

INSTRUMENTO MEDIDOR DE CORRIENTE PARA REDES DE DISTRIBUCIÓN
MEDIANTE DEL FENÓMENO DE MAGNETO RESISTENCIA GIGANTE



JUAN DANIEL VELEZ MUÑOZ

UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE CIENCIAS NATURALES, EXACTAS Y DE LA EDUCACIÓN
PROGRAMA DE INGENIERÍA FÍSICA
POPAYÁN CAUCA
2017

INSTRUMENTO MEDIDOR DE CORRIENTE PARA REDES DE DISTRIBUCIÓN
MEDIANTE DEL FENÓMENO DE MAGNETO RESISTENCIA GIGANTE

Presentado por:
JUAN DANIEL VELEZ MUÑOZ

Trabajo de investigación presentado como requisito parcial para optar al título de Ingeniero Físico

Director:
Ing. Juan Fernando Florez Marulanda, MSc.

UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE CIENCIAS NATURALES, EXACTAS Y DE LA EDUCACIÓN
PROGRAMA DE INGENIERÍA FÍSICA
POPAYÁN CAUCA
2017

Nota de Aceptación

El director y jurados han
leído el presente documento,
escucharon la sustentación
del mismo por su autor y
la encuentran satisfactoria

Director _____

Ing. Juan Fernando Florez Marulanda, MSc.

Jurado _____

Ing Eduardo Castillo Castillo

Jurado _____

Luis Fernando Echeverri, MSc

Fecha de sustentación: Popayán – Cauca 17 de noviembre de 2017

DEDICATORIA

Dedico este logro, que es sólo el inicio de muchos que viene a mi familia, quienes son parte fundamental en el transcurrir de la vida, pues es en la familia donde se forjan y se construyen los valores que permiten en las buenas y malas fortalecer el espíritu de lucha y la construcción de nuestros sueños.

A ustedes, todos mis esfuerzos que no fueron en vano, que Dios los bendiga. Gracias.

AGRADECIMIENTOS

Este proyecto no se pudo haber culminado sin la ayuda de múltiples personas a las que se les agradece en gran medida por su participación, cuyo orden no es dado por el grado de importancia sino por el momento de intervención en el trabajo, entre las cuales se encuentran:

- *El grupo de investigación de GRUPO I+D Automática Industrial por préstamo de componentes y equipos.*
- *El coordinador del programa de ingeniería física Luis Fernando Echeverri.*
- *El jefe de departamento de física Carlos Rincón.*
- *El consejo de programa de Ingeniería física, resaltando a sus integrantes los profesores Mario Patiño y Wilfrand Pérez.*
- *El profesor Diego Campo por préstamo de sonda de campo magnético.*
- *El ingeniero Daniel Felipe Valencia por préstamo de componentes electrónicos.*

Resumen

En este trabajo de investigación consiste en el modelo físico matemático, diseño, implementación y validación de un instrumento medidor de corriente mediante *GIGANT MAGNETORESISTANCE* (GMR) para redes de distribución, explicando todas sus características técnicas acondicionadas en el laboratorio de máquinas de la Universidad del Cauca para lograr un rango de medida de corriente acorde a redes de media y baja tensión.

Objetivos

Objetivo general

Diseñar e implementar un sistema de medición de corriente para líneas de distribución mediante magneto resistencia gigante.

Objetivos específicos

Diseñar cada elemento funcional o módulo del sistema de medición, teniendo en cuenta su respectivo modelo matemático y experimental.

Implementar el diseño del sistema de medición para así caracterizar experimentalmente los parámetros físicos relevantes, que intervienen en el ambiente de trabajo de una red de distribución.

Validar los resultados matemáticos de cada módulo o elemento funcional del sistema de medición.

Contenido

Resumen.....	I
Objetivos	II
Lista de figuras	VI
Lista de tablas	IX
Lista de acrónimos	X
INTRODUCCIÓN	1
1. MARCO TEÓRICO.....	2
1.1 INTRODUCCION	2
1.2 CLASIFICACIONES DE REDES DE DISTRIBUCIÓN.	4
1.2.1 Redes de distribución dependiendo de su construcción.	4
1.2.2. Redes de Distribución de Acuerdo a Voltajes Nominales.	4
1.2.3. Redes de Distribución de Acuerdo a Su Ubicación Geográfica.....	5
1.2.4. Redes de Distribución de Acuerdo al Tipo de Carga.	6
1.2.5. Redes de Distribución de Acuerdo a la Categoría de Carga.	6
1.3 MEDICIÓN DE CORRIENTE EN REDES DE DISTRIBUCION	7
1.3.1. Resistencias en Derivación (shunts)	8
1.3.2. Transformadores de Medida	9
1.3.3. Transformadores de Corriente	9
1.3.4. Amperímetro Basado en Bobina de Rogowski	10
1.3.5. Medidor de Corriente Mediante Efecto Faraday.....	11
1.3.6. Sensor de Efecto Hall como Medidor de Corriente	13
1.4 MEDICIÓN DE CORRIENTE CON GMR.	14
1.4.1 Modelo Físico Matemático de la Medición de Corriente Mediante GMR	16
2. DISEÑO MODULAR DEL MEDIDOR DE CORRIENTE MEDIANTE GMR.....	19
2.1 INTRODUCCIÓN.	19
2.1.1 Bobinas dentro del empaquetado del sensor	19
2.1.2 Sensor GMR sobre una pista conductora	20
2.1.3 Sensor GMR aproximado a un hilo conductor de corriente.....	21

2.2 DISEÑO MODULAR DEL MEDIDOR DE CORRIENTE.....	22
2.2.1 Módulo 1:Elemento sensor primario.....	23
2.2.2 Módulo 2: Filtro pasivo pasa altas.	26
2.2.3 Modulo3: Amplificación mediante Amplificador de Instrumentación (AI).	27
2.2.4 Módulo 4: Micro controlador ATMEGA328.....	27
2.2.5 Módulo 5: Display LCD (Liquid Crystal Display).	28
2.2.6 Módulo 6: Transmisión inalámbrica XBEE.....	29
2.2.7 Módulo 7: Fuente de alimentación.....	29
2.3 SIMULACIÓN DEL DISEÑO MODULAR DEL MEDIDOR DE CORRIENTE.	31
2.3.1 Módulo 1: Elemento sensor primario.....	31
2.3.2 Módulo 2: Filtro pasivo pasa altas.	32
2.3.3 Modulo3: Amplificación mediante Amplificador de Instrumentación (AI).	36
2.3.4 Simulación De Los Módulos 4,5y 6.....	36
3. IMPLEMENTACIÓN DEL DISEÑO MODULAR DEL MEDIDOR DE CORRIENTE MEDIANTE GMR.....	38
3.1 INTRODUCCIÓN	38
3.2 MÓDULO 1 RESTADOR NO INVERSOR.	39
3.3 MÓDULO 2 FILTRO PASA ALTAS DE SEGUNDO ORDEN.	40
3.4 MÓDULO3 AMPLIFICACIÓN MEDIANTE INA118.	42
3.5 PRUEBAS DE INTEGRACIÓN DE LOS MÓDULOS 1 ,2 Y 3.....	43
3.6 MODULO MICROCONTROLADOR.....	45
3.6.1 Resolución del ADC De ATMEGA328P	45
3.6.2 Tiempo de conversión.....	47
3.6.3 Tiempo de muestreo.....	48
3.7 EXTRACCIÓN DE PARÁMETROS DEL DISEÑO MODULAR IMPLEMENTADO	51
4. VALIDACIÓN DEL DISEÑO MODULAR DEL MEDIDOR DE CORRIENTE MEDIANTE GMR	53
4.1 INTRODUCCIÓN	53
4.2 MONTAJE DE MEDICIÓN DE CORRIENTE MEDIANTE GMR EN EL CONDUCTOR AWG 12.....	56
4.2.1 Calibración del diseño modular mediante GMR en el conductor AWG 12.....	59

4.2.2 Medición de armónicos de red mediante GMR en el conductor AWG 12.	62
4.3 MONTAJE DE MEDICIÓN DE CORRIENTE MEDIANTE GMR EN EL CONDUCTOR AWG 3/0.....	64
4.3.1 Calibración del diseño modular mediante GMR en el conductor AWG 3/0.....	64
4.3.2 Medición de armónicos de red mediante GMR en el conductor AWG 3/0	66
5. CONCLUSIONES.	69
6. REFERENCIAS.....	71
ANEXOS	74
I.DESAFÍOS EN LA MEDICIÓN DE CORRIENTE Y TENSIÓN.....	74
II MEDICIÓN DE CAMPO MAGNÉTICO EN UN HILO CONDUCTOR MEDIANTE LA SONDA VERNIER	79
III FILTROS PASA ALTAS DE SEGUNDO ORDEN	83
IV SIMULACION EN PROTEUS DE LOS MODULOS 4, 5 Y 6.....	87
V MONTAJE DE MEDICIÓN DE CORRIENTE MEDIANTE GMR EN EL CONDUCTOR AWG 8.....	94

Lista de figuras

Figura 1.Niveles de tensión de redes de transmisión y distribución.	3
Figura 2.Medidor de corriente mediante resistencias en derivación (shunts).....	8
Figura 3.Transformador de dos devanados.....	10
Figura 4.Medidor de corriente mediante bobina de Rosgowki.....	11
Figura 5.Amperímetro mediante de Efecto Faraday.	12
Figura 6.Amperímetro mediante de Efecto hall.	13
Figura 7.Sistema de medición de consumo eléctrico mediante efecto Hall.	14
Figura 8.Cilindro conductor.	15
Figura 9.Modelo bipuerta de sensor magneto resistivo.	16
Figura 10.Configuración de NVE aa002-02.	17
Figura 11.Salida en voltaje del sensor GMR dependiendo la corriente.....	18
Figura 12.Evolución histórica de la tecnología GMR.	19
Figura 13.Diagrama esquemático del circuito integrado KMZ-51.	20
Figura 14.Diagrama esquemático del circuito integrado AG003-01.....	20
Figura 15.Diagrama esquemático del circuito integrado AG003-01.....	21
Figura 16.Circuito acondicionador de señal de AAXXX-02.....	22
Figura 17.Diseño modular del medidor de corriente GMR.....	23
Figura 18.Ajuste de curva de grado tres para los sensores AA002-02 y AAH002-02.....	24
Figura 19.Filtro pasa altas.	26
Figura 20.Diagrama circuital de INA118	27
Figura 21.Circuito lógico del módulo 4 del medidor de corriente.	28
Figura 22.Diagrama funcional de pantalla LCD.	29
Figura 23.Vista lateral de módulo Xbee.....	29
Figura 24.Diagrama circuital del integrado LM 1117-xx.	30
Figura 25.Diagrama circuital de fuente dual.....	30
Figura 26.simulaciones en LTspice IV del sensor AA002-02.....	31
Figura 27.Simulación en LTspice IV del sensor AAH002-02.....	32
Figura 28 Transformada rápida de fourier (FTT) de $B_{-}((I+E))$	33

Figura 29.Simulación de filtro pasivo pasa altas sometido a V(B).	33
Figura 30.Transformada rápida de fourier (FTT) dela señal entre R5 y R6.	34
Figura 31.Filtro butherword de segundo orden simulado.	35
Figura 32.FTT del voltaje de butherword de segundo orden simulado.....	35
Figura 33.Señal de salida del amplificador de instrumentación INA118.....	36
Figura 34.Simulación de módulos 4,5 y 6 en Proteus.	37
Figura 35.Eschema Circuitual implementado.....	39
Figura 36.relacion voltaje entrada-voltaje de salida del Restador no inversor con LM358.....	39
Figura 37.señales de entrada y salida en el restador no inversor con Lm358.	40
Figura 38.Respuesta En frecuencia de filtro Pasa Altas De Segundo Orden con OP LM301.	41
Figura 39.Relación voltaje entrada-voltaje de salida del filtro pasa altas de segundo orden con OP LM301.....	41
Figura 40.Señales de entrada y salida en el filtro pasa altas de segundo orden OP LM301.	42
Figura 41.Relación voltaje entrada-voltaje de salida de la amplificación con INA118.	42
Figura 42.Señales de entrada y salida modulo amplificador con INA118.	43
Figura 43.Relación voltaje entrada-voltaje de salida de la señal a digitalizar OUT.	43
Figura 44.Señales de entrada y salida de la señal a digitalizar Out.....	44
Figura 45.Montaje experimental de pruebas de integración de los módulos 1 ,2 y 3.	44
Figura 46. Conexión del módulo voltaje de referencia MCP 1501 al Módulo ADC del Microcontrolador	45
Figura 47. Algoritmo implementado para validar la resolución del micro	46
Figura 48.Adquisición de voltaje por puerto ADC.....	46
Figura 49.Algoritmo para configuración de diferentes factores de división.....	48
Figura 50.Algoritmo para tiempo de muestreo y envío de datos.	48
Figura 51.Ejemplo de operador “<< “.....	49
Figura 52.Ejemplo de operador “& 0XFF “.....	49
Figura 53.Programa de adquisición de datos en labVIEW.	50
Figura 54.Grafica de adquisición de datos en LabVIEW en tiempo real.	50
Figura 55.Relación voltaje de entrada-valor RMS medido en el programa.	51
Figura 56.FTT de la señal digitalizada.....	51
Figura 57.Implementación del diseño modular del medidor de corriente mediante GMR.....	52

Figura 58.Modelo 3D del sensor utilizado.	53
Figura 59.Reóstatos utilizados en validación.....	54
Figura 60.Diagrama de conexión de los reóstatos utilizados en validación.	55
Figura 61.Formas de onda y espectro de la tensión en el reóstato trifásico.	55
Figura 62.Modelo 3D de Pieza mecánica para AWG 12.....	56
Figura 63.Modelo 3D de Pieza mecánica y AWG 12 acoplados.	57
Figura 64.Relación corriente medida–voltaje de salida en el restador	57
Figura 65.Relación corriente medida–voltaje de salida en el restador.	58
Figura 66.Relación corriente medida–voltaje de salida en Out en AWG 12.....	58
Figura 67.Adquisición de datos en labVIEW en tiempo real en AWG 12.....	59
Figura 68.Datos de calibración ajustados a una medida en AWG 12.....	60
Figura 69.Bandas de precisión o confianza en la medición de corriente en el conductor AWG 12.	62
Figura 70.Adquisición de armónicos de corriente en tiempo real en AWG 12	63
Figura 71.Montaje de medición de corriente mediante GMR en el conductor AW12	63
Figura 72.Modelo 3D de pieza para banco Móvil y acople sensor cable.....	64
Figura 73.Adquisición de ADC en LabView del montaje de medición de corriente en 3/0 AWG.	65
Figura 74.Datos de calibración ajustados a una medida en AWG 3/0.....	65
Figura 75. Bandas de precisión o confianza en la medición de corriente en el conductor AWG 3/0.....	66
Figura 76.Adquisición de armónicos de corriente en tiempo real en AWG 3/0.	67
Figura 77.Montaje de medición de corriente mediante GMR en el conductor AWG 3/0.	68

Lista de tablas

Tabla 1.Voltajes típicos de diferentes tipos de redes.	4
Tabla 2.Sensores de campo magnético mediante GMR.	21
Tabla 3. .Coeficientes magnetoresistencia acoplada de AA002-02.	25
Tabla 4.Coeficientes magnetoresistencia acoplada de AAH002-02.	25
Tabla 5.Selecciones de prescaler del ADC de ATMEGA 328p	47
Tabla 6. Conductores utilizados en la validación	54
Tabla 7.Parámetros de obtenidos en la calibración.....	66

Lista de acrónimos

[]	Unidad de medida
s	Segundo
m	Metro
F	Faradio
J	Joule
W	Watt
T	Tesla
%	Relación entre dos magnitudes iguales []
Ω	Ohmio
V	Voltio
A	Amperio
Oe	Oersted
Hz	Hertz
G	Gauss

INTRODUCCIÓN

En el último período, Colombia ha tenido un crecimiento en diferentes campos: económicos, sociales, tecnológicos, poblacionales entre otros, debido a la globalización que hace asequible tecnologías que años atrás era complicado conseguir. Por ello el sector que brinda el servicio eléctrico ha crecido de igual manera y busca garantizar un mejor servicio, monitoreando variables que se encuentran en la red eléctrica como son: corriente, tensión y potencia.

La medición de la corriente eléctrica en una red de distribución se realiza generalmente mediante métodos destructivos, ya que esta se realiza en serie con la carga, complicando y volviendo más costoso su monitoreo.

La motivación del proyecto es realizar un instrumento medidor de corriente no destructivo mediante una nueva tecnología de estado sólido llamada *GIGANT MAGNETORESISTANCE* (GMR), el cual consiste en un sensor de campo magnético más sensible que otros transductores de estado sólido como los sensores de efecto Hall, sin necesidad de utilizar núcleos magnéticos.

En el documento a continuación se realiza un modelo del instrumento, teniendo en cuenta que en Colombia no se ha desarrollado un medidor de corriente para redes de distribución mediante GMR, teniendo así una idea del comportamiento del sensor expuesto al magnetismo de una línea de distribución y de esta forma diseñar un acondicionamiento para adquirir una señal en voltaje proporcional a la corriente a medir; luego digitalizando este voltaje se efectuó una calibración estática, además de adquirir también los armónicos de red los cuales son de gran utilidad para la empresa que brinda el servicio eléctrico para detectar fallas

Por lo anterior el trabajo está organizado de la siguiente manera: un primer capítulo teórico sobre las redes de distribución, su medición de corriente mediante diversas técnicas y el modelo GMR aplicado para medir corriente; un segundo capítulo sobre el diseño electrónico para disponer un sensor GMR en la medición de corriente corroborado en simulación; en el tercer capítulo se implementa el diseño electrónico en *protoboard*, en el cuarto capítulo se valida el medidor de corriente donde se muestra el resultado de la calibración y finalmente en el quinto capítulo las conclusiones de los resultados obtenidos.

1. MARCO TEÓRICO

1.1 INTRODUCCION

Conceptos generales

El estudio de los sistemas eléctricos de distribución, es de especial interés para empresas prestadoras de servicio eléctrico, las cuales buscan siempre aumentar su eficiencia, mejorar su operación y administración. El análisis de un sistema de distribución tiene sus particularidades ya que los modelos de media tensión no son los mismos para altas tensiones, por lo cual se hace necesario medir corriente y tensión en diferentes tipos de redes de distribución, para así mejorar la calidad del servicio[1].

Los sistemas de distribución consisten en todos los elementos o componentes que hacen posible el transporte de energía entre las subestaciones primarias, donde la tensión se reduce a niveles de distribución, y luego esta se reducirá, dependiendo del abonado al cual se le preste el servicio[2]. En resumen un sistema eléctrico de distribución son todos los componentes eléctricos de potencia comprendida entre la planta eléctrica y los interruptores del consumidor, entre los cuales puede tener alimentadores, transformadores, líneas conductoras, capacitores y equipos de protección, Un sistema de distribución común consta de dos etapas[3]:

Circuitos Primarios: Se denomina a las redes eléctricas que provienen de las subestaciones receptoras, rebajando la tensión de las líneas de subtransmisión que provienen de la subestación elevadora, para así alimentar los circuitos primarios que operan generalmente a 2400 voltios 4160, 13800 voltios o tensiones más altas. Estos circuitos alimentan a usuarios que necesitan grandes cantidades de energía eléctrica como acueductos, grandes almacenes, fábricas entre otros.

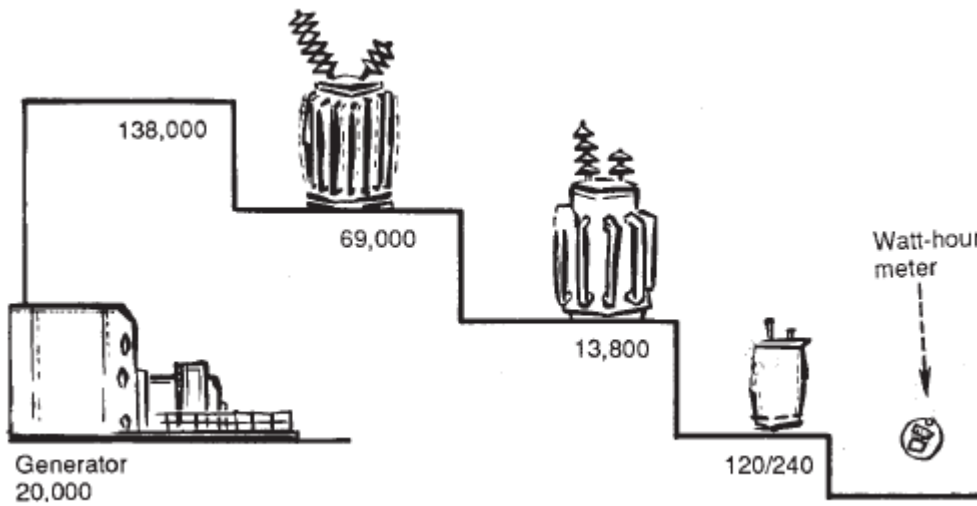
Circuitos Secundarios: Son redes eléctricas que provienen de los transformadores de distribución alimentados por los circuitos primarios, donde la tensión de estos es rebajada a 120 o 240 voltios, estos circuitos alimentan a la mayoría de abonados, ubicados en zonas urbanas o algunas veces rurales, cabe resaltar que el consumo de los usuarios secundarios es medido con mucha más precisión a comparación de los usuarios primarios.

Existen también líneas eléctricas anteriores a las redes de distribución, las cuales alimentan a las mismas y son denominadas redes de transmisión (ver Figura 1), de las cuales se tiene:

Red de Trasmisión: Se denominan a las redes eléctricas, que transmiten la energía desde la subestación elevadora del generador (donde la tensión del generador es elevada desde 20.000 voltios 138.000 voltios) hasta un trasformador o subestación donde la tensión es reducida a 69.000 voltios.

Red de Subtrasmisión: Son las redes eléctricas que llevan la energía, desde el trasformador o subestación de 69.000 voltios a una subestación donde la energía eléctrica es reducida hasta de 13.800 voltios

Figura 1. Niveles de tensión de redes de trasmisión y distribución.



Tomado de: [3]

Las tensiones anteriormente mencionadas, bien sea redes de trasmisión o distribución pueden variar dependiendo de la necesidad de los usuarios. Es decir, en cada país o región puede haber niveles de voltajes diferentes (ver figura 1), y hace necesario que un sistema de distribución, desde su diseño tenga la libertad de modificarse, por lo cual hace que los componentes de las redes de distribución cambien dependiendo del país. En la tabla 1 se muestran los voltajes más usados dependiendo del tipo de red [4].

Tabla 1. Voltajes típicos de diferentes tipos de redes.

Red de Transmisión	Red de Subtransmisión	Red primaria de distribución	Red secundaria de distribución
69.000V	13.800V	2.400V	120V
138.000V	23.000V	4.160V	120/240V
220.000V	34.500V	13.800V	240V
345.000V	69.000V	23.000V	277V/480V
500.000V	138.000V	34.500V	480V

Tomado de: [3].

1.2 CLASIFICACIONES DE REDES DE DISTRIBUCIÓN.

Los sistemas de distribución de energía eléctrica se clasifican de diversas maneras:

1.2.1 Redes de distribución dependiendo de su construcción.

Redes de Distribución Aéreas: Donde el conductor esta al desnudo, va soportado a través de aisladores en postes de madera o concreto.

Redes de Distribución Subterráneas: Las cuales son empleadas por razones de urbanismo o condiciones de seguridad, como sucede en el sector histórico de la ciudad de Popayán.

1.2.2. Redes de Distribución de Acuerdo a Voltajes Nominales.

En Colombia existen varias topologías de diseño de voltajes para circuitos secundarios, los cuales corresponden a redes urbanas y rurales que abastecen al servicio residencial, comercial, pequeñas industrias y alumbrado público, cuando estos dos últimos están conectados a la red secundaria (lo cual no es muy recomendable). Cabe decir que los circuitos secundarios son los encargados de distribuir electricidad a usuarios con voltajes como 120/208-120/240V hasta 600 V; y los circuitos primarios consisten en la red que trasmite electricidad a cada sector rural y urbano, suministrando la potencia necesaria a los transformadores de distribución como 11.4 KV , 13.2 KV 7620v etc .De los circuitos secundarios generalmente se tiene [4]:

Monofásico trifilar 240/120 V con punto central a tierra.

Trifásico tetrafilar 208/120 V con neutro a tierra sector un sector intermedio 214/123 V.

Trifásico en triángulo con transformadores monofásicos, de los cuales uno solo tiene conexión a tierra 240/120.

En Colombia existen circuitos primarios a diferentes voltajes de 7.62 KV hasta 13.2KV en configuración estrella con neutro s a tierra [2].

1.2.3. Redes de Distribución de Acuerdo a Su Ubicación Geográfica.

Una red de distribución eléctrica debe alimentar a diferentes sectores como son zonas urbanas,, suburbanas, rurales y turísticas; por lo que su clasificación es [4] [5] :

Redes de distribución urbanas: estas redes pueden variar dependiendo de cada empresa prestadora del servicio eléctrico pero sus principales características son:

- Sus cargas son bifilares, trifilares y trifásicas, similarmente sus transformadores son trifásicos para áreas de alta densidad de carga y monofásicos trifilares en áreas de carga moderada.
- Usualmente se usa postes de concreto donde sus conductores son generalmente de aluminio, ACSR (Aluminum Conductors Steel Reinforced), y cobre.
- El trazado de redes es coordinado con otras empresas de telefonía, alcantarillado entre otras e igualmente se debe tener en cuenta parámetros de las edificaciones.
- Son de fácil acceso, hay facilidad de transporte de componentes desde los proveedores hasta la obra, en trabajo en la misma debe ser mecanizado.
- Sus usuarios son muy concentrados en la zona

De igual modo en este tipo de red se desglosa una “sub red” denominada suburbana donde hay pocos usuarios y por ende consumos bajos, como los suburbios, y redes de distribución turísticas, donde existen ciclos de carga, debido a temporadas donde hay mayor consumo y se requiere una construcción subterránea debido a la estética del entorno.

Redes de distribución rurales: los consumos per cápita en esta zona son muy inferiores a los de zonas urbanas, y la inversión para llevar energía a algunas de estas regiones son elevadas, por lo que se justifica estas inversiones, nada más por su impacto social. Este tipo electrificación satisface necesidades primarias como alumbrado y electrificación para electrodomésticos y en algunos casos

para industria agropecuaria. Por lo anterior sus cargas son generalmente monofásicas y de la misma forma sus transformadores son igualmente monofásicos 2H o 3H (bifilares o trifilares).

1.2.4. Redes de Distribución de Acuerdo al Tipo de Carga.

Redes de Distribución para Cargas Residenciales: Estas cargas se caracterizan por ser resistivas como son alumbrado y calefacción, y otras poco reactivas de algunos electrodomésticos, además se pueden agrupar dependiendo del nivel de vida del abonado, es decir en clases socio económico también llamadas estratos.

Redes de distribución para cargas comerciales: De igual modo que las cargas residenciales, estas se caracterizan por ser resistivas y se localizan en zonas de ciudades donde hay actividad comercial, oficinas y centros comerciales, y se diferencian de las cargas residenciales ya que existe un factor inductivo que afecta el factor de potencia.

Redes de distribución para cargas industriales: Estas cargas se consideran reactivas debido, al uso de motores industriales que afectan el factor de potencia, además se tienen redes independientes para motores, calefacción y alumbrado que requieren más potencia. Estas cargas tienen un control de consumo y doble tarifa (alta y baja), para evitar que posibles picos máximos coincidan con la carga residencial.

Redes de distribución para cargas de alumbrado público: por seguridad ciudadana en horas nocturnas, existen redes que alimentan alumbrado de característica resistiva.

Redes de distribución para cargas mixtas: estas son redes que alimentan a los varios tipos de cargas ya mencionadas, donde es difícil tener un control de pérdidas[4][5].

1.2.5. Redes de Distribución de Acuerdo a la Categoría de Carga.

Las cargas también se diferencian no solo por su naturaleza reactiva si no también, teniendo en cuenta que tan importante es su suministro constante, ya que, debido a una interrupción del suministro eléctrico, podría haber grandes daños para los usuarios, por lo que se clasifican de la siguiente forma:

Cargas de primera categoría: son aquellas donde una interrupción de la energía eléctrica así sea muy corta, puede ser mortal o muy costosa, como son: riesgo por muerte, daños en procesos de fabricación en masa, centros hospitalarios, maquinas controladas por equipos electrónicos, sistemas masivos de transporte etc. Alternamente deben de tener sistemas de alimentación con conmutación automática y plantas de emergencia.

Cargas de segunda categoría: son cargas donde puede haber una interrupción no mayor a 5 minutos, y no causa daños morales o daños costosos. Corresponden a fábricas medianas o pequeñas industrias donde no se tienen equipos ni procesos delicados, pero causan inactividad en los empleados y obreros.

Cargas de tercera categoría: corresponden a cargas del resto de consumidores, es decir, residencias, poblaciones rurales pequeñas fábricas entre otros, y puede haber una interrupción de no más de 5 horas según la CREG (comisión reguladora de energía y gas).

A continuación, se describirá los métodos que existe para medir corriente en un sistema de distribución, también se presenta las dificultades que estos presentan al realizar una medición precisa.

1.3 MEDICIÓN DE CORRIENTE EN REDES DE DISTRIBUCION

Los instrumentos de medición convencionales no están diseñados para medir altas tensiones y bajas corrientes, ya que si lo hicieran serían muy costosos debido a la obligatoria robustez de sus componentes[6]. En general, en un sistema eléctrico es de vital importancia conocer parámetros como frecuencia, corriente, tensión, potencia reactiva, potencia activa, temperatura entre otros. Y más aún para una red eléctrica de distribución la cual sufre perturbaciones como sobre tensiones transitorias, interrupciones de energía, variaciones de tensión, ruido eléctrico y distorsiones armónicas. Por lo cual se dispone un conjunto de elementos funcionales llamados convertidores de medida, que brindan mayor seguridad a las personas que realicen tareas relacionadas con la medición de parámetros en una red eléctrica, a continuación, algunos de los convertidores de medida más usados:

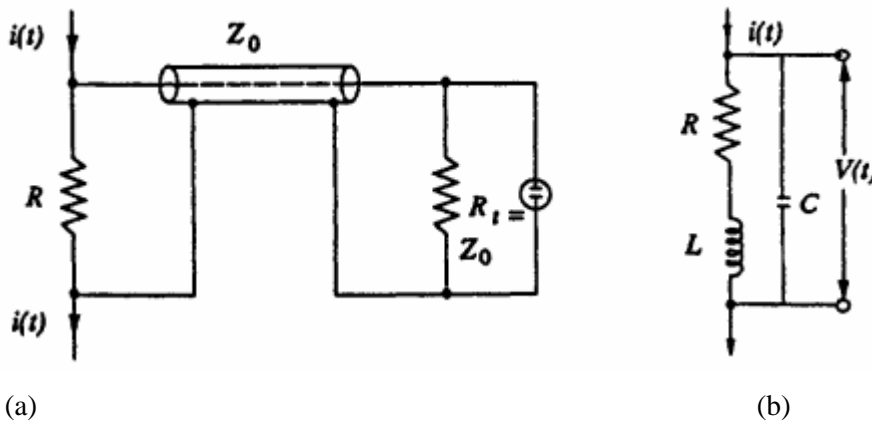
- Resistencias en derivación (shunts) y Resistencias en serie.
- Transformadores de medida [5].

1.3.1. Resistencias en Derivación (shunts)

Usualmente para corrientes DC y AC se miden estas intensidades conectando una resistencia de un valor muy pequeño en la línea de corriente de orden de los mili ohmios, (ver figura 2 (a)), en la cual se genera una tensión $v(t) = Ri(t)$, esta señal es transmitida mediante un cable coaxial de impedancia Z_0 hasta un voltímetro. Estos dispositivos tienen limitaciones como: disipación de potencia, efectos interferentes debidos a la temperatura y su sensibilidad depende del estrés mecánico al que esté sometido la resistencia, estos sistemas de medición están diseñados para soportar 500 Kv en DC y tienen un rango de medición de 4 a 20 mA DC.

Para circuitos de potencia en AC se utilizan impedancias puramente resistivas donde existe disipación de energía, por ello existe un factor inductivo L debido a la resistencia residual por cambios de temperatura y capacitancias parasitas C por las variables interferentes ya mencionadas. El modelo de este sistema de medición es la Ec. 1 y su circuito equivalente la Figura 2(a) [6].

Figura 2. Medidor de corriente mediante resistencias en derivación (shunts).



Tomado de: [6].

$$Z = \frac{R + j\omega L}{(1 - \omega^2 LC) + j\omega CR} \quad (Ec. 1)$$

Donde L es la inductancia residual y C la capacitancia parasita

1.3.2. Transformadores de Medida

La finalidad de estos transformadores es conectar aparatos de medida que no se pueden acoplar a circuitos de potencia. Su metodología de uso es sencilla, el devanado primario está conectado directamente a la línea de distribución y su devanado secundario al sistema de medida de la variable o variables de interés (ver Figura 3). Existen dos tipos de transformadores de medida: Transformadores de corriente y transformadores de tensión, que, basados en la relación de intensidad o tensión del devanado primario y el devanado secundario, arrojan una medida indirecta de alguna de las mismas. Su construcción debe garantizar fielmente la reproducción de la magnitud y fase, bien sea de la tensión o la corriente [7]. Estos sistemas de medida tienen como ventaja que brindan mayor seguridad, al personal encargado y hacen posible la instalación de aparatos de medida lejos del circuito a controlar evitando la influencia de campos magnéticos en la medición.

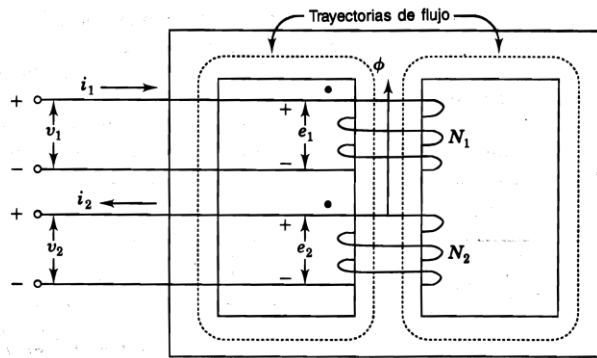
1.3.3. Transformadores de Corriente

Se denominan transformadores de corriente (TC), donde el mismo tiene conectado el devanado primario en serie con la red de distribución y su devanado secundario en paralelo con el aparato de medida (ver Figura 3).

El devanado secundario está en paralelo con la serie de un medidor de corriente y una resistencia del TC muy pequeña, habiendo aquí prácticamente un circuito cerrado o un corto circuito. Su principio físico es el mismo de un transformador común, el flujo magnético producido por la corriente primaria, que cierra a través del núcleo, acopla la bobina secundaria, dando una inducción de una fuerza electromotriz (ver Ec.3): [6]

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (Ec. 3)$$

Figura 3. Transformador de dos devanados.



Tomado de: [8]

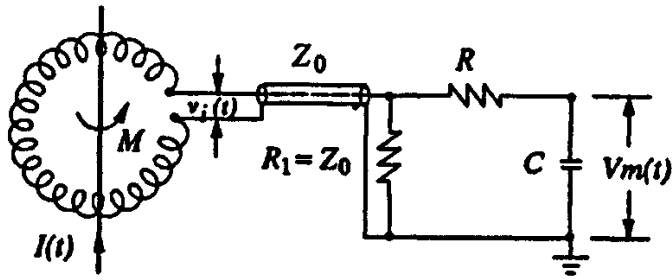
Estos medidores tienen las siguientes desventajas:

- Se induce en el devanado secundario tensiones muy elevadas, altamente peligrosas, sobre todo para pequeñas corrientes secundarias, es decir con un gran número de espiras.
- Se generan altas temperaturas debido a la histéresis por corrientes parasitas, provocando averías en el transformador.
-

1.3.4. Amperímetro Basado en Bobina de Rogowski

Son sistemas de medición que consiste en una bobina enrollada alrededor de un material no magnético en forma de toroide. El cual se encuentra colocado en torno a de un conductor por donde pasa una corriente eléctrica de interés, el voltaje inducido en la bobina es $v_i(t) = M di(t)/dt$ donde M es la inductancia mutua entre el conductor y el devanado. Para obtener la medición de corriente se integra v_i (ver Figura 4) donde su voltaje salida es proporcional a la corriente a (ver Ec. 4). [5].

Figura 4. Medidor de corriente mediante bobina de Rogowski



Tomado de:[6].

$v_i(t)$ Voltage inducido en la bobina - $MdI(t)/dt$

Z_0 —cable coaxial de impedancia Z_0

R-C circuito integrador

$$V_m(t) = \frac{1}{CR} \int_0^t v_i(t) = \frac{M}{CR} I(t) \quad (\text{Ec. 4})$$

Estos sistemas de medición son utilizados generalmente para medir corrientes en el rango de 5-500A, y están limitado por el ancho de banda de respuesta del integrador donde no se puede exceder los 500MHz [7].

A continuación, se muestra otras tecnologías utilizadas para medir corriente eléctrica, las cuales se basan en el magnetismo de una corriente en un conductor, lo cual permite que se realice una medición sin necesidad de romper o insertar el medidor en la línea de corriente como ya se mostró en los shunt resistor y en los transformadores de corriente (TC). Estos medidores son:

- Medidor de corriente por efecto Faraday
- Medidor de corriente mediante efecto Hall

1.3.5. Medidor de Corriente Mediante Efecto Faraday

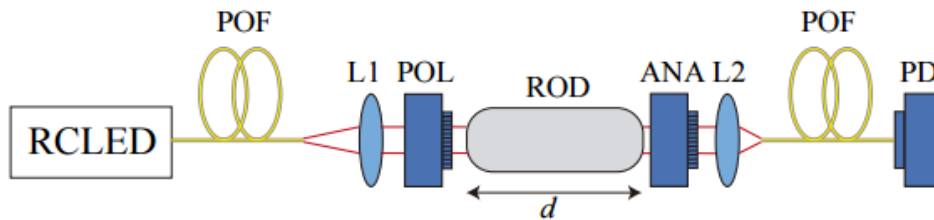
Son medidores de corriente, donde un haz de luz linealmente polarizado pasa por un cristal transparente en presencia de un campo magnético, donde el plano de polarización del haz de luz es rotado por un Angulo α (ver Ec 5):

$$\alpha = VBl \tag{Ec. 5}$$

Donde V es la constante del cristal que depende de la longitud de onda del haz de luz, B la densidad de flujo magnético y l la longitud del cristal.

Mediante la medición de α se deduce la intensidad de campo magnético, por lo cual un haz de luz es generado por un RCLED (Resonant Cavity Led) (ver Figura 5), este haz es transmitido por fibra óptica POF (Plastic Optic Fiber) hasta un lente colimador L1 del cual saldrán rayos paralelos hasta un polarizador que transmitirá de forma selectiva una determinada dirección de oscilación del campo eléctrico de la onda electromagnética de la luz de forma lineal para el cristal magneto óptico ROD que estará expuesto al campo magnético de una línea de corriente, finalmente los haces de luz con planos de polarización rotados serán colimados por L2 y transmitidos por fibra óptica hasta un foto detector, que convertirá estas señales ópticas en señales eléctricas es decir un foto diodo, para deducir a partir de esta señal la corriente ;la salida en corriente del foto diodo es directamente proporcional a la potencia óptica recibida en el mismo, por lo cual esta corriente es proporcional a la irradiancia que proviene del analizador rotado 45° (ver Ec 6) [9].

Figura 5. Amperímetro mediante de Efecto Faraday.



Tomado de: [9]

$$I = I_0 \cos^2 \left(\frac{\pi}{4} + \alpha \right) \tag{Ec. 6}$$

Reemplazando Ec.5 en Ec.6, y sustituyendo B por $\frac{i\mu_0}{2\pi r}$, la intensidad de campo magnético provocado por un conductor donde pasa una corriente i a una distancia r e I_0 la irradiancia máxima que se puede obtener, se obtiene Ec.7, que es proporcional a la corriente de salida del fotodiodo.

$$I = I_0 \cos^2 \left(\frac{\pi}{4} + Vid \frac{i\mu_0}{2\pi r} \right)$$

Ec. 7

Estos medidores son utilizados únicamente para medir corrientes AC en un rango de 0-800 A, de forma lineal.

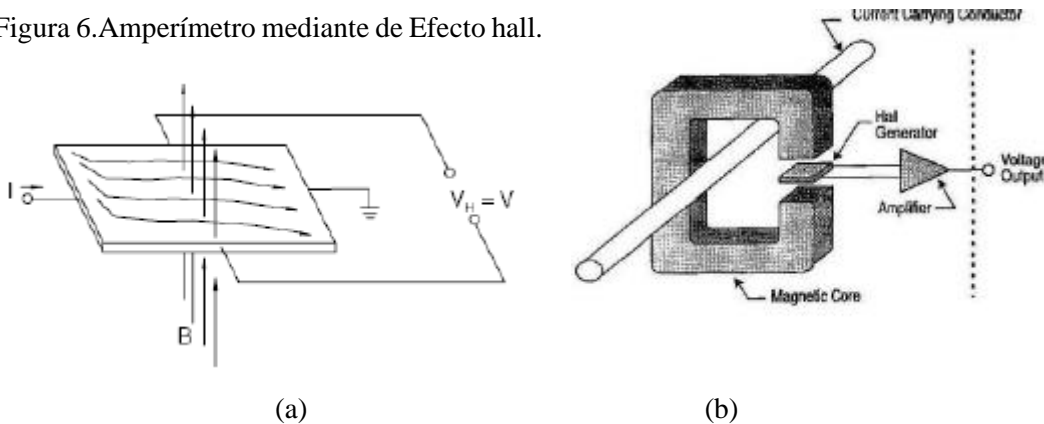
1.3.6. Sensor de Efecto Hall como Medidor de Corriente

Estos sensores operan bajo la influencia de tres variables: corriente, voltaje y campo magnético. Por el sensor de efecto Hall pasa una corriente constante, mientras que su superficie es expuesta a un campo magnético de forma perpendicular (ver figura 6 (a)). Según el efecto hall es como consecuencia una diferencia de potencial en sus lados opuestos llamado “voltaje hall” V_H , proporcional a la corriente I y al campo B , con una magnitud correspondiente a la propiedad del material el cual esté construido el sensor, es decir el coeficiente Hall R_H , e inversamente proporcional a espesor d del sensor (ver Ec.8), estos sensores generalmente son colocados en un anillo magnético para realizar mediciones de corriente (ver figura 6 (b)) [10].

$$V_H = R_H \frac{BI}{d}$$

Ec. 8

Figura 6. Amperímetro mediante de Efecto hall.



Tomado de: [10].

Dadas sus propiedades, estos dispositivos son utilizados también para aplicaciones de potencia, debido a la diferencia de potencial generada en su salida, proporcional al consumo eléctrico, donde el sensor de efecto Hall realiza un producto entre la corriente y la tensión acompañada de un factor de fase, (ver Figura 7), utilizando una bobina o un transformador de corriente el cual genera un campo

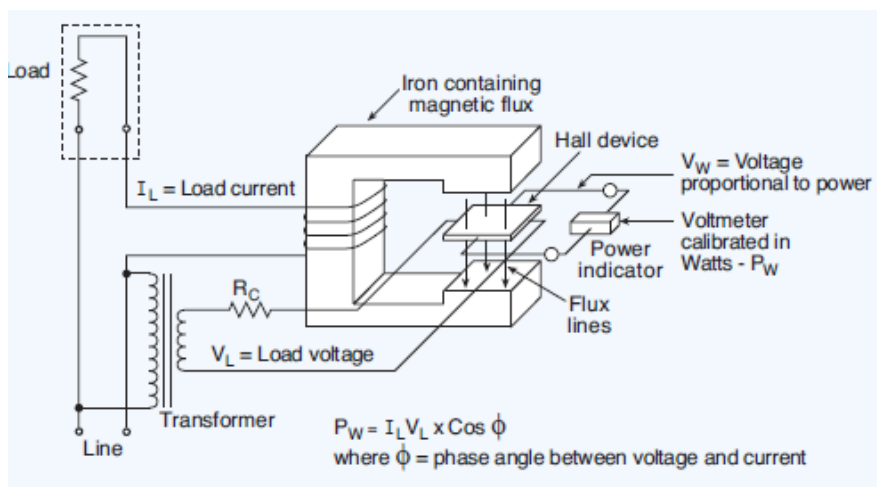
magnético perpendicular a la superficie del semiconductor y un transformador de tensionen serie con la carga a medir que suministra corriente al sensor, dando como resultante un vector de corriente, que excita la salida del semiconductor, estos sistemas de medición son usados por su gran precisión[11].

$$P = E \times I \times \text{Cos}(\varphi)$$

Ec. 9

Donde P es el consumo de la carga en W, E la tensión de la carga, I la corriente de la carga y φ el Angulo de fase entre la tensión y la corriente.

Figura 7. Sistema de medición de consumo eléctrico mediante efecto Hall.



Tomado de: [11].

Los sensores de efecto Hall son bastante utilizados para medición de consumo eléctrico, pero presentan desventajas en términos de su sensibilidad, por lo cual se utilizan transformadores de corriente y voltaje-[12]

1.4 MEDICIÓN DE CORRIENTE CON GMR.

Las nuevas tecnologías de la microelectrónica, permiten diseñar sistemas más pequeños y compactos, que pueden mejorar la monitorización de los sistemas de distribución, mucho mejor que los sistemas de medición convencionales. GMR es un descubrimiento realizado por Fert (a bajas temperaturas) [13] y Gruberg (a temperatura ambiente) en 1988 [14]; sensible a campos magnéticos bajos a

temperatura ambiente, y compatible con tecnologías convencionales CMOS.

El efecto de magneto resistencia gigante GMR, consiste en un acoplamiento magnético que puede ser obtenido en estructura multicapa de espesores nanométricos [15], que a temperatura ambiente su resistencia eléctrica varía en presencia de un campo magnético externo. Su aplicación es principalmente la medida de pequeños campos magnéticos, lo cual es útil para la medición de corriente eléctrica sin necesidad de romper el circuito o introducir algo en el mismo; y en la biotecnología, para tratamientos de cáncer mediante hipertermia por inducción, en la detección de bacterias, en procesos de secuenciación de ADN entre otros.

Principio de funcionamiento

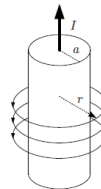
Se situará un GMR sensor en un campo magnético pequeño provocado por un flujo de corriente que se desea medir. El sensor se encuentra alejado del conductor para obtener así una medida indirecta, sin interferir con la misma. De forma cuantitativa, el campo magnético generado por un conductor de cierta geometría, es descrito por la Ley de Ampere (ver Ec.10):

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I \quad \text{Ec. 10}$$

Ley de ampere

Donde I es la intensidad de corriente, \vec{H} la intensidad de campo magnético y $d\vec{l}$ una sección infinitesimal del lazo de la integral. Ahora se resuelve la integral en un cilindro de radio a (ver Figura 8.), para distancias $r > a$, suponiendo los vectores H e I párelos, se puede describir matemáticamente la intensidad de campo magnético que experimenta el GMR sensor a cierta distancia del cilindro o hilo conductor (ver Ec.11).

Figura 8.Cilindro conductor.



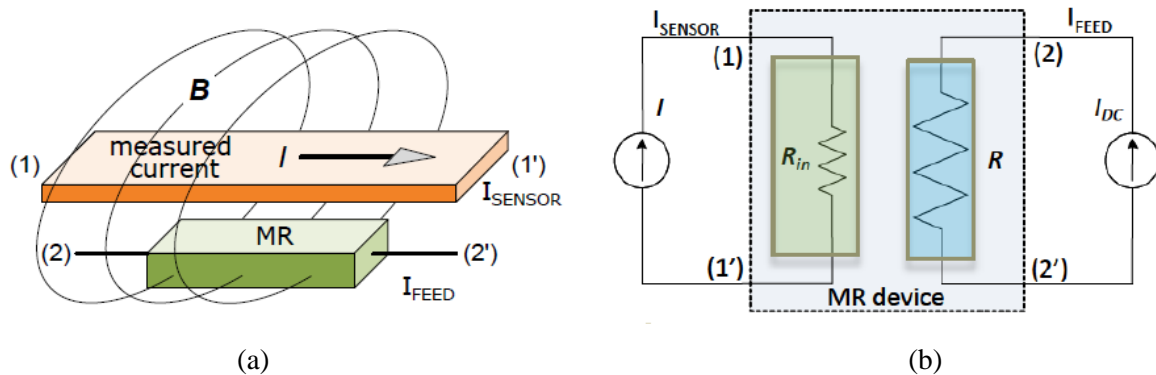
Tomado de: [17].

$$H(r) = \frac{I}{2\pi r} \quad \text{Ec. 11}$$

1.4.1 Modelo Físico Matemático de la Medición de Corriente Mediante GMR

Para entender el fenómeno de GMR los investigadores han propuesto un modelo bipuerta para explicar el funcionamiento de un dispositivo sensor de magneto resistencia (MR). En este modelo la corriente del proceso o carga a medir circula por un conductor desde (1) hasta (1'), y se denomina I_{sensor} que inducirá gracias al campo magnético B una corriente I_{feed} en el dispositivo MR circulando desde (2) hasta (2') proporcional a I_{sensor} (ver figura 9 (a)). Cuando se tiene una temperatura adecuada en el sensor MR las corrientes de deriva son casi nulas, lo cual permite modelar el mismo como un elemento con un primario (1)-(1') y secundario (2)-(2'), donde en el primario circula la corriente a medir o I_{sensor} con una impedancia R_{in} , la cual varía la impedancia R en el secundario y del mismo modo su corriente I_{feed} (ver figura 9 (b))[16], R presenta no linealidad es decir a cierto rango de corriente se comporta de forma lineal y en otro rango más alto de forma no lineal (ver Ec12). Estos dos puertos entrada y salida (primario y secundario) están bajo aislamiento galvánico, es decir se supondrá que el campo magnético de I_{feed} no perturbará el magnetismo a medir de I_{sensor} y para efectos prácticos se supondrá también que $R_{\text{in}}=0$.

Figura 9. Modelo bipuerta de sensor magneto resistivo.



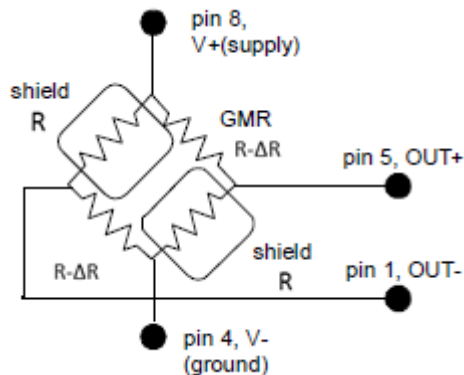
Tomado de:[19].

$$R = R_0 + \sum_{i=1}^n \text{MR } I_{\text{sensor}}^i \quad \text{Ec. 12.}$$

Donde MR es la magneto resistencia acoplada, asociada al dispositivo MR, que indica que tan sensible es el sensor a cambios de corriente; sus unidades son $\frac{[\Omega]}{[A]}$ es decir ohm sobre ampere y R_0 la resistencia eléctrica que presenta el sensor MR cuando no está en presencia de ningún campo magnético e I_{sensor}^i es la corriente a medir en ampere, su exponente i denota el comportamiento no lineal del sensor bajo ciertas corrientes.

Para la medición de corriente I_{sensor} de forma adecuada mediante GMR existen en el mercado sensores en puentes de Wheatstone donde alguno de sus elementos son MR y se comportan como el modelo bipuerto ya descrito, la salida diferencial de estos puentes es proporcional a la corriente a medir[17], como el sensor AA002-02 de NVE que consiste en un puente de Wheatstone donde dos de sus elementos resistivos son MR y los otros dos son fijos llamados Shield resistor como se aprecia en la figura 10, los elementos GMR se pueden describir como $R - \Delta R$ (téngase en cuenta que los elementos GMR decrecen con la corriente a medir, Ec.13 es el comportamiento de MR generalizado)y los shield resistor R , por lo cual la salida diferencial del sensor puede ser descrita por la Ec 14:

Figura 10. Configuración de NVE aa002-02.



Tomado de:[20].

$$V_{out+} - V_{out-} = (V_+ - V_-) \frac{\Delta R}{2R - \Delta R}. \quad \text{Ec. 13}$$

Rescribiendo EC.13 considerando que $R \gg \Delta R$

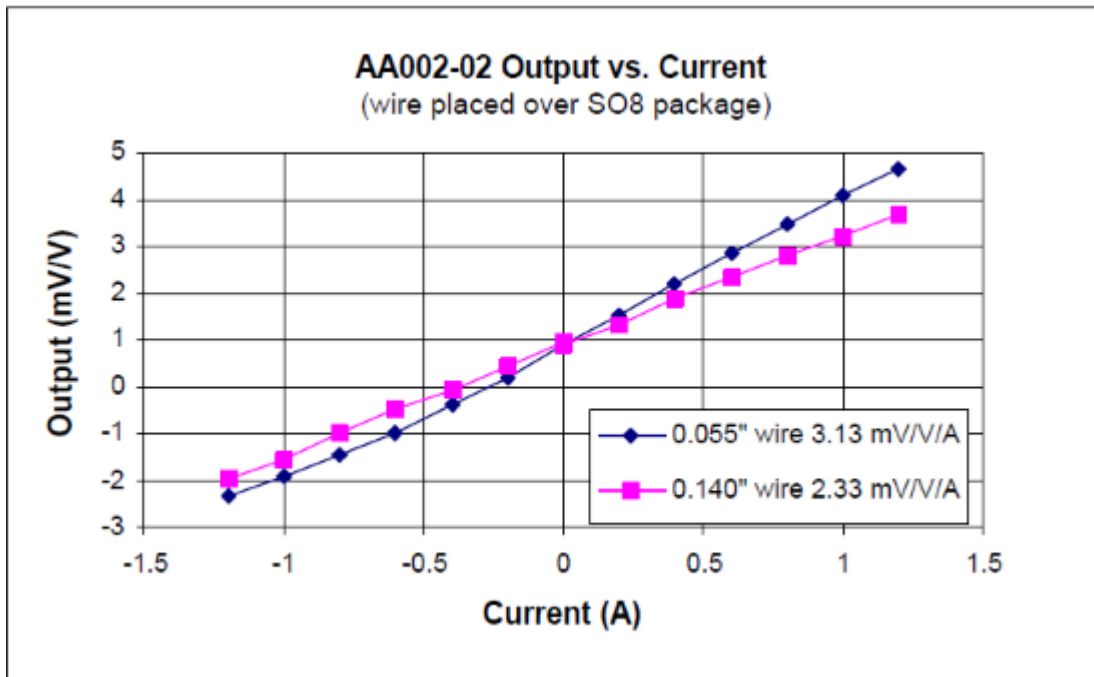
$$V_{out+} - V_{out-} = (V_+ - V_-) \frac{\Delta R}{2R} \quad \text{Ec. 14}$$

Ahora $V_{out+} - V_{out-} = V_o$ el voltaje de salida del sensor, V_+ y V_- es la alimentación dual del mismo y su diferencia se denotara como V_{CC} ($V_+ - V_- = V_{CC}$) para simplificar Ec.14 y del mismo modo tomando EC1 y considerando...el rango lineal de sensor es decir a bajas corrientes ($i=1$).se puede aproximar $\Delta R = MR I_{sensor}$ entonces Ec.14 puede ser reescrita como EC.15, y la corriente a medir puede ser deducida utilizando Ec 16, donde se observa que el voltaje diferencial del puente V_o y la corriente a medir son directamente proporcionales y suponiendo el rango del sensor ya descrito se tiene que $\frac{MRV_{CC}}{2R}$ es la pendiente de la figura 11; comportamiento del sensor AA002-02 bajo ciertas condiciones explicadas más adelante:

$$V_o = V_{CC} \frac{MR I_{sensor}}{2R} \quad \text{Ec. 15}$$

$$I_{sensor} = V_o \frac{2R}{V_{CC} MR} \quad \text{Ec. 16}$$

Figura 11.Salida en voltaje del sensor GMR dependiendo la corriente.



Tomado de: [20].

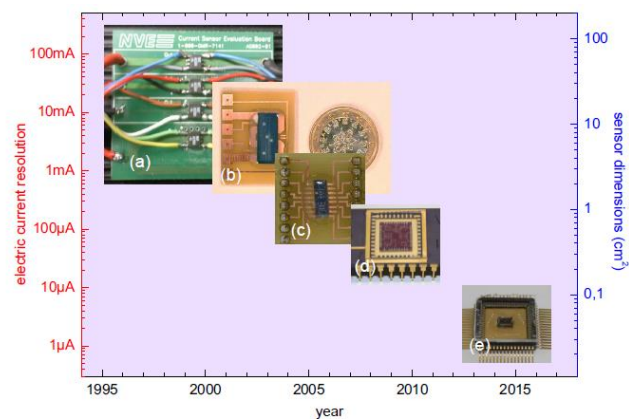
Teniendo cuenta la definición de red de distribución y los métodos que existen para medir corriente en el anexo I se tienen los desafíos de la medición corriente y tensión que hay en la misma.

2. DISEÑO MODULAR DEL MEDIDOR DE CORRIENTE MEDIANTE GMR

2.1 INTRODUCCIÓN.

Sobre la tecnología GMR se han realizado diversos trabajos investigativos, los cuales han teniendo como resultado que gracias a su gran sensibilidad se puede medir bajas corrientes a diferencia de otras tecnologías como efecto Hall, además se exponen otras aplicaciones utilizando GMR como son: medición potencia, asilamiento galvánico, detección de proximidad ,velocidad angular, entre otros (ver figura 15) [17] [18] [19] [20] .[21].

Figura 12.Evolución histórica de la tecnología GMR.



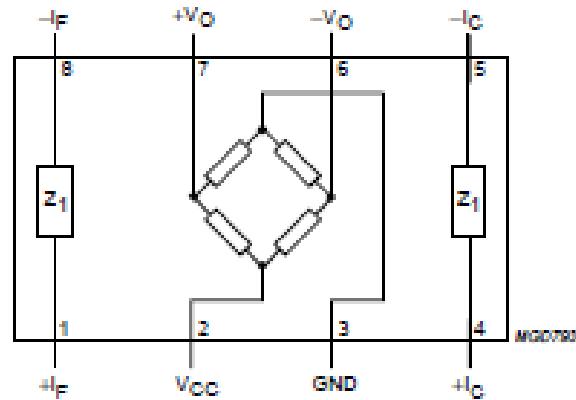
Tomado de: [17]

Esta tecnología es dispuesta algunas veces junto a elementos de apoyo para aumentar su rango[17]:

2.1.1 Bobinas dentro del empaquetado del sensor

Dentro del empaquetado del sensor se encuentra una bobina donde se conecta la corriente a medir, habiendo así una proporcionalidad con la corriente de interés y el campo magnético de un solenoide, donde se tiene como ejemplo el sensor de corriente KMZ-51 de PHILIPS (ver Figura 12) [22], la desventaja de esta técnica es que la corriente debe conectarse en el empaquetado ,convirtiendo en un método destructivo de medicion

Figura 13. Diagrama esquemático del circuito integrado KMZ-51.

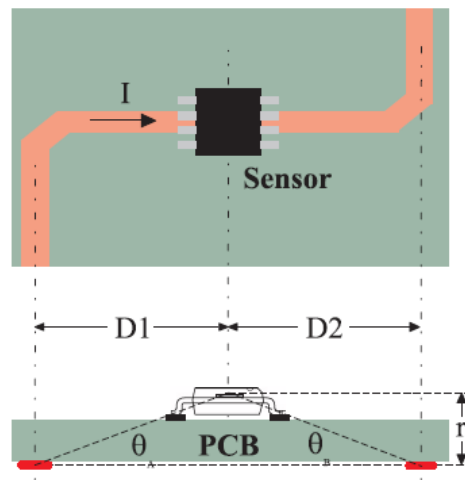


Tomado de : [22]

2.1.2 Sensor GMR sobre una pista conductora

Consiste en un empaquetado que contiene un puente de Wheatstone, colocado sobre una pista conductora por donde se hace circular la corriente a medir, donde algunos de sus elementos son MR (ver Figura 13). Esta técnica es utilizada por AG003-01 de NVE [23] [24].

Figura 14. Diagrama esquemático del circuito integrado AG003-01.

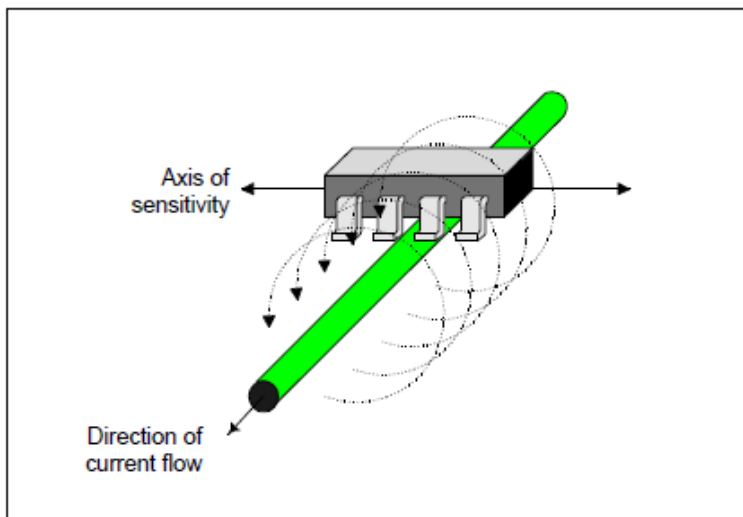


Tomado de: A. [19]

2.1.3 Sensor GMR aproximado a un hilo conductor de corriente

Se dispone un empaquetado el cual tiene únicamente un puente de Wheatstone, para medir la intensidad de campo magnético a cierta distancia de un hilo conductor donde circula una corriente (ver figura 14), teniendo así una medición de corriente de no contacto.

Figura 15. Diagrama esquemático del circuito integrado AG003-01.



Tomado de: [20].

Para el diseño modular del medidor de corriente mediante GMR, se utilizará la tercera técnica ya mencionada, por lo cual se tiene una selección de GMR chip (ver tabla 2) donde se compara su sensibilidad y rango de medición en unidades de intensidad de campo magnético, en el que se puede apreciar que la línea de sensores de campo de NVE es la opción más adecuada.

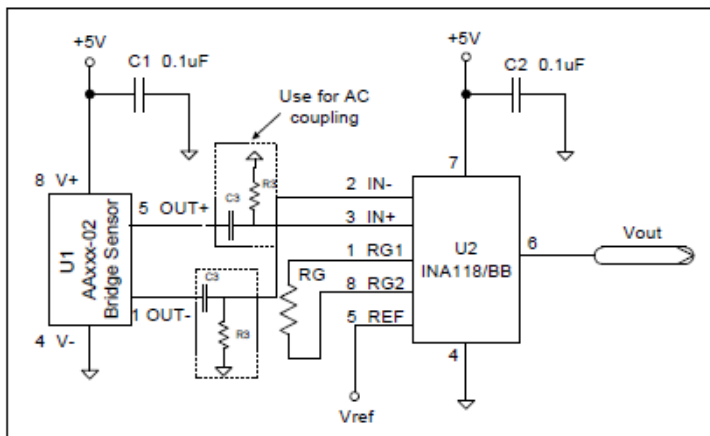
Tabla 2. Sensores de campo magnético mediante GMR.

Referencia	Rango de medición	FABRICANTE
GF705	1.8mT-8mT	SENSITEC
GF708	-18mT-18mT	SENSITEC
KMZ10A1	-0.5oe-0.5oe	PHILIPS
AAL002-02	1.5oe-10.5oe	NVE
AAH002-2	0.6oe-3oe	NVE

Fuente propia

La señal de los sensores de intensidad de campo magnético de NVE, debe ser acondicionada según la nota técnica[24], donde se utilizan circuitos de baja potencia que eliminan el ruido aprovechando así la gran sensibilidad que puede tener los sensores de GMR; estos circuitos acondicionadores tienen dos etapas consecutivas: un filtro pasa altas, el cual acopla la señal de cierta frecuencia de interés y una etapa amplificadora, encargada de la ganancia (ver Figura 16) para finalmente digitalizar este voltaje de salida en un dispositivo programable.

Figura 16.Circuito acondicionador de señal de AAXXX-02.



Tomado de:[20]..

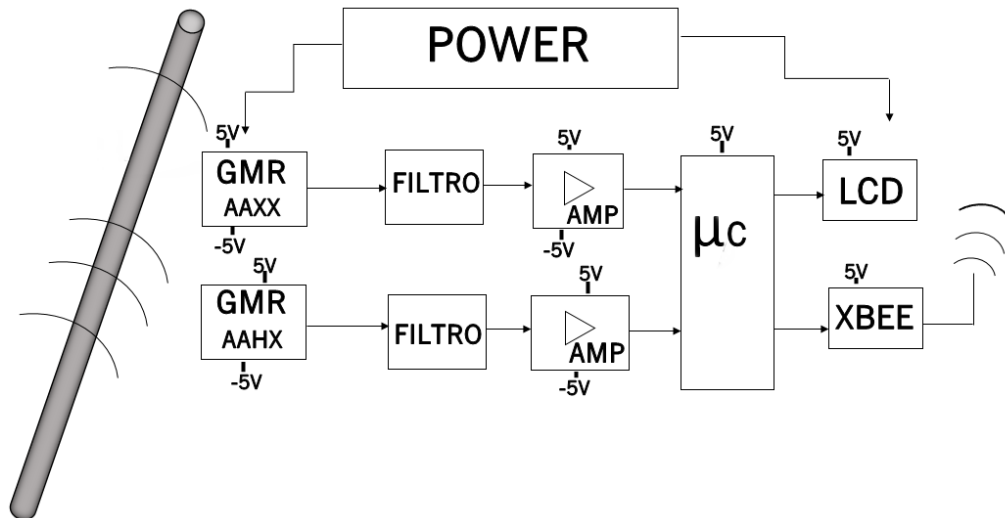
De acuerdo con el apartado anterior, el medidor de corriente implica un diseño en módulos como son: elemento sensor primario, filtro, amplificación y micro controlador.

2.2 DISEÑO MODULAR DEL MEDIDOR DE CORRIENTE.

Para la medición de corriente mediante GMR en este trabajo de investigación, se propone un sistema de medida compuesto por 7 módulos de los cuales se repiten 3, para obtener así un rango de medición más amplio (ver Figura 17), es decir, se tendrá como elemento sensor primario o módulo 1, el sensor AA002-02 para mediciones de corriente en un rango 250 mA hasta 5 A y el AAH002-02 para un rango de 50 mA a 1.5 A. Este módulo se encargará de convertir el magnetismo de la corriente a medir en señales eléctricas que serán filtradas por el módulo 2, para así eliminar el ruido de fondo debido al magnetismo de la tierra. Posteriormente, ésta señal será amplificada en el módulo 3 y digitalizada en el 4, para finalmente, desplegar la medición de corriente en el módulo 5 es decir, en una pantalla

LCD y transmitirla de forma inalámbrica por el módulo 6 a un PC. El módulo 7 corresponde a la alimentación del sistema.

Figura 17. Diseño modular del medidor de corriente GMR.



Fuente propia

A continuación, se explicará el diseño de cada módulo electrónico de la Figura 18, de los cuales se utilizó LTspice IV para los módulos analógicos 1,2 y 3, y Proteus 8 para los módulos digitales 4 ,5 y 6.

2.2.1 Módulo 1:Elemento sensor primario.

Como se ha mencionado anteriormente, se obtendrá una medición indirecta de la corriente teniendo en cuenta, la proporcionalidad que existe entre el campo magnético y la corriente eléctrica en un hilo conductor por ello, se obtendrá el modelo matemático del sensor seleccionado AA002-02 de NVE, deduciendo su MR a partir de la pendiente de la recta de color rosado de la Figura 11, la cual describe el comportamiento del sensor, situado en la superficie de un hilo conductor de 3mm de diámetro. Esta pendiente se relacionara con Ec.15 para así calcular MR (ver Ec.17).

$$3.13 \frac{mV}{A} = \frac{MR V_{CC}}{2R} \quad \text{Ec. 17}$$

En la ficha técnica de AA002-02 se tiene $R=5k$ [25] y $V_{CC}=12v$, que es el voltaje de alimentación del sensor según la nota aplicativa [24]. Teniendo en cuenta estas consideraciones en la Ec.17 se

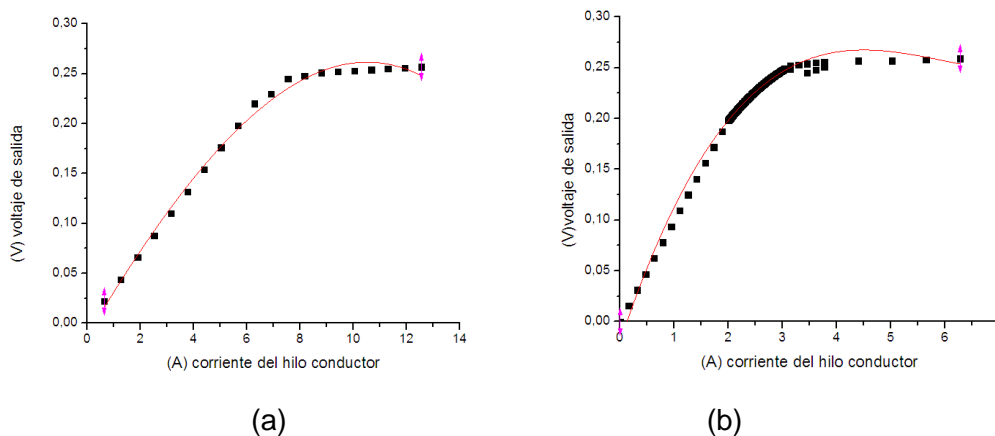
deduce la Ec.18; es decir, la magneto resistencia acoplada del sensor. Finalmente, con los parámetros obtenidos, remplazándolos en la Ec.16 se obtiene la relación funcional, corriente medida-voltaje de salida en el sensor (ver Ec.19).

$$MR = 2.61 \frac{\Omega}{A} \quad \text{Ec. 18}$$

$$V_o = 12V \frac{2.61 \frac{\Omega}{A} I_{sensor}}{25K\Omega} \quad \text{Ec. 19}$$

El modelo anteriormente mencionado coincide en el rango lineal del transductor a ciertas corrientes, Para obtener una relación funcional similar a la Ec 12 .Se ajustó la curva de operación dada por el fabricante de los sensores AA002-02 y AAH002-02 de NVE a un polinomio de grado tres(ver Ec.20 que corresponde a AA002-02 y Ec 21 a AAH002-02), teniendo en cuenta sus rangos lineales y saturación (ver figura 18, donde (a) corresponde a AA002-02 y (b) a AAH002-02), en el cual el eje x en unidades de intensidad de campo magnético oe , fue multiplicado por $2\pi r$ para encontrar su equivalente en corriente A, para el cual r es la distancia del sensor al centro del hilo conductor de 3mm de diámetro, despreciando distancias que pudiesen haber dentro del empaquetado del sensor

Figura 18. Ajuste de curva de grado tres para los sensores AA002-02 y AAH002-02.



Fuente propia

$$V = (0,04488)I - (0,00112)I^2 - (6,41461E - 5)I^3 \quad \text{Ec. 20} \quad V = (0,15908)I - (0,02821)I^2 - (0,00156) I^3 \quad \text{Ec. 21}$$

Las relaciones obtenidas: corriente-voltaje de salida de cada sensor servirán para obtener ΔR , la resistencia variable de puente, descrita en la Ec.14, igualando la Ec.20 y Ec.14 (ver Ec.22) y el despeje de esta en la Ec.23, suponiendo que sus dos componentes resistivos variables se comportan igual.

$$V_{CC} \frac{\Delta R}{2R} = (0,04488)I - (0,00112)I^2 - (6,41461E - 5)I^3 \quad \text{Ec. 22}$$

Donde $V_{CC} = 5V$ y $R = 5K\Omega$

$$\Delta R = (89,76)I - (2,24)I^2 - (0.1283)I^3 \quad \text{Ec. 23}$$

Cada uno de los coeficientes del polinomio ΔR son los MR^i coeficientes magneto resistivos de la dos resistencias variables (ver tabla 3) del puente Wheastone del sensor AA002-02.

Tabla 3. Coeficientes magnetoresistencia acoplada de AA002-02.

MR1 $\frac{[\Omega]}{[A]}$	MR2 $\frac{[\Omega]}{[A]^2}$	MR3 $\frac{[\Omega]}{[A]^3}$
89,76	2,24	0.1283

Fuente propia

De igual modo se procede a igualar la Ec.21 y Ec.14 para obtener ΔR del sensor AAH002-02 (ver Ec.24), y teniendo en cuenta que $V_{CC} = 5V$ y $R = 2K\Omega$ se encontraron los MR^i del sensor (ver tabla 4).

$$\Delta R = (127,264)I - (22,565)I^2 - (1,248)I^3 \quad \text{Ec. 24}$$

Tabla 4. Coeficientes magnetoresistencia acoplada de AAH002-02.

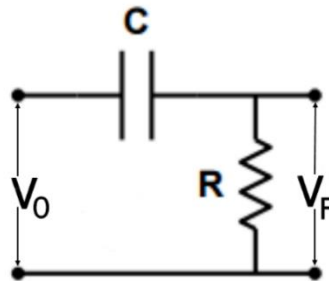
MR1 $\frac{[\Omega]}{[A]}$	MR2 $\frac{[\Omega]}{[A]^2}$	MR3 $\frac{[\Omega]}{[A]^3}$
127.264	22,565	1,248

Fuente propia

2.2.2 Módulo 2: Filtro pasivo pasa altas.

Para el diseño del filtro y su topología (pasa altas; pasa bajas; pasa banda, entre otros) hay que tener en cuenta las variables interferentes que generan error en la medida, por lo cual, se realizó una medición de campo magnético, provocado por una corriente en un hilo conductor con la sonda de campo VERNIER, para diferentes corrientes en un rango de 2 mA hasta 800 mA, a diferentes proximidades de 0 a 50 cm, (Ver anexo II), donde se determinó que la principal variable interferente es el ruido de fondo producido por el campo magnético de la tierra, que afecta la medición de intensidad de campo magnético y de igual modo la medición de corriente, por tal motivo se implementará un filtro pasa altas (ver figura 19), que acepte frecuencias mayores a 53 HZ, donde se encuentra la frecuencia fundamental de la red eléctrica 60 Hz. Para la selección del capacitor $0,1\mu f$ y la resistencia $100K\Omega$ del filtro, se utilizó la ecuación de frecuencia de corte del filtro (ver EC 25).

Figura 19. Filtro pasa altas.



Fuente propia

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 100k\Omega \times 0,1\mu f} = 53hz \quad \text{Ec. 25}$$

Finalmente, se tiene la relación funcional de este módulo denominado filtro, el cual modifica la variable v_o , es decir el voltaje de salida del sensor y lo convierte en una señal sin el error introducido por el ruido de fondo del magnetismo terrestre. Esta señal modificada será el voltaje en paralelo con R (ver Ec 26).

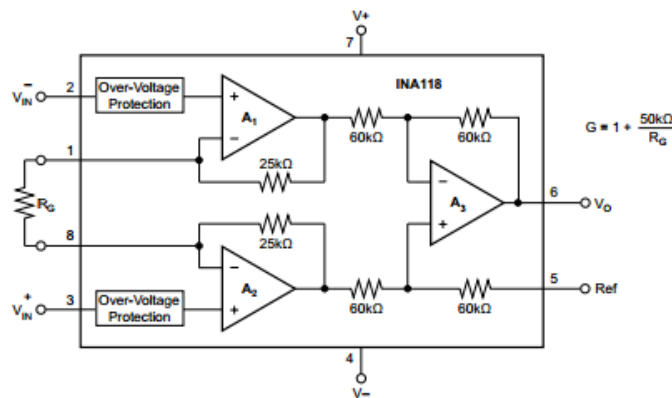
$$V_F = V_o \frac{2\pi RC}{\sqrt{1 + (2\pi RC)^2}} \quad \text{Ec. 26}$$

Este filtrado es sugerido en la nota aplicativa del fabricante, descrita en la Figura 14 en la que se observa un circuito RC entre la salida del sensor y la entrada diferencial del amplificador de instrumentación para acoplamiento AC.

2.2.3 Modulo3: Amplificación mediante Amplificador de Instrumentación (AI).

La finalidad de este módulo, es adecuar la señal proveniente del filtro en niveles TTL (transistor-transistor lógico) para procesarla en un micro controlador. Por ello se utilizará el AI INA118, el cual es adecuado para este tipo de aplicaciones como restar y amplificar la salida diferencial del sensor con un offset de $50 \mu\text{V}$ (ver Figura 20) [26]. La salida de este módulo será proporcional a la señal filtrada del sensor GMR con una ganancia apropiada para ser procesada en cualquier dispositivo digital (ver Ec 27), donde V_{ref} será igual a $2,5 \text{ V}$ para así elevar la onda AC de 60 Hz y digitalizar sus flancos negativos.

Figura 20. Diagrama circuital de INA118 .



Tomado de: [26]

$$V_{out} = \left(1 + \frac{50K}{R_g}\right) V_{in} + V_{ref} \quad \text{Ec. 27}$$

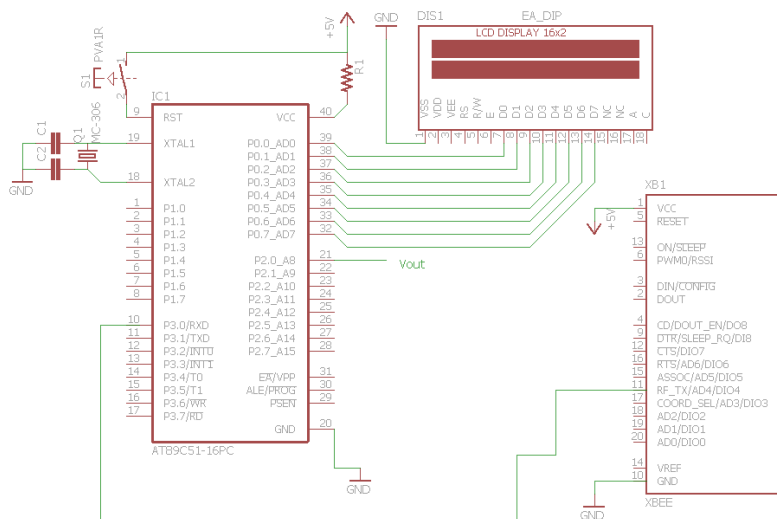
Con $V_{in} = (V_{F+}) - (V_{F-})$, $R_3 = 100\Omega$, $C_3 = 1\mu\text{f}$, $V_{ref} = 2,5\text{V}$

2.2.4 Módulo 4: Micro controlador ATMEGA328.

Este módulo se encargará de adquirir V_{out} y realizar una conversión analógica-digital para su posterior procesamiento, como la deducción de la corriente a partir de esta señal digitalizada, para así

desplegar la medición en una LCD y transmitirla de forma inalámbrica vía Xbee a un PC para su extracción de parámetros. Para deducir la corriente se tendrá que realizar una calibración estática del medidor, en el cual se obtendrá una curva de calibración con un instrumento patrón que mide la corriente eléctrica de cierta precisión versus el voltaje digitalizado, teniendo así una relación funcional corriente medida-voltaje adquirido y deducir la misma, mediante un algoritmo. El microcontrolador a utilizar será Atmega328 con 256 KB de memoria Flash, 8 KB SRAAM, 4KB de EPROM y entradas analógicas de 10 bytes de resolución con una frecuencia de muestreo teórica entre 3.8Khz -76.92Hz, pudiéndose medir la señal de 60 Hz de la corriente de interés, tomando 120 muestras/seg. (Ver figura 21).

Figura 21. Circuito lógico del módulo 4 del medidor de corriente.

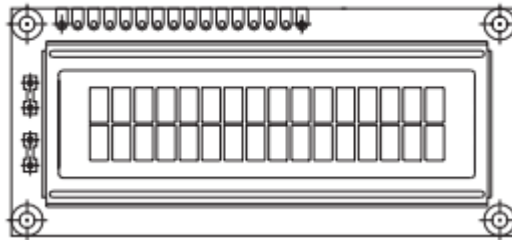


Fuente propia

2.2.5 Módulo 5: Display LCD (Liquid Crystal Display).

El objetivo de este módulo es desplegar la medición de corriente digitalizada en el módulo 4, mediante una pantalla o Display LCD adecuada para mostrar cualquier carácter alfanumérico; generalmente estas pantallas constan de una matriz de caracteres (normalmente de 5x7 puntos) distribuidos en una, dos, tres o cuatro líneas de 16 a 40 caracteres cada una, estos procesos de visualización son gobernados por un micro controlador interconectado con la pantalla. El modelo a utilizar es LM0161 (ver figura 22).

Figura 22. Diagrama funcional de pantalla LCD.



Tomado de: [27]

2.2.6 Módulo 6: Transmisión inalámbrica XBEE

Con este módulo se pretende transmitir de forma inalámbrica la medición de corriente a un PC para así monitorearla, por lo cual, se utilizará el módulo de comunicación por radio Xbee de MaxStream (ver figura 23); estos módulos están basados en el estándar IEEE 802.15.4-2003 y pueden realizar una comunicación punto a punto, punto a multipunto, multipunto a multipunto, con una potencia de transmisión 100 mW [28].

Figura 23. Vista lateral de módulo Xbee.



Tomado de: [28].

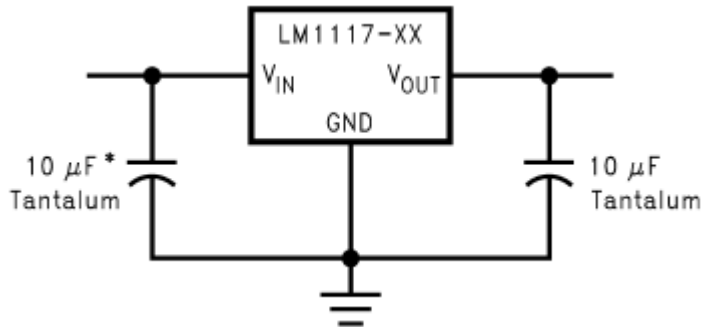
2.2.7 Módulo 7: Fuente de alimentación.

Para el diseño de la fuente de alimentación de este sistema de medición, se tiene que el elemento sensor primario (los sensores AA002-02 y AAH002-02), necesita una alimentación dual de +5V y -5V y de igual modo sus respectivos módulos de amplificación; sin embargo, el micro controlador y pantalla LCD necesita una alimentación de 5V y el módulo de comunicación XBEE de 3.3V, por lo tanto se implantará una fuente dual de voltaje de 5V y -5V y una fuente DC de 3,3V:

2.2.7.1 Regulador de voltaje 3.3V.

Para obtener un voltaje regulado de 3,3V, se polarizará de forma adecuada el regulador AMS 1117, que debe tener en su entrada (V_{in}) un voltaje de alimentación de 4,8 Vdc (ver figura 24) como lo indica su nota aplicativa [29].

Figura 24. Diagrama circuital del integrado LM 1117-xx.

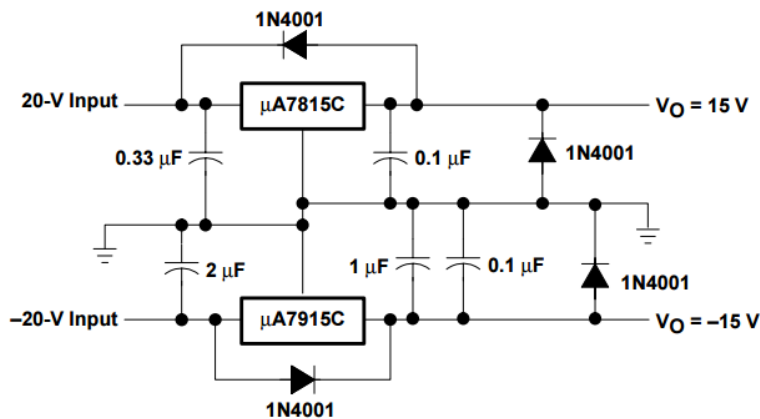


Tomado de: [29].

2.2.7.2 Fuente Dual De 5V y -5V.

Esta fuente de alimentación consiste en polarizar el integrado lm7805 en su entrada con 6 V DC [30], para así adquirir en su salida un voltaje regulado de 5V DC y de mismo modo, polarizando el integrado lm7905 con -6 V DC, para obtener un voltaje regulado de -5V DC (ver Figura 25).

Figura 25. Diagrama circuital de fuente dual.



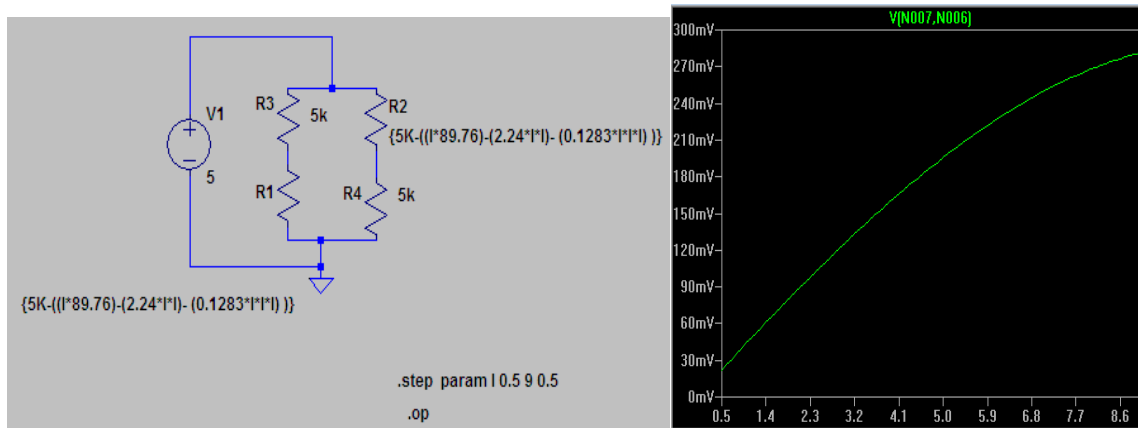
Tomado de: [30].

2.3 SIMULACIÓN DEL DISEÑO MODULAR DEL MEDIDOR DE CORRIENTE.

2.3.1 Módulo 1: Elemento sensor primario.

La simulación de este módulo tiene en-cuenta dos parámetros muy importantes en un puente de Wheastone: componente resistivo constante R y variable ΔR . Cada sensor fue simulado en LTspice IV donde $R2$ y $R1$ son resistencias variables según Ec. 20 ; además $R3$, $R4$ son iguales a $5K\Omega$, conectado a $V1$ una fuente de 5V. Las resistencias variables son sometidas a un cambio de 0,5 a 9 en pasos de 0,5 según el parámetro I que representa la corriente dado por el comando .step param (ver Figura 26), de esta manera se tiene simulado el sensor AA002-02.

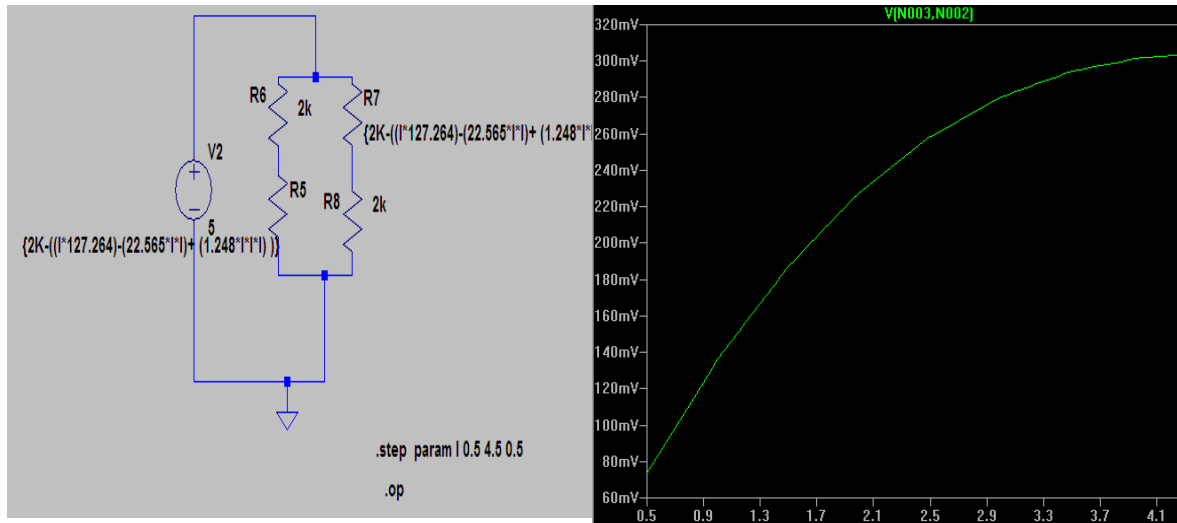
Figura 26.simulaciones en LTspice IV del sensor AA002-02.



Fuente propia

Del mismo modo, se procedió para el sensor AAH002-02, en el cual $R5$ y $R7$ se comportan como Ec. 24 variando desde 0,5 a 4 en pasos de 0,5, también $R6$, $R8$ son resistencias de $2K\Omega$ conectado a $V2$ una fuente de 5V (ver Figura 27).

Figura 27. Simulación en LTspice IV del sensor AAH002-02.



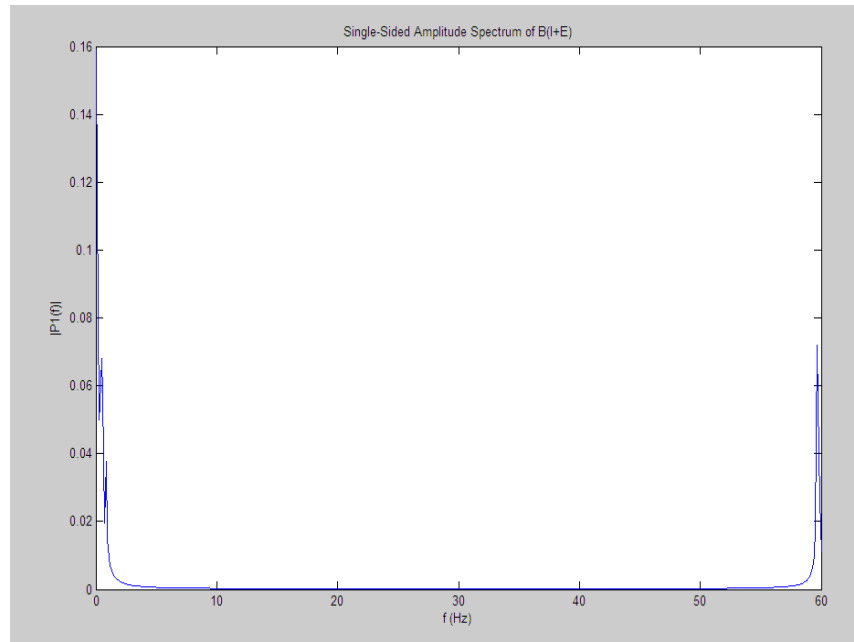
Fuente propia

2.3.2 Módulo 2: Filtro pasivo pasa altas.

Para validar el circuito RC diseñado, se tendrá en cuenta la variable interferente (el campo magnético terrestre), la salida en voltaje de cualquiera de los dos sensores será proporcional a la corriente y al ruido de fondo, esta señal se modela del espectro que se midió con la sonda vernier (ver Ec 28), y aplicando FFT se contrasta con el resultado encontrado en el anexo II (ver figura 28)

$$B_{(I+E)} = 0.1293945353342 + 0.0985888712897 * \sin(2 * \pi * 0.15625 * t) + 0.08679443773 * \sin(2 * \pi * 0.3125 * t) + 0.0619726975836 * \sin(2 * \pi * 0.46875 * t) + 0.05878947496 * \sin(2 * \pi * 0.625 * t) + 0.0469897502317 * \sin(2 * \pi * 0.78125 * t) + 0.1 * \sin(2 * \pi * 59.6875 * t) . \quad Ec. 28$$

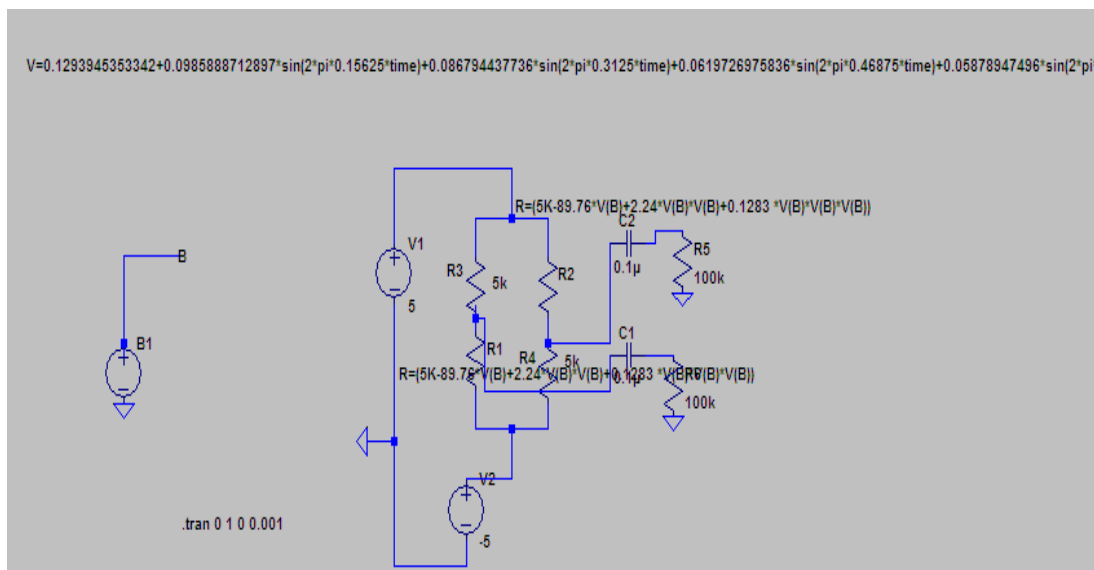
Figura 28 Transformada rápida de fourier (FTT) de B_((I+E))



Fuente propia

De igual forma que en las secciones anteriores, se simulo este módulo teniendo en cuenta la EC 28, el parámetro de entrada $V(B)$ (ver figura 29):

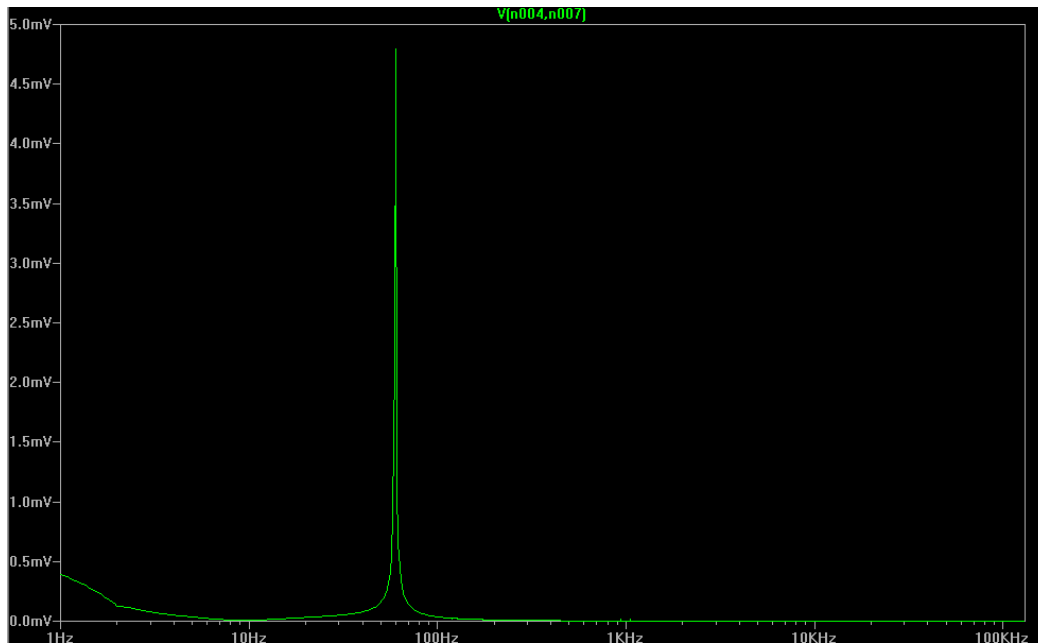
Figura 29. Simulación de filtro pasivo pasa altas sometido a $V(B)$.



Fuente propia

Es decir, la señal al filtrar, del que se obtuvo FTT del voltaje entre R5 y R6 (ver figura 30), por ende, se aprecia que este filtro no elimina totalmente el error:

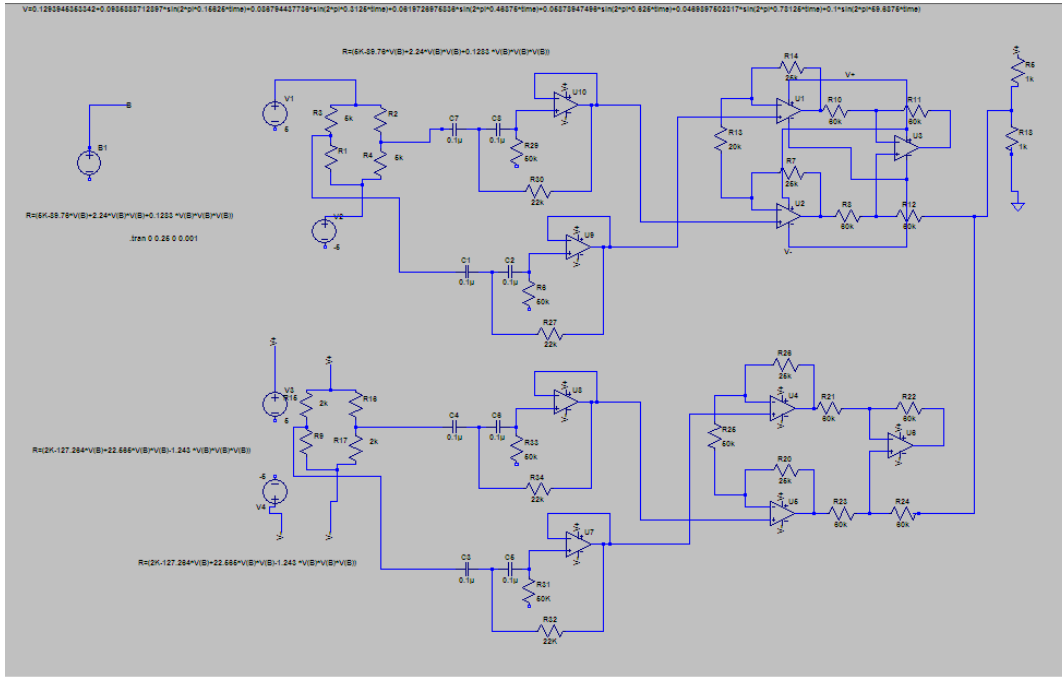
Figura 30. Transformada rápida de fourier (FTT) dela señal entre R5 y R6.



Fuente propia

Para eliminar las componentes espectrales no deseadas, se cambió el filtro RC diseñado por un filtro butherword de segundo orden (su ecuación de diseño es deducida en el anexo III), del que se obtuvo un resultado mejor(ver figura 31) :

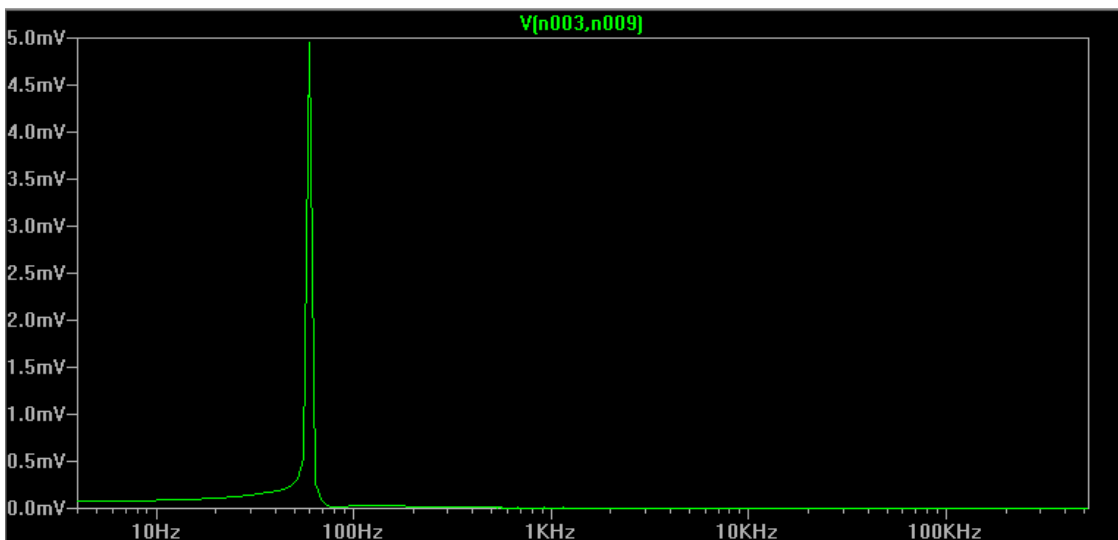
Figura 31. Filtro butherword de segundo orden simulado.



Fuente propia

Aplicando FTT en el voltaje de salida DE U10-U9, se observa que se eliminó totalmente el ruido de fondo para el sensor AA002-02 ,este mismo resultado se obtiene en el voltaje de salida de U8-U7, es decir el filtro del sensor AAH002-02 (ver figura 32) .

Figura 32.FTT del voltaje de butherword de segundo orden simulado.

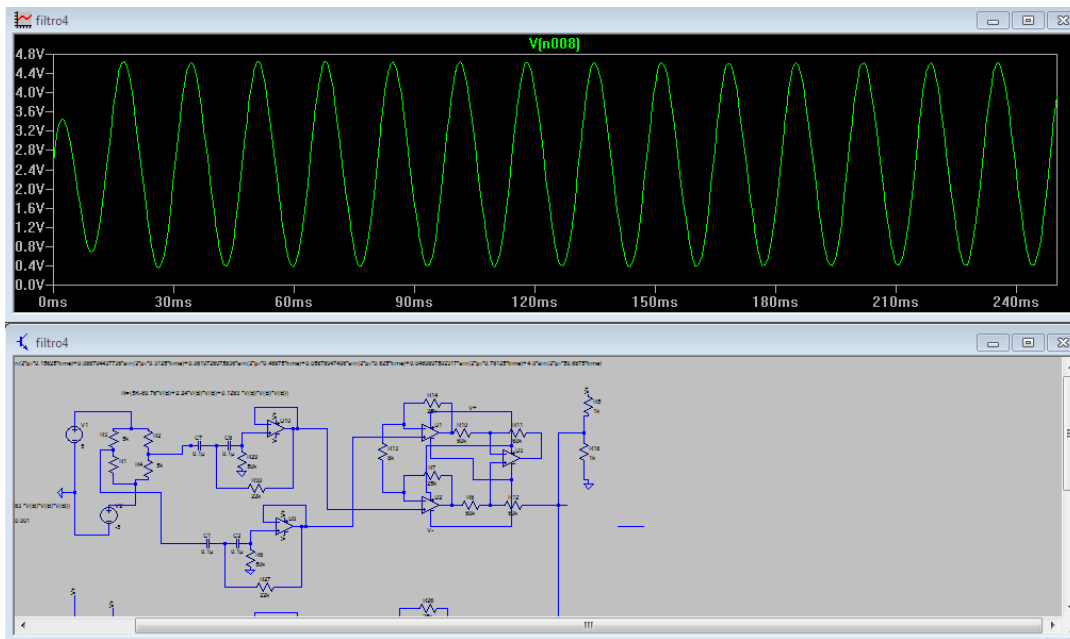


Fuente propia

2.3.3 Modulo3: Amplificación mediante Amplificador de Instrumentación (AI).

El amplificador de instrumentación INA118 se modela mediante 3 amplificadores operacionales en la figura 32: u1, u2 y u3 que corresponde al amplificador de AA002-02 y u4, u5, u6 a el AI de AAH002-02, también el voltaje de referencia de los mismos está conectado a un divisor de tensión igual a 2,5V. Las resistencias R12 y R26 ajustan las ganancias de los amplificadores de tal modo que, la salida del AI de AA002-02 sea máxima en otras palabras con un voltaje pico de 5V y offset de 2,5 Vdc cuando se tenga una corriente de 6A, y del mismo modo para la salida del AI de AAH002-02 para una corriente de 4A (ver figura 33).

Figura 33. Señal de salida del amplificador de instrumentación INA118.



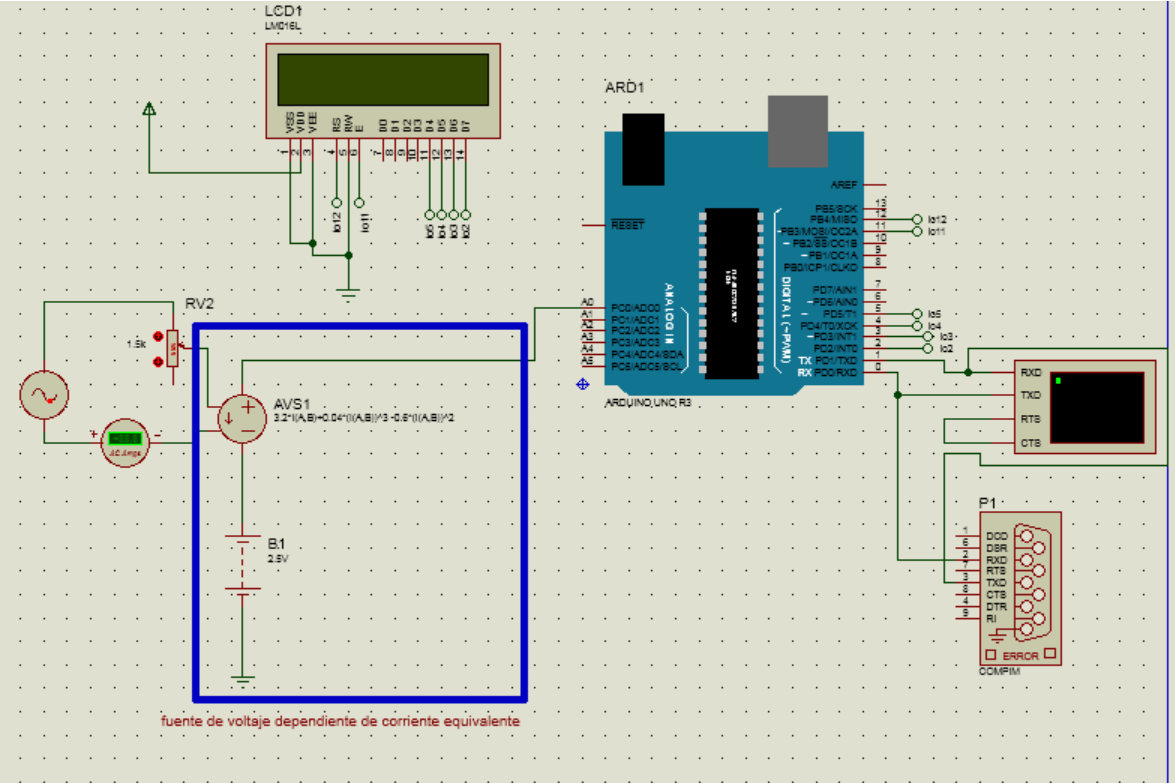
Fuente propia

2.3.4 Simulación De Los Módulos 4,5y 6.

Hasta el módulo 3, se tiene la señal de los transductores acondicionada para ser leída por un dispositivo programable como el ATMEGA328p. La señal que este recibirá se modela como una fuente de voltaje dependiente de corriente, que corresponderá a la relación corriente-voltaje de los sensores GMR obtenidas en las Ec.20 y Ec.21 multiplicados por una ganancia y obviando el ruido eliminado en el módulo 2, por este motivo se simulo en Proteus 8 una fuente de voltaje dependiente

de corriente (ver figura 34) conectada a un pin analógico de Arduino uno que tiene un micro controlador ATMEGA328P encargado de desplegar el valor de la corriente RMS en una LCD y transmitir la señal digitalizada por puerto serie donde se conecta un módulo XBEE,bluetooth,usb, entre otros.

Figura 34.Simulación de módulos 4,5 y 6 en Proteus.



Fuente propia

El algoritmo del programa cargado en ATMEGA328p consiste en digitalizar y guardar en un vector 20 de muestras de la señal amplificada con un muestreo de 2,5 Khz ; luego envía el vector con las 20 muestras por puerto serie; posteriormente derivará dos veces este vector para obtener así una relación lineal corriente -señal digitalizada (ver anexo iv) y guardar este resultado en un vector que se le aplicara el algoritmo RMS ,para ser desplegado en la LCD para obtener el valor de la corriente medida.

3. IMPLEMENTACIÓN DEL DISEÑO MODULAR DEL MEDIDOR DE CORRIENTE MEDIANTE GMR.

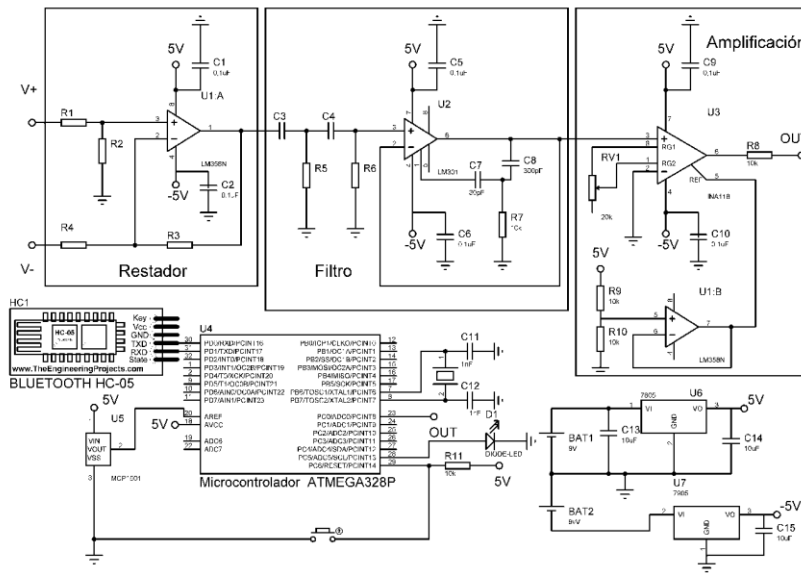
3.1 INTRODUCCIÓN

En esta sección se expondrá la implementación del diseño modular del medidor de corriente mediante GMR realizado en el cap2, sin incluir el elemento sensor primario. El procedimiento de implementación realizado y resultados conseguidos fue el siguiente:

- a) Se realizó un montaje en *protoboard* de los módulos 1, 2 y 3 (que corresponde a transductor, filtro y amplificación) diseñados en el Cap2, sin embargo, no se consiguió el resultado esperado obtenido en simulación de la sección 2.3.
- b) Se caracterizó cada módulo hardware mencionado en amplitud y frecuencia para hallar su error, del que se encontró que había un desacople de impedancias debido a los amplificares operacionales utilizados no eran los más adecuados.
- c) Se realizaron modificaciones hardware de cada módulo hasta obtener un resultado adecuado en amplitud y frecuencia (esto implicó un cambio en sus diseños).
- d) Se integró cada módulo hardware rediseñado para ser caracterizado como un sistema, para así realizar ajustes que garantizaron su óptimo funcionamiento.

Finalmente, en el presente capítulo se exponen los diseños implementados finales resultantes del paso d). Cada módulo fue caracterizado en amplitud y frecuencia con el generador de señal RIGOL DG1022 y el osciloscopio RIGOL 1052E, donde se compara la señal de entrada en CH1 y salida en CH2 de cada etapa, luego se realiza una implementación completa del diseño (ver Figura 35), donde de igual manera, que en secciones anteriores, se caracterizó en amplitud y frecuencia. Los módulos explicados a continuación son: restador no inversor, filtro pasa altas de segundo orden, amplificación, micro controlador y módulo bluetooth.

Figura 35. Esquema Circuital implementado

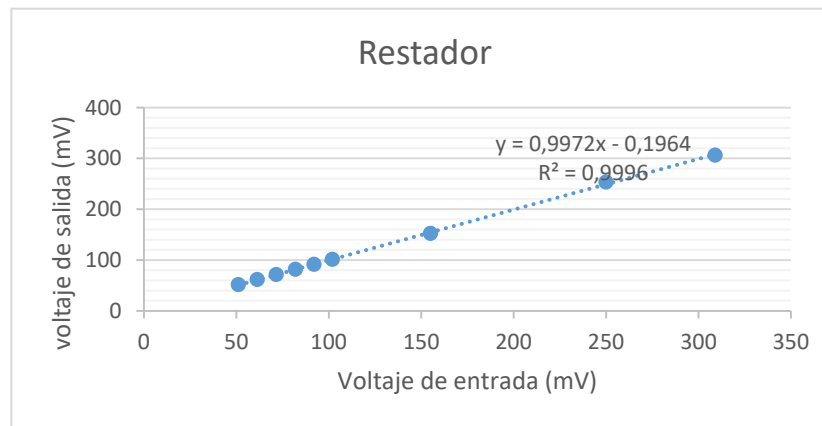


Fuente propia

3.2 MÓDULO 1 RESTADOR NO INVERSOR.

Este módulo fue implementado con el amplificador operacional LM358 en configuración restador no inversor, donde $R1=R2=R3=R4=50K\Omega$ con ganancia teórica 1- En su entrada diferencial se conectó el generador de señales RIGOL donde varió en amplitud una señal senoidal de 60 Hz obteniendo una señal de salida de ganancia aproximadamente 1 (ver Figura 36).

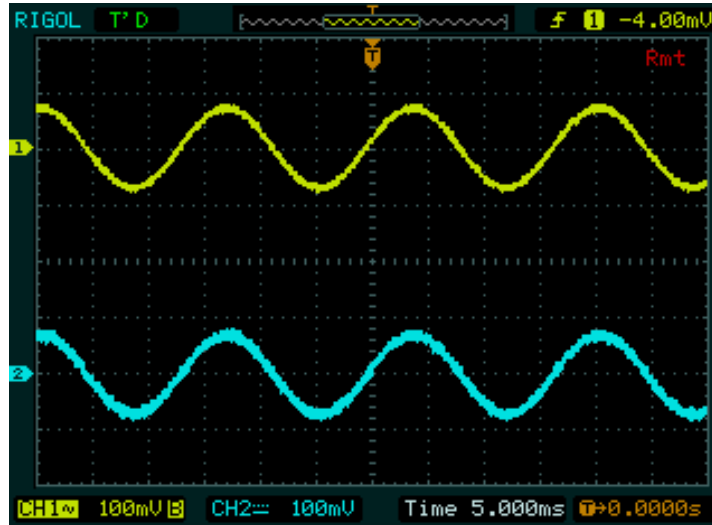
Figura 36. relación voltaje entrada-voltaje de salida del Restador no inversor con LM358.



Fuente propia

En consecuencia las formas de ondas obtenidas en el osciloscopio RIGOL de entrada y salida, están en fase con la (ver Figura 37) .

Figura 37. señales de entrada y salida en el restador no inversor con Lm358.

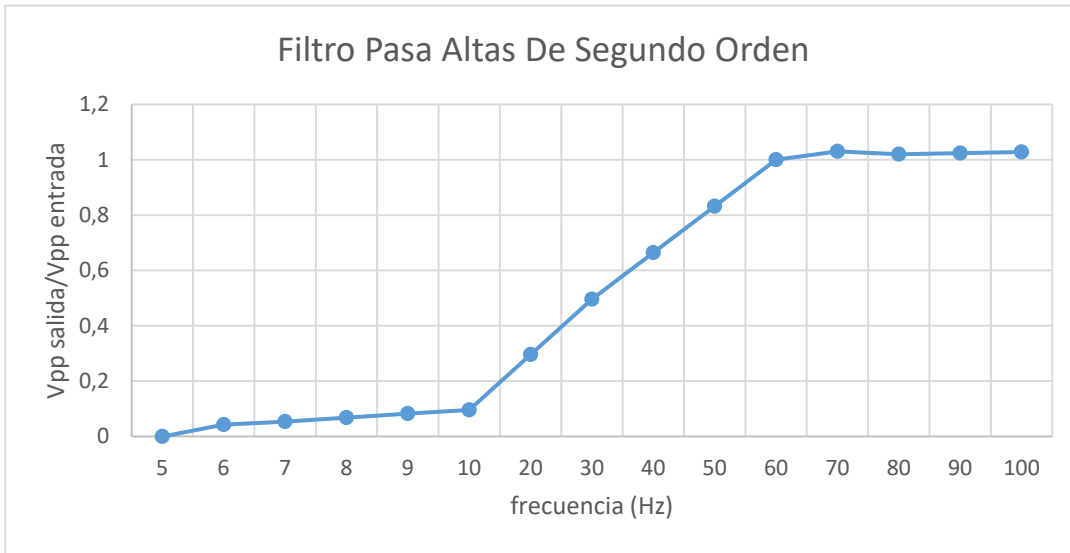


Fuente propia

3.3 MÓDULO 2 FILTRO PASA ALTAS DE SEGUNDO ORDEN.

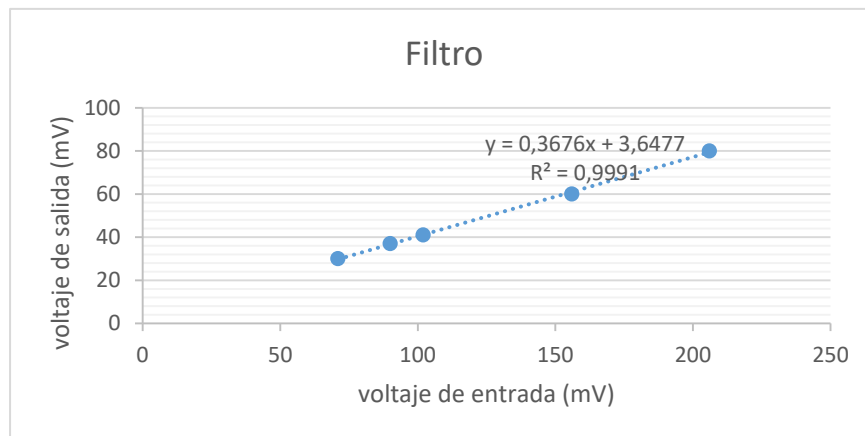
El filtro pasa altas de segundo orden fue implementado con OP LM 301 en configuración seguidor de voltaje dado por el fabricante [31], en la entrada del mismo se acopló una malla RC de segundo orden con $R1=R2=30k\Omega$ y $C1=C2=0,1\mu f$ teniendo así una frecuencia de corte 53hz, (su ecuación de diseño es deducida en el anexo III). Del mismo modo que en la etapa anterior se conectó el generador de señal en su entrada variando una señal senoidal en frecuencia (ver figura 38) y amplitud (ver figura 39), atenuando así cien veces señales de 10hz con una ganancia aproximada en la salida de 0,4 y un desfase (ver Ec.29) señal de entrada-salida de $\phi =2,3^\circ$ (Ver figura 40).

Figura 38. Respuesta En frecuencia de filtro Pasa Altas De Segundo Orden con OP LM301.



A continuación, los resultados obtenidos de la caracterización en amplitud de este módulo es decir la relación voltaje entrada-voltaje de salida del filtro:

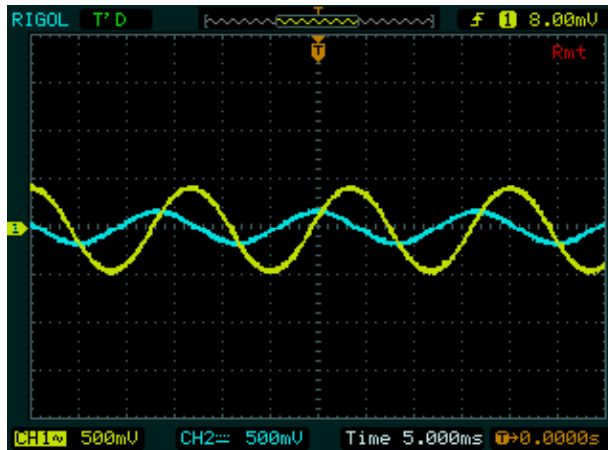
Figura 39. Relación voltaje entrada-voltaje de salida del filtro pasa altas de segundo orden con OP LM301.



Fuente propia

Del mismo modo que en el módulo anterior se presenta las formas de onda de las señales de entrada y salida:

Figura 40. Señales de entrada y salida en el filtro pasa altas de segundo orden OP LM301.



Fuente propia

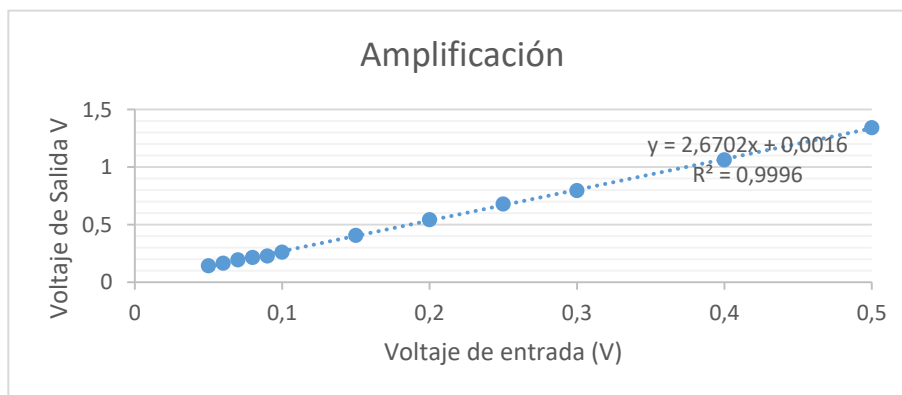
$$\phi = 2\pi \frac{\tau}{T} \quad \text{Ec. 29}$$

Donde $\tau = 5,86\text{ms}$ el retardo que hay entre la curva amarilla y la curva azul y $T = 16\text{ms}$ el periodo de la señal.

3.4 MÓDULO3 AMPLIFICACIÓN MEDIANTE INA118.

Este módulo se implementó con amplificador de instrumentación Ina118 con una ganancia teórica de 2,67 por $R_{v1}=30\text{k}\Omega$, el pin 5 de referencia está conectado a la salida de un LM358 en configuración seguidor de voltaje 2,5v para elevar la señal a este voltaje (ver figura 41).

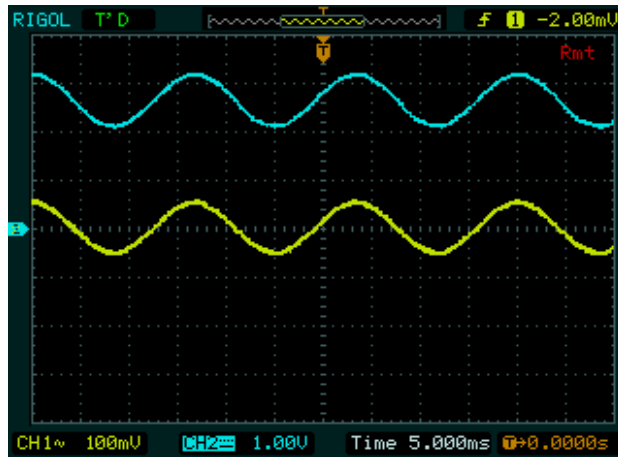
Figura 41. Relación voltaje entrada-voltaje de salida de la amplificación con INA118.



Fuente propia

De este modo se obtuvo una señal de salida en fase con la señal de entrada y una ganancia practica de 2,6702 (ver figura 42).

Figura 42. Señales de entrada y salida modulo amplificador con INA118.

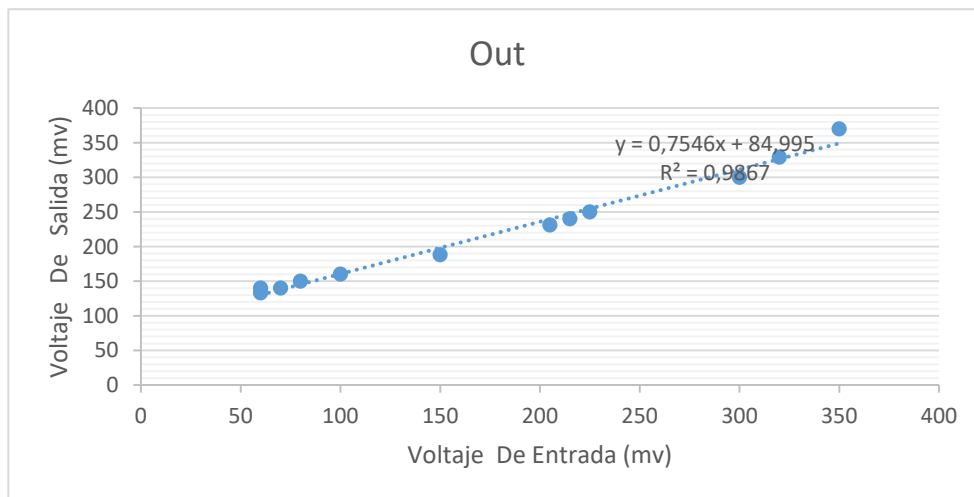


Fuente propia

3.5 PRUEBAS DE INTEGRACIÓN DE LOS MÓDULOS 1,2 Y 3.

Integrando los módulos 1,2 y 3 la señal de salida a digitalizar se denomina Out, (ver figura 35) esta es comparada con una señal en la entrada diferencial del restador (ver figura 43).

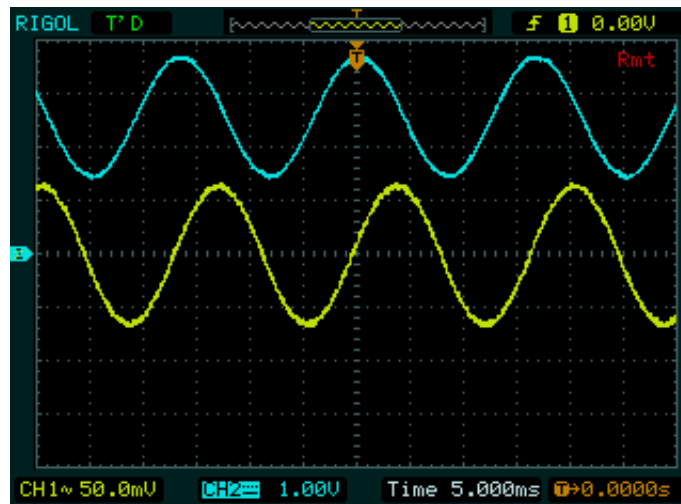
Figura 43. Relación voltaje entrada-voltaje de salida de la señal a digitalizar OUT.



Fuente propia

Obteniendo así un desfase entre señal entrada y salida igual a $2,3^\circ$. con un offset de $2,5v$, del mismo modo que en los módulos anteriores se consiguió una relación voltaje RMS de entrada –salida. (Ver figura 44).

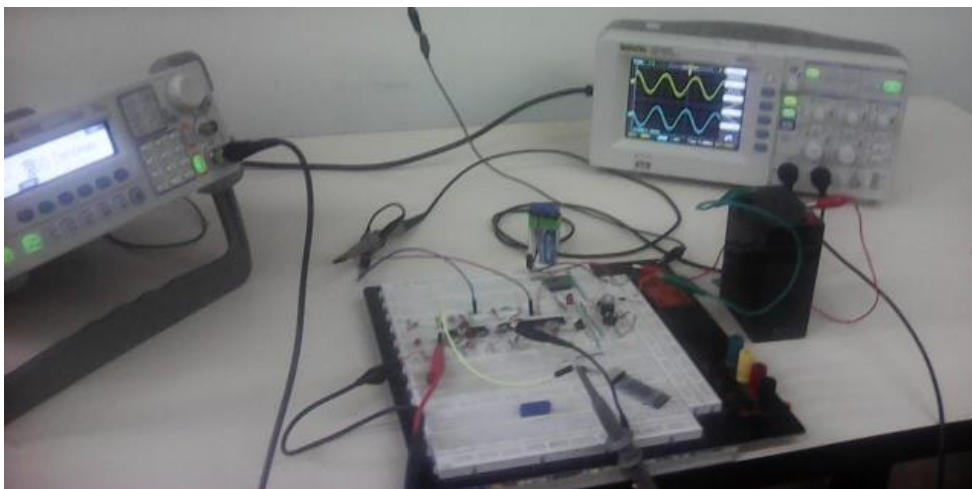
Figura 44. Señales de entrada y salida de la señal a digitalizar Out.



Fuente propia

finalmente, en la figura 45 se aprecia el montaje de los módulos 1 2 y 3, con las mediciones de entrada y salida respectivas.

Figura 45. Montaje experimental de pruebas de integración de los módulos 1 ,2 y 3.



Fuente propia

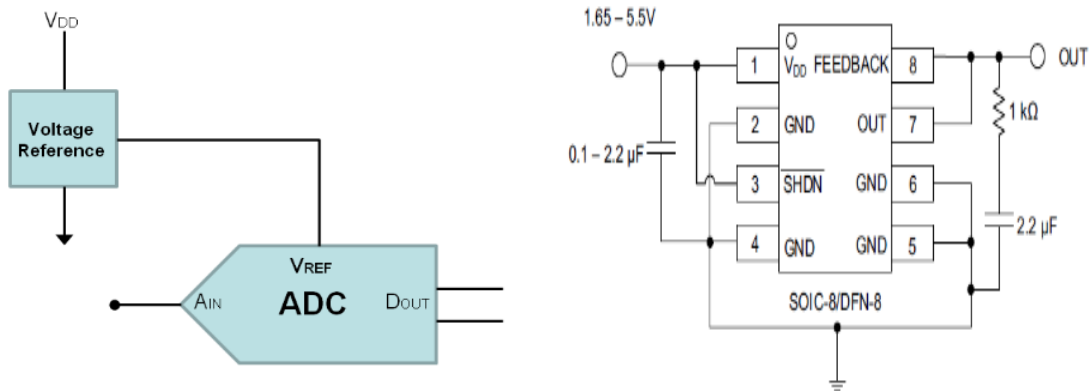
3.6 MODULO MICROCONTROLADOR.

El micro controlador ATMEGA328P tiene como función digitalizar la señal OUT acondicionada en los módulos anteriores, por lo cual se debe configurar y seleccionar los siguientes parámetros del ADC como son: resolución, tiempo de conversión y tiempo de muestreo.

3.6.1 Resolución del ADC De ATMEGA328P

La resolución del ADC es igual al voltaje de referencia sobre los bits de resolución (para ATMEGA 328p son 10 bits), y significa el voltaje mínimo que puede ser digitalizado, teniendo en cuenta que el voltaje pico máximo de OUT es 5V se seleccionó un voltaje de referencia de 3V ,para obtener una resolución más pequeña a comparación de un VREF de 5V donde su resolución es aproximadamente 4 mV (esta es la resolución por defecto del microcontrolador) , por lo cual VREF fue acondicionado con MCP 1501 conectado al pin AREEF del microcontrolador (ver figura 46), garantizando así un voltaje de 3V para obtener una resolución de 2,93 mV. (Ver Ec.30).

Figura 46. Conexión del módulo voltaje de referencia MCP 1501 al Módulo ADC del Microcontrolador



Tomado de:[32]

$$RESOLUCION = \frac{3V}{1023} = 2,93mV$$

Ec 30

Para la validación de esta resolución se implementó un algoritmo en el microcontrolador para calcular la misma (ver Figura 47),

Figura 47. Algoritmo implementado para validar la resolución del micro

```
int cont;

void setup(){
  analogReference(INTERNAL);///configura el voltaje de referencia
  contador=1;
  Serial.begin(9600);///configura baud rate
  Serial.println("*****");
  Serial.println("RESOLUCION DEL ADC");
  Serial.println("*****");
}

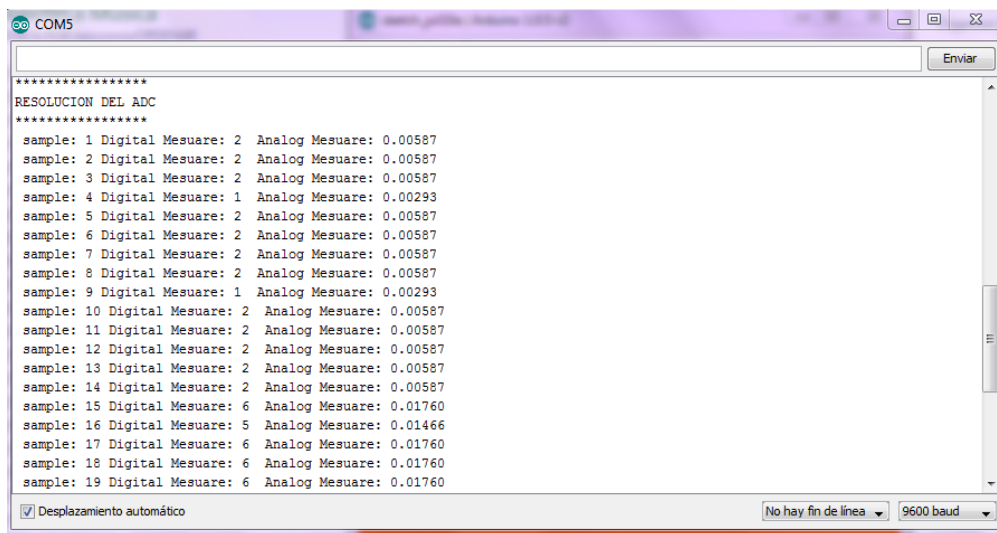
void loop(){

  int D=analogRead(A0);///lee pin analogico A0
  float A= float(D)*3/1023;///calcula el valor del pin A0 en voltaje
  Serial.print(" sample: ");
  Serial.print(contador);///imprime el numero de la muestra
  Serial.print(" Digital Mesuare: ");
  Serial.print(D);///imprime el ADC en valor entero
  Serial.print(" Analog Mesuare: ");
  Serial.println(A, 5); //imprime el ADC en Voltage
  cont++;
  delay(1000);
}
```

Fuente propia

Obteniendo a la vez la conversión decimal y analógica por puerto serie (ver figura 50), tomando la muestra 17 y 16 se tiene una resolución igual 0,00293 V (ver Ec 31).

Figura 48. Adquisición de voltaje por puerto ADC



Fuente propia

$$RESOLUCION = \frac{(0,0176 - 0,01466)V}{6 - 5} = 2,93mV$$

3.6.2 Tiempo de conversión.

Para el procesador AVR de ATMEGA 328p se recomienda una velocidad de reloj entre 50Khz y 200Khz para 10 bytes de resolución [33], por lo cual el módulo ADC contiene un prescaler que genera una frecuencia de reloj aceptable para el CPU del microcontrolador por encima de 100KHZ;el prescaler se selecciona mediante los bits ADPS (2..0) en el registro ADCSRA que proporcionan el factor de división entre la frecuencia de reloj del sistema y el reloj de entrada del ADC (ver Tabla 5), ejecutando el procesador AVR a 16 Mhz se podría ajustar el reloj del ADC a uno de los siguientes valores:

- 16 MHz / 2 = 8 MHz
- 16 MHz / 4 = 4 MHz
- 16 MHz / 8 = 2 MHz
- 16 MHz / 16 = 1 MHz
- 16 MHz / 32 = 500 kHz
- 16 MHz / 64 = 250 kHz
- 16 MHz / 128 = 125 kHz

Tabla 5.Selecciones de prescaler del ADC de ATMEGA 328p

APS2	APS1	APS0	Factor de división
0	0	0	2
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

Tomado de: [33]

Para el medidor de corriente mediante GMR se logró un acople de impedancias adecuado con OUT seleccionando el factor de división 8, implementado un algoritmo que removiera el factor de división por defecto es decir 128 y seleccione el factor de división 8 (ver Figura 49).

Figura 49. Algoritmo para configuración de diferentes factores de división..

```
// se declaran diferentes factores de división para el ADC

const unsigned char PS_8 = (1 << ADPS1) | (1 << ADPS0);
const unsigned char PS_16 = (1 << ADPS2);
const unsigned char PS_32 = (1 << ADPS2) | (1 << ADPS0);
const unsigned char PS_64 = (1 << ADPS2) | (1 << ADPS1);
const unsigned char PS_128 = (1 << ADPS2) | (1 << ADPS1) | (1 << ADPS0);

void setup() {

    ADCSRA &= ~PS_128; // remueve los bits dados por la librería de arduino

    // se pueden escoger diferentes factores de división declarados arriba
    // PS_16, PS_32, PS_64 or PS_128
    ADCSRA |= PS_8; // se escoge el factor de division 8

}
```

Fuente propia

3.6.3 Tiempo de muestreo.

Para garantizar un tiempo de muestreo en una medición de corriente, se realizó la conversión analógica-digital cada 400µs de la señal Out para ser guardada en vectores de 10 elementos, posteriormente se envió estos paquetes por puerto serie (ver Figura 50).

Figura 50. Algoritmo para tiempo de muestreo y envío de datos.

```
void loop() {

    acquisitionPeriod=1/2500;/// se configura un retardo de 400 microsegundos

    for(int i=0; i<9; i++) {//////se realiza la conversión analoga digital y se guarda en un arreglo de 10 elementos
    { int sensorValue = analogRead(A1);
    v[i]=sensorValue;
    delayMicroseconds(acquisitionPeriod*100000);
    }
    for(int i=0; i<9; i++) {//////////envia paquetes del ADC en MSB y LSB
    Serial.write ( (v[i]>> 8));
    Serial.write ( (v[i]& 0xFF));
    }
    }
}
```

Fuente propia

Cada elemento del arreglo a enviar es dividido en bits más significativos (MSB) y bits menos significativos (LSB), debido a que por puerto serie nada más se puede enviar números de 8 bytes. Para obtener un MSB de cada elemento en número decimal de 10 bytes se aplicó la función “sensorValue<< 8” la cual cambia el número decimal por otro desplazado 8 bits hacia la derecha (ver Figura 51).

Figura 51. Ejemplo de operador “<<”.

```
int b = 512; // binario: 1000000000
int c = b >> 8; // binario: 0000000010 ó 2 en decimal
```

Fuente propia

De forma similar para un LSB se aplica la función “sensorValue & 0XFF” donde 0XFF es un número en hexadecimal que en decimal corresponde a 255 (ver Figura 52).

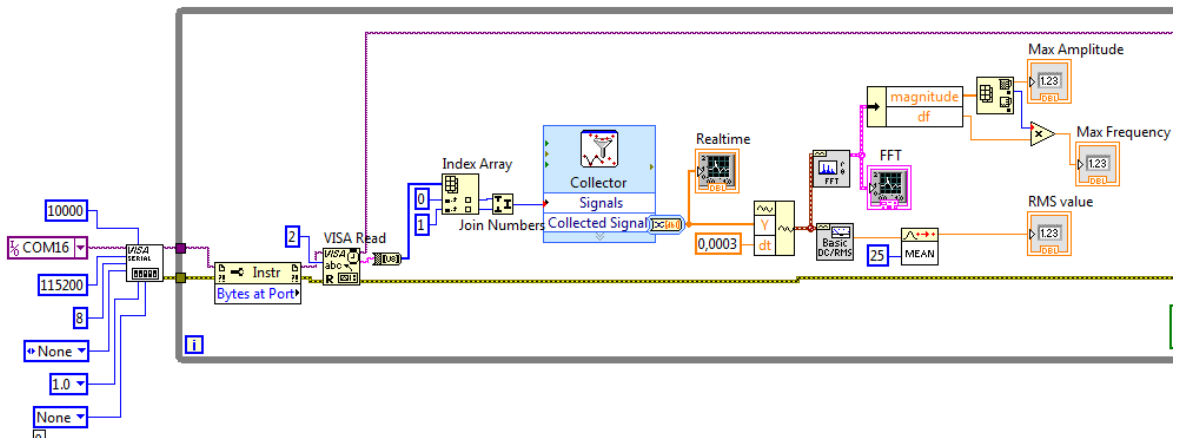
Figura 52. Ejemplo de operador “& 0XFF”.

```
int b = 512; // binario: 1000000000
int c = b & 0xFF ;// binario 1000000000 AND 0011111111
```

Fuente propia

Para validar el tiempo de muestreo se realizó un programa en LabVIEW para adquirir por puerto serie los paquetes del ADC en MSB y LSB, donde se unen los bits ya nombrados para formar un número decimal de 10 bytes, (ver Figura 53); el bloque VISA READ lee 2 bits enviado por puerto serie, luego estos bits son capturados por el bloque Index Array para ser unidos por el bloque Join Number donde en su salida se tiene el número decimal de 10 bytes.

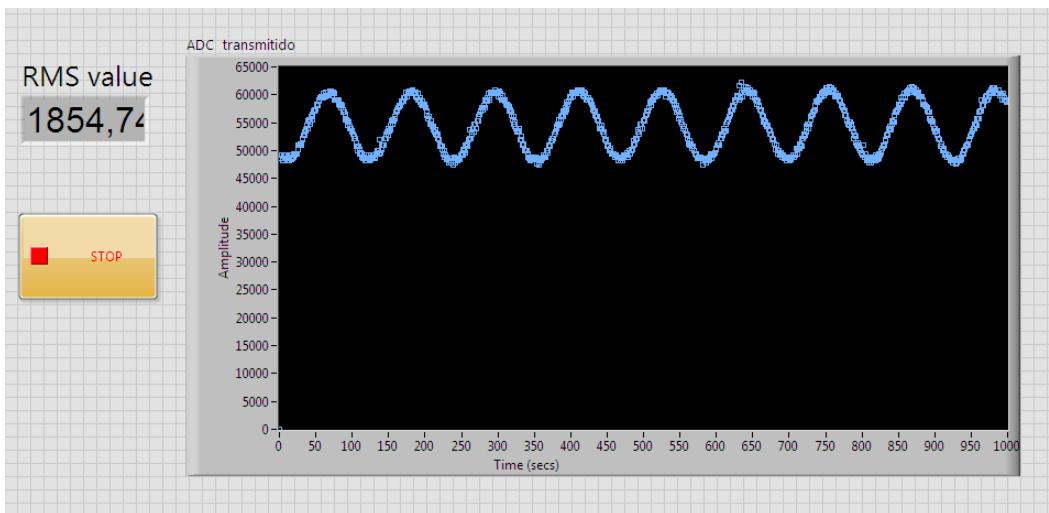
Figura 53. Programa de adquisición de datos en labVIEW.



Fuente propia

Posteriormente el bloque collector agrupa los números de decimales ya nombrados en vectores de tamaño 1000 para ser graficados (ver Figura 54).

Figura 54. Grafica de adquisición de datos en LabVIEW en tiempo real.

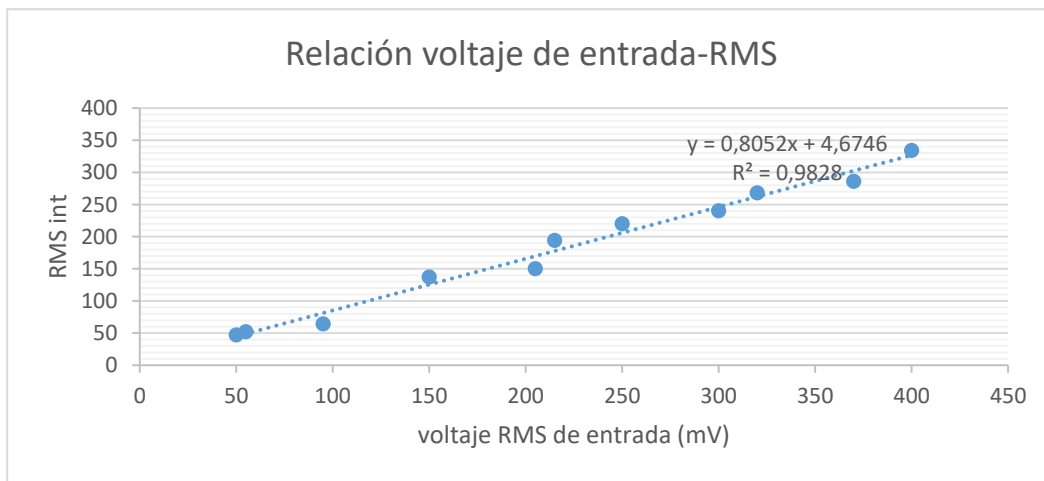


Fuente propia

3.7 EXTRACCIÓN DE PARÁMETROS DEL DISEÑO MODULAR IMPLEMENTADO

Finalmente Teniendo una adquisición de señal en tiempo real, se obtuvo una relación señal de entrada del restador –RMS medido en el programa (ver Figura 55).

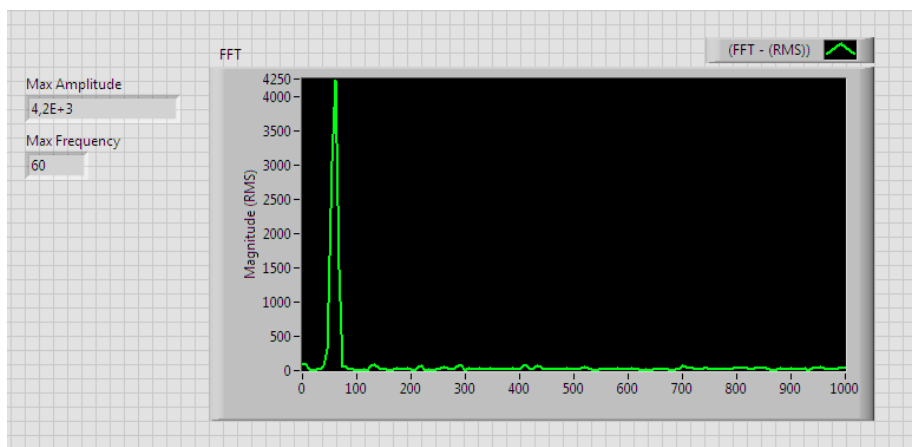
Figura 55.Relación voltaje de entrada-valor RMS medido en el programa.



Fuente propia

de igual modo se consiguió en tiempo real la FTT de la figura 54 es decir un gráfico del componente espectral de la señal (ver Figura 56).

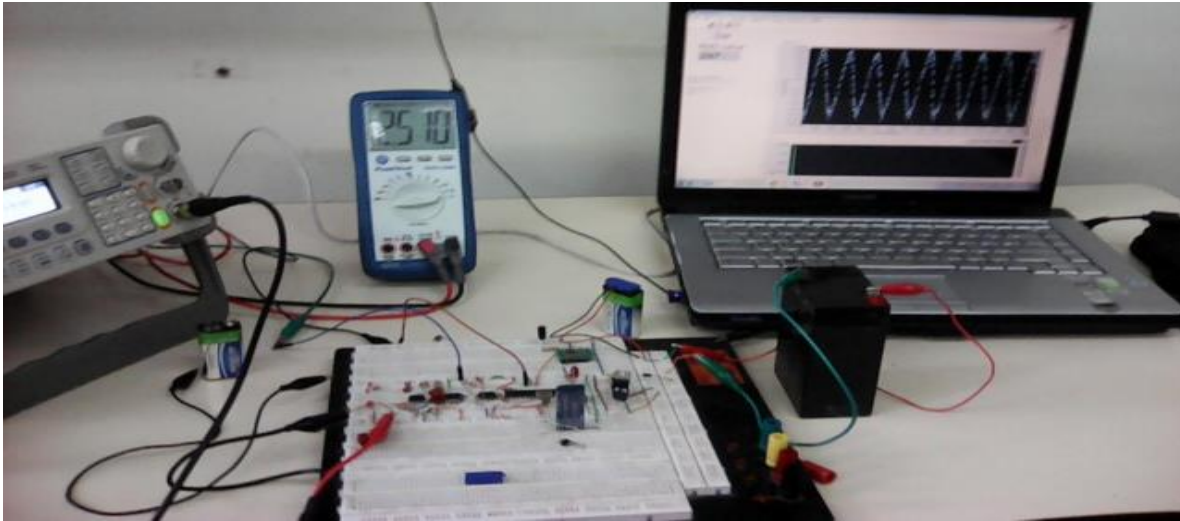
Figura 56.FTT de la señal digitalizada.



Fuente propia

Finalmente, en la figura 57 se aprecia el diseño modular implementado en *protoboard*, con la señal de entrada del generador de señal RIGOL y la señal dializada de Out en LabVIEW :

Figura 57. Implementación del diseño modular del medidor de corriente mediante GMR.



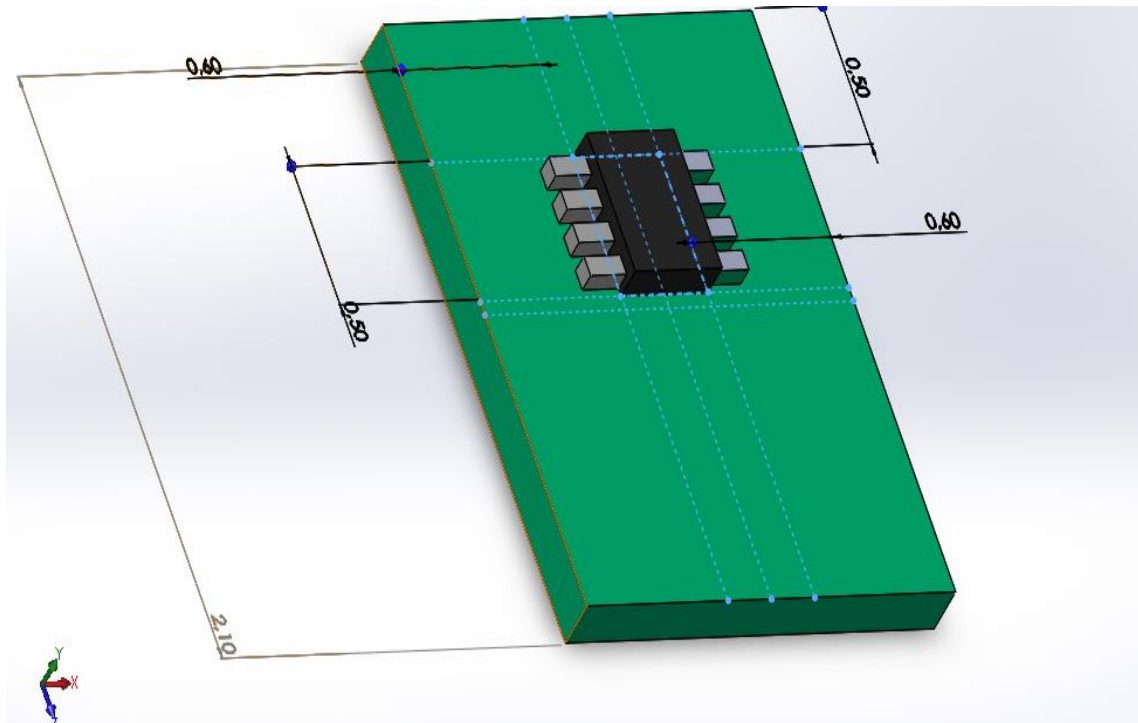
Fuente propia

4. VALIDACIÓN DEL DISEÑO MODULAR DEL MEDIDOR DE CORRIENTE MEDIANTE GMR

4.1 INTRODUCCIÓN

En esta sección se expondrá la validación del diseño modular del medidor de corriente mediante GMR implementado en el cap. 3 incluyendo el elemento sensor primario, llevado a cabo con tres calibres de conductores utilizados en redes de distribución interna y externa (ver Tabla 6), donde se garantiza una simetría sensor-conductor eléctrico dado por el fabricante (ver figura 14), en el que las líneas de campo magnético provocadas por la corriente eléctrica, que pasa por el conductor a medir, deben estar en paralelo con el eje de sensibilidad del sensor. Para ello se realizó en Solidworks un modelo 3D del sensor (ver Figura 58), para así diseñar un acople mecánico con los conductores ya citados.

Figura 58. Modelo 3D del sensor utilizado.



Fuente propia

A continuación, los conductores utilizados en los montajes de calibración caracterización y medición mediante GMR.

Tabla 6. Conductores utilizados en la validación

Calibre (AWG o kcmil)	Área		Tipo de conductor	Material	Aislamiento
	mm ²	Circular mils			
12	3.31	6530	Alambre aislado	Cobre	THW
8	8.367	16510	Cable flexible	aluminio	THHW
3/0	85.01	167800	Cable desnudo	aluminio	-----

Fuente propia

Cada etapa implementada en el cap 3 es caracterizada en corriente-voltaje, es decir variando la corriente en pasos de 100 mA para generar cambios en voltaje en las etapas analógicas 1, 2 y 3 interconectadas con el sensor. Para ello se utilizó el reóstato Leibold (ver figura 59 (a)) para variar la tensión de 0-120 v AC de una fase del reóstato trifásico Labvolt (ver figura 59 (b)) utilizado como arrancador rotor bobinado, control de armadura Cd y reóstato monofásico (2 A max).

Figura 59. Reóstatos utilizados en validación.



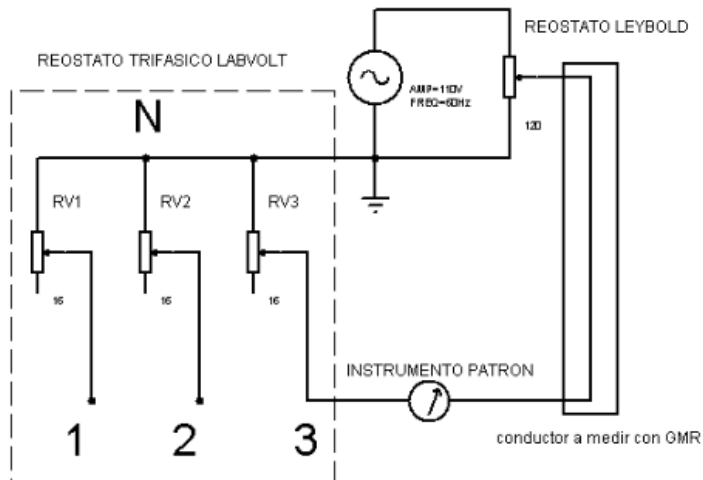
(a)

(b)

Fuente propia

Los dos reóstatos fueron interconectados con uno de los conductores, de la tabla 8, para así realizar la caracterización modular y calibración estática del medidor de corriente mediante GMR (ver figura 60) obteniendo la relación corriente- RMS de la señal digitalizada *Out* en el VI de la Figura 54..El instrumento patrón utilizado fue el multímetro Peak-Tech 3360 que entrega 4 dígitos de precisión conectado en serie con el reóstato trifásico.

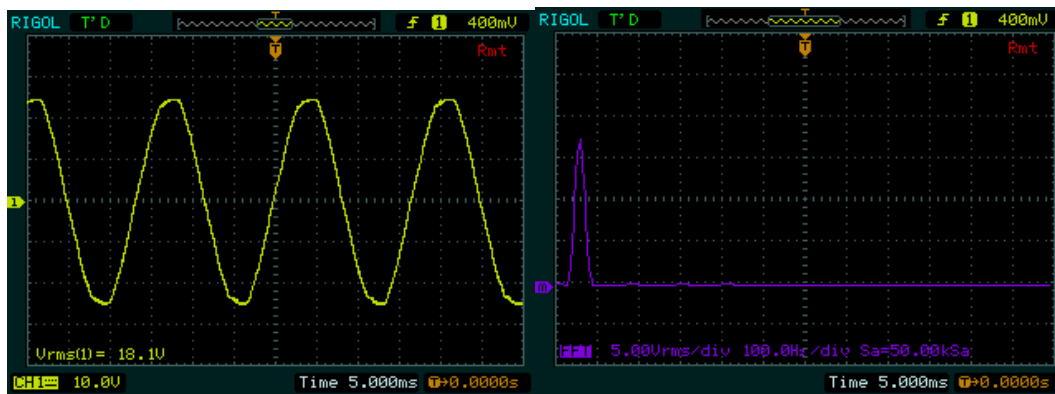
Figura 60. Diagrama de conexión de los reóstatos utilizados en validación.



Fuente propia

En el montaje experimental se adquirió también la forma de onda de la tensión (ver Figura 61 (a)) en el reóstato Labvolt (proporcional a la corriente al ser una carga resistiva) y de mismo modo su FFT (ver Figura 61 (b)) con el osciloscopio Rigol .

Figura 61. Formas de onda y espectro de la tensión en el reóstato trifásico.



(a)

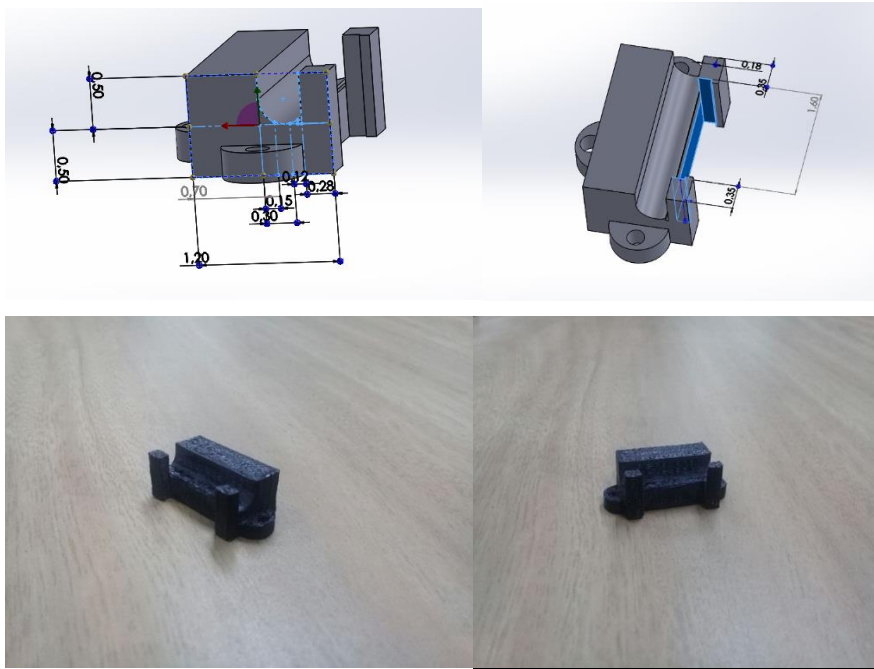
(b)

Fuente propia

4.2 MONTAJE DE MEDICIÓN DE CORRIENTE MEDIANTE GMR EN EL CONDUCTOR AWG 12.

El conductor AWG 12 es utilizado gracias a su flexibilidad en tableros de control y en aplicaciones de baja tensión como: electrodomésticos, herramientas y alumbrado interno, puede soportar hasta 25 A. Teniendo en cuenta sus especificaciones mecánicas, como su diámetro, se diseñó e imprimió en 3D una pieza de sujeción tanto del conductor como de sensor GMR (ver Figura 62).

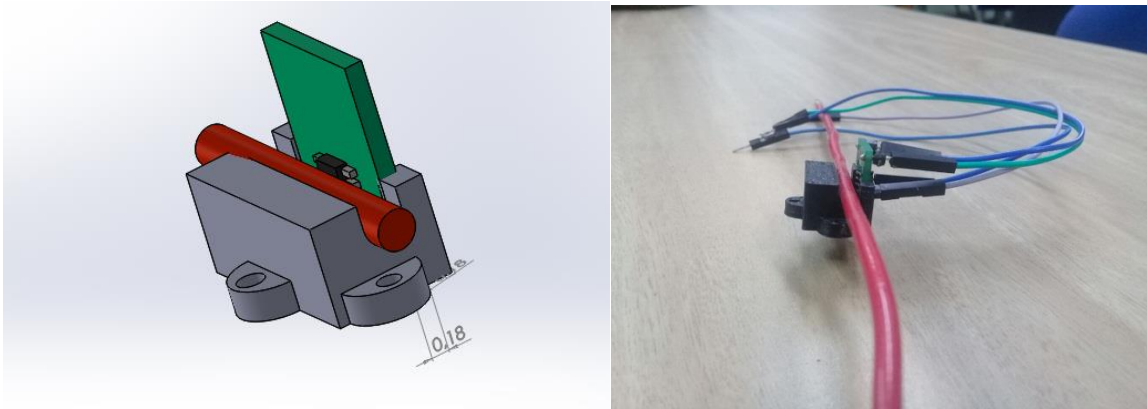
Figura 62. Modelo 3D de Pieza mecánica para AWG 12.



Fuente propia

Este componente garantiza una proximidad del centro del AWG 12 hasta el sensor (despreciando distancias que se encuentren dentro del mismo) de 1,5 mm como se modeló (ver figura 63) y simuló en el cap. 2.

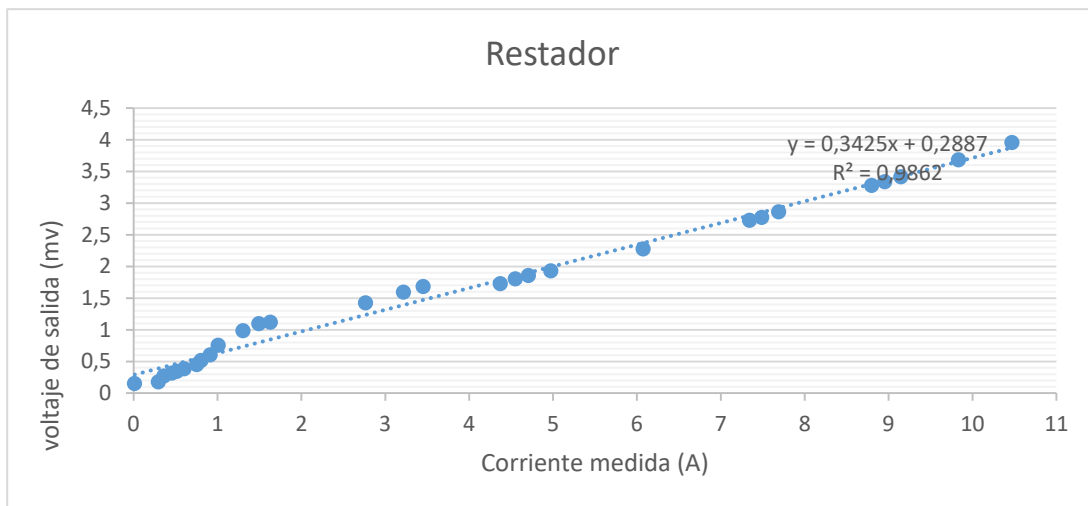
Figura 63. Modelo 3D de Pieza mecánica y AWG 12 acoplados.



Fuente propia

De este modo se realizaron varias caracterizaciones corriente-voltaje de salida, por lo cual se cambió el reóstato trifásico por cargas resistivas de mayor consumo para generar corriente más alta. Interconectando: el sensor AA002 con el módulo restador (ver Figura 64).

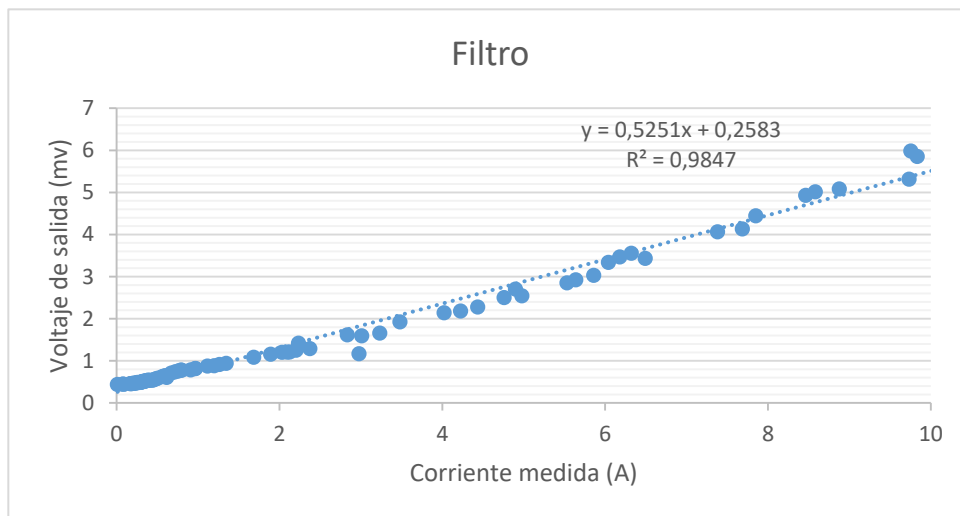
Figura 64. Relación corriente medida–voltaje de salida en el restador



Fuente propia

Del mismo modo se integró el módulo 2 teniendo así sensor- módulo restador-módulo filtro de segundo orden (ver Figura 65).

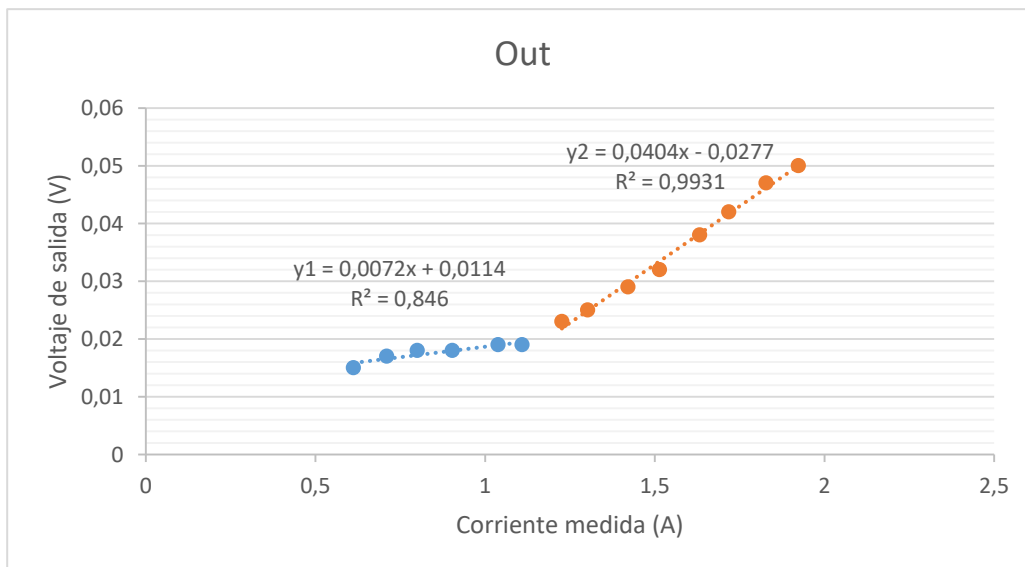
Figura 65. Relación corriente medida–voltaje de salida en el restador.



fuentes propia

Finalmente, todo el circuito de accionamiento es decir sensor –módulo restador--módulo filtro de segundo orden-amplificación, es decir *Out* el voltaje de salida a digitalizar (ver Figura 66) el cual se linealizó a trozos en un tramo de 600mA hasta 1,1 A y otro desde 1,1 A a 2A.

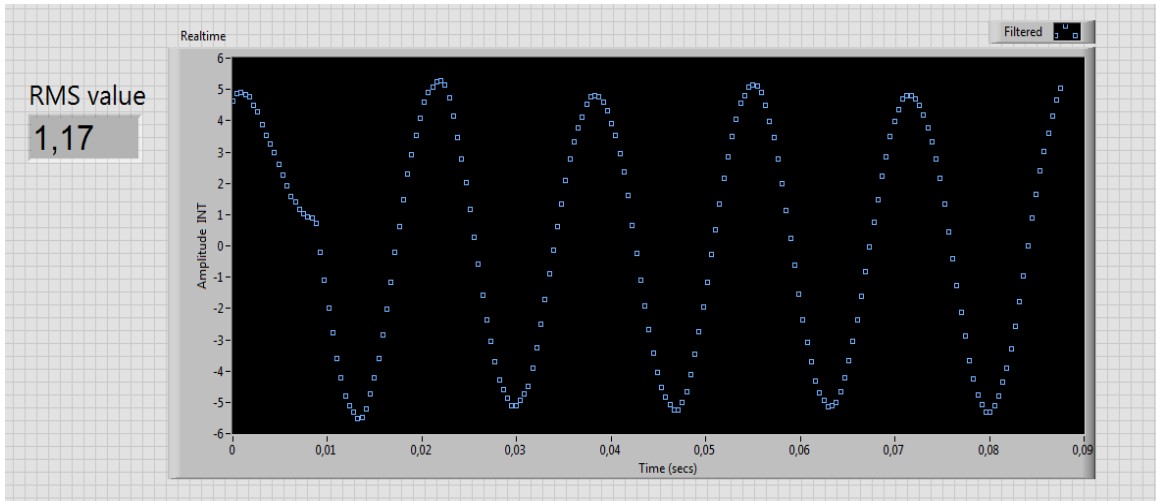
Figura 66. Relación corriente medida–voltaje de salida en Out en AWG 12.



Fuente propia

Para calcular la corriente se digitalizó Out y se desplegó en el instrumento virtual de la Figura 54 (ver Figura 67) para así calcular el RMS de la onda digitalizada y encontrar su relación con la corriente medida con el instrumento patrón

Figura 67. Adquisición de datos en labVIEW en tiempo real en AWG 12.



Fuente propia

4.2.1 Calibración del diseño modular mediante GMR en el conductor AWG 12.

Para la calibración del instrumento medidor de corriente se obtuvo una relación corriente medida con el instrumento patrón – RMS calculado del ADC en número entero desplegado es decir RMS value (ver Figura 67) ; el rango de corriente para la calibración fue de 500ma a 2A y se ajustó los datos entrada- salida a una recta (ver Ec 32) mediante el criterio de mínimos cuadrados (ver Ec 33 y Ec34) .Utilizando rangos de datos de subida y bajada (Las formulas mostradas a continuación fueron implementadas con los datos ya nombrados mediante un algoritmo en Matlab , ver anexo iv).

$$Y_i = mX_i + b \quad \text{Ec 32}$$

Donde:

$Y_i \cong$ cantidad de salida (valor INT Rms variable dependiente)

$X_i \cong$ cantidad de entrada (corriente medida variable independiente)

Las ecuaciones para calcular m y b son[34] :

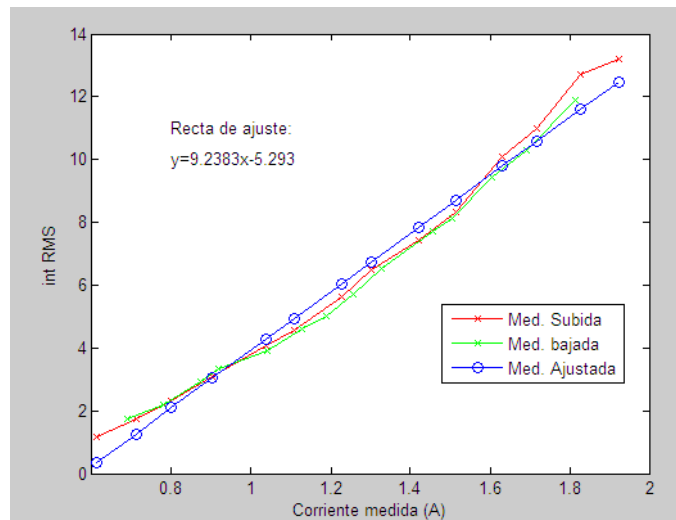
$$m = \frac{N \sum Y_i X_i - (\sum Y_i)(\sum X_i)}{N \sum X_i^2 - (\sum X_i)^2} \quad Ec 33$$

$$b = \frac{(\sum Y_i)(\sum X_i^2) - (\sum Y_i X_i)(\sum X_i)}{N \sum X_i^2 - (\sum X_i)^2} \quad Ec 34$$

Donde N es el número de datos.

Ajustando los datos de entrada-salida ya nombrados utilizando Ec 33 y Ec 34 se obtuvo $m=9,2383$ y $b=5,283$ (ver Figura 68), debido a que estos valores se obtienen de datos dispersos se encontró la desviación estándar de m (ver EC 35) y b (ver EC 36) a partir de la desviación estándar de los datos de salida (ver EC 37) es decir RMS del ADC en números enteros, para tener una idea sobre su variación [35].

Figura 68. Datos de calibración ajustados a una medida en AWG 12.



fuentes propia

$$s_m^2 = \frac{N s_{Y_i}^2}{N \sum X_i^2 - (\sum X_i)^2} \quad Ec 35$$

$$s_b^2 = \frac{s_{Y_i}^2 \sum X_i^2}{N \sum X_i^2 - (\sum X_i)^2} \quad Ec 36$$

$$s_{Y_i}^2 = \frac{1}{N-2} \sum (mX_i + b - Y_i)^2 \quad Ec 37$$

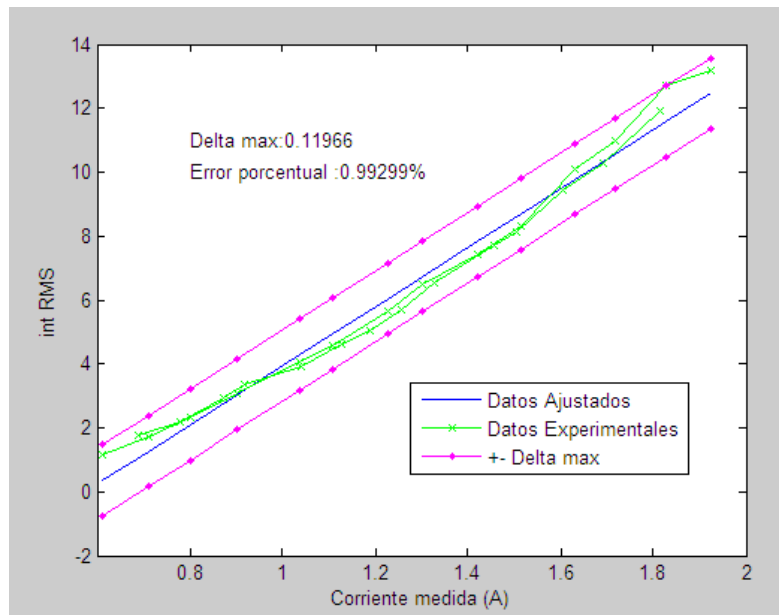
A partir de las expresiones ya nombradas se obtuvo que $s_m=0,2399$ y $s_b =0,3132$ (con la desviación estándar de los datos de salida $s_{Yi}=0,4766$), además, suponiendo una distribución gaussiana y los límites de 99,7% ($\pm 3s$), se puede dar una mejor estimación de $m = 9,2383 \pm 0,7197 \text{ int}/A$ y $b = 5,293 \pm 0,9396 \text{ int}$. Por consiguiente, para realizar una medida adecuada de la corriente es decir estimar el valor “verdadero”, se encontró una expresión para calcular la corriente a partir Ec 32 (ver Ec 38) y de forma similar con Y_i , se encontró su respectiva desviación estándar s_{xi} (ver Ec 39). la cual dio como resultado $s_{xi} = 0,0516 \text{ A}$, es decir por ejemplo, que midiendo una corriente desconocida con el instrumento medidor de corriente, se obtuviera 0,85A y teniendo la misma suposición estadística anterior (una distribución gaussiana y los límites de 99,7% ($\pm 3s$)), se podría representar su valor de la siguiente forma : $0,85 \pm 0,1548 \text{ A}$

$$X_i = \frac{Y_i + 5,293}{9,2383} \quad \text{Ec 38}$$

$$s_{xi}^2 = \frac{1}{N - 2} \sum \left(\frac{Y_i - b}{m} - X_i \right)^2 = \frac{s_{Yi}^2}{m^2} \quad \text{Ec 39}$$

Para especificar mejor la incertidumbre en las lecturas, se utilizó un método proporcionado por Mandel [36] para obtener una banda de incertidumbre o intervalo de confianza de 95% definido por dos rectas en cada lado de la regresión por mínimos cuadrados, es decir cuando se lee el instrumento (Y_i) se traza una recta que horizontal que pasa por ese valor, esta recta intersecta las dos rectas, los dos valores de corriente (X_i) en estas intersecciones define el intervalo de confianza de 95% del valor verdadero, también se encontró la máxima desviación respecto a la regresión con su respectivo error porcentual (ver Figura 69).

Figura 69. Bandas de precisión o confianza en la medición de corriente en el conductor AWG 12.



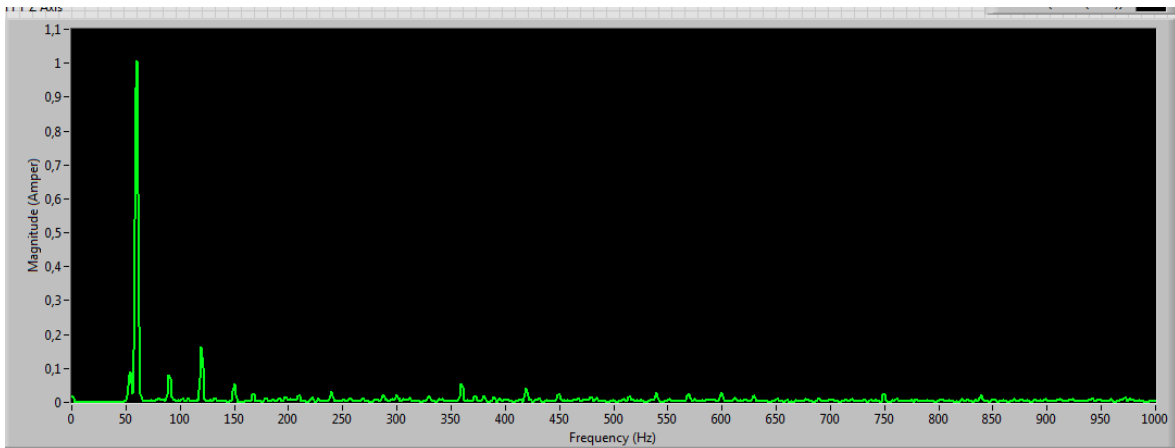
fuentes propia

Finalmente se presenta su sensibilidad estática y resolución del instrumento, las cuales corresponden respectivamente a $9,2383 \text{ int/A}$ y $0,1 \text{ A}$.

4.2.2 Medición de armónicos de red mediante GMR en el conductor AWG 12.

Mediante la adquisición en tiempo real de la señal en el instrumento virtual (ver Figura 54), se midieron los armónicos de corriente en tiempo real (ver Figura 70), como se mostró en el cap3, del que se obtuvo hasta el armónico 16 generado por una corriente de 1A.

Figura 70. Adquisición de armónicos de corriente en tiempo real en AWG 12



fuelle propia

Finalmente, en la Figura 71 se presenta el montaje de medición de corriente mediante GMR en el conductor AW12.

Figura 71. Montaje de medición de corriente mediante GMR en el conductor AW12

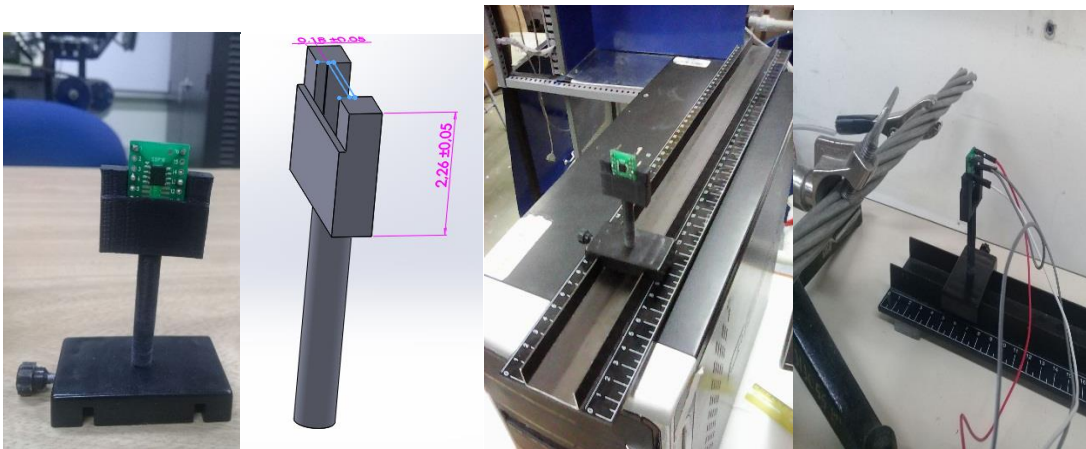


fuelle propia

4.3 MONTAJE DE MEDICIÓN DE CORRIENTE MEDIANTE GMR EN EL CONDUCTOR AWG 3/0.

El cable AWG 3/0 es usado en líneas áreas distribución de media tensión y de igual modo en líneas de transmisión, su construcción consiste en alambres de aluminio enrollados helicoidalmente con un núcleo de acero galvanizado. Dependiendo de la temperatura este cable puede soportar hasta 1822 A. En esta validación se utilizó un banco móvil para disponer el sensor a las líneas de campo magnético de cable, por lo cual se diseñó un soporte (ver Figura 72) teniendo en cuenta el modelo espacial del sensor (ver Figura 58), para acoplar mecánicamente el sensor al banco móvil y garantizar una proximidad de 5 cm. En esta sección no se consiguió una relación corriente medida-voltaje de salida en hardware, debido a la baja señal en voltaje que no fue posible ser medido con el multímetro Peak-Tech 3340, pero se obtuvo de forma adecuada el ADC en tiempo real en el VI y de igual modo su medida RMS que permitió realizar la calibración estática del medidor.

Figura 72. Modelo 3D de pieza para banco Móvil y acople sensor cable

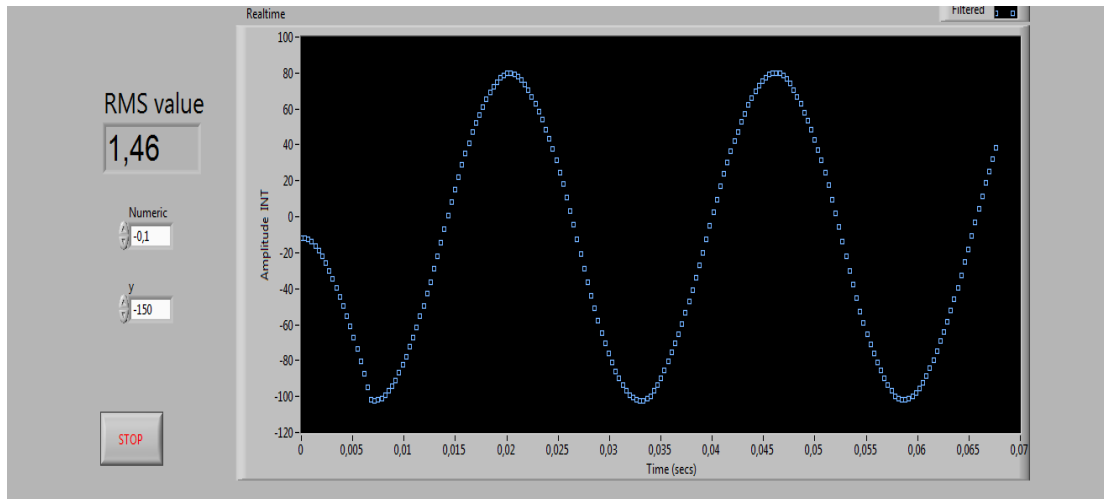


Fuente propia

4.3.1 Calibración del diseño modular mediante GMR en el conductor AWG 3/0.

Para su calibración se adquirió el ADC de *Out* en el VI ya descrito (ver Figura 54), en el cual se calcula el RMS del ciclo proporcional a la corriente (ver Figura 73), y de este modo se obtiene una relación entrada salida corriente medida-RMS calculado.

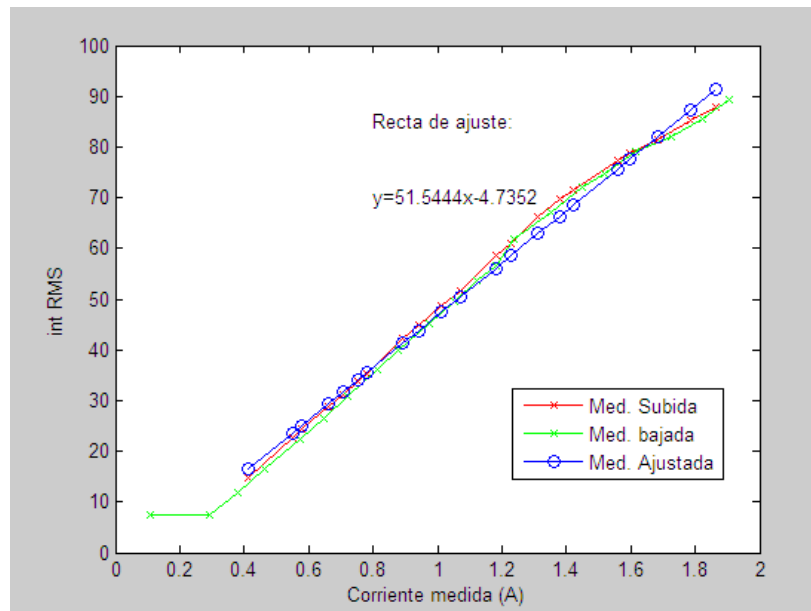
Figura 73. Adquisición de ADC en LabView del montaje de medición de corriente en 3/0 AWG.



Fuente propia

Mediante la relación ya mencionada, se obtuvo la recta de calibración (ver Figura 74) de datos de subida y bajada ajustados a una recta mediante el criterio mínimos cuadrados.

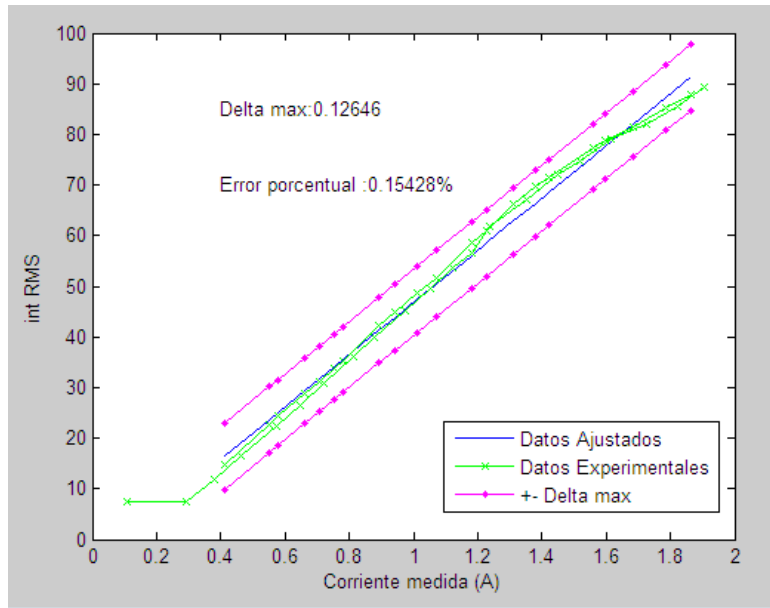
Figura 74. Datos de calibración ajustados a una medida en AWG 3/0



Fuente propia

De la regresión anterior se determinó sus bandas de precisión o confianza con intervalos de 95% de fiabilidad (ver Figura 75):

Figura 75. Bandas de precisión o confianza en la medición de corriente en el conductor AWG 3/0



Fuente propia

Del mismo modo que en el conductor AWG 12, se determinó algunos parámetros de calibración (ver tabla 7) que permite presentar una medición de corriente como ejemplo de la siguiente forma: 0,64 A $\pm 0,1404$.

Tabla 7. Parámetros de obtenidos en la calibración

s_m	0.7368INT/A
s_b	0.8842INT
s_{xi}	0.0468 ^a
s_{yi}	2.3307INT
Sensibilidad estática	51,544 INT/A
Resolución	0,1 mA
Rango	(0,1-2)A

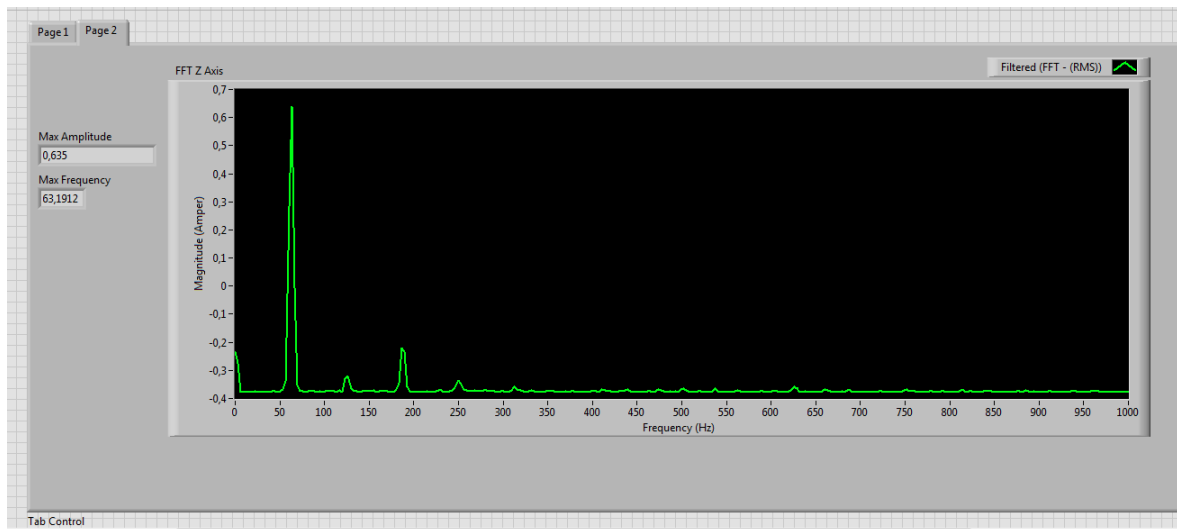
Fuente propia

4.3.2 Medición de armónicos de red mediante GMR en el conductor AWG 3/0

De igual manera que en la validación del conductor AWG 12, se obtuvo la FTT de la medición de corriente igual a 0,635A (ver Figura 75), para conseguir de este modo sus componentes espectrales

hasta el armónico 16 que corresponde a la frecuencia de 960 Hz, que servirá para obtener el índice de distorsión armónica total (THD) utilizado para corriente y tensión (ver Ec 40).

Figura 76. Adquisición de armónicos de corriente en tiempo real en AWG 3/0.



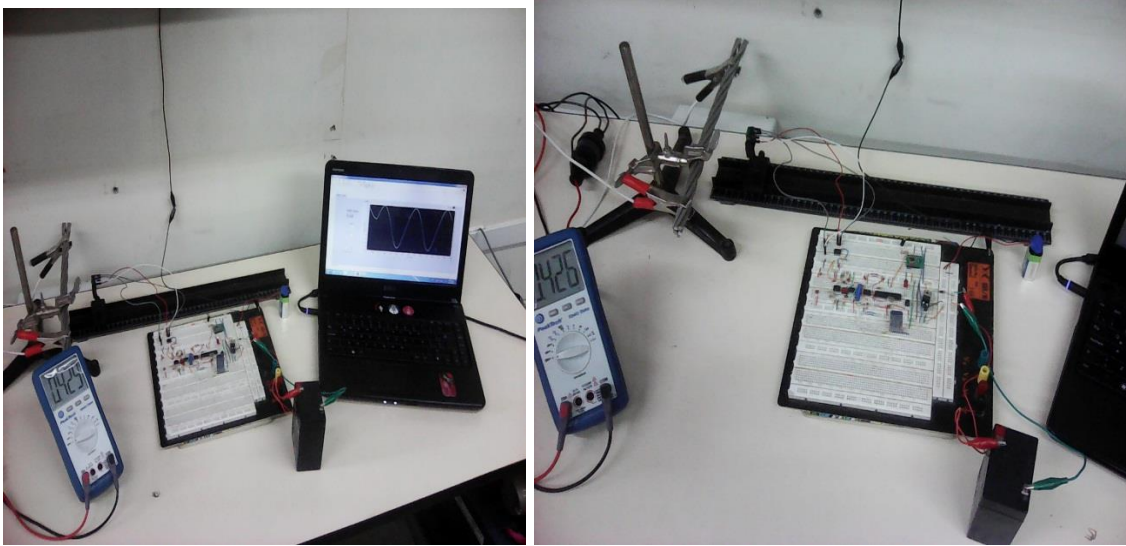
Fuente propia

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{K=2}^{\infty} I_K^2}}{I_1} 100\% = 14,4\%$$

Ec 40

Posteriormente en la Figura 76 se presenta el montaje experimental de medición de corriente mediante GMR conductor AWG 3/0.

Figura 77. Montaje de medición de corriente mediante GMR en el conductor AWG 3/0.



Fuente propia

El montaje de medición de corriente en el conductor AWG 8, es tratado en el anexo V donde se explica sobre: el modelo 3D de la pieza de sujeción sensor-conductor y su acople físico; relaciones corriente medida – voltaje de salida en hardware; calibración del medidor de corriente y medición de armónicos de red.

5. CONCLUSIONES.

Se diseñó un instrumento medidor de corriente mediante GMR para redes de distribución, el cual consiste en tres etapas generales de diseño como: disposición espacial, circuito electrónico de acondicionamiento y software para visualizar o monitorear la corriente. Tiene un rango de medición de corriente de 100 mA hasta 2A debido a las condiciones del laboratorio (pero es posible medir por arriba de 6 A).

El modelo matemático de cada módulo del instrumento medidor de corriente que partió de la ley de Ampere, fue de vital importancia para el diseño en bloques del instrumento, teniendo en cuenta que en el estado del arte no hay información práctica sobre como acondicionar un sensor que funciona mediante el principio de GMR para la medición de corriente en redes de distribución.

NVE en su nota aplicativa sugiere un circuito de acoplamiento para medir corriente AC, el cual no fue útil para esta aplicación, como fue pronosticado por el modelo y verificado en la práctica, debido a la baja intensidad corriente presente en una red de distribución que genera campos magnéticos muy similares al magnetismo terrestre que no es filtrado de forma adecuada por el acoplamiento sugerido por NVE, por lo que se sugiere utilizar este acoplamiento en la medición de altas corrientes.

Los sensores utilizados tienen algunas características muy diferentes a las descritas por el fabricante como es el rango de saturación, en el modelo se estimó que el sensor AA002 se saturaba a partir de 6 A pero en la práctica se obtuvo un rango prácticamente lineal hasta 10 A. Esto es probable a la construcción del transductor que es muy diferente a la descrita por el fabricante del que se tiene una resistencia constante del puente de Wheatstone del sensor es igual a $5\text{ K}\Omega$ para el sensor AA002 pero en la práctica se encontró que medía $3,3\text{ K}\Omega$. Al no llegar al rango de saturación en la práctica, no se utilizó el algoritmo de linealización desarrollado en el anexo IV que podría servir para un instrumento medidor de corriente donde se utilizó un sensor GMR que se sature en cierto rango de corriente.

Los circuitos electrónicos diseñados y simulados de acoplamiento como el filtro de segundo orden en el cap. 2, son diferentes a los implementados, es decir en simulación se diseñó un filtro butterworth pasa altas de segundo orden y en la práctica se implementó una malla RC de segundo orden pasa altas acoplada a un seguidor de voltaje, donde su finalidad es atenuar señales menores a la frecuencia de

corte 53 Hz. El filtro diseñado en el cap2 no fue posible implementarlo debido a que en simulación los amplificadores operacionales funcionan de forma ideal es decir con infinita impedancia de entrada y una impedancia de salida igual a 0, estas características no son posibles en amplificadores operacionales reales por ello se rediseño el acoplamiento según teniendo en cuenta las impedancias encontradas en la práctica.

El micro controlador ATMEGA328 fue útil para este trabajo de investigación dentro de sus objetivos teniendo en cuenta sus características físicas en lo concerniente al ADC, pero en la aplicación real de este medidor en una red de distribución donde operaria durante todo el día, esta tecnología no es la más adecuada debido a su consumo de energía y resolución de ADC teniendo en cuenta que los sensores utilizados tienen una salida en voltaje muy baja, por lo cual se sugiere para una aplicación real una tecnología de micro controladores mejor a ATMEGA328.

Mediante GMR es posible medir corriente en una línea de media tensión sin utilizar transformadores de medida de corriente (Ti) y de igual modo sus armónicos de red del que se puede obtener el THD útil para el análisis de cargas en una instalación eléctrica y sus implicaciones en el servicio eléctrico; al este método no utilizar Ti se podría realizar una medida de más precisión y bajo costo ya que únicamente se utilizaría componentes electrónicos.

La validación de este trabajo de investigación en media tensión es complicado en términos económicos y técnicos, teniendo en cuenta que la universidad no hay un laboratorio de media tensión donde se pueda variar corriente como en el montaje experimental que se realizó en este trabajo de investigación ,por consiguiente se sugiere que el montaje para la medición de corriente mediante GMR en el conductor AWG 3/0 en media tensión, este trabajo de investigación se limitó únicamente en emular la condiciones espaciales y físicas en corriente que podría existir en una línea de media tensión.

6. REFERENCIAS.

- [1] R. C. Vilcahuamán Sanabria, “Análisis interactivo gráfico de sistemas eléctricos de distribución primaria,” PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE ESCUELA DE INGENIERÍA, 1993.
- [2] S. R. Castaño, *Redes de Distribución de Energía*, Tercera Ed. Centro de publicaciones Universidad Nacional de Colombia, 2004.
- [3] A. J. Pansini, *Guide to Electrical Power Distribution Systems*, Sixth. The Fairmont press, Inc, 2005.
- [4] J. J. Grainger, S. Civanlar, and K. N. Clinard, “Optimal Voltage Dependent Continuous-Time Control of Reactive Power on Primary Feeders,” *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. PER-4, no. 9, pp. 59–60, 1984.
- [5] A. A. Sallam and O. P. Malik, “Electric Distribution Systems,” 2011.
- [6] Naidu, *High Voltage Engineering*, vol. 16, no. 6. 1996.
- [7] F. De Ingenieria, “Equipos de medición,” *Unam*, pp. 1–22, 2010.
- [8] J. Grainger and W. J. Stevenson, “Análisis de Sistemas de Potencia,” *Cenace, Uanl*. p. 743, 1996.
- [9] J. Zubia, L. Casado, G. Aldabaldetrekú, A. Montero, E. Zubia, and G. Durana, “Design and Development of a Low-Cost Optical Current Sensor,” pp. 13584–13595, 2013.
- [10] P. Ghosh and A. Maiti, “Instantaneous Power Measurement using Hall Sensor,” vol. 2, no. 8, pp. 2–4, 2012.
- [11] M. Computing, “Electrical Measurements,” no. 508, pp. 1–12.
- [12] A. Roldán Aranda, “Simulación de circuitos basada en la implementación de modelos avanzados de dispositivos y sensores electrónicos en Verilog-A . Tesis Doctoral,” UNIVERSIDAD DE GRANADA FACULTAD DE CIENCIAS, 2012.
- [13] M. N. Baibich, J. M. Broto, A. Fert, and F. N. Van Dau, “Giant magnetoresistance of (001) Fe/(001) Cr magnetic superlattices,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 61, no. 21, pp. 2472–2475, 1988.
- [14] G. Binasch, P. Grnberg, F. Saurenbach, and W. Zinn, “Enhanced magnetoresistance in layered magnetic structures with antiferromagnetic interlayer exchange,” *Phys. Rev. B*, vol. 39, no. 7, pp. 4828–4830, 1989.
- [15] D. C. Beltr, “Tesis Doctoral Diseño, caracterización,” 2013.
- [16] A. Roldán *et al.*, “Analytical compact modeling of GMR based current sensors: Application

- to power measurement at the IC level,” *Solid. State. Electron.*, vol. 54, no. 12, pp. 1606–1612, 2010.
- [17] C. Reig, M.-D. Cubells-Beltrán, and D. Ramírez, “Magnetic Field Sensors Based on Giant Magnetoresistance (GMR) Technology: Applications in Electrical Current Sensing,” *Sensors*, vol. 9, no. 10, pp. 7919–7942, 2009.
- [18] P. P. Reig, C.; Ramírez, D.; Silva, F.; Bernardo, J.; Freitas, “Design, fabrication, and analysis of a spin-valve based current sensor.,” *Sens. Actuators A Phys*, p. 2004.
- [19] P. Reig, C.; Ramirez, D.; Li, H.; Freitas, “Low-current sensing with specular spin valve structures,” *IET Circuits Devices Syst*, p. 307, 2005.
- [20] P. Cubells-Beltrán, M.D.; Reig, C.; Muñoz, D.R.; Freitas, S.; Freitas, “Full wheatstone bridge spin-valve based sensors for IC currents monitoring,” *IEEE Sens. J*, 2009.
- [21] P. P. Marcellis, A.D.; Reig, C.; Cubells, M.D.; Madrenas, J.; Cardoso, F.; Cardoso, S.; Freitas, “Giant Magnetoresistance (GMR) sensors for 0.35 μ m CMOS technology sub-mA current sensing,” *Proc. 2014 IEEE Sensors*, pp. 444–447.
- [22] D. Semiconductors, “KMZ51 - Magnetic Field Sensor,” *Datasheet*, no. June, 2000.
- [23] A. Notes and M. Sensors, “GMR sensors,” vol. 44, no. 0, pp. 8–9.
- [24] G. Magnetoresistive and G. M. R. Sensors, “Engineering and Application Notes,” vol. 9217, no. 952, pp. 1–44.
- [25] NVE Corporation, “Catalogue-GMR Sensor.”
- [26] BURR-BROWN, “INA118 -Precision , Low Power Instrumentation Amplifier,” p. 16, 1998.
- [27] WINSTAR, “WH1602T CHARACTER 16x2 LCD.”
- [28] C. Science, “Master Thesis Spring 2012 XBee Module Characteristics And XBee Transmission Ranges,” pp. 1–69, 2012.
- [29] Texas Instruments, “LM1117 800-mA Low-Dropout Linear Regulator,” no. 1, 2000.
- [30] O. Information, “Series positive-voltage regulators,” *Volt. Regul. IM 78XX Funct.*, no. May, pp. 134–153, 2003.
- [31] G. Description and C. Diagrams, “LM101A / LM201A / LM301A Operational Amplifiers LM101A / LM201A / LM301A Operational Amplifiers,” no. September, pp. 1–17, 1999.
- [32] H. B. V. Reference, “High-Precision Buffered Voltage Reference,” 2016.
- [33] Atmel, “ATmega328 / P,” *AVR Microcontrollers*, p. 442, 2016.
- [34] H. D. Young, “Statistical Treatment of Experimental Dat,” McGraw-Hil., New York, 1962, p. 121.
- [35] E. E. Doebelin, *Sistemas de medición e instrumentación . Diseño y aplicación*, 5th ed. 2005.
- [36] J. Mandel, “The Statistical Analysis of Experimental Data,” New York, 1999, p. 284.

- [37] Universidad Politecnica Salesiana, “Armonicos en las Redes Eléctricas,” pp. 4–7, 2013.
- [38] Norma, “IEEE 1159 Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality,” *Power Qual.*, 1995.
- [39] J. Seymour and T. Horsley, “Problemas En El Suministro Eléctrico,” *Apc*, 2005.
- [40] L. Vernier, Mesuare, Analyze, “Magnetic field sensor,” *Phys. Teach.*, vol. 50, no. 6, p. 372, 2012.
- [41] S. C. Chapra and R. P. Canale, *Métodos Matemáticos Para Ingenieros*. 2006.

ANEXOS

I. DESAFÍOS EN LA MEDICIÓN DE CORRIENTE Y TENSIÓN.

Las redes de distribución y consumidores finales son perturbadas por una variedad de factores que pueden afectar considerablemente la calidad del servicio, su medición y control. Las redes eléctricas y en general un sistema eléctrico de potencia, tienen Componentes no lineales, que se generan por formas de onda sinusoidales de cierta frecuencia Una de ellas son las “distorsiones armónicas”, generadas algunas veces por transformadores , cargas y equipos en los sistemas eléctricos [37].

Los armónicos de tensiones o corrientes poseen frecuencias múltiplos de la fundamental del sistema, estas componentes se suman con la onda sinusoidal de la red, deformándola. Los siguientes son indicadores de características de los armónicos de ondas de tensión y corriente [37] [12] :

- Potencia de distorsión.
- Factor de cresta.
- Factor de cresta.
- Factor de potencia.
- Espectro en frecuencia.
- Tasa de distorsión armónica.

Potencia de distorsión

La presencia de armónicos deforma la onda sinusoidal de la corriente eléctrica de la red sumando componentes no lineales. Por lo cual, la magnitud de la potencia aparente no depende de I_{rms} y V_{rms}

al cuadrado, sino de otro factor D atribuido a las componentes no lineales, denominándose potencia de distorsión,

Factor de cresta

Son las relaciones de corriente de cresta y tensión de cresta cada una con su respectivo valor eficaz (ver Ec. 1), Para una onda sinusoidal este factor es $\sqrt{2}$, para una onda degenerada se tiene un valor distinto. Por consiguiente, es útil para detectar componentes que no deberían tener el suministro de energía eléctrica.

$$K = \frac{I_m}{I_{rms}} \quad \text{ó} \quad K = \frac{V_m}{V_{rms}} \quad (\text{Ec. 1})$$

Factor de potencia

El factor de potencia es la relación entre la potencia activa P y la potencia aparente S (ver Ec. 2), de igual forma $\cos \psi$ corresponde a la relación de la potencia activa y potencia aparente pero, en su estado fundamental (ver Ec. 3). Cuando $\cos \psi$ no es igual a la relación ya mencionada, entonces se tiene una red eléctrica en presencia de armónicos.

$$FP = \frac{P}{S} \quad (\text{Ec. 2})$$

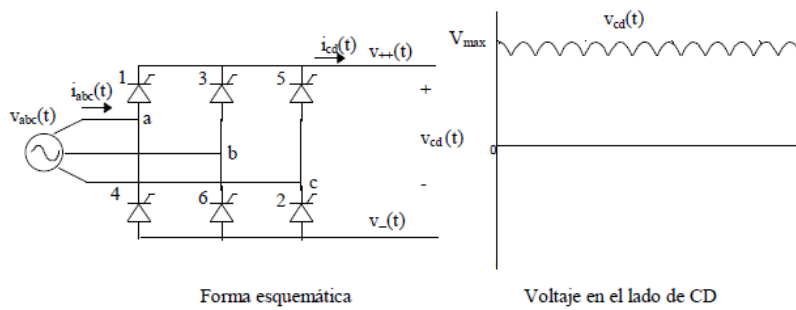
$$\cos \psi = \frac{P_1}{S_1} \quad (\text{Ec. 3})$$

I.1.Fuentes que Generan Distorsión Armónica.[38]

Convertidores

Estos dispositivos generan corrientes armónicas en la red gracias a elementos conmutadores de estado sólido, entre estos los diodos; el tipo de corrientes armónicas que se genera depende de la operación del rectificador y la carga que tenga el mismo (ver Figura 1) [38].

Figura 1. Rectificador trifásico.



Tomado de: [37]

Hornos de Inducción

Consisten en una bobina modulada a cierta frecuencia que por inducción calienta piezas metálicas a altas temperaturas.

Compensadores de Potencia

Son controladores de potencia reactiva, también llamados TRC “Thyristor Controlled Reactor”, los cuales funcionan con elementos de conmutación (tiristores) y entregan diferentes ángulos de armónicos a la red.

Lámparas Fluorescentes

Debido a la necesidad de reducir el consumo eléctrico se han implementado tecnologías más eficientes para la iluminación, las lámparas incandescentes, no generan ningún tipo de elementos no lineales en la red por su naturaleza resistiva; a diferencia de las lámparas fluorescentes de naturaleza reactiva, estas producen armónicos de corriente que fluyen algunas veces hasta el transformador de distribución.

Saturación De transformadores

Cuando un transformador de medición o de protección es llevado a saturación, genera armónicos impares principalmente de tercer orden, teniendo como consecuencia que opere de forma no lineal; también generarán elementos no deseados cuando son energizados, durante el transitorio del mismo que puede durar algunos minutos.

I.2 Error en la medida [37]

Ya se mostró a groso modo, como es perturbado el suministro de energía eléctrica por armónicos de tensión y corriente, este tipo de elementos no lineales son tenidos en cuenta en la medición de una red eléctrica, .generalmente estos medidores utilizan transformadores, por lo que se debe tener en cuenta algunas consideraciones:

Medidores electro mecánicos.

Estos sistemas de medición son muy comunes en tableros de control industrial, los que muestran el valor efectivo de la onda (RMS), gracias a su naturaleza reactiva este mide hasta el quinto armónico de forma precisa.

Instrumentos con rectificador en la entrada

Existen instrumentos digitales que miden el valor medio o valor eficaz de la onda rectificándola, del cual se tiene muy buena precisión si la onda es sinusoidal; sin embargo, si contiene armónicos, el valor es inferior al esperado y en el caso de la corriente mide un 30% menos.

Instrumentos de medición, que emplean sensores

Estos dispositivos digitales emplean un sensor que mide el verdadero valor efectivo de corriente o tensión, incluyendo todos sus armónicos. La precisión de estos se ve afectada más por factores como la temperatura y su velocidad de respuesta; que por elementos no lineales.

I.3 Perturbaciones en una red de distribución

Existen otros tipos de perturbaciones comunes en las redes de distribución, que degradan la calidad del suministro definidas por el estándar del IEEE, incluyendo los armónicos de tensión y corriente y por ende se debe de tener en cuenta en los sistemas de medición [39] :

- 1. Transitorios.**
- 2. Interrupciones.**

3. **Bajada de tensión.**
4. **Aumento de tensión.**
5. **Distorsión armónica.**
6. **Fluctuaciones de tensión.**
7. **Variaciones de frecuencia.**

Transitorios

Es la perturbación en la red eléctrica más perjudicial, se tienen dos categorías: impulsivas y oscilatorias; los primeros son pulsos ya sean negativos o positivos, que aumentan la amplitud de la onda y suceden de forma muy rápida, causado por un problema técnico en la red o por una descarga eléctrica; los segundos, son aumentos y disminución de la tensión de forma alternada y rápida en la señal del suministro, ocurren cuando se conmuta en la red una carga capacitiva o inductiva

Interrupciones.

Se define como la pérdida total de tensión o corriente, y es clasificada según su duración (ver Tabla 1):

Tabla 1. Clasificación de pérdida de tensión o corriente según su duración

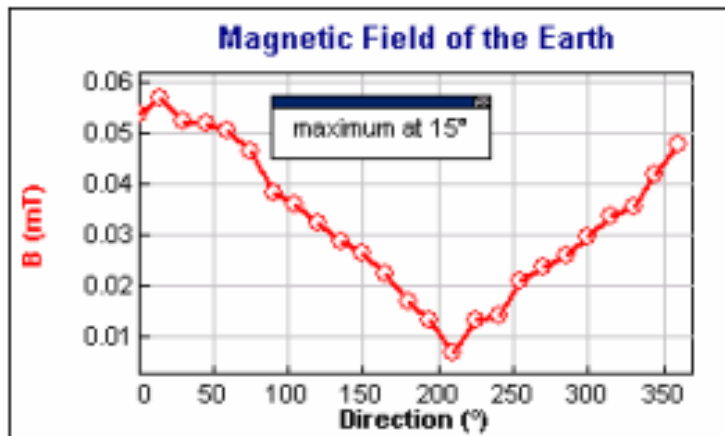
Instantánea	0,5 a 30 ciclos
Momentánea	30 ciclos a 2 segundos
Temporal	2 segundos a 2 minutos
Sostenida	Mayor a d2 minutos

Tomado de: [37]

II MEDICIÓN DE CAMPO MAGNÉTICO EN UN HILO CONDUCTOR MEDIANTE LA SONDA VERNIER

El principal problema para realización de esta práctica es el ruido de fondo producido por el campo magnético terrestre, el cual varía 25 a 65 μT según el Angulo que se tenga con el norte, de lo cual la tierra se puede considerar como un gran imán esférico, que ejerce atracción y repulsión sobre otros imanes, por lo cual se utilizan las brújulas para orientar sus polos magnéticos. La sonda de campo magnético Vernier puede medir esta intensidad de campo terrestre (ver figura 2), la sonda utiliza un sensor de efecto Hall, el cual produce un voltaje lineal con la intensidad de campo, el transductor mide la componente de campo magnético perpendicular con el plano del sensor, se obtiene un máximo en la salida del sensor cuando el mismo está en dirección sur.

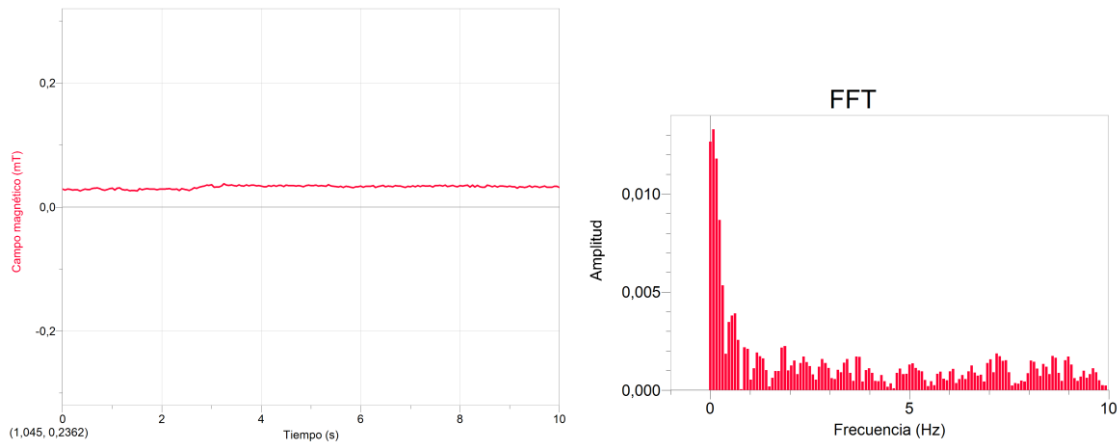
Figura 2. Intensidad de campo Vs dirección sur.



Tomado de [40].

El campo electromagnético terrestre varía entre 0 a 30 Hz, y la frecuencia de mayor intensidad es de 10 Hz, por lo cual en la práctica se desplegó un espectrómetro en el instrumento virtual de la sonda de campo magnético, que en este caso fue programa *Logger Pro 3.8.6.2*, sin ninguna corriente en el hilo conductor para apreciar así el espectro de frecuencias en el laboratorio. (Ver Figura 3), obteniendo así la señal en espacio de Fourier y en el espacio del tiempo [40].

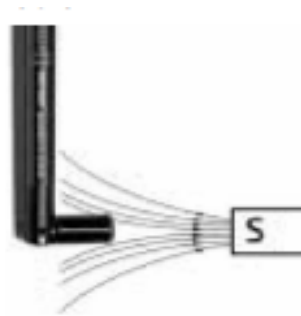
Figura 3. Medicion de campo magnético (T) en el dominio del tiempo y frecuencia.



Fuente propia

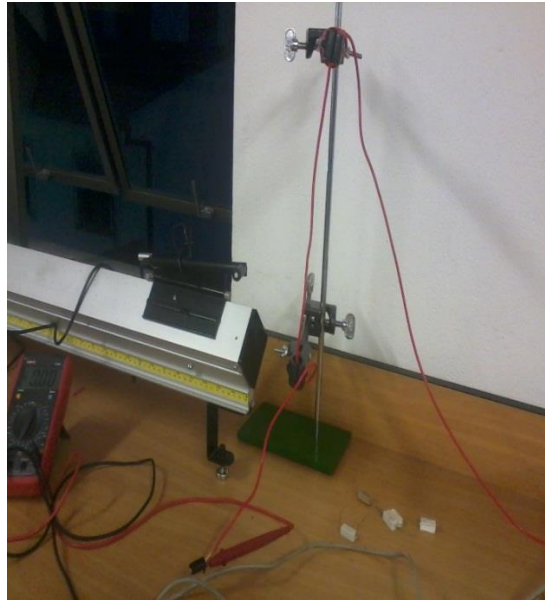
Para la medición de campo magnético alrededor de un hilo conductor por donde pasa corriente eléctrica, se dispuso la sonda según la nota aplicativa (ver Figura 4) y se colocó en un banco móvil para obtener una relación campo magnético-distancia al centro del hilo conductor (ver Figura 5), el alambre utilizado fue AWG 12 donde se generó corrientes mediante cargas resistivas en un rango de 0 a 800 mA.

Figura 4. Disposición espacial de la sonda VERNIER.



Tomado de :[40]

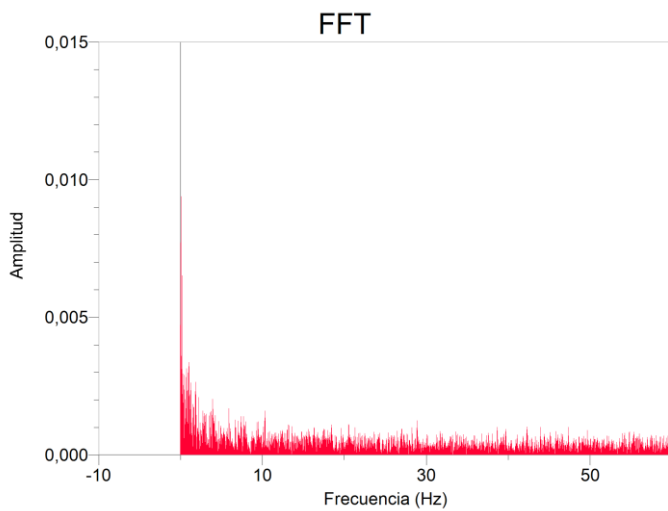
Figura 5 montaje experimental para medir campo magnético en AWG 12 con sonda VERNIER



Fuente propia

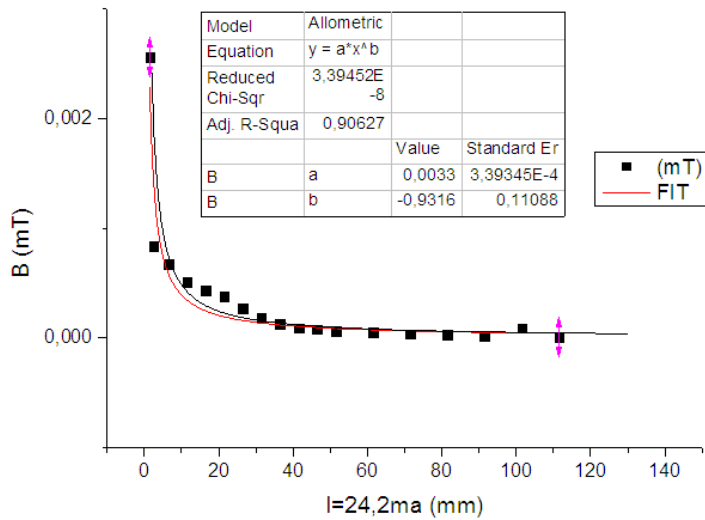
A continuación se tienen los resultados obtenidos en el montaje experimental ya explicado, como espectro generado por 20 mA (ver Figura 6), relación distancia centro del hilo conductor-campo magnético a 24,2 mA (ver Figura 7) y 11,4 mA (ver Figura 8), donde se compara el modelo teórico con el experimental (ver tabla 2 y 3) y de igual manera se encontró una dependencia corriente eléctrica-campo magnético (ver Figura.9).

Figura 6 Espectro sonda midiendo a 70 mm



Fuente propia

Figura 7. Relación distancia-campo magnético medido con una corriente de 24,2 mA



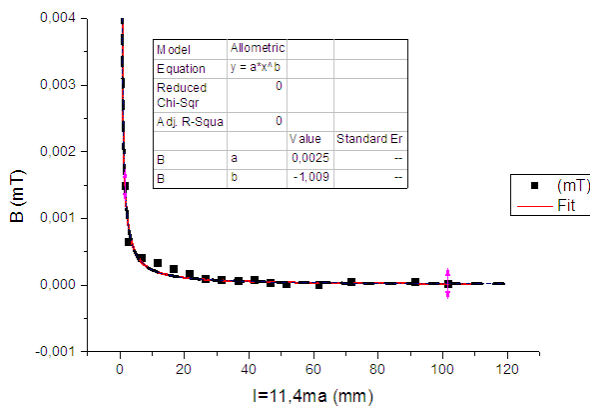
Fuente propia

Tabla 2. Resultados obtenidos de Relación distancia-campo magnético con 24,2 mA

$B_{teórico} (mT) = \frac{I\mu_0}{2\pi} r^{-1}$
$B_{teórico} (mT) = 0,00484 r^{-1} , B_{fit} (mT) = 0,0033 r^{-0,9316}$
$\frac{I\mu_0}{2\pi} = 0,0011 NA^{-1} \pm 3,39345E - 4 , \mu_{obtenido} = 1.256637 \times 10^{-6} NA^{-2} \pm 0.0595$
$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} NA^{-2}$
Error relativo = $1,89 \times 10^{-7}$

Fuente propia

Figura 8. Relación distancia-campo magnético medido con una corriente de 11,4 mA



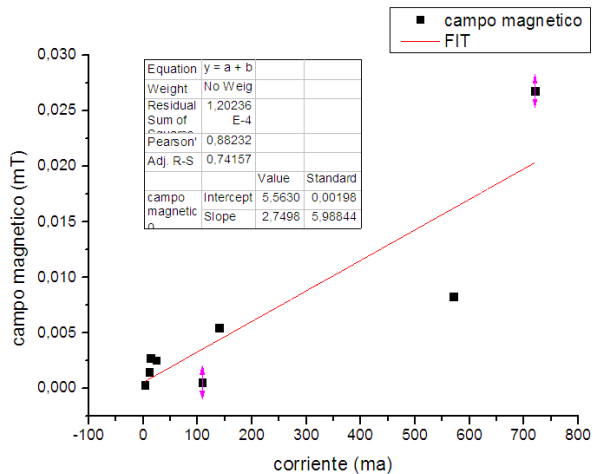
Fuente propia

Tabla 3. Resultados obtenidos de Relación distancia-campo magnético con 11,4 mA

$B_{teórico} (mT) = 0,0028 r^{-1}$, $B_{fit} (mT) = 0,0025 r^{-1,009}$
$\frac{I\mu_0}{2\pi} = 0,0025 NA^{-1} \pm 3,39345E - 4$, $\mu_{obtenido} = 1.37891x10^{-6} NA^{-2} \pm 0.0115$
$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} NA^{-2}$
Error relativo=9%

Fuente propia

Figura 9. Relación corriente eléctrica-campo magnética medida a 1,5 mm del centro de AWG 12



Fuente propia

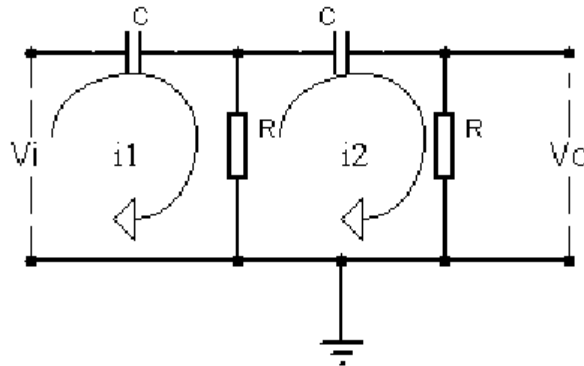
III FILTROS PASA ALTAS DE SEGUNDO ORDEN

ORDEN

III.1. Filtro pasa altas RC de segundo orden

Para la deducción de la ecuación de diseño para un filtro RC de segundo orden (ver Figura 10), se encontrará la expresión dinámica del voltaje de salida sobre voltaje de entrada que existe en una malla de segundo orden.

Figura 10.circuito RC de segundo orden



Fuente propia

Para lo cual se escribirá la suma de voltajes de las dos malla del circuito:

$$V_i(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_1 dt + R(i_1 - i_2) \quad (\text{Ec. 4})$$

$$0 = R(i_2 - i_1) + \frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt + Ri_2 \quad (\text{Ec. 5})$$

$$V_o(t) = Ri_2 \quad (\text{Ec. 6})$$

Aplicando transformada de Laplace en Ec.4, Ec.5 y Ec.6 se tiene:

$$V_i(s) = \frac{1}{C} \frac{i_1(s)}{s} + Ri_1(s) - Ri_2(s) \quad (\text{Ec. 7})$$

$$0 = Ri_2(s) - Ri_1(s) + \frac{1}{C} \frac{i_2(s)}{s} + Ri_2(s) \quad (\text{Ec. 8})$$

$$V_o(s) = Ri_2(s) \quad (\text{Ec. 9})$$

Se despeja $i_1(s)$ de Ec.7:

$$i_1(s) = \frac{V_i(s) + Ri_2(s)}{\frac{1}{Cs} + R} \quad (\text{Ec. 10})$$

Y del mismo modo se despeja $i_1(s)$ de Ec.8:

$$i_1(s) = 2i_2(s) + \frac{1}{CR} \frac{i_2(s)}{s} \quad (\text{Ec. 11})$$

Se iguala Ec.10 y Ec.11:

$$\frac{V_i(s) + Ri_2(s)}{\frac{1}{Cs} + R} = 2i_2(s) + \frac{1}{CR} \frac{i_2(s)}{s} \quad (\text{Ec. 12})$$

Y se despeja $i_2(s)$:

$$i_2(s) = \frac{V_i(s)}{\left(\frac{1}{Cs} + R\right)\left(2 + \frac{1}{CRs}\right) - R} \quad (\text{Ec. 13})$$

Se reemplaza Ec 13 en Ec.9:

$$V_o(s) = \frac{V_i(s)R}{\left(\frac{1}{Cs} + R\right)\left(2 + \frac{1}{CRs}\right) - R} \quad (\text{Ec. 14})$$

Reescribiendo Ec 14 y comparando con una función de transferencia de segundo orden:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{3}{RC}\right)s + \frac{1}{R^2C^2}} = \frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s + \omega_o^2} \quad (\text{Ec. 15})$$

De Ec 15 se concluye que:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{R^2C^2} \quad (\text{Ec. 16})$$

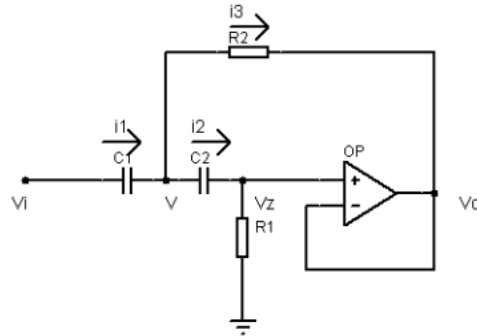
$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{Ec. 17})$$

Frecuencia de corte del filtro RC de segundo orden

III.2. Filtro butterworth pasa altas de segundo orden

Para la deducción de la ecuación de diseño del Filtro butterworth pasa altas de segundo orden se tendrá en cuenta las corrientes de nodo de V, y se considerara que $V_z = V_o$ debido a que OP está en configuración seguidor de tensión (ver Figura 11), es decir $K=1$.

Figura 11. Esquema del Filtro butterworth pasa altas de segundo orden.



Fuente propia

Escribiendo las corrientes que entran y salen del nodo con voltaje V:

$$i_1 = i_2 + i_3 \text{ (Ec. 18)}$$

$$(V_i - V)C_1s = \frac{(V - V_o)}{R_2} + (V - V_z)C_2s \text{ (Ec. 19)}$$

Como $V_z = V_o$:

$$(V_i - V)C_1s = \frac{(V - V_o)}{R_2} + (V - V_o)C_2s \text{ (Ec. 20)}$$

Calculando el voltaje en R1:

$$V_o = V \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{C_2s}} \text{ (Ec. 21)}$$

Despejando V:

$$V = V_o \frac{C_2R_1s + 1}{C_2R_1s} \text{ (Ec. 22)}$$

Remplazando Ec.22 en Ec.20 y encontrando $\frac{V_o}{V_i}$:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{C_1R_2 + C_2R_2}{R_1R_2C_1C_2} + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \text{ (Ec. 23)}$$

Pero $2R_1 = R_2$ y $C_1 = C_2$, e igualando del mismo modo que el filtro anterior con una función de transferencia de segundo orden:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{2R_1^2 C^2} \text{ (Ec. 24)}$$

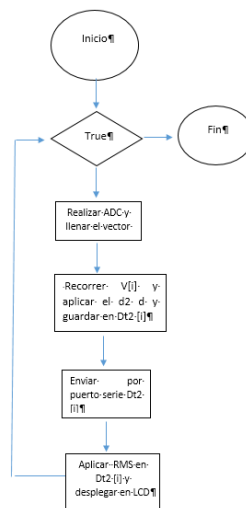
Finamente se tiene

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_1 C \sqrt{2}} \text{ (Ec. 25)}$$

IV SIMULACION EN PROTEUS DE LOS MODULOS 4, 5 Y 6

El algoritmo de simulación para el medidor de corriente como se mencionó en el cap 2 consiste en digitalizar y guardar 20 muestras en un vector, aplicar en este vector el algoritmo de doble derivación luego guardar este resultado en otro arreglo y finalmente aplicar el algoritmo de RMS en el último vector creado (ver Figura 12).

Figura 12. Algoritmo implementado en simulación



Fuente propia

IV.1 Muestreo y tasa de conversión

Para capturar 20 muestras del ciclo de la señal de salida de la fuente de voltaje dependiente de corriente conectado al pin A0 de ATMEGA 328p (ver Figura 34 del Cap 2), se utilizó un algoritmo que toma una muestra cada 250 micro segundos mediante la función *micros()* la cual realiza funciona como temporizador y cuando se llegue 250 micro segundos toma una muestra del ADC, la guarda en el vector $V[i]$ y reinicia la cuenta (ver Figura 13).

Figura 13. Algoritmo para muestreo de datos

```
float T=250;
int V[20];

void setup() {
  // initialize serial communication at 9600 bits per second:
  Serial.begin(57600);
}

void loop() {
  unsigned long timel=0;
  unsigned long time;
  unsigned long ahora;

  for (int i=0; i <19; i++){
    ahora=micros();//comienza una cuenta en microsegundos
    time=ahora-timel;

    if(time>=T){///guarda una muestra cada 250 microsegundos

      V[i] = analogRead(A0);
      timel=ahora; /// guarda cuenta anterior
    }
  }
}
```

Fuente propia

IV.2 Algoritmo de doble diferenciación

Debido a que la relación corriente-voltaje de salida del sensor corresponde a un polinomio de grado 3, se implementó una fórmula de doble diferenciación para obtener una relación lineal corriente-ADC. El algoritmo consiste en recorrer el vector de las muestras $V[i]$ y efectuar la fórmula de diferenciación finita (ver EC 26) [41] y guardar este resultado en un nuevo vector $dT2 [i]$ que posteriormente será enviado por puerto serie (Ver Figura 14).

$$f''(x_i) = \frac{f(x_{i+2}) - 2f(x_{i+1}) + f(x_i)}{h^2} \quad (\text{Ec. 26})$$

Figura 14. Algoritmo de doble diferenciación y envío de datos por puerto serial.

```

for (i = 0; i < 20 ;i++){
    dT2[j]=V[j+2]-2*V[j+1]+V[j]; // deriva dos veces
}

for (i= 0; i < 20 ;i++){/// envia por puerto serie
    Serial.println (dT2[i]);
}

```

Fuente propia

IV.3 Algoritmo de RMS.

Consiste en efectuar la fórmula de RMS (ver Ec.27) en el vector DT2 [i], es decir se recorre el vector ya nombrado elevando cada componente al cuadrado para ser sumadas y promediadas para finalmente calcular la raíz cuadrada de este valor (Ver figura 15).

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} \quad (\text{Ec. 27})$$

Donde N es el número de datos

Figura 15. Algoritmo de cálculo de RMS

```

for (i = 0; i < 20 ;i++){///calculo de rms

    sum=sum+((dT2[j])*(dT2[j]));

}

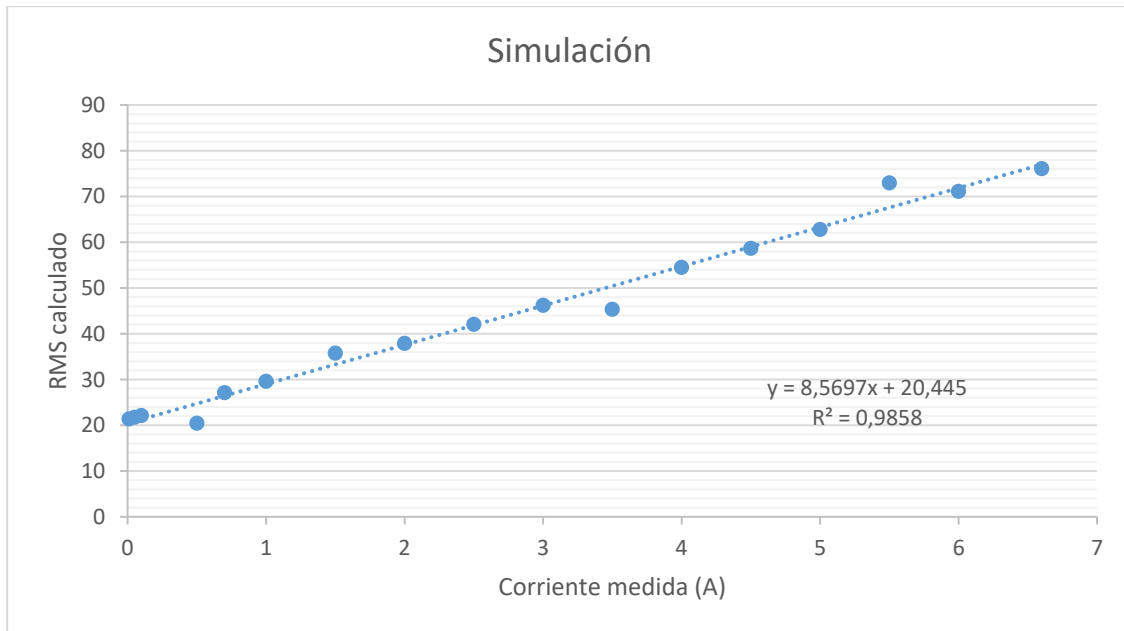
prom=sum*0.05;
rms=sqrt(prom);

```

Fuente propia

Teniendo el RMS del vector DT2 [i] se obtuvo una relación Corriente medida-RMS calculado (Ver Figura 16), desplegando este valor en la pantalla LCD conectada con ARDUINO, con la relación encontrada se calculó el valor de la corriente para ser desplegada en la pantalla (ver Figura 17).

Figura 16. Relación Corriente medida-RMS calculado en simulación.



Fuente propia

Figura 17. Algoritmo de cálculo y despliegue de corriente.

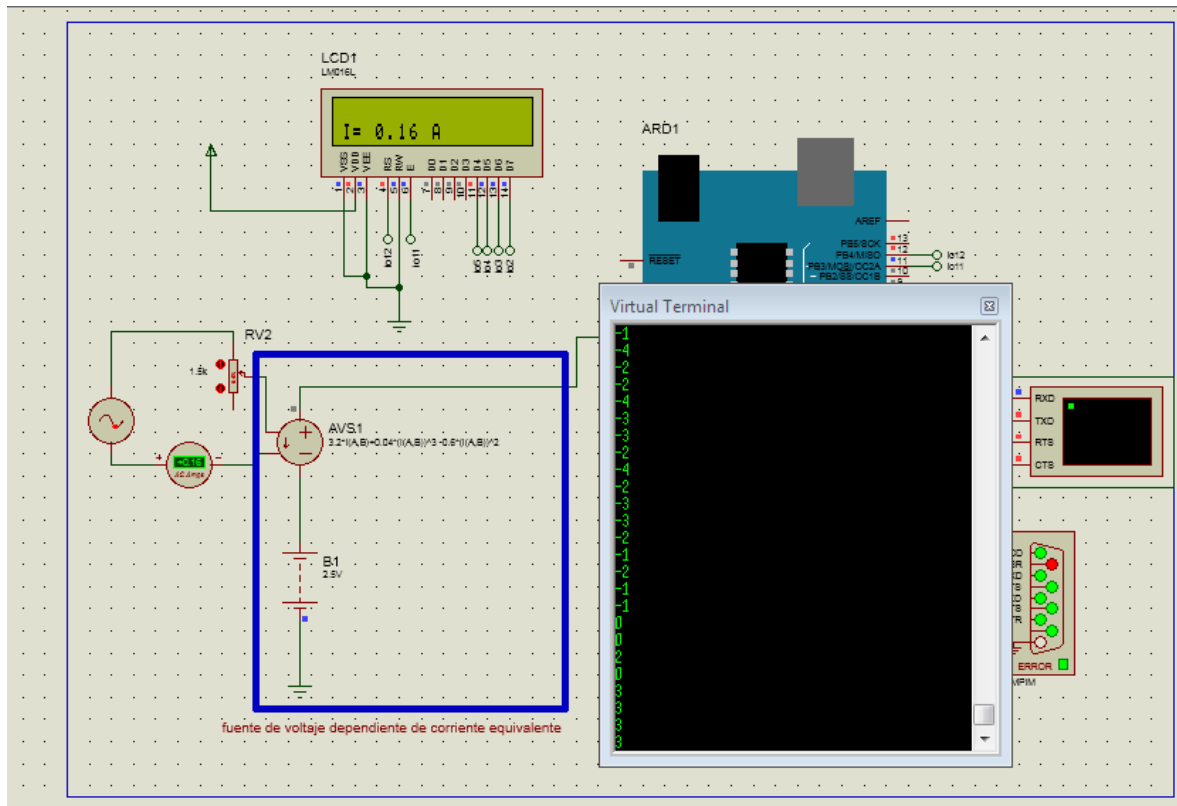
```
    sumrms=sumrms+rms;
    cont++;

    if (cont==13){
        //Mostramos el valor rms de la corriente en la pantalla LCD
        promrms=(sumrms/13);
        setrms=(promrms-20.445)/8.5697;
        lcd.clear();
        lcd.setCursor(0,1);
        lcd.print("I= ");
        lcd.setCursor(3,6);
        lcd.print(setrms); // Muestra el valor de la corriente
        lcd.setCursor(8,1);
        lcd.print("A");
        sumrms=0;
        cont=0;
    }
```

Fuente propia

Finalmente en la Figura 18 se muestra la simulación de los módulos 4, 5 y 6 en el simulador Proteus 8.

Figura 18. Simulación implementada de los módulos 4, 5 y 6.



Fuente propia

En esta sección se muestra también el algoritmo en MATLAB que se implementó para calcular diferentes parámetros para la calibración del medidor (ver Figura 19).

Figura 19. Algoritmo en MATLAB de fórmulas estadísticas utilizadas en la calibración.

```

x=[patronsub;patronbaj];
y=[subida;bajada];
p_patr=patronsub;
n=length(x);


---


%% Analisis estadistico
% Hallar los valores para los calculos estadisticos
X=sum(x);
Y=sum(y);
X2=sum(x.^2);
XY=sum(x.*y);
% Coeficientes regresion lineal
m=(n*XY)-(X*Y)/(n*X2-X*X);
b=(Y*X2)-(XY*X)/(n*X2-X*X);
% Suma de error al cuadrado
Se2=sum((m*x+b-y).^2);
% Desviaciones estandar
Sy=sqrt(Se2/n);
Sx=Sy/m;
Sm=sqrt((n*Sy*Sy)/(n*X2-X*X));
Sb=sqrt((Sy*Sy*X2)/(n*X2-X*X));
Sm3=Sm*3;
Sb3=Sb*3;


---


%% ajuste y=m*x+b
ya=m*p_patr+b; % Datos del instrumento ajustados
xa=(y-b)/m; % Datos ajustados del patron segun el instrumento

```

```

dmax=max(abs(xa-x));
y_dm1=m*(p_patr-dmax)+b;
y_dm2=m*(p_patr+dmax)+b;

R=(max(y)-min(y)); % Rango
er_porc=dmax*100/R; %

d_dado=dmax;

% Hallar el valor de x para abrir grafica
cond=0;
pos=0;
j=1;
while cond==0;
    if abs(xa(j)-x(j))>=d_dado
        pos=j;
        cond=1;
    end
    j=j+1;
end

% rectas de desviacion
for j=1:n/2;
    if j<=pos
        y_dm3(j)=m*(p_patr(j)-d_dado)+b;
        y_dm4(j)=m*(p_patr(j)+d_dado)+b;
    else
        y_dm3(j)=m*0.8*(p_patr(j)-d_dado)+b;
        y_dm4(j)=m*1.2*(p_patr(j)+d_dado)+b;
    end
end
end

```

```

%% Graficas
% Figura 1 ( Datos ajustados a una medida )
figure;
subplot(221)
plot(patronsub,subida,'-xr',patronbaj,bajada,'-xg',p_patr,ya,'-ob');
xlabel('Corriente medida (A)') % Etiqueta el eje horizontal
ylabel('int RMS') % Etiqueta el eje vertical
legend('Med. Subida','Med. bajada','Med. Ajustada')
texto_b=strcat('y=',num2str(m),'x ',num2str(b));
text(0.8,11,strcat('Recta de ajuste:'));
text(0.8,10,texto_b);

% Figura 2 ( bandas de precisión o confianza en la medición de corriente)
figure;

plot(p_patr,ya,'-b',p_patr,subida,'-xg',p_patr,y_dmx1,'.-m',p_patr,y_dmx2,'.-m',patronbaj,bajada,'-xg')
xlabel('Corriente medida (A)') % Etiqueta el eje horizontal
ylabel('int RMS') % Etiqueta el eje vertical
legend('Datos Ajustados','Datos Experimentales','+- Delta max');
text(0.8,11,strcat('Delta max: '),num2str(dmax));
text(0.8,10,strcat('Error porcentual : '),num2str(er_porc),'%');

```

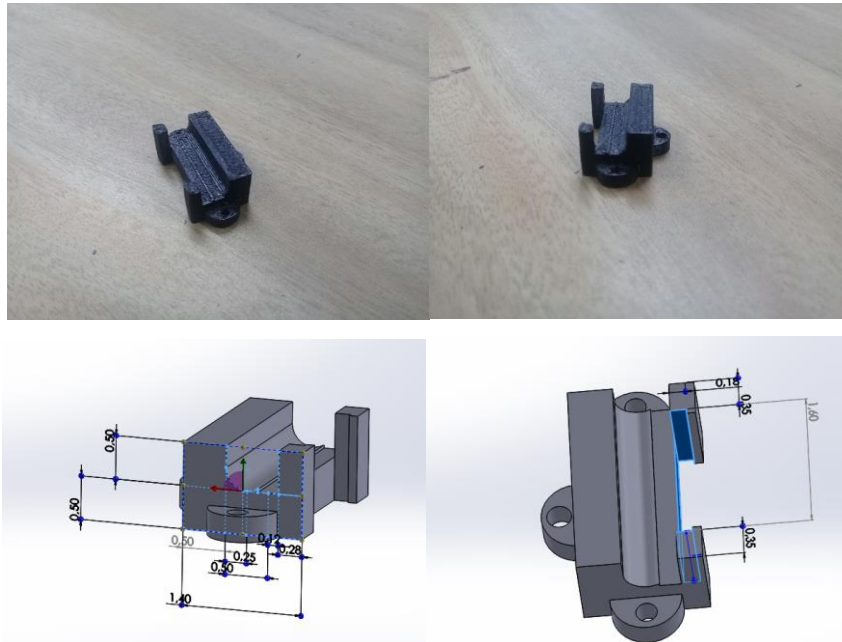
Fuente propia

V MONTAJE DE MEDICIÓN DE CORRIENTE MEDIANTE GMR EN EL CONDUCTOR AWG

8.

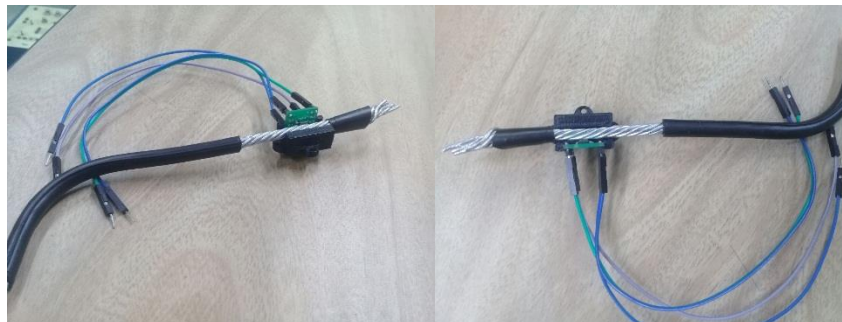
El cable AWG 8 es utilizado generalmente en sistemas de distribución de baja tensión, como circuitos de iluminación de edificios públicos e instalaciones industriales, gracias a su material aislante de polietileno, es adecuado para instalaciones externas donde haya humedad, además de sus propiedades mecánicas; este tipo de cable está diseñado para una corriente máxima de 75A y una tensión máxima de 600V. Teniendo en cuenta su diámetro de 5mm se diseñó su respectivo acople mecánico (ver Figura 20) que garantiza una proximidad cable conductor- sensor de 2,5mm (ver Figura 21).

Figura 20 Modelo 3D de Pieza mecánica para AWG 8



fuentes propia

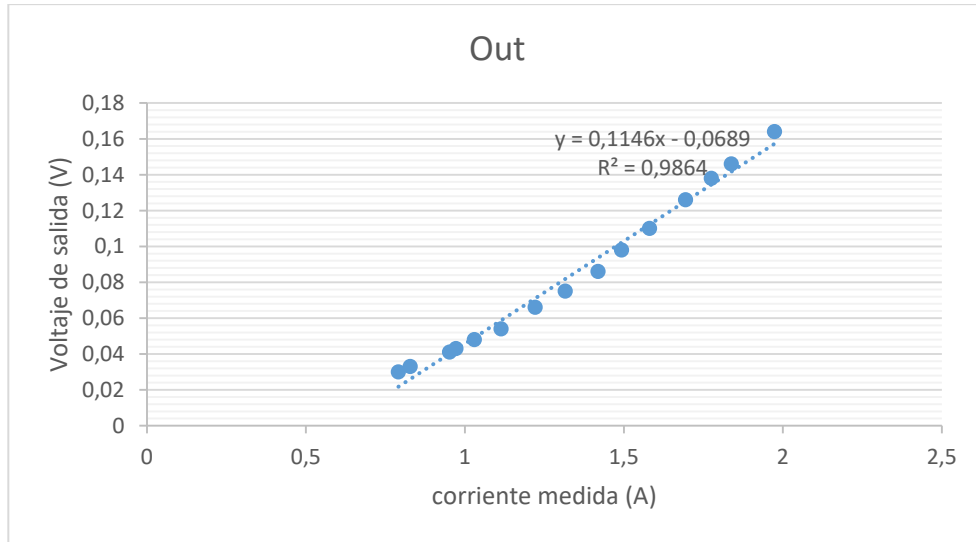
Figura 21 Pieza mecánica , sensor y conductor AWG 8 acoplados



fuentes propia

Del mismo modo, que en la sección 4,2 se obtuvo una relación corriente-voltaje de salida en Out (ver Figura 22) donde fue posible medir voltaje con el multímetro Peak-Tech 3360 (en módulos anteriores no fue posible medir voltaje debido a su baja intensidad).

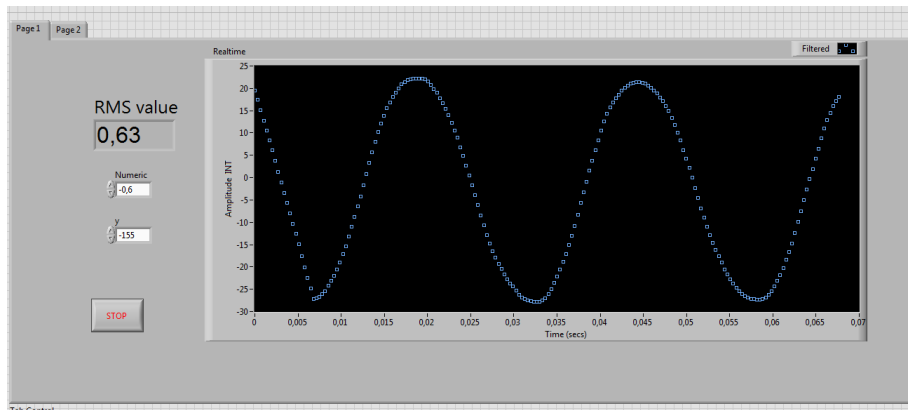
Figura 22. Relación corriente medida–voltaje de salida en Out en AWG 8



fuentes propia

Para la deducción de corriente se digitalizo Out y se desplegó en el instrumento virtual ya nombrado (ver Figura 23) en tiempo real.

Figura 23. Adquisición de datos en labVIEW en tiempo real en AWG 8.



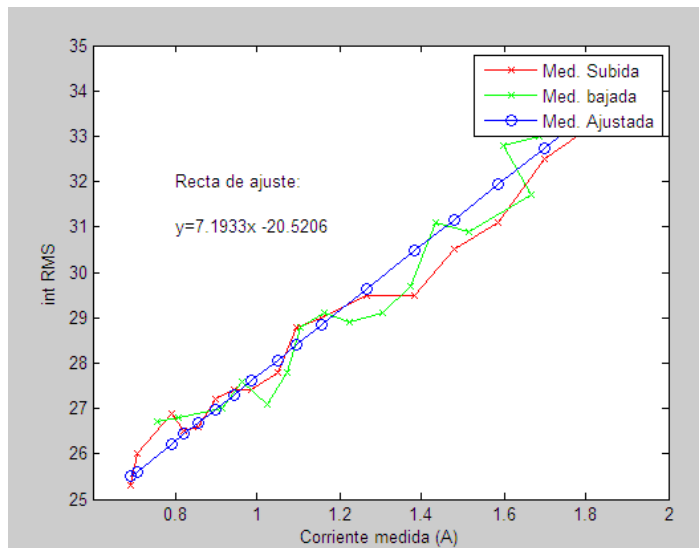
fuentes propia

V.1 calibración del diseño modular mediante GMR en el conductor AWG 8

Para la calibración del instrumento medidor de corriente en el conductor AWG 8 se consiguió una relación corriente medida con el instrumento patrón – RMS calculado del ADC (ver Figura 24) con

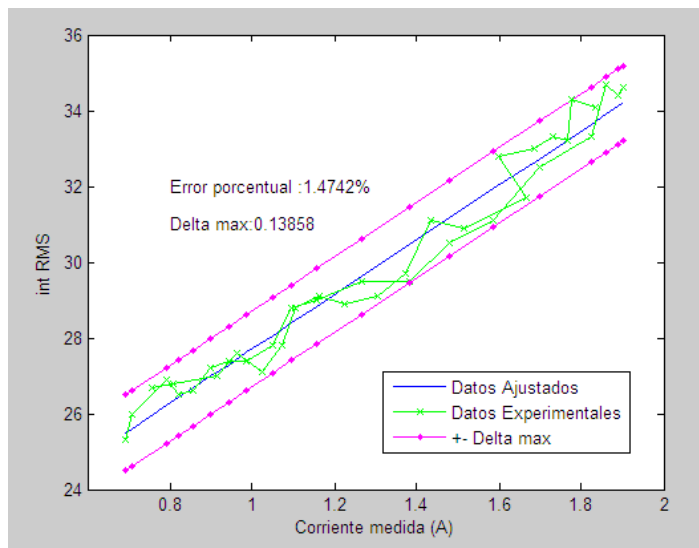
el cual se determinó sus bandas de precisión o confianza (ver Figura 25) y algunos parámetros obtenidos en la calibración (ver tabla 4).

Figura 24 .Datos de calibración ajustados a una medida en AWG 8



fuentes propia

Figura 25 bandas de precisión o confianza en AWG 8



fuentes propia

Tabla 4. Parámetros de obtenidos en la calibración

s_m	0,2086 INT/A
s_b	0,2806 INT

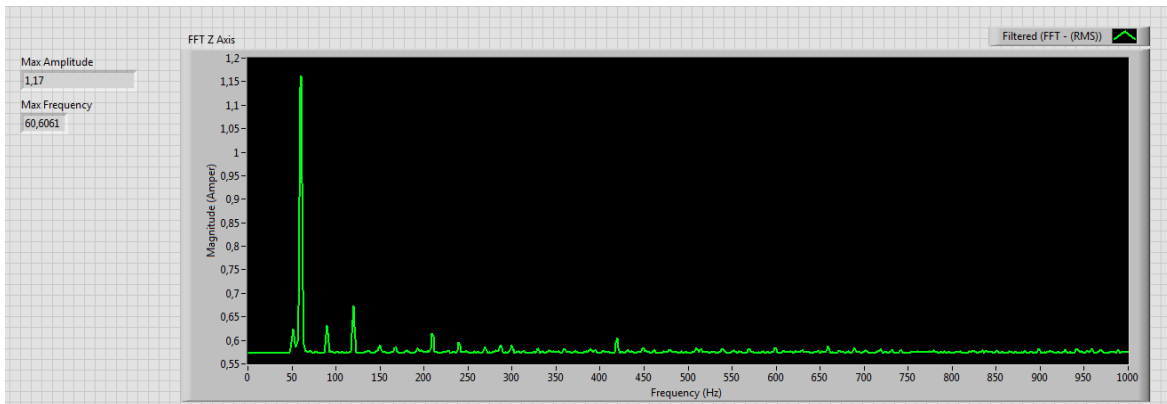
S_{xi}	0.07 A
S_{yi}	0.5037 INT
Sensibilidad estática	7,1933 INT/A
Resolución	0,1 mA
Rango	(0,5-2)A

fuelle propia

4.3.2 medición de armónicos de red mediante GMR en el conductor AWG 8

De igual manera que en el conductor AWG 3/0 se obtuvo la FTT de la adquisición en tiempo real (ver Figura 26), se generó 1,17 A para conseguir de esta manera hasta el armónico 16 y obtener el índice de distorsión armónica total (THD) utilizado para corriente y tensión (ver Ec.28).

Figura 26. Adquisición de armónicos de corriente en tiempo real en AWG 8

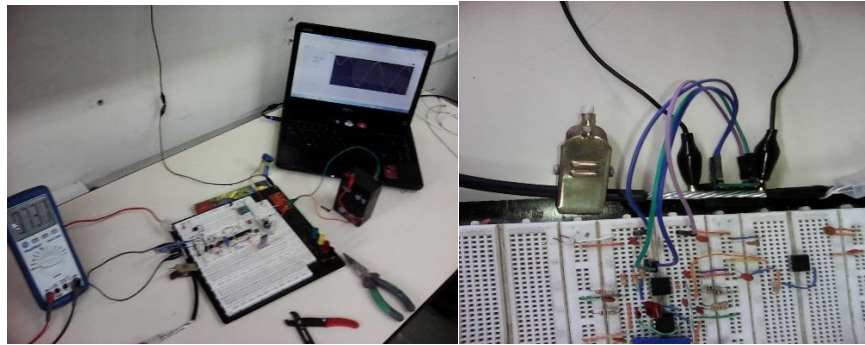


fuelle propia

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} 100\% = 18,6\% \quad Ec. 28$$

Posteriormente en la Figura 27 se puede apreciar el Montaje de medición de corriente mediante GMR en el conductor AWG 8

Figura 27. Montaje de medición de corriente mediante GMR en el conductor AWG 8



fuentes propia