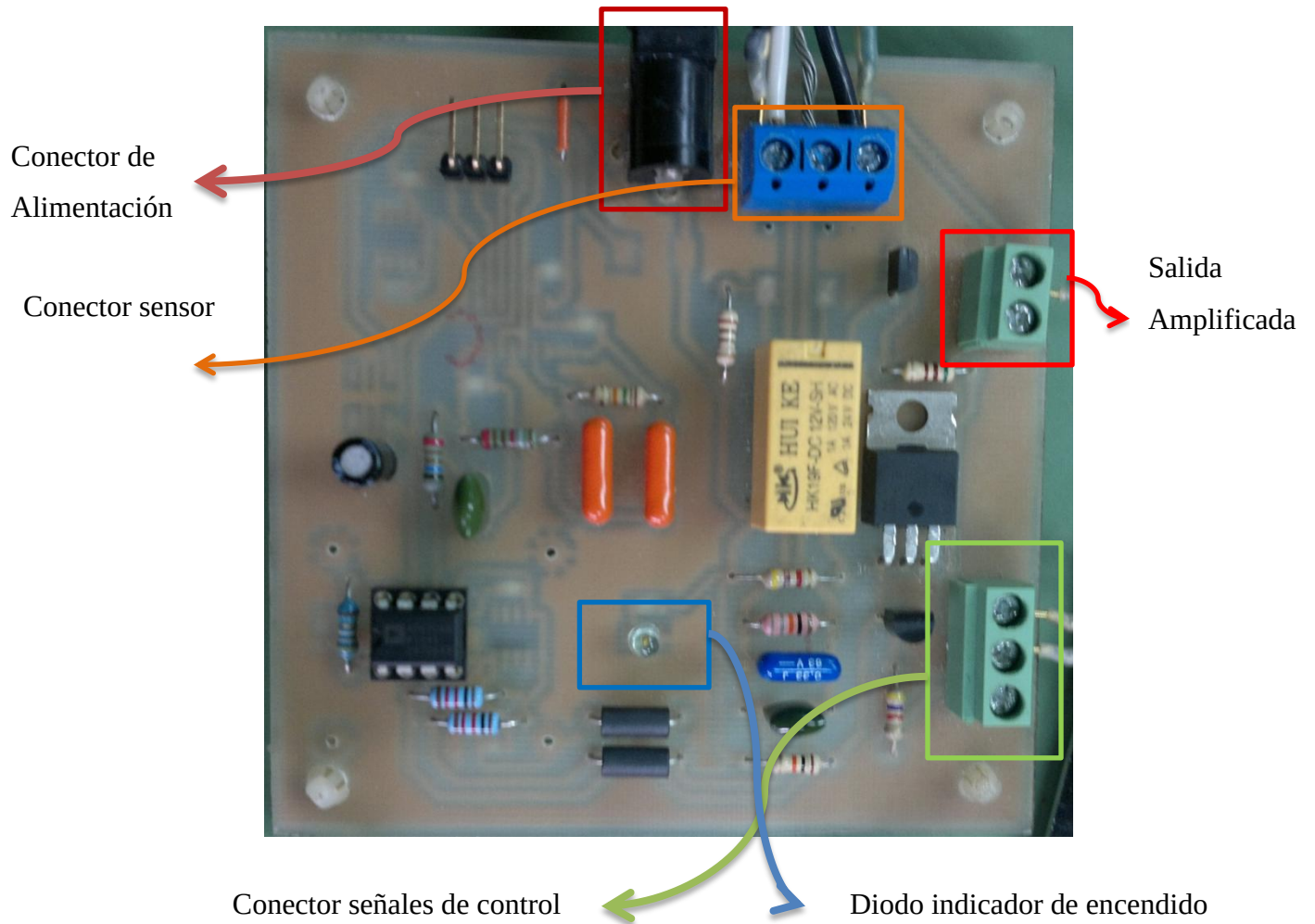
1.1 DESCRIPCIÓN DE LAS PARTES

El equipo está conformado por tres módulos que deben ser interconectados entre sí de forma correcta, antes de realizar cualquier medida. A continuación se describen las partes de los modulo y se explica su conexionado.

Módulo de medición:

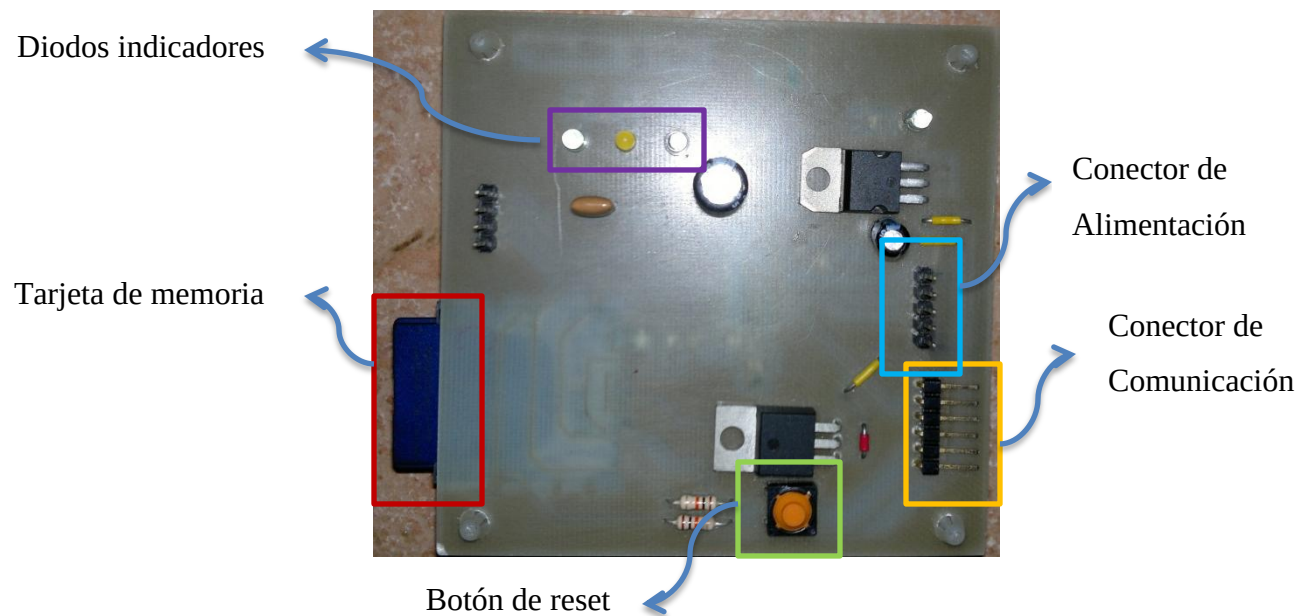


Módulo de amplificación:



Módulo de almacenamiento de data

El uso y conexionado de este módulo es opcional según la necesidad o no del almacenamiento de la data. Si se prescinde del presente modulo el proceso de medición puede llevarse a cabo sin ningún problema salvo la imposibilidad de almacenamiento de los datos.



1.2 CONEXIONES

A continuación se describe como deben hacerse las conexiones entre los módulos de medición, amplificación y almacenamiento de datos (opcional).

Los pines del conector de medición y control, del módulo de medición, vistos de frente y de izquierda a derecha tienen las siguientes funciones:

- [1] Señal
- [2] Tierra
- [3] Alimentación
- [4] Control 1
- [5] Control 2

En primer lugar se procede a conectar las líneas de control 1 y 2 al conector de señales de control del módulo de amplificación, que visto de izquierda a derecha tiene las funciones:

- [1] Control 1
- [2] Control 2
- [3] Tierra

Posteriormente se procede a conectar la línea de señal con el conector de salida amplificada que presenta la siguiente disposición:

- [1] Tierra
- [2] Señal

Luego se procede a conectar el sensor al conector de sensor del módulo de amplificación. Los pines presentan la siguiente disposición:

- [1] Sensor 1

[2] Malla del cable de conexión (blindaje)

[3] Sensor 2

La bobina sensor debe ir conectada entre los pines sensor 1 y sensor 2 sin ninguna disposición en particular, es decir ambos pines son intercambiables entre sí. El pin malla del cable debe ir conectada al apantallamiento del cable que interconecta el sensor con el modulo.

Si se realizaron todas las conexiones previas ya se pueden alimentar ambos módulos y proceder con la medición, o se puede conectar el módulo de almacenamiento y después realizar la medición

Para conectar el módulo de almacenamiento se debe alimentar primero el modulo por el conector de alimentación:

[1] Tierra

[2] NA

[3] NA

[4] NA

[5] Alimentación

Tomando como referencia la foto del módulo, los pines se enumeran de abajo hacia arriba.

Una vez alimentado el módulo se realiza la conexión entre conectores de comunicación. La disposición de pines del módulo de medición y el módulo de almacenamiento son iguales y se muestran a continuación. Los pines se enumeran de abajo hacia arriba tomando como referencia la foto del modulo.

[1] NA

[2] NA

[3] Tierra

[4] TX

[5] RX

[6] NA

1.3 PROCESO DE MEDICIÓN

A la hora de realizar una medida de campo magnético, debe chequearse que se cumplen las siguientes condiciones:

- El sensor debe estar elevado 2 metros con respecto al piso.
- La flecha a un costado del sensor debe estar dirigida hacia el norte magnético de la zona.
- No se debe estar cerca de líneas de alimentación AC ya que la interferencia puede ocasionar medidas erróneas
- La persona que realiza la medición no debe portar objetos metálicos o magnéticos

Una vez cumplidas las recomendaciones previas se presiona el botón de medición en el módulo de medición y se espera que se muestre el resultado en pantalla. Si se dispone del módulo de almacenamiento conectado, el dato será salvado automáticamente en la tarjeta SD.