

**MEDIDOR RLC, DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN PROTOTIPO
MEJORADO**

**DAVID EDUARDO RUMIÉ DE LA HOZ
GUIDO GABRIEL GONZALEZ LEONES**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERIAS FÍSICO MECANICAS
ESCUELA DE INGENIERIA ELÉCTRICA, ELECTRONICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2007

**MEDIDOR RLC, DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN PROTOTIPO
MEJORADO**

**DAVID EDUARDO RUMIÉ DE LA HOZ
GUIDO GABRIEL GONZALEZ LEONES**

**Trabajo de Grado Presentado Para Obtener el Título de
Ingeniero Electrónico**

Director:

**M.P.E. (c) JOSE ALEJANDRO AMAYA PALACIO
Profesor Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERIAS FÍSICO MECANICAS
ESCUELA DE INGENIERIA ELÉCTRICA ELECTRONICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2007

A mis padres: Jesús y Zoila...
por creer en mí siempre y
apoyarme durante toda mi
carrera universitaria.

A mis hermanos: Yaneth, Yuli,
Gerardo y Gustavo... por
entenderme y brindarme siempre
su ayuda cuando lo necesité.

Guido Gabriel González Leones

A mis padres, Raúl e Isabel, por brindarme apoyo y darme ánimos

A mi Abuelita, Myriam, que siempre creé en mi, y me pone en todas sus oraciones

A mi tío, Juan Carlos porque siempre ha estado a mi lado dándome consejos y dispuesto a darme su ayuda.

A mis Hermanos, Camilo y Felipe que son una razón para alcanzar mis logros y poder servirles como ejemplo

A mis amigos: Celia, Evis, Carla, el gato, el toño, el Roger... y todos los que de una forma u otra me dieron su apoyo consejos y motivaron para sacar adelante este trabajo.

A Yary, porque me acompañó, apoyó y comprendió, en los momentos más duros de este trabajo.

David Eduardo Rumié De la Hoz.

AGRADECIMIENTOS

Quienes elaboraron este proyecto, agradecen a los ingenieros José Alejandro Amaya Palacio y Javier Mier Martínez, por su ayuda en el desarrollo del equipo.

A todos nuestros amigos y familiares por su apoyo y paciencia a lo largo de todo el desarrollo del proyecto.

A Dayana y a Guido por brindarnos su amistad y colaboración para la culminación de este proyecto de grado.

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	1
1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA.....	2
1.1 IMPEDANCIA ELÉCTRICA.....	2
1.2 COMPONENTES PASIVOS IDEALES.....	4
1.2.1 Resistencia.	4
1.2.2 Capacitancia.	5
1.2.3 Inductancia.	6
1.3 CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPONENTES PASIVOS REALES.	7
1.3.1 Resistores.	7
1.3.2 Capacitores.....	8
1.3.3 Inductores.....	9
2. MÉTODO EXPERIMENTAL PARA MEDICIÓN DE IMPEDANCIAS.....	11
2.1 AUTOMATIZACIÓN DEL MÉTODO EXPERIMENTAL.....	15
2.1.1 Etapa de generación de señal.	15
2.1.2 Método de medida.....	15
2.1.3 Adquisición, visualización y cálculo de parámetros.	16
2.2 BREVE DESCRIPCIÓN DE APORTES.	17
2.2.1 Punto de vista físico.	17
2.2.2 Punto de vista de la estrategia de medición e interpretación de la información.	17
3. HARDWARE.....	18
3.1 CONTROL BASADO EN μ C.	20
3.2 GENERACIÓN DE LA SEÑAL.	23

3.3 IMPLEMENTACIÓN DEL MÉTODO DE MEDIDA.....	25
3.3.1 Selección de Resistencias.....	26
3.3.2 Selección de los Interruptores.	28
3.4 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES.....	30
3.4.1. Salida del Generador de Señales	30
3.4.2. Activación de Relés	32
3.4.3. Salida del Método (V_{in1} y V_{in2})	32
3.5 MEDICION DE MAGNITUD.....	38
3.6 MEDICION DE FASE.....	42
3.6.1 Digitalización de la señal.	42
3.6.2 Generación de Pulsos de desfase.	44
3.7 VISUALIZACIÓN DE RESULTADOS (LCD).....	44
3.7.1 Bus de control.	44
3.7.2 Bloque de contraste.....	45
3.7.3 Bloque Backlight.....	45
3.7.4 Bloque de datos.....	46
3.8 ALIMENTACIÓN.....	46
4. SOFTWARE	50
4.1 PROGRAMACIÓN.	50
4.2 PROGRAMACIÓN DEL AD9833.....	52
4.2.1 Registro de control.	55
4.2.2 Registro de frecuencia y fase.	55
4.3 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN.	57
4.4 CONVERTOR ANÁLOGO DIGITAL (ADC).	59
4.5 MÓDULO TEMPORIZADOR.....	60

4.5.1 Características del Módulo TIM	60
4.5.2 Utilización del Módulo TIM	61
4.6 CÁLCULO DE PARÁMETROS.....	63
4.6.1 Impedancia.	63
4.6.2 Parámetros de Impedancia	65
4.7 VISUALIZACIÓN DE RESULTADOS (PANTALLA LCD).....	67
5. PRUEBAS.....	69
5.1 PRUEBAS PROTOTIPO.....	69
5.1.1 Resistencias.....	69
5.1.2 Condensadores.	71
5.1.3 Inductancias.	73
CONCLUSIONES	74
OBSERVACIONES.....	76
BIBLIOGRAFÍA.	78
REFERENCIAS.....	81
ANEXO A. CIRCUITO EQUIVALENTE SERIE PARALELO.....	82
A1.1.1 Resistencia y reactancia.	82
A1.1.2 Condensador y Resistencia.	83
A1.1.3 Inductor y Resistencia.	84
ANEXO B. MÉTODOS PARA MEDIR IMPEDANCIAS.....	85
B1.1 MÉTODO DE DEFLEXIÓN.	85
B1.2 PUENTES DE ALTERNA.	87
B1.2.1 Puente de Schering.	88
B1.2.2 Puente de Maxwell.	89
B1.2.3 Puente de Hay.....	90

ANEXO C. DISEÑO DE PCB	93
ANEXO D. HOJAS DE DATOS.....	99

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Modelo de una resistencia ideal.....	5
Figura 2. Modelo de una capacitancia real.....	6
Figura 3. Modelo de una inductancia ideal.	7
Figura 4. Modelo equivalente para un resistor de composición.	7
Figura 5. Modelo equivalente para un condensador.	9
Figura 6. Modelo para un inductor.....	10
Figura 7. Método de medida.	12
Figura 8. Medida de V_{in1}	12
Figura 9. Medida de V_{in2}	13
Figura 10. Esquema general del prototipo.	19
Figura 11. Diagrama de pines del MC68HC908GP32 40-pines PDIP.	21
Figura 12. Conexión del microcontrolador.	22
Figura 13. Diagrama de bloques funcionales del AD9833.	24
Figura 14. Diagrama de tiempos.	24
Figura 15. Modo de conexión del AD9833.....	25
Figura 16. Configuraciones para realizar medidas.....	27
Figura 17. Montaje utilizado para el método de medida.....	29
Figura 18. Eliminación de offset con AD711	30
Figura 19. Amplificación con AD8610.....	31
Figura 20. Etapa de salida clase AB.....	31
Figura 21. Etapa de Salida clase A.....	32
Figura 22. Montaje de la etapa de amplificación.	37
Figura 23. Diagrama de bloques funcional para el MC1416.	38
Figura 24. Diagrama funcional del AD637.....	39
Figura 25. Valor de CAV para diferentes errores en la medida rms.	40
Figura 26. Circuito implementado para medida rms.....	40
Figura 27. Salida típica del AD637.....	41
Figura 28. Post filtrado para reducir componente de error AC.....	42
Figura 29. Configuración de pines AD8611.	43

Figura 30. Circuito Implementado.	43
Figura 31. Señales de salida del comparador.	44
Figura 32. Pines de Conexión LCD.	45
Figura 33. Ajuste de contraste.....	45
Figura 34. Conexión del backlight.	46
Figura 35. Diagrama de bloques.	46
Figura 36. Fuente de alimentación.	48
Figura 37. Salidas por bloques.	49
Figura 38. Diagrama de flujo para el funcionamiento general del prototipo.	51
Figura 39. Código para enviar una palabra a través del módulo SPI.	53
Figura 40. Diagrama de flujo para la inicialización y operación del AD9833.	53
Figura 41. Inicialización.	54
Figura 42. Escritura de datos.....	54
Figura 43. Registro de control.....	55
Figura 44. Etapa de amplificación. V_{in} = Salida del Método, V_{out} = Entrada al Conversor RMS a DC	57
Figura 45. Diagrama de flujo de la etapa de amplificación.	58
Figura 46. Función utilizada para el manejo del módulo ADC.	60
Figura 47. Diagrama de Bloques del módulo TIM	61
Figura 48. Rutina Fase.	63
Figura 49. Rutina cálculo de magnitud.	64
Figura 50. Cálculo de fase.....	65
Figura 51. Rutina parámetros.....	66
Figura 52. Rutina parámetros 2.....	67
Figura 53. Método de deflexión.	86
Figura 54. Tensiones en equilibrio.....	87
Figura 55. Puente de Schering.	88
Figura 56. Puente de Maxwell.	90
Figura 57. Puente de Hay.....	90
Figura 58. Capa Top Alimentación.....	94
Figura 59. Capa Bottom Alimentación.	95

Figura 60.PCB Prototipo Capa top.....	96
Figura 61. PCB Prototipo Capa Bottom.....	97
Figura 62. PCB prototipo terminado	98

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Distribución de Pines.	22
Tabla 2 Frecuencias Generadas.....	23
Tabla 3. Rangos típicos de medida.	26
Tabla 4. Valores de resistencias encontrados.....	27
Tabla 5. Valores de resistencias utilizados.	28
Tabla 6. V_{in1} y V_{in2} para condensadores como impedancia.	33
Tabla 7. V_{in1} y V_{in2} para inductancias como impedancia.	33
Tabla 8. V_{in1} y V_{in2} para resistencias como impedancia.	34
Tabla 9. Medidas V_{rms1} Vs V_{rms2} [V] (Osciloscopio Vs AD637 respectivamente).	34
Tabla 10. Ganancias de la etapa de amplificación.	35
Tabla 11. Amplificadores.....	36
Tabla 12. Valores de R_g	36
Tabla 13. Valores de los registros de frecuencia y fase.	56
Tabla 14. Estado de interruptores dependiendo de la ganancia deseada (0: abierto; 1: cerrado).	58
Tabla 15. Valores de Frec_CNT	62
Tabla 16. Rangos seleccionados para resistencias.	70
Tabla 17. Valores de resistencias medidas y error para rango 1.....	70
Tabla 18. Valores de resistencias medidas y error para rango 2.....	71
Tabla 19. Errores para cada rango de resistencias.	71
Tabla 20. Rangos seleccionados para condensadores.	72
Tabla 21. Valores de condensadores medidos y error para rango 1.....	72
Tabla 22. Valores de condensadores medidos y error para rango 2.....	72
Tabla 23. Errores para cada rango de condensadores.	73
Tabla 24. Valores de inductancias medidos.....	73

TITULO: MEDIDOR RLC DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO MEJORADO*

AUTORES: GONZALEZ LEONES, Guido Gabriel.

RUMIÉ DE LA HOZ, David Eduardo.**

PALABRAS CLAVES:

IMPEDANCIA.

RESISTENCIA.

BOBINA.

CAPACITOR.

FASE.

MICROCONTROLADOR.

MEDICIÓN.

DESCRIPCIÓN:

En este proyecto se diseñó un dispositivo capaz de estimar diferentes parámetros de interés (Φ , $|Z|$, Q , D , C_s , C_p , L_s , L_p) en un componente pasivo, realizando un barrido en frecuencia desde 1kHz hasta 1Mhz, calculando un valor de impedancia para cada una de esas frecuencias.

La creciente demanda en cuanto a desarrollo electrónico por parte del hombre y su interacción cada vez más frecuente con dispositivos de este tipo, exigen que los modelos representativos para los componentes pasivos que conforman los circuitos sean más reales, por esta razón se dio inicio a este proyecto que tiene en sus objetivos mejorar la estimación de estos modelos, automatizar un método de medida experimental, generar una señal de seguimiento que pueda variar su frecuencia y así realizar las mediciones deseadas.

Se implementó un generador de señales senoidales que proporciona la señal de seguimiento que se inyecta al método el cual es muy fácil de implementar solo necesita resistencias y relés que permiten cambiar de configuración para medir los voltajes V_{in1} ó

* Trabajo de Grado.

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas.

Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones.

Director: José Alejandro Amaya Palacio.

V_{in2} en la salida del mismo para después mediante una relación sencilla entre V_{in1} y V_{in2} calcular la magnitud de z y su fase.

Como aportes se pueden mencionar la automatización de un método experimental de medición de impedancias, desarrollando una interfaz que permite al usuario visualizar en un LCD los parámetros ya mencionados sin necesidad de realizar ningún tipo de cálculo.

Con la ayuda de un microcontrolador MC68HC098gp32 se integra en un solo equipo la generación de la señal de seguimiento, el método de medida, la realización de cálculos, medición y estimación de parámetros propios de las inductancias, resistencias o capacitancias. Presentando resultados satisfactorios en cuanto a rangos de medición y márgenes de error de $\pm 3\%$ con respecto al patrón de referencia

TITLE: METER RLC: DESIGN AND CONSTRUCTION OF AN IMPROVED POTOTYPE*

AUTHORS: GONZALEZ LEONES, Guido Gabriel.

RUMIÉ DE LA HOZ, David Eduardo.**

KEYWORDS:

IMPEDANCE.

RESISTENCE.

INDUCTOR.

CAPACITOR.

PHASE.

MICROCONTROLLER.

MEASURING.

DESCRIPTION:

In this project was designed a meter RLC capable of estimating different parameters of interest (Φ , $|Z|$, Q , D , C_s , C_p , L_s , L_p) in a passive component, making a sweep in frequency since 1kHz until 1Mhz, calculating a value of impedance for each of these frequencies.

The growing demand for electronic development by the man and his interaction increasingly frequent with devices of this type, require that the models representative for passive components that form the circuits are more real, are therefore gave rise to this project that aims at improving the estimation of models, automate a method of experimental measure, generate a tracking signal which can vary its frequency and carrying out measurements required.

It was implemented a generator of signals that provides the tracking signal that is injected at method which is very easy to implement only needs resistance and relays permit changing settings for measuring voltages V_{in1} or V_{in2} in the output of the same

* Thesis.

** Physics and Mechanics Engineering School.
Electrical, Electronic and Telecommunications Engineering School.
Director: José Alejandro Amaya Palacio.

for after through a simple relationship between V_{in1} and V_{in2} calculate the magnitude of z and its phase

As contributions include the automation of an experimental method of measuring impedances, developing an interface that allows the user LCD display in parameters already mentioned without the need for any type of calculation.

With the help of a microcontroller MC68HC098gp32 is integrated into a single team the generation of tracking signal, the method of measurement, the realization of calculations, measurement and estimate of parameters own the inductors, resistance or capacitors. Featuring satisfactory results in regard to ranges of measurement and margins of error of $\pm 3\%$ with regard to the pattern of reference

INTRODUCCIÓN

En razón a la importancia creciente de la electrónica y la influencia de esta en la vida cotidiana de las personas se hace indispensable comprender de la mejor forma posible como ella y sus componentes interactúan con el medio. Cada uno de los diferentes elementos que componen un circuito eléctrico o electrónico, tienen un comportamiento particular que determina el funcionamiento del mismo, por esta razón se hace importante conocer las características de dichos componentes para tratar de estimar mediante un buen diseño el funcionamiento de los circuitos.

Para determinar propiedades importantes de los componentes eléctricos y/o electrónicos, tales como capacidad, inductancia, resistividad se recurre al uso de equipos que permiten calcular dichas propiedades por medio de la estimación de magnitudes eléctricas como la tensión y la corriente. La medición de estos parámetros resulta afectada por diversos factores como el tipo de alimentación al que son sometidos los elementos, la frecuencia de la señal de alimentación (en el caso de corriente alterna) y propiedades inherentes del mismo elemento dadas por su composición química. Debido a estas variaciones y a la necesidad de encontrar modelos cada vez más reales, la medición de estas propiedades se ha visto obligada a evolucionar y a utilizar cada vez diferentes herramientas como la programación que permitan perfeccionar la estimación de estos y otros parámetros. Esta necesidad y el deseo de aportar una solución al problema son la motivación para el desarrollo de este proyecto, el cual está enfocado además a servir como material de apoyo para estudiantes de la Universidad Industrial de Santander, en los laboratorios de electrónica pertenecientes a la escuela de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

La finalidad de este trabajo es diseñar y construir un equipo autónomo capaz de medir impedancias. Para esto se desarrolló un medidor basado en el método experimental utilizado en el proyecto de grado “Diseño y construcción de una sonda de campo magnético para la detección de problemas de interferencia electromagnética en tarjetas de circuito impreso” elaborado por Uriel Alfonso Martínez y Samir Toloza

1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

En este capítulo se presentan y desarrollan conceptos asociados a los parámetros eléctricos y sus modelos correspondientes, mediante la revisión de algunas definiciones básicas que facilitan la comprensión e interpretación de los mismos.

1.1 IMPEDANCIA ELÉCTRICA

La impedancia es la única propiedad eléctrica inherente a todos los materiales o componentes, y describe la oposición que ofrecen al flujo de corriente alterna, a una frecuencia dada. Se define, a partir de la ley de Ohm, como el cociente entre el fasor de tensión aplicada al material o componente y el fasor de corriente resultante:

$$Z = \frac{V}{I} \quad (1.1)$$

Existen elementos que almacenan energía (capacidades, inductancias), los que debido a sus propiedades tienen características diferentes en tensión y corriente, por ejemplo V e I no están en fase. Por ello la impedancia se describe mediante dos parámetros: su módulo (cociente de los módulos de V e I) y su fase (diferencia entre la fase de V e I) y se puede representar, para análisis senoidal, mediante un número complejo, que admite las siguientes representaciones:

$$Z = |Z| \cdot (\cos \theta + j \sin \theta) = |Z| \cdot e^{j\theta} \quad (1.2)$$

$$Z = R + jX \quad (1.3)$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (1.4)$$

$$\tan \theta = \frac{X}{R} \quad (1.5)$$

Donde R es la resistencia en alterna (parte real de Z) y X es la reactancia (parte imaginaria de Z) la cual está relacionada con la energía almacenada; $|Z|$ es el módulo de Z, y su unidad es el Ohm; y θ es el desfase entre V e I. Tanto R como X varían con la frecuencia, debido a que Z varía con la frecuencia. Además, R no coincide con el valor obtenido al medir la resistencia a partir de una señal en continua.

Para una resistencia pura, $Z = R$. Para una inductancia pura $Z = j\omega L$, $X = \omega L$, y para una capacitancia pura, $Z = 1/j\omega C = -j/\omega C$, $X = 1/\omega C$. Recíprocamente, se puede hablar también de la caída de tensión V que aparece en un material cuando se hace pasar por él una corriente I de determinada frecuencia. Este parámetro se denomina admitancia:

$$Y = \frac{I}{V} = \frac{1}{Z} \quad (1.6).$$

Y , lógicamente, es también un parámetro complejo:

$$Y = |Y| \cdot (\cos \theta + j \sin \theta) = |Y| \cdot e^{j\theta} \quad (1.7).$$

$$Y = G + jB \quad (1.8).$$

$$|Y| = \sqrt{G^2 + B^2} \quad (1.9).$$

$$\tan \Phi = -\frac{B}{G} \quad (1.10).$$

Donde G es la conductancia (parte real de Y), B es la susceptancia (parte imaginaria de Y); $|Y|$ es el módulo de Y , y su unidad es el siemens (S), y Φ es el desfase entre I y V . También aquí G y B varían con la frecuencia ya que ni Y ni Φ son constantes. Dada la relación entre Z e Y , los demás parámetros también están relacionados entre sí:

$$|Z| = \frac{1}{|Y|} \quad (1.11).$$

$$\Phi = -\theta \quad (1.12).$$

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2} \quad (1.13).$$

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2} \quad (1.14).$$

$$X = \frac{-B}{G^2 + B^2} \quad (1.15).$$

$$B = \frac{-X}{R^2 + X^2} \quad (1.16).$$

Es importante observar que $G = 1/R$ solo cuando $B=0$, y que $B = 1/X$ solo cuando $G=0$. Es decir, aunque la admitancia siempre es igual al recíproco de la impedancia, la conductancia no cumple esta relación respecto a la resistencia (salvo para corriente continua), ni la susceptancia con la reactancia.

Como parámetros adicionales, para el caso de componentes pasivos, se introducen el factor de calidad Q, y el factor de disipación D. El factor de calidad se define como el cociente entre el módulo de la componente imaginaria y la componente real

$$Q = \tan \theta = \frac{|X|}{R} = \frac{|B|}{G} \quad (1.17).$$

Así, un valor alto de Q indica que la disipación de energía es pequeña, por lo que es un parámetro adecuado para valorar la pureza de una reactancia. Se emplea mucho en bobinas y componentes inductivos en general. El factor de disipación se define como el inverso del factor de calidad:

$$D = \frac{1}{Q} = \cot \theta = \frac{R}{|X|} = \frac{G}{|B|} \quad (1.18).$$

Y tiene, en general, un valor tanto más pequeño cuantas menos pérdidas tenga el componente. Se emplea mucho para caracterizar condensadores. Como alternativa, se expresa el factor de potencia con la relación:

$$FP = \cos \theta = \frac{R}{|Z|} = \frac{D}{\sqrt{1+D^2}} \quad (1.19).$$

1.2 COMPONENTES PASIVOS IDEALES.

1.2.1 Resistencia.

La resistencia es la propiedad de un cuerpo la cual determina la cantidad de energía eléctrica que se convertirá en calor o energía radiante.

La tensión y la corriente presentes en una resistencia están relacionadas por la siguiente ecuación.

$$V(t) = i(t)R \quad (1.20).$$

La representación fasorial correspondiente a la relación anterior es:

$$V = IZ \quad (1.21).$$

Por lo anterior podemos deducir que $R=Z$, es decir que la impedancia de una resistencia es real e idéntica a su resistencia en DC.

Figura 1. Modelo de una resistencia ideal.



Fuente: Autores del Proyecto.

1.2.2 Capacitancia.

Es la propiedad que tienen los conductores de adquirir carga eléctrica cuando son sometidos a un potencial eléctrico con respecto a otro neutro.

Podemos definir la capacitancia como la razón entre la carga y la diferencia de potencial entre dos conductores.

La relación entre la tensión y la corriente para una capacitancia en el dominio del tiempo es:

$$i(t) = C(dv(t))/dt \quad (1.22)$$

En Frecuencia su equivalente es:

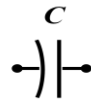
$$I = j\omega CV \quad (1.23)$$

De donde se deduce que:

$$Z = 1/j\omega c = -jx_c \quad (1.24)$$

El ángulo del factor $J\omega C$ es exactamente -90° , lo que implica que la corriente esta adelantada 90° respecto a la tensión en un capacitor.

Figura 2. Modelo de una capacitancia real.



Fuente: Autores del Proyecto.

1.2.3 Inductancia.

Inductancia es la relación entre la cantidad de flujo magnético que atraviesa una bobina y la corriente que circula por ella, esta definición no es de mayor utilidad debido a que no se conoce como medir la cantidad de líneas de flujo en el conductor, sin embargo sí es posible conocer las variaciones del flujo que circulan por él debido a la relación entre la tensión inducida en este por dichas variaciones de flujo.

La expresión matemática para representar la inductancia en el dominio del tiempo es:

$$V(t) = L \, di/dt \quad (1.25)$$

En frecuencia su equivalente es:

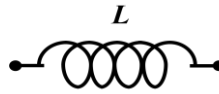
$$V = j\omega L I \quad (1.26)$$

De donde se deduce que:

$$Z = j\omega L = jx_l \quad (1.27)$$

El ángulo del factor $j\omega L$ es exactamente 90° y por lo tanto la corriente en el inductor está retrasada 90° respecto a la tensión.

Figura 3. Modelo de una inductancia ideal.



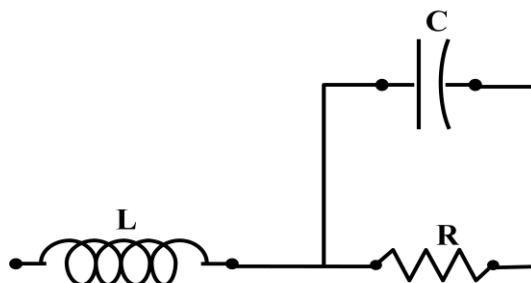
Fuente: Autores del Proyecto.

1.3 CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPONENTES PASIVOS REALES.

En la práctica, no hay componentes que sean puramente resistivos, ni puramente reactivos. Así, los resistores, además de resistencia, tienen inductancia y capacidad; los inductores, tienen capacidad y resistencia, además de inductancia; y los condensadores tienen también resistencia e inductancia, además de capacidad. Estas imperfecciones en los componentes dependen de los materiales y de la tecnología de fabricación, y limitan su utilidad. De ahí el interés del factor de calidad Q , y de la exactitud con que se pueden determinar la resistencia, inductancia y capacidad.

1.3.1 Resistores.

El circuito equivalente más adecuado depende del material y del tipo de resistor (hilo bobinado, película metálica, composición, etc.). Para un resistor de composición de carbón el mejor modelo es el indicado en la Figura 4. En esta, L representa la inductancia de los terminales, y C la capacidad entre granos de carbón.



Fuente: Autores del Proyecto.

La impedancia real es pues:

$$Z = \frac{R}{1+\omega^2 C^2 R^2} + jX_l = ESR + jR \quad (1.28).$$

Y la resistencia equivalente serie es:

$$ESR = \frac{R}{1+\omega^2 C^2 R^2} \quad (1.29).$$

La parte imaginaria (jX) puede deducirse a partir del modelo. Obsérvese que ESR depende de la frecuencia por partida doble. Directamente, según se deduce de la expresión anterior, e indirectamente porque R varía con la frecuencia. Es importante también notar que C afecta a ESR. Para las resistencias de hilo bobinado es importante, además, la inductancia del bobinado y la capacidad entre vueltas. El modelo de parámetros concentrados empleado tiene los mismos elementos que hay en la Figura 4, pero la inductancia está también en paralelo con el condensador. La presencia de componentes reactivas en resistores puede producir desfases en circuitos donde se incorporen dichos resistores, e incluso hacerles susceptibles a interferencias electromagnéticas.

1.3.2 Capacitores.

Las propiedades de un condensador dependen del dieléctrico y de la forma y dimensiones (geometría) del componente. Un modelo aceptable es el de la Figura 5. Donde R_s representa la resistencia de los terminales, placas y contactos, L representa la inductancia de los terminales y placas, y R_p representa la resistencia de fugas del dieléctrico y la envoltura.

La impedancia real es, en este caso, de la forma:

$$Z = ESR + \frac{1}{j\omega C_e} \quad (1.30).$$

Para el caso en que R_p es suficientemente grande

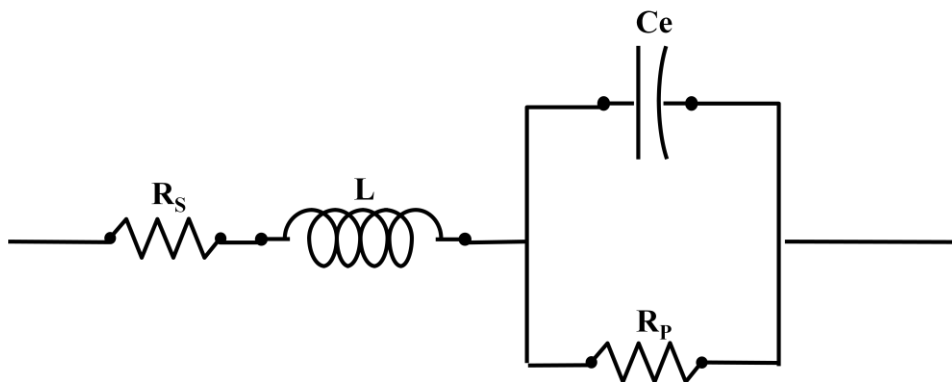
$$ESR \approx R_s \quad (1.31).$$

$$C_e = \frac{c}{1+\omega^2 LC} \quad (1.32)$$

Obsérvese que, para frecuencias altas, C_e puede tener valor negativo, es decir se comporta como una bobina.

En el caso de los condensadores electrolíticos, el valor de los parámetros depende de la tensión aplicada. La presencia de una resistencia equivalente serie en condensadores, es no solo una fuente de desfase adicional, sino que la disipación de energía que se produce en ella puede ser una causa de deterioro propio y de derivas térmicas en componentes próximos. La resistencia equivalente paralelo describe el proceso de descarga interna de los condensadores y es, por tanto, un parámetro útil para valorar su comportamiento en circuitos donde se pretende que retengan una determinada carga eléctrica.

Figura 5. Modelo equivalente para un condensador.

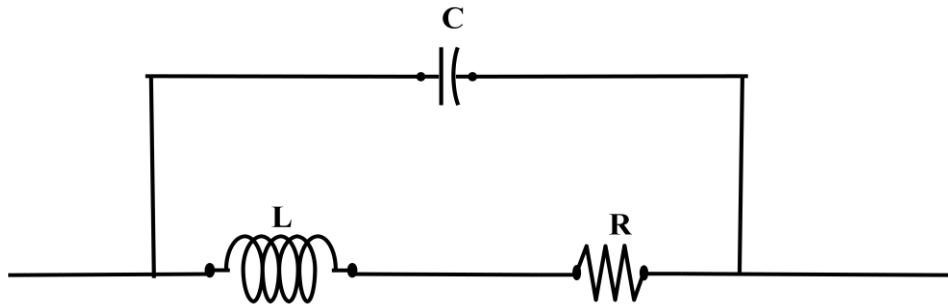


Fuente: Autores del Proyecto.

1.3.3 Inductores.

La inductancia de una bobina depende de sus dimensiones, del número de vueltas del hilo y de la permeabilidad del núcleo, μ . Para una bobina con núcleo de aire el modelo aceptado es el de la Figura 6.

Figura 6. Modelo para un inductor.



Fuente: Autores del Proyecto.

La impedancia real es:

$$Z = ESR + j\omega L_e \quad (1.33)$$

Donde:

$$ESR = \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2} \quad (1.34)$$

$$L_e = \frac{L}{1 - \omega^2 LC} \quad (1.35)$$

El factor de calidad no es $\omega L/R$ sino:

$$Q = \frac{\omega L}{R} \cdot (1 - \omega^2 LC) \quad (1.36)$$

Obsérvese que una capacidad entre espiras grandes reduce el valor de Q . Para bobinas con núcleo de hierro se suelen incluir las pérdidas por histéresis y por corrientes de Foucault, mediante resistencias en paralelo con la inductancia. En inductores las pérdidas resistivas reducen el factor de calidad y provocan, en los circuitos que los incorporan, desfases adicionales.

2. MÉTODO EXPERIMENTAL PARA MEDICIÓN DE IMPEDANCIAS

En este capítulo se describe un método que permite la medición de parámetros eléctricos y fundamentalmente su automatización, con la finalidad de implementar un prototipo capaz de realizar dichas mediciones de una forma más simplificada y fácil de interpretar para el usuario.

El siguiente método es implementado para realizar mediciones de impedancias por medio de un barrido en frecuencia usando como herramienta de apoyo el analizador de espectros, y obtener una medición mucho más próxima, precisa y acorde al comportamiento real del componente pasivo.

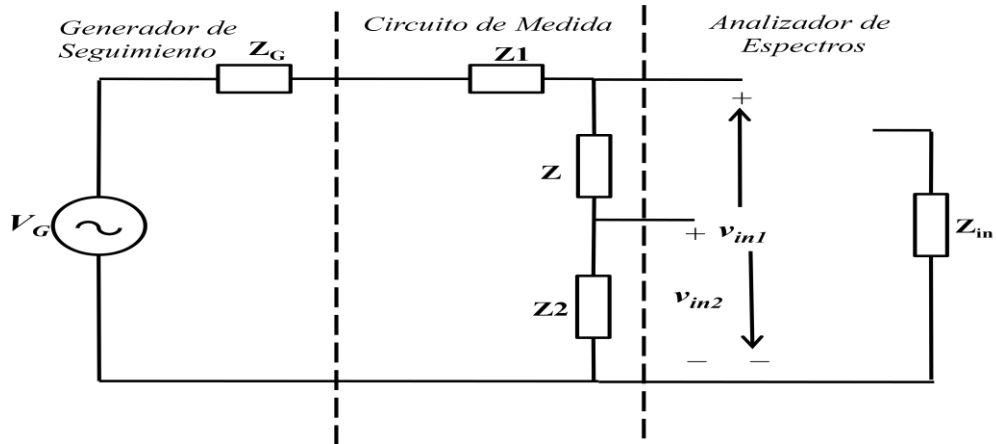
El método originalmente se basa en un Analizador de espectros y permite calcular:

- La función $Z(j\omega)$ de cualquier componente pasivo.
- Las impedancias parásitas entre las partes activas del sistema contra el retorno (tierra) o entre partes activas entre sí.

En compañía del analizador de espectros es necesario utilizar un generador de onda senoidal de frecuencia variable que esté sincronizado con la frecuencia del analizador de espectros para hacer el barrido en frecuencia de tal forma que el generador de onda y el analizador se encuentren siempre en la misma frecuencia, esto permite que el conjunto analizador y generador se empleen como medidor de funciones de transferencia.

Para realizar la medición de impedancias con el analizador de espectros y el generador de señal se utiliza la configuración de la Figura 7.

Figura 7. Método de medida.

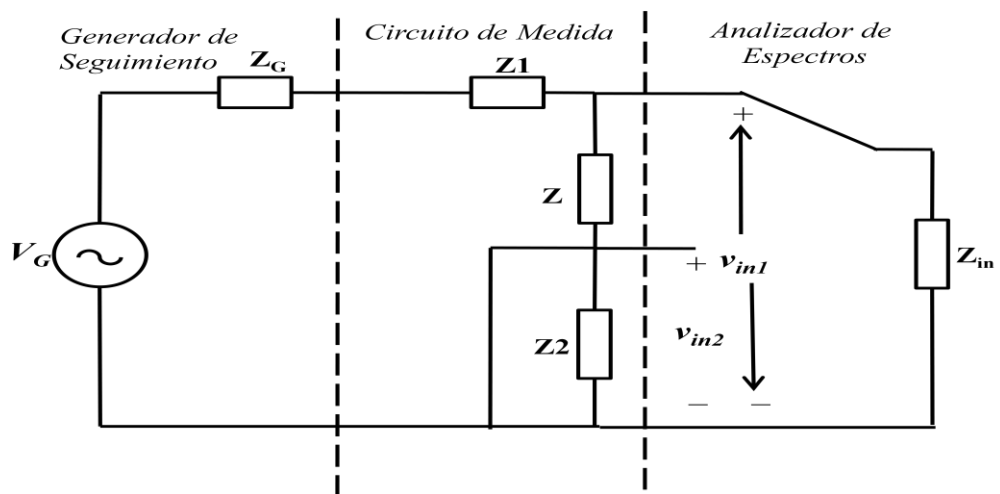


Fuente: Autores del Proyecto.

La impedancia de salida del generador es Z_g y la impedancia de entrada del analizador es Z_{in} . La impedancia incógnita es Z , mientras que las impedancias Z_1 y Z_2 , son impedancias conocidas.

La tensión proporcionada por el generador es V_G . Con el analizador se realizan dos medidas de tensión V_{in1} y V_{in2} con dos disposiciones diferentes del circuito. La primera de ellas, V_{in1} , se realiza cortocircuitando la impedancia Z_2 y midiendo la tensión en bornes de la impedancia Z . Como se observa en la Figura 8

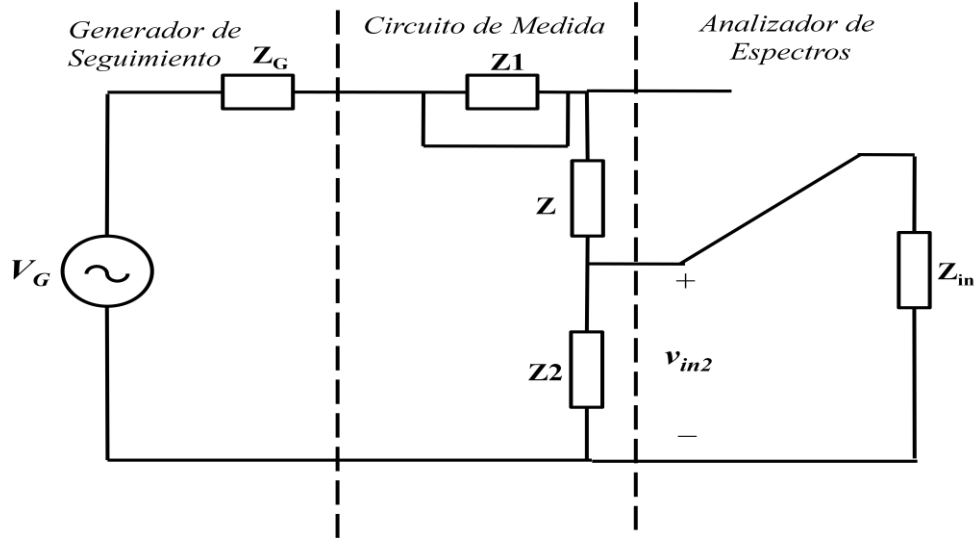
Figura 8. Medida de V_{in1} .



Fuente: Autores del Proyecto.

La segunda medida, V_{in2} , se realiza cortocircuitando la impedancia Z_1 y midiendo la tensión en bornes de la impedancia Z_2 . Como muestra la Figura 9.

Figura 9. Medida de V_{in2} .



Fuente: Autores del Proyecto.

A partir de los circuitos mostrados en las figuras anteriores se pueden encontrar las expresiones para las tensiones V_{in1} y V_{in2} :

$$V_{in1} = \frac{(Z \parallel Z_{in})}{(Z_g + Z_2 + (Z \parallel Z_{in}))} V_0 \quad (2.1).$$

$$V_{in2} = \frac{(Z \parallel Z_{in})}{(Z_g + Z_2 + (Z \parallel Z_{in}))} \quad (2.2).$$

La única incógnita de las dos expresiones anteriores es la impedancia Z . Manipulando estas expresiones se puede llegar a una ecuación en la que la impedancia Z se expresa en función de las tensiones V_{in1} y V_{in2} . Se debe tener en cuenta que V_{in1} , V_{in2} y Z son magnitudes complejas, definidas por su módulo y argumento. Debido que el analizador de espectros solo es capaz de medir módulos, trabajaremos las ecuaciones en función de estos.

Del equipo utilizado se conoce que:

$$Z_G = Z_{in} = 50\Omega \quad (2.3).$$

Bajo estas condiciones, y si se cumple que:

$$|Z_1| \gg 50\Omega \quad (2.4).$$

El módulo de V_{in1} será:

$$|V_{in1}| \cong \frac{50|Z|}{50+|Z|} |V_0| \quad (2.5).$$

Por otra parte, si se cumple que:

$$|Z_2| \ll 50\Omega \quad (2.6).$$

El módulo de V_{in2} será:

$$|V_{in2}| \cong \frac{|Z_2|}{50+|Z|} |V_0| \quad (2.7).$$

Haciendo el cociente de las expresiones aproximadas se obtiene:

$$\frac{|V_{in1}|}{|V_{in2}|} = \frac{50|Z|}{|Z_2|(50+|Z_1|)} \quad (2.8).$$

De la expresión anterior se puede ver claramente que es posible calcular el módulo de Z a partir de V_{in1} y V_{in2} .

A continuación, se describe la estrategia propuesta para automatizar el método anteriormente descrito y lograr la implementación del prototipo.

2.1 AUTOMATIZACIÓN DEL MÉTODO EXPERIMENTAL.

La idea de este proyecto es desarrollar un equipo que permita determinar la impedancia y un modelo equivalente de un componente electrónico de interés, basándonos en el método anteriormente explicado.

A continuación describiremos las modificaciones y aportes realizados al método experimental, discriminando dichos cambios a través de las respectivas etapas:

2.1.1 Etapa de generación de señal.

Para la generación de la señal de seguimiento se utilizó un circuito integrado capaz de generar señales senoidales, que además posibilita la variación de frecuencia de la señal dentro de un rango de valores deseado, lo que permite reemplazar el uso de un equipo generador de ondas.

Al reemplazar el equipo generador de ondas por el integrado se modifica la impedancia del generador Z_g , siendo casi nula o insignificante para la realización de los cálculos. Eliminado de esta forma la necesidad de las aproximaciones con respecto a Z_g .

2.1.2 Método de medida.

El método se ajustó y modificó de acuerdo a las necesidades de medición, además por medio de análisis y simulaciones se llegó a suprimir la impedancia Z_2 , obteniendo resultados igual de efectivos para los cálculos de la magnitud de $|Z|$.

La medición de V_{in1} y V_{in2} se hace conmutando entre la configuración uno y dos por medio de un relé electromecánico (remitirse a la Figura 8 y la Figura 9).

Para alcanzar rangos de medición aceptables se implemento la configuración para medir V_{in1} y V_{in2} varias veces, inicialmente se pretendió realizar un solo montaje pero se debía utilizar una gran cantidad de relés para poder cambiar los valores de R_{in} y R_1 que

permitieran realizar satisfactoriamente la medición, aumentando, el consumo de potencia y haciendo más engorroso el diseño del prototipo, lo que llevo a realizar tres montajes idénticos de medición para V_{in1} y V_{in2} cambiando únicamente los valores de R_{in} y R_1

2.1.3 Adquisición, visualización y cálculo de parámetros.

Se reemplaza el analizador de espectros por un **μC**. Un LCD y una etapa de acondicionamiento de señal.

El analizador de espectro permite medir valores de tensión V_{in1} y V_{in2} pequeños que no son posibles de medir por el **μC** sin ayuda de la etapa de acondicionamiento antes nombrada. Esta etapa, se encarga de amplificar la señal, “traducirla” en un valor DC equivalente a la magnitud de Z y volverla digital, además con ayuda de comparadores y el microcontrolador medir la fase de las señales, para luego almacenar y procesar los datos en el **μC**, de esta forma calcular y arrojar los resultados al LCD.

La resistencia R_{in} ya no depende del analizador de espectros pero sigue siendo un valor conocido y fijo, determinado por medio de análisis y simulaciones utilizando como criterio el mismo que se uso en el método original, en el que se dispone que $R_1 \gg R_{in}$, lo que facilita el análisis matemático y llegar a la conclusión que :

$$|Z| = \frac{V_{in1}}{V_{in2}} \cdot R_1 \quad (2.9).$$

Cabe anotar que prácticamente se independizó el método de medición, controlando todos los parámetros que en éste participan; es decir todos los valores de resistencias ubicados en la red de medición son calculados por el usuario y no dependen de los equipos usados para el cálculo de la impedancia Z

2.2 BREVE DESCRIPCIÓN DE APORTES.

En síntesis los aportes que se hacen al método experimental se pueden apreciar desde dos puntos de vista, uno físico que hace referencia a la cantidad de equipos necesarios para realizar la medición de un componente eléctrico utilizando el método experimental y otro que hace referencia a la estrategia de medición e interpretación de la información brindada por dicha estrategia.

2.2.1 *Punto de vista físico.*

Recordemos que para emplear el método experimental es imprescindible el uso de los siguientes equipos: Generador de ondas senoidales y Analizador de espectros. Además de realizar los montajes respectivos para la medición de V_{in1} y V_{in2} .

Se reemplazan todos los equipos auxiliares utilizados para la medición de parámetros eléctricos del componente de interés, por un **único** prototipo, que incluye todo el hardware necesario para medir estos parámetros, y permitir comunicación usuario-equipos, haciendo realmente fácil y portátil la medición.

2.2.2 *Punto de vista de la estrategia de medición e interpretación de la información.*

Como aporte principal al método presentamos la inclusión de la medida de fase en la impedancia. Con este valor se puede realizar una mejor caracterización de la impedancia permitiéndonos encontrar el modelo equivalente de la misma.

El uso del μC hace posible manipular variables y datos para transformarlos en información, y permitir al usuario mayor comprensión y comunicación, evitando errores en la sustracción de información, recordemos que el método experimental nos permite medir, pero es el usuario quien debe calcular los parámetros que le interesan conocer.

3. HARDWARE

Como se mencionó en el capítulo anterior existen varios métodos utilizados para medir impedancia eléctrica. En este trabajo de grado se modifica un método experimental [1] para realizar la medida. En este capítulo se explica cómo se lleva a cabo la medición utilizando este método.

El prototipo funciona de la siguiente manera:

1. Al encender el dispositivo, el μC despliega un mensaje de inicio en un LCD, espera que se conecte la impedancia y se pulse la tecla medir.
2. Después de pulsar la tecla medir se genera una señal senoidal que es inyectada al método de medida, configurado para medir V_{in1} .
3. El voltaje de salida (V_{in1} o V_{in2}) es amplificado hasta que tenga una amplitud entre 0.5 y 1.5 Vrms.
4. Para medir su magnitud, la señal de salida es pasada a través de un conversor RMS a DC, y posteriormente almacenada en el μC con la ayuda de su propio módulo ADC.
5. Para medir la fase de la señal de salida se utilizan comparadores para convertir una señal senoidal a cuadrada y utilizar el módulo TIM del μC para realizar la medida y su posterior almacenamiento.
6. Con los valores RMS (magnitud) y fase de V_{in1} almacenados, se cambia a la configuración del método de medida para medir el V_{in2} y se realiza nuevamente los pasos 3, 4 y 5.

El anterior proceso se realiza 7 veces, cada uno a una frecuencia diferente comprendida entre 1kHz y 1MHz, después de realizar las medidas, con los valores almacenados se procede al cálculo y visualización de parámetros.

Las siguientes etapas son diseñadas para lograr el funcionamiento correcto del dispositivo:

- Control basado en microcontrolador
- Generador de señal sinusoidal
- Implementación del método de medida
- Acondicionamiento de señal
- Medida de Magnitud
- Medida de Fase
- Alimentación

En la Figura 10 se puede observar un esquema general del prototipo en el cual se puede apreciar las diferentes etapas y cómo interactúan unas con otras.

Figura 10. Esquema general del prototipo.

Fuente: Autores del Proyecto.

A continuación, se desarrollan cada una de las etapas para una mayor comprensión del funcionamiento del prototipo.

3.1 CONTROL BASADO EN μ C.

Tomando como referencia las diferentes necesidades que se deben suplir se escoge el microcontrolador MC68HC908GP32, que es un integrado de bajo costo y alto desempeño de la familia M68HC08 de 8 bits. Los microcontroladores de esta familia utilizan una unidad central de procesos mejorada (CPU08), además tiene disponibles una variedad de módulos, tipos y tamaños de memoria, y clases de empaquetado.

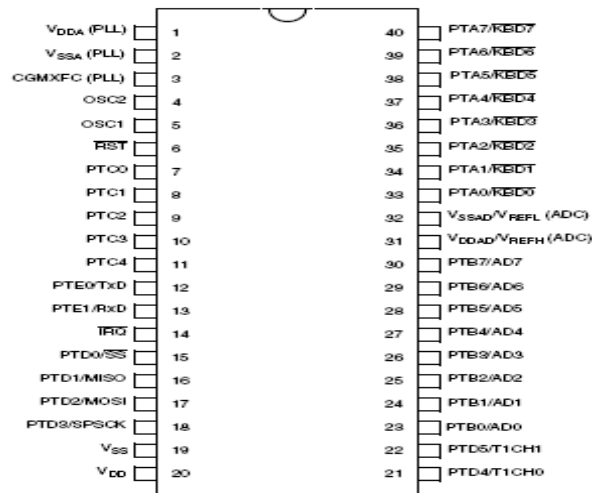
Algunas de las características principales de μ C son:

- Frecuencia de bus interno hasta de 8 MHz
- 32 Kbytes de memoria FLASH
- 512 Bytes de memoria RAM
- Módulo serial de comunicación síncrona(SPI)
- Módulo serial de comunicación asíncrona (SCI)
- Módulo temporizador de dos canales de 16 bits
- Conversor análogo digital de 8 bits y 8 canales
- Más de 33 pines de propósito general
- Voltaje de operación de 2.5 V a 5.5 V.
- Permite 10000 ciclos de borrado y programado.

El HCMOS MC68HC908GP32 es un microcontrolador de 8 bits con sofisticados periféricos. La tecnología HCMOS combina tamaño reducido y alta velocidad con baja potencia y alta inmunidad al ruido. El sistema de memoria del microcontrolador incluye 32 KBytes de memoria FLASH y 512 de RAM.

En la Figura 11 se puede apreciar el diagrama de pines del MC68HC908GP32 para un empaquetado tipo PDIP de 40 pines.

Figura 11. Diagrama de pines del MC68HC908GP32 40-pines PDIP.



Fuente: Hoja de datos del fabricante.

Las tareas que le fueron asignadas al μC fueron las siguientes:

- Control del integrado AD9833 a través del módulo SPI, integrado que permite generar la señal senoidal dentro del rango de 1kHz a 1MHz.
- Control del método de medida. Para la implementación del método se utilizaron relés con los que se obtenían las configuraciones necesarias para su funcionamiento.
- Acondicionamiento de la señal. Las señales a medir debido a la configuración del método, en ocasiones pueden llegar a ser muy pequeñas, por lo tanto para realizar la medida es necesario implementar una etapa de ganancia variable controlada por el microcontrolador.
- Adquisición de datos. Por medio del módulo ADC del microcontrolador se captura y almacena la magnitud de la señal. Además se utiliza el módulo TIM para realizar la medida de fase.
- Control de una pantalla de cristal líquido (LCD). Con la cual se visualiza la información que requiera el usuario.
- Control de teclado 4 por 4, utilizado para interactuar con el usuario permitiéndole a este operar el dispositivo de una manera fácil.

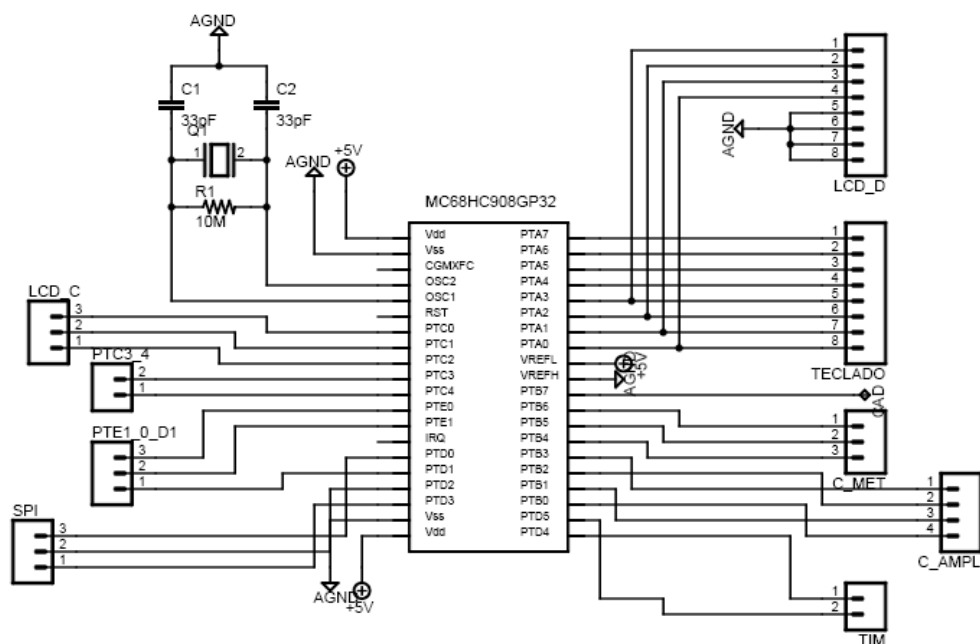
Estas tareas son realizadas utilizando pines de propósito general, además de los módulos SPI, ADC y TIM del microcontrolador. En la Tabla 1 se puede apreciar cómo se utilizaron los puertos para realizar las diferentes tareas. Un esquema de la conexión realizada se presenta en la Figura 12.

Tabla 1. Distribución de Pines.

MICROCONTROLADOR MC68HC908GP32				
Puerto A	Puerto B	Puerto C	Puerto D	Puerto E
Pines 0,1,2,3,4,5,6,7 Lectura del Teclado	Pin7 Entrada Módulo ADC	Pines 0,1,2 Control LCD	Pines 0,2,3 Control AD9833	Pines 0,1
	Pin 6,5,4 Control de Relés		Pin 1	
Pines 0,1,2,3 Datos LCD	Pines 3,2,1,0 Control Amplificación	Pines 3,4	Pines 4,5 Módulo TIM	

Fuente: Autores del Proyecto.

Figura 12. Conexión del microcontrolador.



Fuente: Autores del Proyecto.

3.2 GENERACIÓN DE LA SEÑAL.

Para lograr el funcionamiento deseado se necesita generar una señal senoidal de frecuencia variable, las frecuencias generadas se aprecian en la Tabla 2, la señal generada se utiliza para realizar un barrido en frecuencia que permite caracterizar la impedancia.

Tabla 2 Frecuencias Generadas

FRECUENCIAS						
1	2	3	4	5	6	7
1kHz	5kHz	10kHz	50kHz	100kHz	500kHz	1MHz

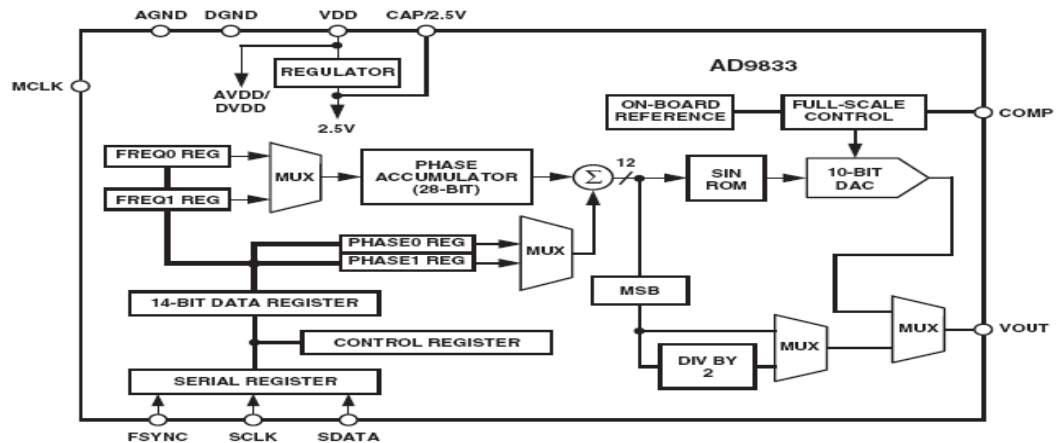
Fuente: Autores del Proyecto.

La señal senoidal es generada por el circuito integrado AD9833 de **Analog Device**. El AD9833 es un componente DDS (Sintetizador Digital Directo) de baja potencia, que genera señales senoidales, triangulares y cuadradas. Su funcionamiento es controlado numéricamente y está compuesto por un acumulador de fase, un SIM ROM, y un convertidor D/A de 10 bits colocados sobre chip CMOS. [2] Trabaja a frecuencias de reloj no superiores a 25 MHz y voltaje de alimentación entre 2.3 y 5.5 V.

Las principales características del AD9833 son:

- 28 bits de resolución
- Rango de frecuencia de salida entre 0 y 12.5 MHz
- Interfaz SPI
- Registro de frecuencia de 28 bits
- Función de apagado (SLEEP)

Figura 13. Diagrama de bloques funcionales del AD9833.

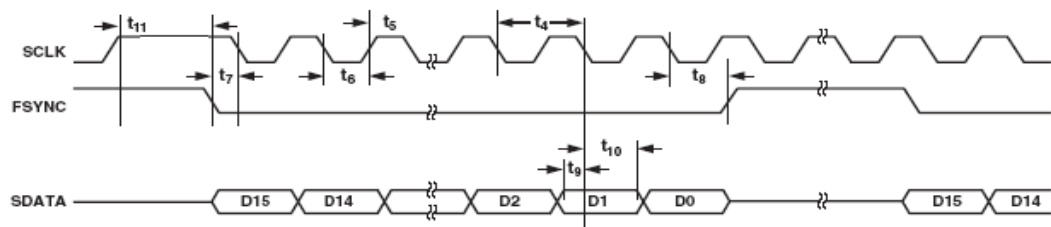


Fuente: Hoja de datos del fabricante.

Para el funcionamiento del AD9833 se establece una comunicación serial síncrona con el μC , en esta comunicación se le envían los datos requeridos para que trabaje de la manera que se necesita en el proyecto (generar una señal senoidal a una frecuencia determinada).

El módulo SPI del μC es el encargado del envío de los datos. La comunicación serial se realiza a través de tres señales generadas por el microcontrolador. La primera señal es de sincronismo (FSYNC) y le indica al AD9833 cuando empezar a transmitir los datos, la segunda señal de reloj (SCLK), y por último la señal de datos (SDATA) que representa los 16 bits a transmitir. En la Figura 14 se aprecia el diagrama de tiempos de las señales a transmitir.

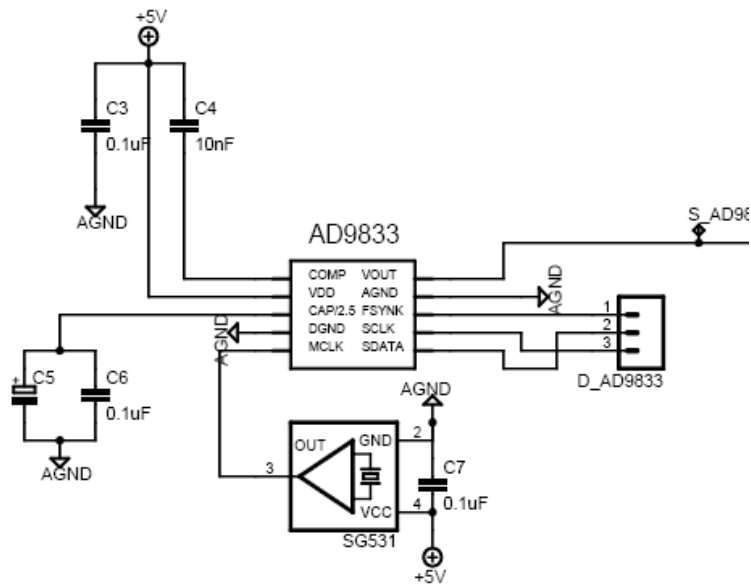
Figura 14. Diagrama de tiempos.



Fuente: Hoja de datos del fabricante.

La implementación del circuito es sencilla sólo es necesaria una señal de reloj y condensadores de desacople. Para generar el reloj se utiliza el componente SG531P que es un oscilador de cristal de **EPSON** que proporciona una señal de 12.5 MHz con una configuración sencilla, los valores de los condensadores fueron tomados de la hoja de datos del fabricante. En la Figura 15 se puede apreciar cómo se implemento el circuito para el funcionamiento del AD9833.

Figura 15. Modo de conexión del AD9833.



Fuente: Autores del Proyecto.

3.3 IMPLEMENTACIÓN DEL MÉTODO DE MEDIDA.

El método de medida consta de dos configuraciones sencillas en las cuales se miden dos voltajes (V_{in1} y V_{in2}) que luego son tratados para calcular el valor de la impedancia. En la Figura 7 se puede apreciar la configuración del circuito a montar. En ésta podemos observar como con la ayuda de tres interruptores se puede implementar fácilmente ambas configuraciones en un solo circuito.

Debido a que las configuraciones solo dependen de resistencias y de los interruptores para pasar de una a otra configuración, el diseño del método se basó en la selección de los valores de las resistencias y el tipo de interruptores utilizados.

3.3.1 Selección de Resistencias.

La selección de resistencias se hace teniendo en cuenta el rango de valores de impedancia a medir, los rangos de valores de medidores de impedancia analógicos pueden variar de unos a otros. En la Tabla 3 se presenta un conjunto de rangos típicos.

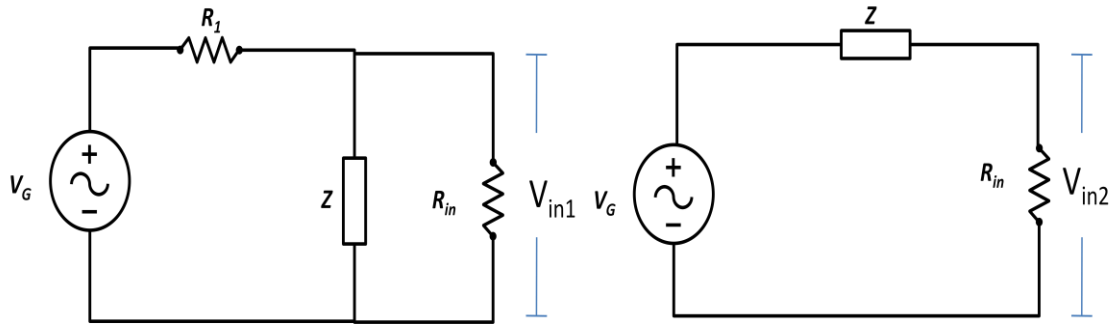
Tabla 3. Rangos típicos de medida.

MAGNITUD	RANGO
Resistencia (R)	$0.1\Omega \sim 20\Omega$
Capacidad (C)	$1\text{pF} \sim 16\mu\text{F}$
Inductancia (L)	$1\mu\text{H} \sim 32\text{kH}$
Factor de Disipación (D)	$0,001 \sim 500$
Factor de Calidad (Q)	$0,001 \sim 500$
Precisión %	$\pm 0,3 \% \sim 3 \%$ $\pm 0,1 \% \sim \pm 0,2 \%$
Angulo de Fase (θ)	$0^\circ \sim 90^\circ$
Frecuencia de Medida	100Hz, 1kHz, 10kHz

Fuente: Instrumentación Electrónica [3].

La selección adecuada de las resistencias R_1 y R_{in} se consigue mediante diferentes simulaciones del método utilizando la herramienta ORCAD 9.1. Variando los valores de las resistencias R_1 y R_{in} hasta obtener un voltaje aceptable de salida (valor que posteriormente pueda ser amplificado sin mayores complicaciones, mayores a 1mV), para el mayor rango de impedancias a lo largo del intervalo de frecuencias (entre 1kHz y 1MHz). La simulación arrojó para cada impedancia siete valores de V_{in1} y siete de V_{in2} correspondientes al número de frecuencias analizadas. El circuito es simulado variando la impedancia a medir entre condensadores, inductores y resistencias de diferentes valores. Los esquemas de los circuitos simulados se aprecian en la Figura 16.

Figura 16. Configuraciones para realizar medidas.



Fuente: Autores del Proyecto.

Al analizar los resultados para una configuración de R_1 y R_{in} se aprecia que no es posible amplificar adecuadamente todos los valores de V_{in1} y V_{in2} dentro del rango de frecuencias estudiado, por lo tanto se decidió encontrar valores de R_1 y R_{in} que permitieran mínimo cinco de las siete medidas para V_{in1} y V_{in2} . Además de la anterior consideración se implementaron tres configuraciones semejantes con diferentes valores de R_1 y R_{in} , cada configuración permite medir un determinado rango de impedancias, cubriendo un amplio margen de medición dentro de los estándares típicos comerciales (ver Tabla 3). En la Tabla 4 se pueden apreciar los valores de las resistencias R_1 y R_{in} para cada rango de medida.

Tabla 4. Valores de resistencias encontrados.

Rango	R_1	R_{in}	Condensadores	Inductores	Resistencias
1	24	5	10nF – 47 μ F	10uH – 10mH	1 Ω – 5k Ω
2	120k	25k	1pF – 10nF	10mH – 50H	5k Ω – 10M Ω
3	2.5M	500k	–	50H – 1kH	–

Fuente: Autores del Proyecto.

Debido a que no se encontraron los valores exactos para las resistencias de la Tabla 4, estas son remplazadas por resistencias de valores lo más cercanos posibles, los valores utilizados se aprecian en la Tabla 5.

Tabla 5. Valores de resistencias utilizados.

Rango	R1	Rin
1	24.7	5.5
2	97.3k	21.66k
3	2.54M	461k

Fuente: Autores del Proyecto.

3.3.2 Selección de los Interruptores.

En la elección de los interruptores se tomaron como referencia los siguientes parámetros:

- Voltaje de Alimentación (V_s)
- Resistencia de Cerrado (R_{on}). Resistencia que existe en el interruptor cuando este se encuentra cerrado.
- Tiempo de cerrado (T_{on}). Tiempo que demora entre la aplicación de la señal de control y el cerrado del interruptor.
- Consumo de corriente (I). Corriente que consume cuando está en funcionamiento.
- Ancho de banda (BW). Rango de frecuencia en el que trabaja sin afectar la señal de entrada.
- Desgaste. Los interruptores en una medida se abrirán y cerraran varias veces por lo tanto estos deben ser capaces de soportarlo.
- Disponibilidad. Facilidad para conseguirlos en el mercado.

Bajo esta premisa se estudiaron varios tipos de interruptores.

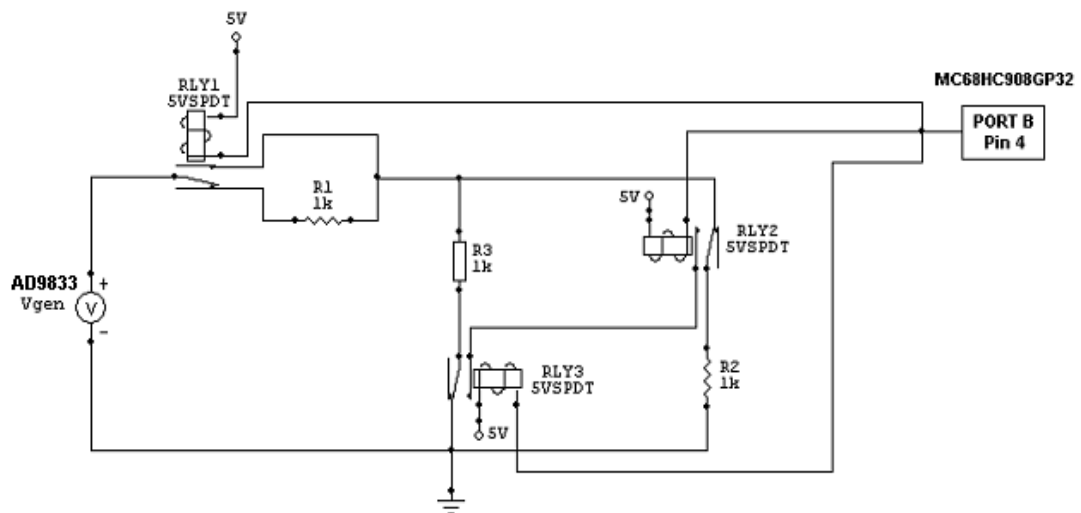
Los primeros que se estudiaron fueron Switches SPDT tipo CMOS de *Analog Device*, de estos se encontraron varios tipos, que cumplen a cabalidad la mayoría de los parámetros pero fallan en uno de los más importantes, la resistencia de cerrado (R_{on}), es demasiado grande y la aplicación requiere que este valor sea lo más pequeño posible para no afectar las medidas.

También se estudiaron relés electromecánicos de varios fabricantes, este tipo de interruptores cumplen con los requerimientos exigidos para el buen funcionamiento del prototipo. Tienen el menor valor de R_{on} entre los interruptores estudiados, parámetro muy importante a la hora de realizar las medidas.

Después del análisis hecho se escogieron relés electromecánicos para realizar las medidas. Debido a que tienen el menor valor de R_{on} .

Como se menciona anteriormente para la implementación del circuito de medida se utilizan tres configuraciones con valores de R_1 y R_{in} diferentes, en la Figura 17 se aprecia la implementación para un solo circuito, por lo tanto en el diseño real existen tres configuraciones más que tienen la misma forma pero diferentes valores de R_1 y R_{in} , la selección de la configuración a utilizar se realiza por medio de relés.

Figura 17. Montaje utilizado para el método de medida.



Fuente: Autores del Proyecto.

Con este circuito se pueden obtener fácilmente las dos configuraciones del método, para pasar de una a otra solo se deben cambiar los relés de posición.

Para la tarea de control se utilizaron pines del puerto B. De esta manera el μC puede cambiar de configuración cuando se desee.

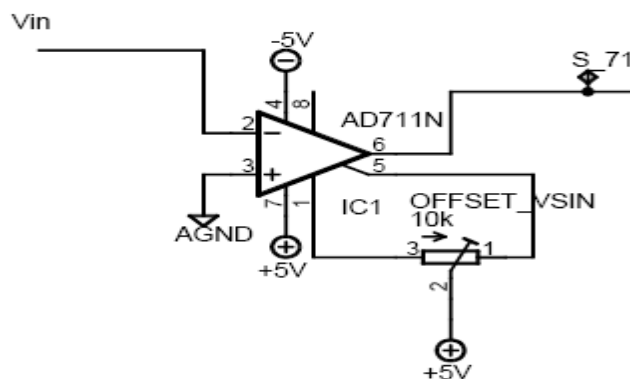
3.4 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES.

Las diversas señales que se obtienen a la salida de las diferentes etapas del prototipo en ocasiones no presentan las características necesarias para un buen desempeño del prototipo por lo tanto se optó por el diseño de circuitos que mejoraran estas características. A continuación se presentan los diferentes circuitos diseñados.

3.4.1. Salida del Generador de Señales

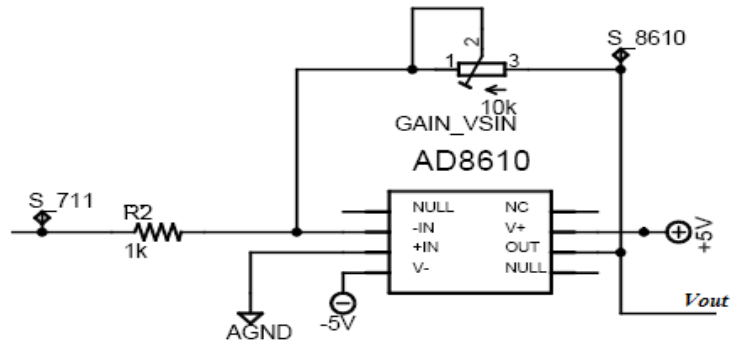
La señal senoidal a la salida del AD9833 presenta un nivel offset y una magnitud de salida de 200mv rms. Antes de inyectar la señal generada al método de medida se debe eliminar ese nivel de continua (offset) porque éste no es deseable ya que genera grandes errores en la medición, para este propósito se utiliza el AD711 que brinda la posibilidad de ajuste de offset. El AD711 está configurado como seguidor y además tiene conectando entre los pines 1 y 5 un trimmer de 10 k Ω (Ver Figura 18) con el que se consigue eliminar el offset de la señal, después de eliminado el offset, la señal es amplificada hasta 1,5 V rms por medio del AD8610, (cabe resaltar que la amplificación es hecha después de eliminar el nivel de continua no deseado, con el fin de no amplificar éste nivel) para obtener a la salida del método valores de tensión (V_{in1} y V_{in2}) fáciles de manipular a las frecuencias deseadas.

Figura 18. Eliminación de offset con AD711



Fuente: Autores del Proyecto.

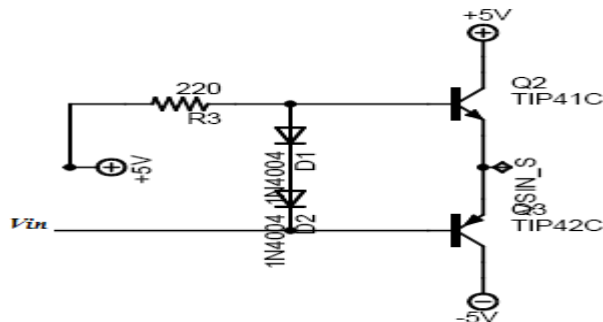
Figura 19. Amplificación con AD8610.



Fuente: Autores del Proyecto.

Luego de amplificar la magnitud de la señal, ésta se hace circular por una etapa de salida clase AB que tiene la función de suministrar la corriente necesaria para que dicha señal circule a través del método de medida y arroje a la salida del mismo un valor óptimo para ser medido. En esta parte se hace necesaria la amplificación de la corriente por medio de la etapa de salida clase AB ya que las configuraciones del método de medida para V_{in1} y V_{in2} son implementadas con diferentes valores de resistencia, algunos muy pequeños, lo que representa el paso de corrientes considerables: Como corriente considerable se denotan todas aquellos valores de corriente que no pueden ser suministrados por los integrados utilizados en la etapa de acondicionamiento (eliminación de offset y amplificación) porque la corriente de salida máxima de esos amplificadores es mucho menor a la requerida por la configuración para poder hacer la medición sin afectar la señal.

Figura 20. Etapa de salida clase AB.

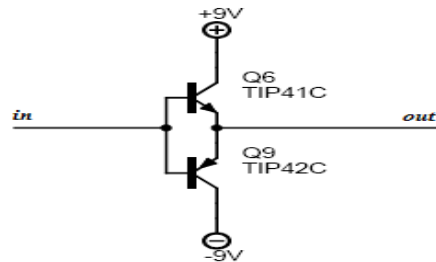


Fuente: Autores del Proyecto.

3.4.2. Activación de Relés

El uso de relés electromecánicos para la implementación del método, hace indispensable la utilización de etapas de potencia que generen los valores de corriente necesarios para la activación de los relés, las etapas de potencia utilizadas para generar los valores de corriente requeridos fueron etapas de salida clase A, las entradas de estas etapas se conectan a los pines del μC que emiten la señal de activación para los relés. Las salidas se conectan a las bobinas de los relés que son las que ejecutan la conmutación de los mismos. En la Figura 21 se aprecia la configuración de la etapa de potencia solo para una de las tres señales de control del método, en el montaje final existen tres configuraciones idénticas, una para cada señal de control.

Figura 21. Etapa de Salida clase A.



Fuente: Autores del Proyecto.

3.4.3. Salida del Método (V_{in1} y V_{in2})

Teniendo en cuenta que dependiendo del valor de impedancia Z conectado, el valor de la tensión de salida puede variar desde cero hasta la amplitud de la señal senoidal inyectada al método. Como señales de muy baja amplitud (menores a $1\mu V$) son muy difíciles de amplificar sin alterar su naturaleza, se decidió trabajar para un rango de amplitudes de milivolts a volts. Esta señal de salida va ser utilizada como entrada del AD637, un conversor de RMS a DC, debido a que este componente no puede convertir correctamente valores del orden de los milivolts a microvolts, se vio la necesidad de realizar una etapa de amplificación para poder encontrar el valor RMS de la señal.

Al elaborar el análisis del método para encontrar los valores de resistencias $R1$ y R_{in} , se realizaron las tablas 6, 7 y 8 con los valores de salida V_{in1} y V_{in2} para diferentes valores

de condensadores, inductores y resistencias a lo largo del rango de medida, estas tablas sirven de ayuda para diseñar la etapa de ganancia.

Tabla 6. V_{in1} y V_{in2} para condensadores como impedancia.

CONDENSADORES									
			1kHz	5kHz	10kHz	50kHz	100kHz	500kHz	1MHz
Rango1 R1 = 120k R_{in} = 25k	1pF	Vin1	-	258.4m	258.4m	258.4m	258.3m	256.2m	250m
		Vin2	-	1.36m	4.72m	23.55m	47m	231.2m	443.5m
	10nF	Vin1	159.3m	41.5m	21m	4m	2m	-	-
		Vin2	1.24	1.47	1.5	1.5	1.5	-	-
Rango2 R1 = 24 R_{in} = 5	10nF	Vin1	-	258.5m	258.5m	258.4m	258.4m	256.3m	250m
		Vin2	-	2.36m	4.7m	23.6m	47m	231.2m	444m
	50uF	Vin1	165.3m	44m	22.4m	4.28m	1.1m	-	-
		Vin2	1.213	1.47	1.5	1.5	1.5	-	-

Fuente: Autores del Proyecto.

Tabla 7. V_{in1} y V_{in2} para inductancias como impedancia.

INDUCTORES									
			1kHz	5kHz	10kHz	50kHz	100kHz	500kHz	1MHz
Rango1 R1 = 24 R_{in} = 5	10uH	Vin1	3.93m	19.52m	38.58m	152.7m	211m	254.4m	257m
		Vin2	1.5	1.5	1.5	1.27	943m	248.8m	126m
	10mH	Vin1	257m	258.4m	258.4m	259m	259m	-	-
		Vin2	126m	24.13m	11.96m	2.4m	1.2m	-	-
Rango2 R1 = 120k R_{in} = 25k	10mH	Vin1	-	3.92m	7.84m	38.58m	74.19m	211m	241.8m
		Vin2	-	1.5	1.5	1.5	1.45	943m	570m
	50H	Vin1	257m	258.3m	258.4m	258.4m	258.4m	-	-
		Vin2	126m	24.12m	12m	2.4m	1.2m	-	-
Rango3 R1 = 2.5M R_{in} = 500k	50H	Vin1	147m	237.5m	245m	249m	249m	249m	249m
		Vin2	1.27	468.3m	248m	49m	24m	4.7m	2.4m
	1kH	Vin1	247m	249m	249m	249m	249m	-	-
		Vin2	125.4m	24m	12m	2.4m	1.2m	-	-

Fuente: autores del Proyecto.

Tabla 8. V_{in1} y V_{in2} para resistencias como impedancia.

RESISTENCIAS			
Rango1 R1 = 24 R_{in} = 5	1	Vin1	50.3m
		Vin2	1.25
	5k	Vin1	258m
		Vin2	1.5m
Rango2 R1= 120k R_{in} = 25k	5k	Vin1	50.3m
		Vin2	1.25
	10M	Vin1	257m
		Vin2	3.73m

Fuente: Autores del Proyecto.

Analizando los datos de las tablas se observa que las señales de salida del método están entre 1mV y 1,5V para los diferentes rangos de condensadores, inductores y resistencias que se desean medir en el prototipo. Además del análisis anterior se estudió el AD637, para saber el valor mínimo de señal que puede convertir adecuadamente a las frecuencias de trabajo (1kHz a 1MHz), realizándole pruebas de laboratorio variando amplitud y frecuencia, los resultados se muestran en la Tabla 9, en la que se puede apreciar que el conversor puede trabajar a un valor mínimo de 0.5 Vrms.

Tabla 9. Medidas Vrms1 Vs Vrms2 [V] (Osciloscopio Vs AD637 respectivamente).

	Medida1		Medida2		Medida3		Medida4		Medida5	
Frecuencia	Vrms1	Vrms2	Vrms1	Vrms2	Vrms1	Vrms2	Vrms1	Vrms2	Vrms1	Vrms2
1kHz	0,1	0.11	0,2	0,21	0,3	0,30	0,4	0,41	0,5	0.5
5kHz	0,1	0.11	0,2	0,21	0,3	0,31	0,4	0,41	0,5	0,5
10kHz	0,1	0,09	0,2	0,18	0,3	0,31	0,4	0,41	0,5	0,5
50kHz	0,1	0,08	0,2	0,17	0,3	0,28	0,4	0,39	0,5	0,5
100kHz	0,1	0,07	0,2	0,15	0,3	0,28	0,4	0,36	0,5	0,49
500kHz	0,1	0,06	0,2	0,14	0,3	0,26	0,4	0,35	0,5	0,49
1MHz	0,1	0,06	0,2	0,14	0,3	0,25	0,4	0,35	0,5	0,49

Fuente: Autores del Proyecto.

Con el rango de valores posibles para V_{in1} y V_{in2} definido (Entrada de la Etapa) y el valor mínimo de señal de entrada al AD637 (Salida de la Etapa), se diseña la etapa de amplificación. Los resultados del diseño se aprecian en la Tabla 10.

Tabla 10. Ganancias de la etapa de amplificación.

Ganancia	Rango de Señal de Entrada	Rango de Señal de Salida
1	0,5 – 1,5	0,5 – 1,5
3	170m - 0,49	0,5 - 1,5
9	55m - 170m	0,5 - 1,5
27	18m - 55m	0,5 - 1,5
81	6m - 18m	0,5 – 1,5
243	2m - 6m	0,5 - 1,5
504	1m – 2m	0,5 - 1,5

Fuente: Autores del Proyecto.

Con los valores de amplificación encontrados, se procede a encontrar el amplificador más adecuado para realizar esta tarea. Se escogieron amplificadores de instrumentación debido a su alta precisión con voltajes de pequeño orden y fácil variabilidad de la ganancia, además de fácil implementación.

En la búsqueda de amplificadores que brinden gran ganancia a diferentes valores de frecuencia, la mayoría de los encontrados no alcanzan a tener la ganancia suficiente para amplificar las medidas de menor valor, por lo tanto se decidió utilizar dos amplificadores acoplados para lograr la amplificación requerida.

El amplificador de instrumentación INA217 de Texas Instruments, es un dispositivo de alta precisión que requiere solo de una resistencia externa para variar la ganancia entre 1 y 100 V/V para señales por debajo de 1MHz. Por la facilidad de variar la ganancia además del amplio rango de operación se utiliza este integrado para realizar las labores de amplificación

La ganancia máxima de 100 V/V no es suficiente para amplificar medidas por debajo de 5mV, como se necesita amplificar señales por lo menos de 2mV se implementa dos amplificadores acoplados para obtener la amplificación necesaria. El primer amplificador se implementa con ganancia de 27 y 56, el segundo con ganancia de 3 y 9. De esta manera al combinar las ganancias de uno y otro se alcanzan los valores de ganancia deseados. En la Tabla 11 se aprecia cómo obtener la ganancia deseada.

Tabla 11. Amplificadores

Amplificación total	Amplificador 1	Amplificador 2
1	1	1
3	1	3
9	1	9
27	27	1
56	56	1
81	27	3
243	27	9
504	56	9

Fuente: Autores del Proyecto.

La ganancia de los amplificadores se varía con el cambio de la resistencia R_g , según la hoja de datos del fabricante el valor de R_g se calcula con la ecuación 3.1.

Los valores encontrados para R_g se aprecian en la Tabla 12.

$$G = 1 + \frac{10000}{R_g} \quad (3.1)$$

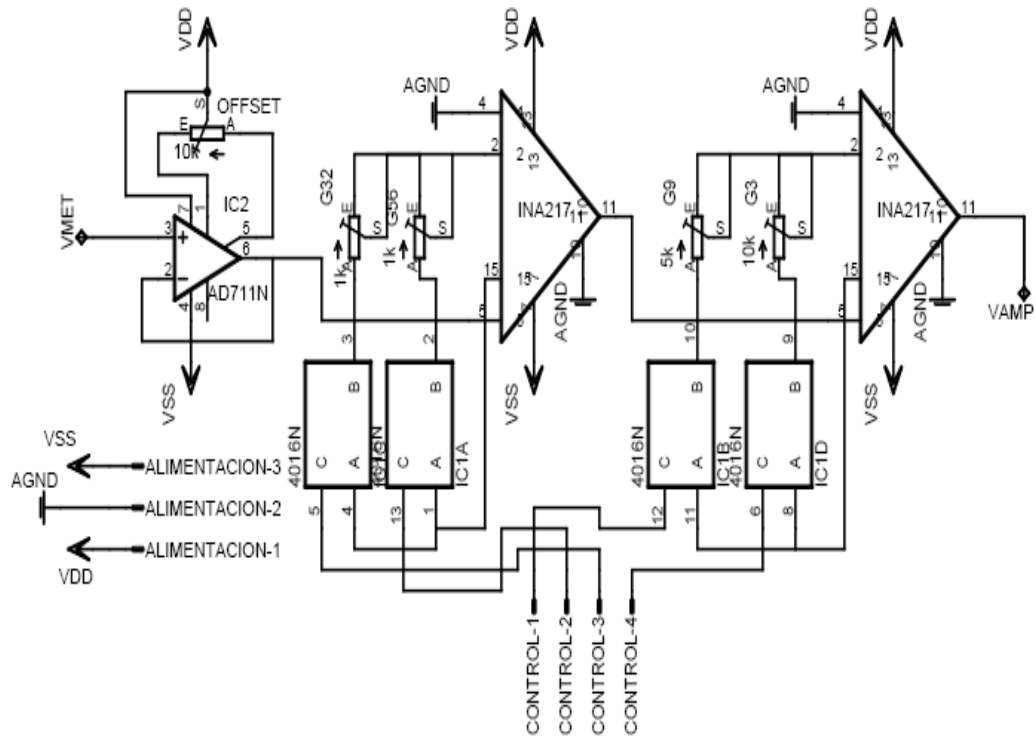
Tabla 12. Valores de R_g .

Amplificación	R_g
3	5k Ω
9	1250 Ω
27	384.6 Ω
56	182 Ω

Fuente: Autores del Proyecto.

Como los valores deben ser lo más cercanos posibles se utilizan trimmers para poder ajustar los valores de R_g . En la Figura 22 se muestra el esquema de conexión utilizado.

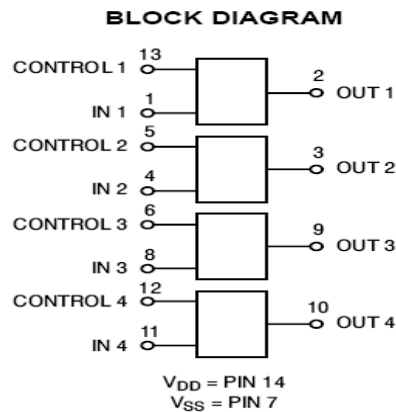
Figura 22. Montaje de la etapa de amplificación.



Fuente: Autores del Proyecto.

Los switches utilizados en el circuito son proporcionados por el integrado MC1416 de Motorola. El MC1416 es un componente monolítico de estructura sencilla. Contiene cuatro switches independientes capaces de controlar cualquier señal digital o análoga, en la Figura 23 se aprecia el diagrama de bloques funcional del integrado. Al utilizarlos se toma en cuenta el valor de R_{on} (Resistencia de cerrado) la cual tiene un valor de 130Ω , debido a esta resistencia los valores de R_g calculados se debieron disminuir 130Ω para no afectar la ganancia deseada.

Figura 23. Diagrama de bloques funcional para el MC1416.



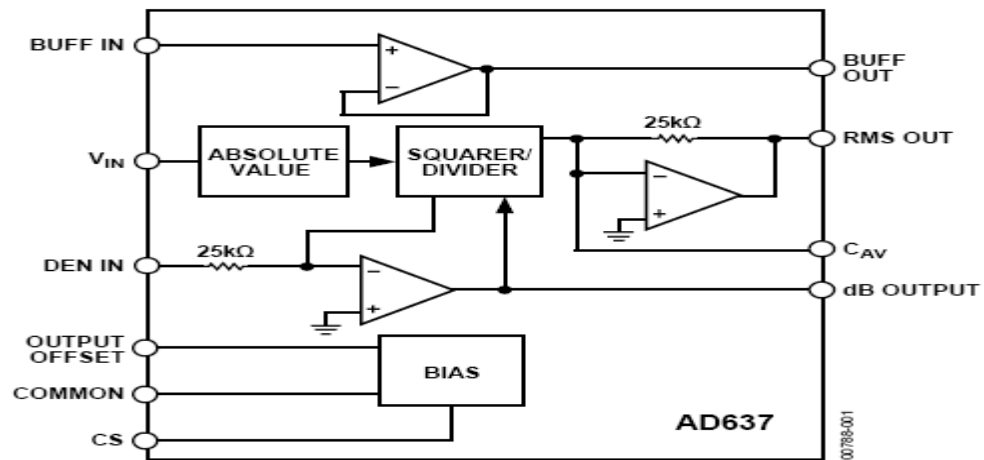
Fuente: Hoja de datos del fabricante.

El proceso de amplificación se realiza de la siguiente manera: la señal de salida del método se envía directamente a la etapa de amplificación con ganancia unitaria (Ver Figura 22), la salida de éste al convertor RMS y luego al módulo ADC del microcontrolador, de esta manera se obtiene una medida. La salida del AD637 se convierte a señal digital y se compara por software con el valor de $0.5 V_{rms}$, si es menor indica que la salida AD637 tiene un error significativo, por lo tanto el μC activa los switches que permiten aumentar la ganancia hasta obtener una amplitud mínima de $0.5 V_{rms}$ a la salida del AD637 si es posible, de lo contrario la medida no se guardará. El valor de la amplificación dada es almacenado en el μC para posteriormente calcular el valor real de la medida.

3.5 MEDICIÓN DE MAGNITUD.

La medición de la magnitud se realiza con la ayuda del componente AD637 de **Analog Device**. El AD637 es un convertidor RMS a DC de alta precisión que calcula el valor RMS de cualquier forma de onda. Ofrece un funcionamiento sin precedentes en circuitos integrados convertidores de RMS a DC y comparable a las técnicas discretas y modulares en exactitud, ancho de banda y gama dinámica. El ancho de banda del AD637 permite medir señales de hasta 600kHz con entradas de 200mVrms y hasta 8MHz con entradas sobre 1Vrms. El diagrama funcional del componente se aprecia en la Figura 24

Figura 24. Diagrama funcional del AD637.



Fuente: Hoja de datos del fabricante.

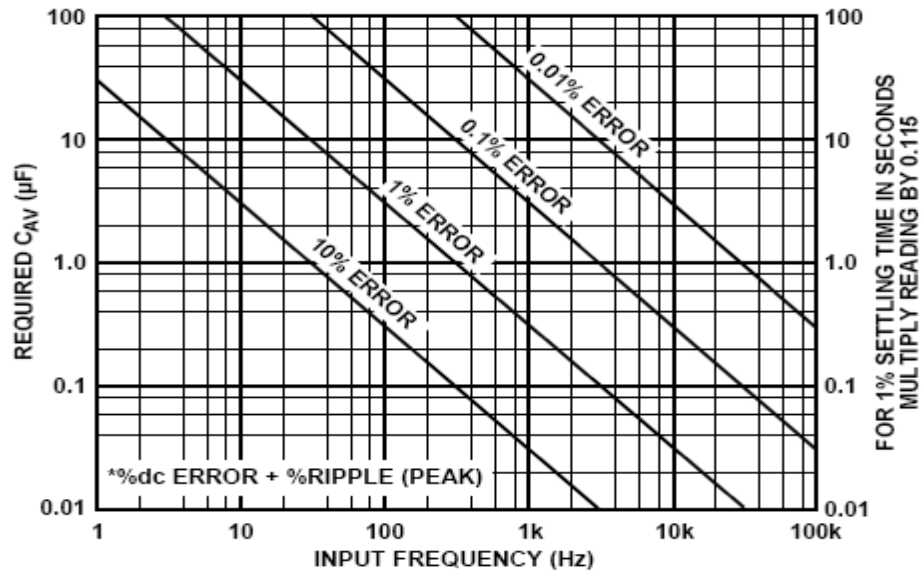
Realizar el cómputo directo del valor RMS de una señal presenta algunas limitaciones, por lo tanto el AD637 no realiza la medida de esta manera, el cálculo se hace basado en la ecuación 3.2

$$V_{rms} = Avg \left[\frac{V_{in}^2}{V_{rms}} \right] \quad (3.2).$$

El AD637 requiere de una conexión sencilla para la mayoría de medidas RMS. Para su conexión solo se necesita de un condensador externo (C_{AV}) y de resistencias para el ajuste del offset. C_{AV} se encarga de fijar una constante de tiempo promedio, este condensador define la precisión de la medida con relación a la frecuencia de entrada.

En la Figura 25 se muestran los valores de C_{AV} y el correspondiente error promedio, utilizando una configuración estándar y como entrada una señal senoidal. Con base en esta grafica se escogió C_{AV} .

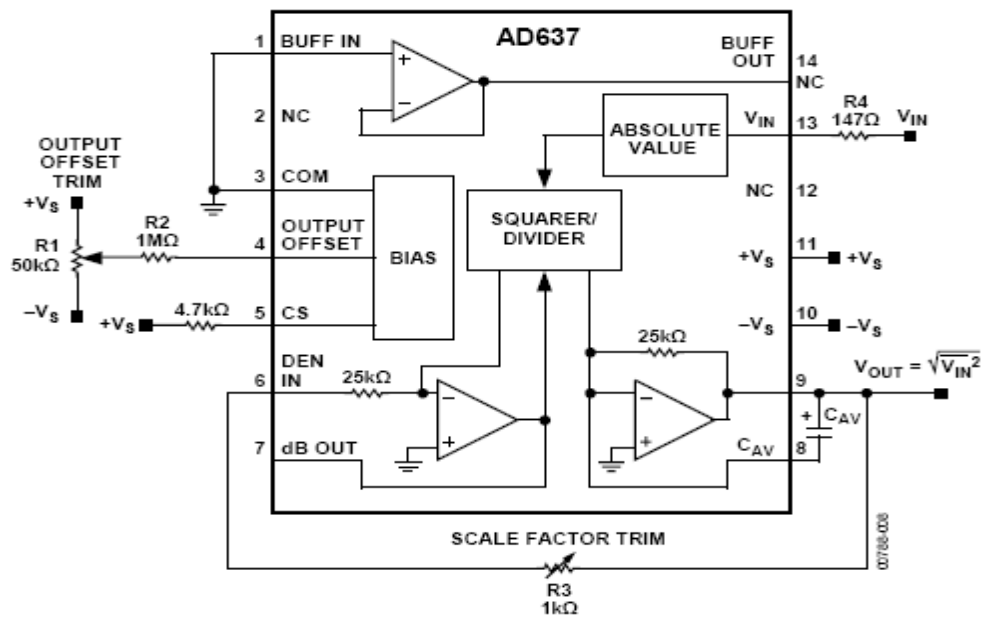
Figura 25. Valor de CAV para diferentes errores en la medida rms.



Fuente: Hoja de datos del fabricante.

Para este proyecto el condensador elegido es de 0,1 μ F que representa una precisión del 1% para medidas hasta 1MHz, para el ajuste del offset se utilizo un trimmer de 50k Ω . La conexión implementada se aprecia en la Figura 26.

Figura 26. Circuito implementado para medida rms.

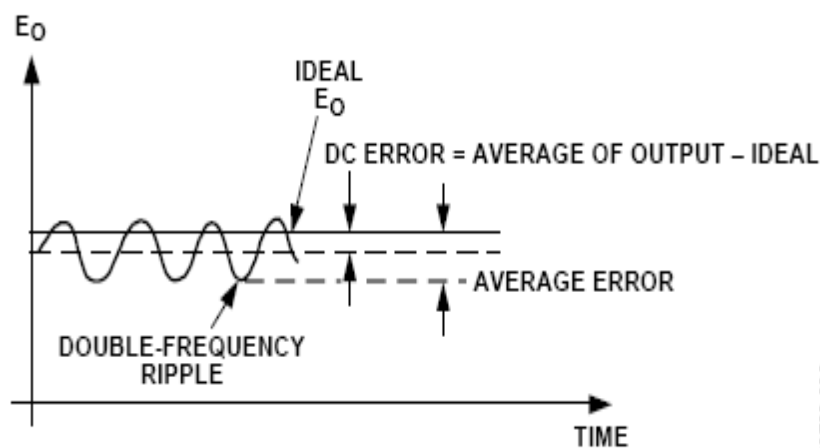


Fuente: Hoja de datos del fabricante.

Sin embargo la salida típica del AD637 presenta un error promediado (ver Figura 27) que a su vez está conformado por dos componentes: un error DC y otro de AC el cual se ve como una onda. Este error promediado se reduce aumentando el valor de C_{AV} . Al colocar un valor de C_{AV} elevado aumentara el tiempo de establecimiento del AD637 (Lo que no es favorable) ya que este tiempo aumenta en proporción directa con C_{AV} , por lo que se recomienda usar una etapa de filtrado posterior a la salida del AD637, esta etapa de filtrado tiene como función reducir la componente de AC que se presenta en la salida del conversor RMS-DC.

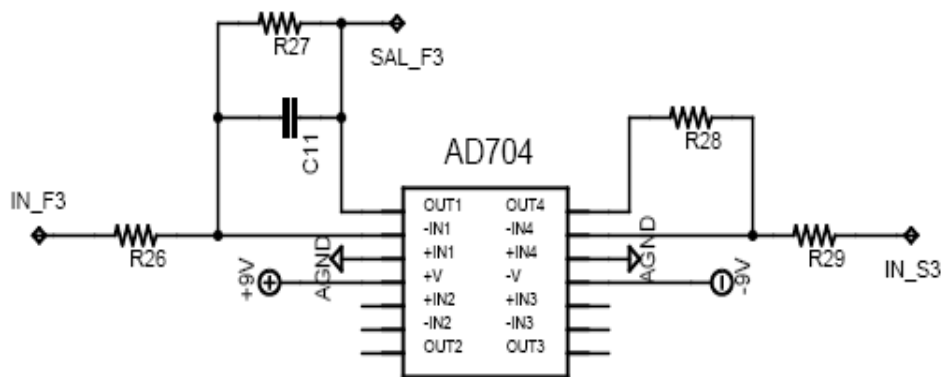
La etapa de post filtrado se implemento con la ayuda del AD704 que es un integrado que cuenta con cuatro amplificadores; se inyecta la señal de salida del conversor al AD704 configurado como filtro pasa bajo de primer orden, para reducir de forma considerable la componente de AC, lo que implica directamente en una reducción del error promediado, es importante resaltar que el error en DC no es afectado por la etapa de post filtrado, porque él solo depende del valor de C_{AV} .

Figura 27. Salida típica del AD637



Fuente: Hoja de datos del fabricante.

Figura 28. Post filtrado para reducir componente de error AC.



Fuente: Autores del Proyecto.

3.6 MEDICION DE FASE.

Para el cálculo de la impedancia además de medir la magnitud es importante medir el desfase entre V_{in1} y V_{in2} con relación a la señal senoidal que se genera con el AD9833. Para realizar la medida se utiliza el módulo temporizador del microcontrolador, el cual tiene como una de sus utilidades medir anchos de pulsos. De esta manera se realiza un tratamiento a la señal para obtener un pulso de ancho equivalente al desfase a medir.

Para generar los pulsos de desfase se realizan los siguientes pasos:

- Digitalización de las señales.
- Generación de pulsos de desfase.

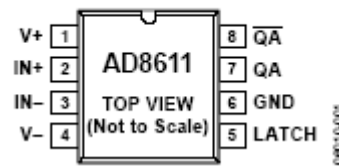
3.6.1 Digitalización de la señal.

En esta etapa, se transforma la señal senoidal a cuadrada por medio del AD8611 de **Analog Device**, que es un comparador capaz de operar con señales de entrada hasta de 100MHz. La configuración de pines del AD8611 se observa en la

Figura 29.

Figura 29. Configuración de pines AD8611.

PIN CONFIGURATIONS

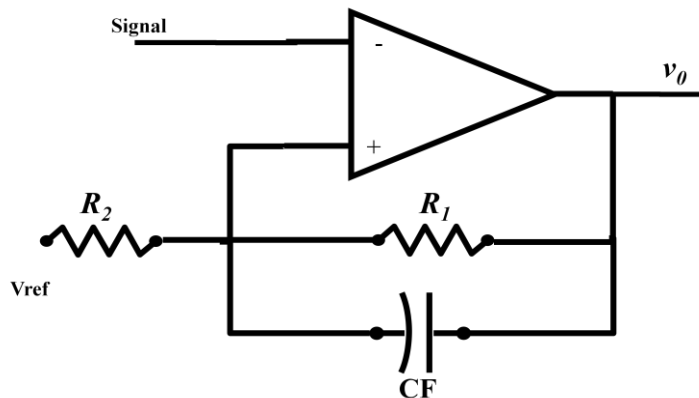


Fuente: Hoja de datos del Fabricante.

Con el AD8611 se implementa un comparador con histéresis, la histéresis se puede agregar fácilmente a un comparador a través de la adición de retroalimentación positiva. La adición de histéresis a un comparador ofrece ventaja en ambientes ruidosos. La Figura 30 muestra la configuración del AD8611 con histéresis implementada.

Se implementaron dos comparadores uno para la señal V_{in1} ó V_{in2} y el otro comparador para la señal generada por el AD9833 (V_s).

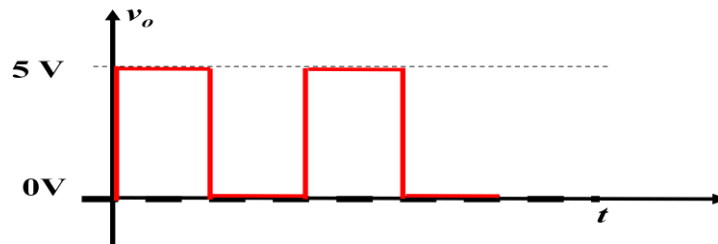
Figura 30. Circuito Implementado.



Fuente: Hoja de datos del fabricante.

3.6.2 Generación de Pulsos de desfase.

Figura 31. Señales de salida del comparador.



Fuente: Guía de lazos de amarre por fase (PLL).

En la Figura 31 se observa la señal de salida de los comparadores, el desfase a medir se presenta entre la señal V_G y los voltajes V_{in1} y V_{in2} ,

3.7 VISUALIZACIÓN DE RESULTADOS (LCD).

Los resultados se presentan al usuario a través de una matriz LCD 4x20 JHD204A que cuenta con dieciséis (16) pines de conexión ver Figura 32, permite comunicación paralela de hasta 8 bits, backlight de color azul, rango de alimentación 5V- 6V, tres (3) pines de control.

A continuación se describe brevemente algunos de los módulos más importantes del LCD.

3.7.1 Bus de control.

E, RS, R/W son tres señales alojadas en tres pines del LCD con los mismos nombres y que conforman el bus de control, cada una de estas señales digitales pueden tomar un valor de 0 ó 1 de acuerdo a la orden que se necesite ejecutar.

E: Señal de validación de datos, debe permanecer en cero (0) cuando el display no se encuentra en uso, esta señal toma valor de uno (1) durante la transferencia de información (Lectura/Escritura).

RS: Register select, permite elegir el registro interno del display sobre el que se va a leer o escribir. El LCD tiene dos registros internos uno de control y otro de datos, con RS=0 es seleccionado el registro de control y RS=1 selecciona el registro de datos.

R/W: Permite seleccionar si la operación que se va a realizar sobre el display es de escritura o lectura con R/W= 1 se realizan lecturas y con R/W= 0 se realizan escrituras.

Figura 32. Pines de Conexión LCD.

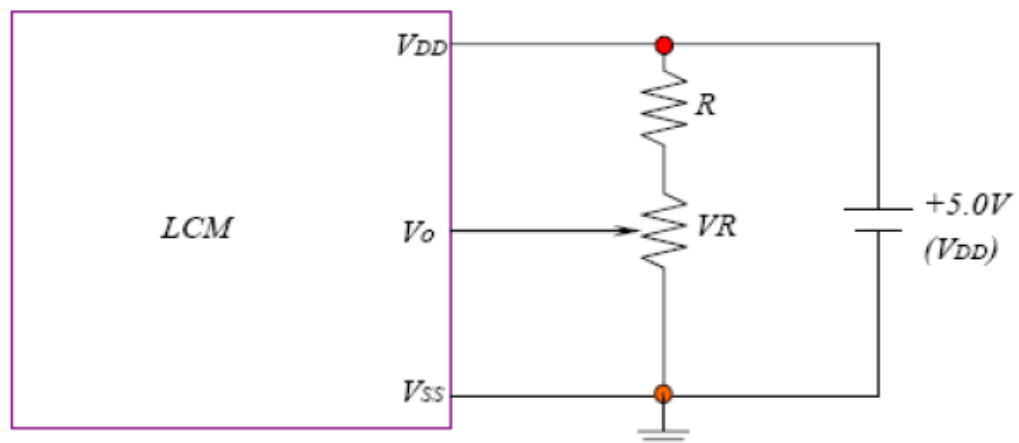
<i>PIN NO.</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>
SYMBOL	V _{SS}	V _{DD}	V _O	RS	R/W	E	DB0	DB1
<i>PIN NO.</i>	<i>9</i>	<i>10</i>	<i>11</i>	<i>12</i>	<i>13</i>	<i>14</i>	<i>15</i>	<i>16</i>
SYMBOL	DB2	DB3	DB4	DB5	DB6	DB7	A(+)	K(-)

Fuente: Hoja de datos de fabricante.

3.7.2 Bloque de contraste.

Se encarga de controlar el contraste del display. La conexión empleada fue la siguiente.

Figura 33. Ajuste de contraste.

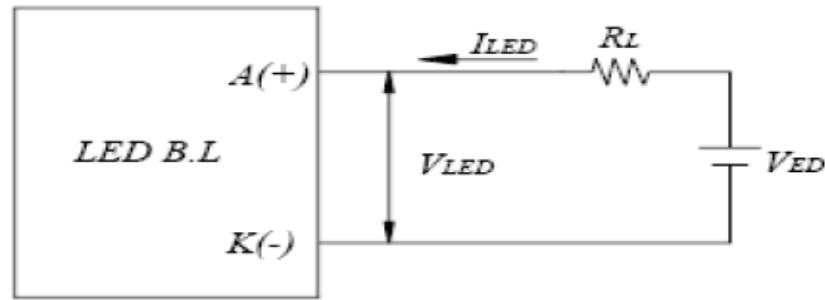


Fuente: Hoja de datos del fabricante.

3.7.3 Bloque Backlight

Ajusta el nivel de iluminación de la luz del fondo del display.

Figura 34. Conexión del backlight.



Fuente: Hoja de datos del fabricante.

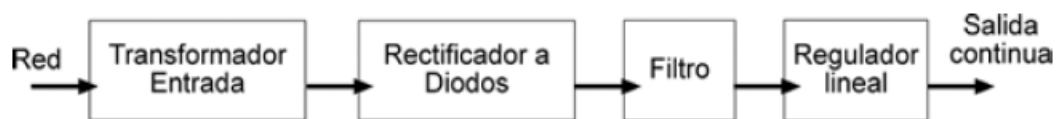
3.7.4 Bloque de datos.

Este bloque es por donde se transmiten los datos desde el μC hacia el display, este LCD consta con 8 bits de datos, pero en este caso particular solo se utilizaron 4 bits (Los más significativos), los otros cuatro son conectados a tierra.

3.8 ALIMENTACIÓN.

En este apartado se presenta la implementación de la fuente de alimentación para el prototipo desarrollado. El diseño de la fuente de alimentación se puede describir dividiendo su elaboración en cuatro etapas. El siguiente diagrama de bloques ilustra de forma sencilla los componentes básicos de una fuente de alimentación.

Figura 35. Diagrama de bloques.



Fuente: www.electron.es.vg.

Cada bloque realiza una función específica, que al estar enlazados permiten llevar una señal senoidal tomada de la red eléctrica a un nivel continuo de tensión.

Cada bloque se construye seleccionando los elementos que mejor se adaptan a las necesidades del usuario.

La alimentación consta de dos fuentes simétricas una de $\pm 5.5\text{V}$ y otra de $\pm 9\text{V}$ con una corriente máxima de salida de 2A , cada una.

A continuación se detalla cada bloque constitutivo de la fuente de alimentación. [4]

Bloque del transformador: Se encarga de reducir el nivel de tensión en alterna proveniente de la red, en este caso $110 - 120 \text{ V A.C}$ a uno menor.

Rectificador de onda: Permite convertir la señal de alterna en una señal de DC, puede ser de onda completa o de media onda.

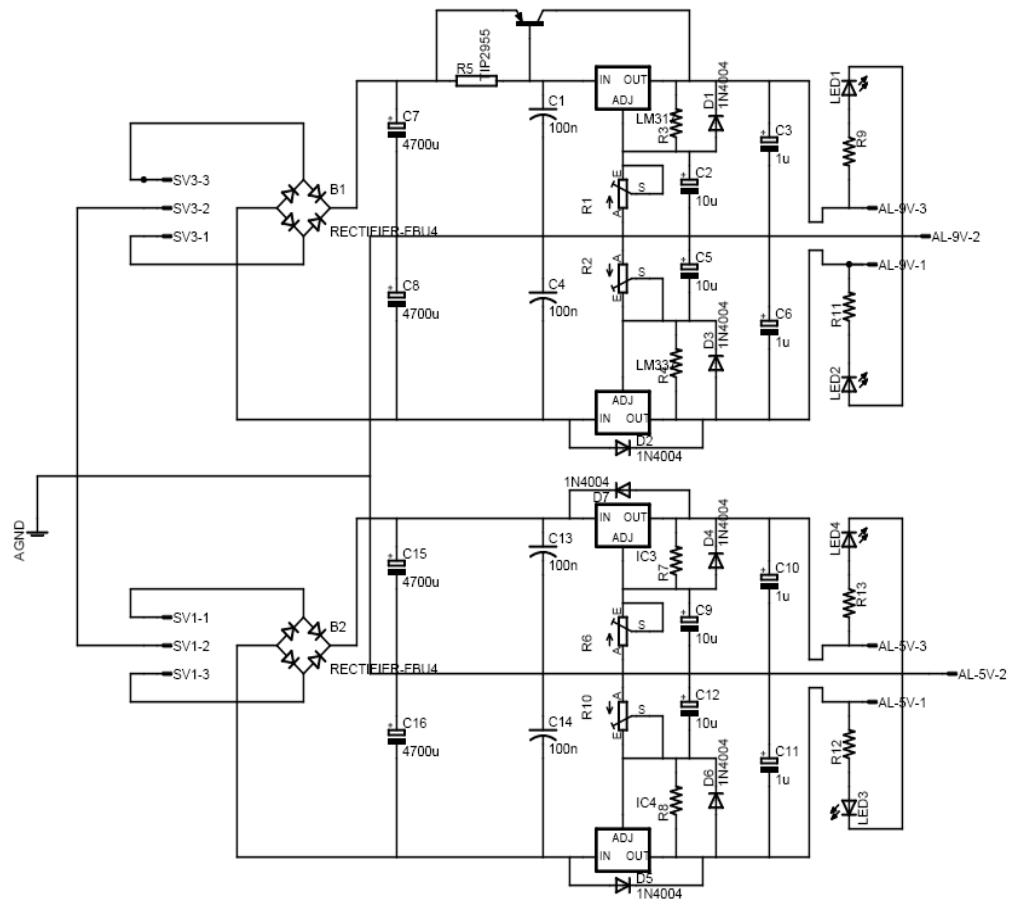
El rectificador de onda se basa en el funcionamiento del diodo para la conversión de la señal. Existen ya puentes rectificadores de onda empaquetados en un solo integrado.

Filtro: Se encarga de dar una condición estable a la señal de salida del bloque rectificador ya que esta es directa pero varía en su valor similar a un tren de pulsos. El filtro con condensador opera con la carga del condensador a un valor determinado de tensión, y después de un tiempo el condensador se empieza a descargar, generando un rizado, pero estableciendo un nivel de tensión prácticamente estable, se debe jugar con el valor del condensador para lograr que el rizado sea lo menor posible.

Regulador Lineal: Se encarga de reducir el rizado y fijar el valor exacto de la tensión deseada, se puede implementar por medio de diodos zener, pero ya existen circuitos integrados que realizan esta función de manera más satisfactoria.

Para la construcción de la fuente se utiliza un transformador con derivación central debido a que la fuente es simétrica; de no ser así, se puede prescindir de esta derivación, en la Figura 36 se muestra el esquemático de la fuente elaborada.

Figura 36. Fuente de alimentación.

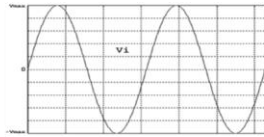


Fuente: Autores del Proyecto.

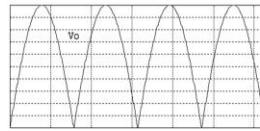
Las capacitancias C7 y C8 en la Figura 36, componen el bloque de filtrado, siempre se trata que estas sean del valor más elevado posible, para que el rizado sea mucho menor, el problema es que valores elevados de capacitancia también generan picos de corriente muy elevados, lo que podría afectar el circuito rectificador y al transformador, C7 y C8 se establecieron a 4700uF lo que garantiza que no se va a presentar ningún inconveniente. Las otras capacitancias y diodos presentes en el montaje permiten al regulador reducir el rizado y establecer el valor de corriente deseado de una forma más eficaz, esta configuración fue tomada de la hoja de datos del LM317 que fue el integrado utilizado para fijar la tensión en 5,5 V y 9V positivos, para fijar 5,5 V y 9V negativos se utilizó el LM337, a la fuente de +9V se le adicionó una etapa de potencia para amplificar el valor de corriente que sale de la fuente debido a que es necesario hacer pasar un valor de corriente significativo por los relés utilizados para el montaje del

método de medida y como rectificador se utilizó un rectificador empaquetado de onda completa capaz de soportar corrientes de hasta 2 A.

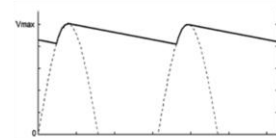
Figura 37. Salidas por bloques.



Salida del Transformador



Salida del Rectificador



Salida del Filtro



Señal en continua

Fuente: www.elecron.es.vg.

4. SOFTWARE

Para desarrollar el prototipo es necesario utilizar un circuito programable que permita realizar las tareas de control, cálculo y visualización de resultados. Después de estudiar diferentes opciones se selecciona el microcontrolador (μ C) de **Motorola MC68HC908GP32** para realizar las tareas antes mencionadas.

La programación del μ C es efectuada en lenguaje C utilizando la plataforma **Codewarrior Development Studio for Motorola HC08**. A continuación se detallan las etapas en las que intervino el μ C y su programación.

4.1 PROGRAMACIÓN.

El μ C es programado utilizando **Codewarrior**, esta herramienta permite programar en assembler, C o C++. De esta manera el usuario puede escoger el lenguaje que más le sea favorable, además de esto presenta otro tipo de componentes que son de gran utilidad a la hora de programar microcontroladores. La programación del μ C se hizo en lenguaje C debido al conocimiento previo de éste, facilitando la programación.

El programa del μ C está basado en el manejo de funciones específicas, las cuales se programaron en rutinas para su posterior uso en el programa principal, entre estas funciones se encuentran: rutinas para manejo de teclado, LCD, Control del Generador de señales, control de ganancia, manejo de interruptores de medición entre otras tareas que se detallan más adelante. La Figura 38 presenta un diagrama general del funcionamiento del dispositivo.

Figura 38. Diagrama de flujo para el funcionamiento general del prototipo.

Fuente: autores del Proyecto.

En la inicialización del sistema, el μC configura todos sus puertos de manera que el dispositivo queda preparado para ser utilizado. Una vez conectado el componente se debe presionar la tecla ***medir*** para empezar la medición.

Para determinar la impedancia se utilizaron varios módulos y pines de propósito general del μC . A continuación se explica el manejo de las diferentes etapas necesarias para efectuar la medida.

4.2 PROGRAMACIÓN DEL AD9833.

Para controlar el Generador de Señales AD9833 se utiliza el módulo SPI. El módulo SPI es utilizado para comunicaciones seriales, síncronas y full-duplex [5]. Está pensado principalmente para comunicaciones dentro del mismo circuito impreso a velocidades relativamente altas. El SPI es una buena manera de unir vía serie la MCU con periféricos externos, como: pequeñas eeproms, convertidores analógico digitales de alta resolución, convertidores digitales analógicos, módulos LCD, controladores de visualizadores a LED de siete segmentos, etc. Comunicando vía serie, la MCU y los periféricos se necesitan menos pines, esto revierte a encapsulados más pequeños y normalmente de menor costo. También se puede usar el SPI para comunicar con otras MCUs.

Características:

- Máxima frecuencia modo ‘master’ = frecuencia de bus / 2
- Máxima frecuencia modo ‘slave’ = frecuencia de bus
- Reloj Serie con polaridad y fase programable
- Activa dos interrupciones separadas:
 1. SPRF (Receptor del SPI Completo)
 2. SPTE (Transmisor del SPI Vacío)

El módulo SPI se configura en modo maestro para la comunicación con el AD9833. El AD9833 necesita tres señales para su funcionamiento, el módulo SPI genera dos de ellas; la señal de reloj SPSCCK (pin 3 puerto D) y la señal de datos MOSI (pin 2 puerto D), la tercera señal es de sincronismo (FSYNC), para generar esta señal se usa el pin 0 del puerto D, FSYNC se utiliza para indicarle al receptor cuando se empiezan a transmitir los datos.

La señal reloj SPSCCK es configurada para trabajar a una frecuencia de 500kHz con flanco de subida, la señal de datos MOSI es de 16 bits y la señal de sincronización estará en alto cuando no se necesite comunicación y en bajo cuando se vaya a comunicar con el AD9833.

En la Figura 39 se muestra como ejemplo la rutina implementada para enviar la palabra de 16 bits 2100h al AD9833.

Figura 39. Código para enviar una palabra a través del módulo SPI.

```

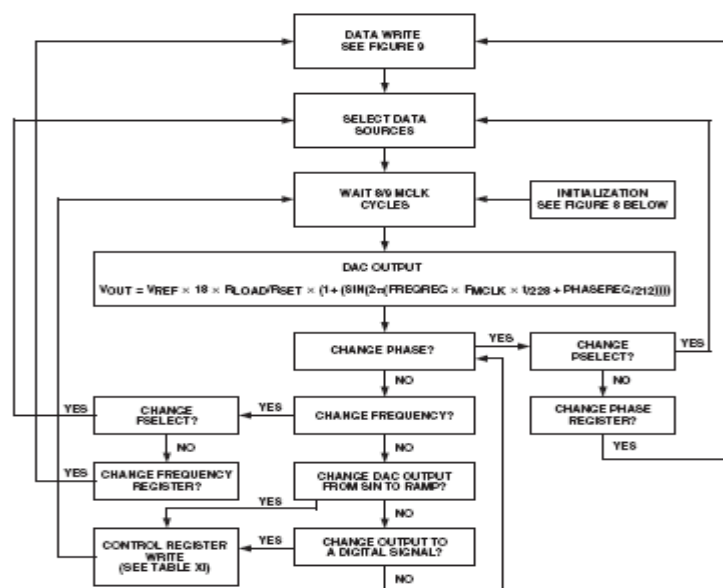
SPI.C
Path: F:\proyecto_new_e\Code\SPI.C

inicio_spi();                               //INICIALIZA EL MODULO SPI
PTD_PTD0 = 0;                               //SEÑAL DE SINCRONISMO EN 0
SPDR = 0x21;                                //GUARDA 8 BITS EN EL REGISTRO DE DATOS
asm
{
    SENDSPI:   BRCLR    3, SPSCR, SENDSPI //ESPERA QUE TRANSMITA
}
SPDR = 0x00;                                //GUARDA 8 BITS EN EL REGISTRO DE DATOS
asm
{
    SENDSPI1:  BRCLR    3, SPSCR, SENDSPI //ESPERA QUE TRANSMITA
}
PTD_PTD0 = 1;                               //SEÑAL DE SINCRONISMO EN 1
  
```

Fuente: Autores del Proyecto.

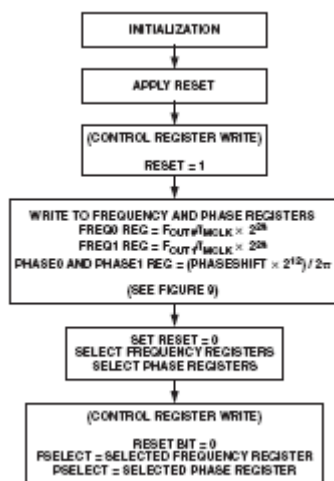
Para que el AD9833 genere una señal a determinada frecuencia se debe configurar utilizando varios registros internos, para configurar dichos registros se utiliza el módulo SPI. A continuación se muestran diagramas de flujo que representan los pasos para la correcta inicialización y operación del AD9833.

Figura 40. Diagrama de flujo para la inicialización y operación del AD9833.



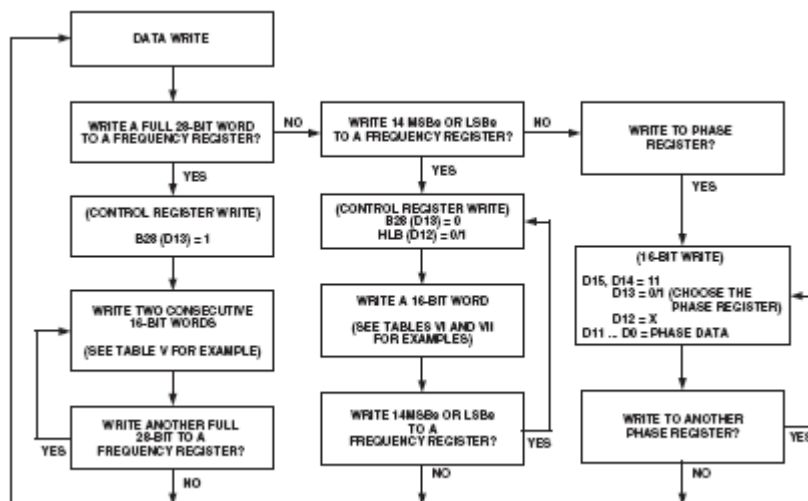
Fuente: Hoja de datos del fabricante.

Figura 41. Inicialización.



Fuente: Hoja de datos del fabricante.

Figura 42. Escritura de datos.



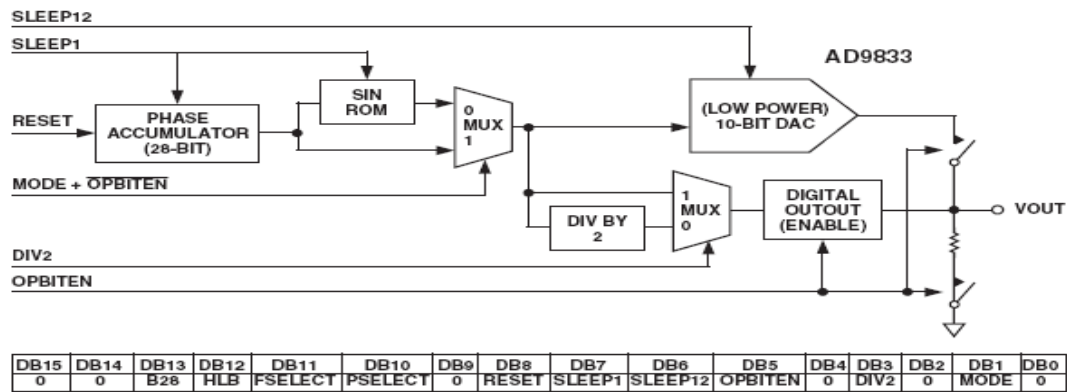
Fuente: Hoja de datos del fabricante.

En las figuras anteriores (Figura 41 y Figura 42) se observa cómo se utilizan los registros para configurar el AD9833. Los registros utilizados son: registro de control, registro de frecuencia y registro de fase. A continuación se detalla la función y uso de cada registro.

4.2.1 Registro de control.

El AD9833 consta de un registro de control de 16 bits encargado de configurarlo para la operación que el usuario desee. La Figura 43 muestra como está constituido el registro de control y la función de cada bit dentro del integrado.

Figura 43. Registro de control.



Fuente: Hoja de datos del fabricante.

En este trabajo, el registro de control se configura con la palabra 2100h, esta palabra coloca B28 en 1 (DB13), reset en 1 (DB8), FSELECT en 0, PSELECT en 0, los demás bits en cero. Esta configuración del registro de control se justifica de la siguiente manera.

B28 es un bit que define la forma en la que se envían los 28 bits que configuran la frecuencia de salida del AD9833, con este bit en uno el integrado recibirá los 28 bits en dos envíos de 14 bits, primero los 14 bits menos significativos (LSBs) y después los 14 bits más significativos (MSBs). Reset es un bit que habilita la función reset en el AD9833, ésta funciona cuando la salida es analógica como en nuestro caso. El bit FSELECT define que registro de frecuencia será usado en el acumulador de fase (PHASE ACCUMULATOR en la Figura 43). El bit PSELECT define que registro fase será sumado a la salida del acumulador de fase.

4.2.2 Registro de frecuencia y fase.

El AD9833 contiene dos registros de frecuencia (FREQ0 y FREQ1) y dos registros de fase (PHASE0 y PHASE1).

FREQ0 es un registro de 28 bits, cuando el bit FSELECT en el registro de control es igual a cero, la frecuencia de salida se define con relación a este registro. FREQ1 es un registro de 28 bits, cuando el bit FSELECT en el registro de control es igual a uno, la frecuencia de salida se define con relación a este registro. PHASE0 es un registro de 12 bits, cuando PSELECT en el registro de control es igual a cero, el contenido de este registro es sumado a la salida del acumulador de fase. PHASE1 es un registro de 12 bits, cuando PSELECT en el registro de control es igual a uno, el contenido de este registro es sumado a la salida del acumulador de fase.

La frecuencia de salida del AD9833 está definida por la siguiente expresión:

$$f_{MCLK} / 2^{28} \times FREQREG \quad (4.1).$$

Donde FREQREG es el valor que contiene el registro de frecuencia seleccionado. Esta señal tendrá un corrimiento de fase de:

$$2\pi / 4096 \times PHASEREG \quad (4.2).$$

Donde PHASEREG es el valor que contiene el registro de fase seleccionado.

Los valores de los registros de frecuencia y fase utilizados para obtener las frecuencias necesarias, se pueden apreciar en la Tabla 13.

Tabla 13. Valores de los registros de frecuencia y fase.

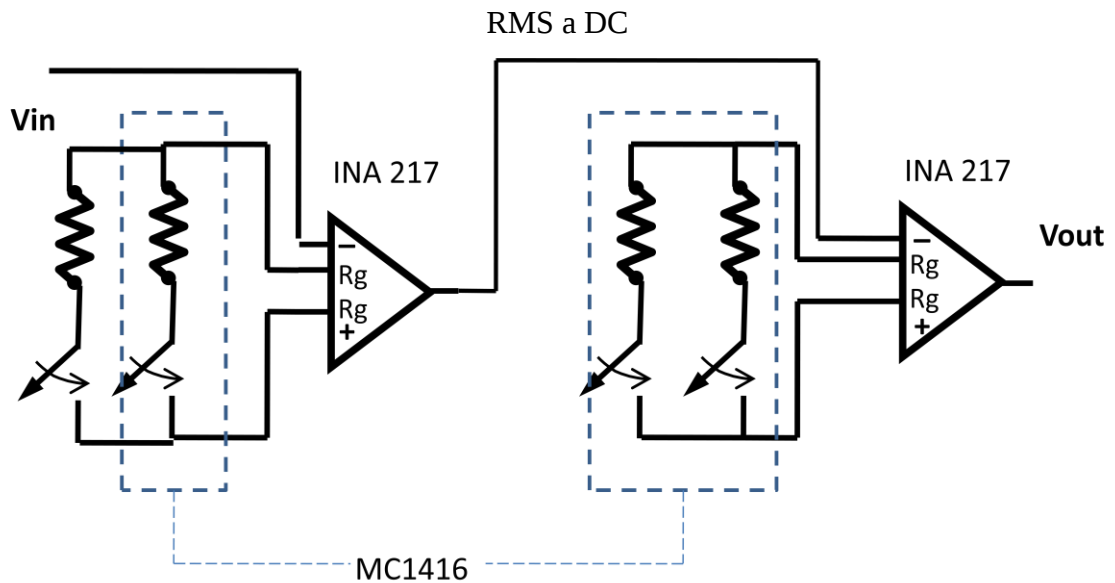
Frecuencia	FREQ0(LSB)	FREQ0(MSB)	FREQ1(LSB)	FREQ1(MSB)
1kHz	7777 _h	41DD _h	2177 _h	81DD _h
5kHz	636E _h	4006 _h	A36E _h	8006 _h
10kHz	69D0 _h	400D _h	A9D0 _h	800D _h
50kHz	624E _h	4041 _h	A24E _h	8041 _h
100kHz	6223 _h	4088 _h	A223 _h	8088 _h
500kHz	570A _h	428F _h	970A _h	828F _h
1MHz	6EEF _h	43BB _h	AEE1 _h	83BB _h

Fuente: Autores del Proyecto.

4.3 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN.

Para la amplificación de la señal a medir se implementan dos etapas. Con el fin de controlar la ganancia de los amplificadores en cada una de las etapas se utilizaron interruptores accionados por el microcontrolador, en la Figura 44 Se muestra un esquema de la conexión de las etapas de amplificación.

Figura 44. Etapa de amplificación. V_{in} = Salida del Método, V_{out} = Entrada al Conversor



Fuente: Autores del Proyecto.

Para accionar los interruptores se utilizan cuatro pines del puerto B, cada pin se encarga del manejo de uno de los interruptores utilizados.

Como se menciona en el capítulo 3, el integrado MC1416 contiene los switches tipo DPDT utilizados. Los interruptores se cierran y abren en determinado orden hasta que la señal amplificada logre un nivel de voltaje mayor a 0.5 Vrms valor para el cual el conversor de RMS a DC trabaja de una manera eficaz. En la Tabla 14 podemos observar el estado de los interruptores para determinada amplificación.

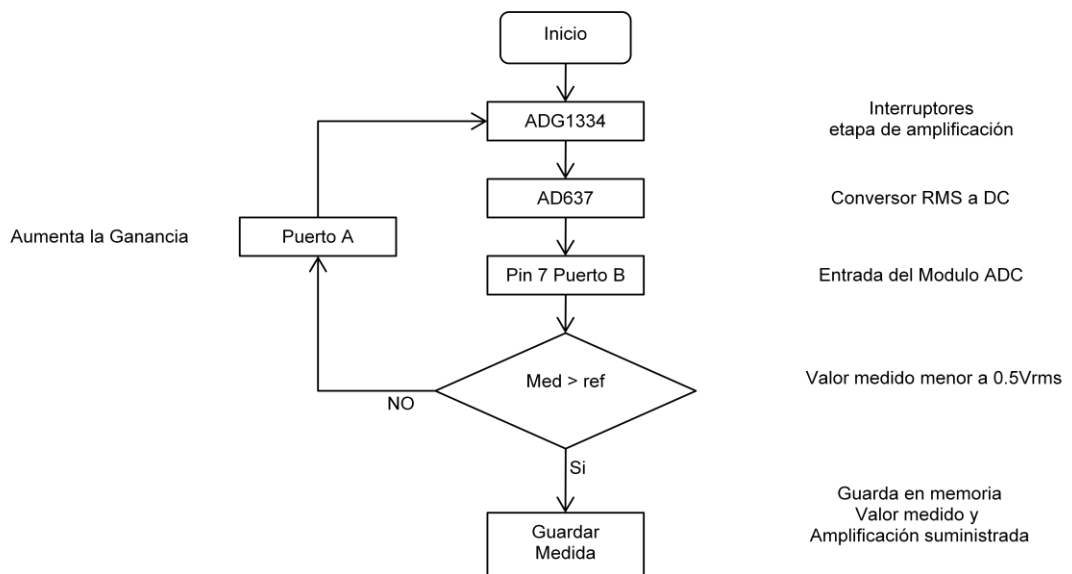
Tabla 14. Estado de interruptores dependiendo de la ganancia deseada (0: abierto; 1: cerrado).

	PTB0	PTB1	PTB2	PTB3
Ganancia	S1	S2	S3	S4
1	0	0	0	0
3	0	1	0	0
9	0	0	1	0
27	1	0	0	0
81	1	1	0	0
243	1	0	1	0
504	0	1	0	1

Fuente: Autores del Proyecto.

Para identificar cuánto se debe amplificar la señal de salida del método, se elaboro una rutina de amplificación en la programación del microcontrolador. Esta rutina utiliza el módulo ADC, pines del puerto B para efectuar la tarea de amplificación, en la Figura 45 se observa el diagrama de flujo que representa la etapa de amplificación.

Figura 45. Diagrama de flujo de la etapa de amplificación.



Fuente: Autores del proyecto.

4.4 CONVERSOR ANALÓGICO DIGITAL (ADC).

Para que el μC adquiera los valores de magnitud y fase es necesario recurrir a una etapa de conversión analógica digital. Para este paso de una señal analógica a una señal digital se utiliza como herramienta el módulo ADC que tiene incorporado el microcontrolador. Las principales características del módulo ADC son:

- 8 canales con entradas multiplexadas
- Utiliza el principio de aproximaciones sucesivas
- Resolución de 8 bits
- Dos modos de conversión
 1. conversión continua
 2. conversión única
- Monitoreo de conversión completa a través de banderas (flags) o generación de interrupciones
- Reloj de entrada seleccionable

Para configurar el módulo ADC es necesario el manejo de tres registros con los cuales se puede controlar y monitorear su funcionamiento. Estos registros son:

- Registro de estado y control de ADC (ADSCR)
- Registro de datos del ADC (ADR)
- Registro del reloj del ADC (ADCLK)

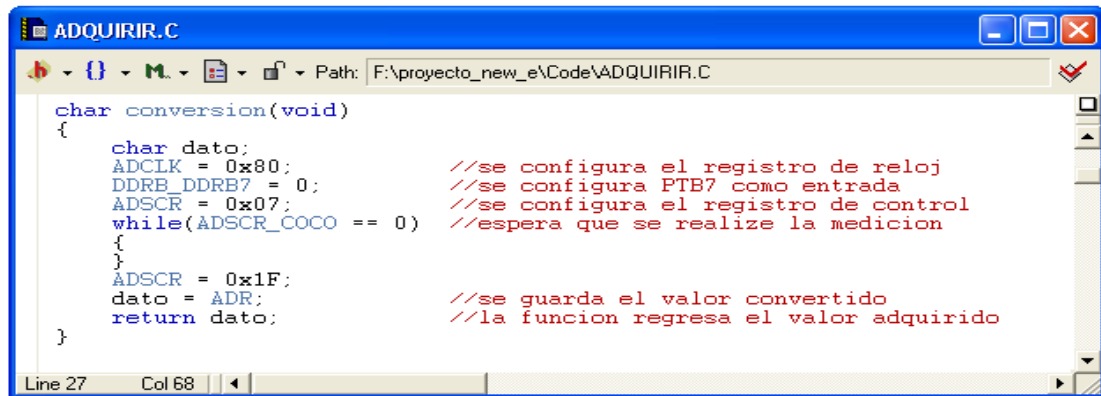
Usando el registro ADSCR de estado y de control del ADC, se puede configurar el canal de entrada analógica, el modo de la conversión, y también supervisar el estado de conversión completa. Después de convertir el voltaje de entrada, el ADC escribe el resultado en el registro ADR de datos del ADC. Se puede configurar el reloj de entrada del ADC usando el registro ADCLK del reloj del ADC.

Para llevar a cabo una conversión la señal analógica debe conectarse como entrada a uno de los pines del puerto B y después con ayuda del ADSCR se le indica al μC que pin se utilizó y qué tipo de conversión se desea. En este dispositivo en particular se emplea el pin 7 del puerto B como entrada además el módulo ADC se configura para

efectuar una conversión continua y con la ayuda del módulo ADCLK la frecuencia de reloj es configurada a 1MHz.

El código de la rutina que se utilizó para realizar una conversión analógica digital con la ayuda del módulo ADC del microcontrolador, se muestra en la Figura 46.

Figura 46. Función utilizada para el manejo del módulo ADC.



```
ADQUIRIR.C
Path: F:\proyecto_new_e\Code\ADQUIRIR.C

char conversion(void)
{
    char dato;
    ADCLK = 0x80;           //se configura el registro de reloj
    DDRB_DDB7 = 0;         //se configura PTB7 como entrada
    ADSCR = 0x07;          //se configura el registro de control
    while(ADSCR_COCO == 0) //espera que se realice la medicion
    {
    }
    ADSCR = 0x1F;
    dato = ADR;             //se guarda el valor convertido
    return dato;            //la funcion regresa el valor adquirido
}
```

Fuente: Autores del Proyecto.

4.5 MÓDULO TEMPORIZADOR

Para medir el desfase entre V_{in1} y V_{in2} se utilizó el módulo temporizador. A continuación se presentaran las principales características del módulo así como su utilización.

4.5.1 Características del Módulo TIM

Las siguientes son las principales características:

- Arquitectura Modular
- 2 entradas como canales de captura
- Función de comparación de salida (output capture)
- Función de captura de entrada (input capture)
- Algunas funciones de modulación de ancho de pulso (PWM)
- Entradas de reloj programables.

En la medida del desfase de las señales se utilizan los dos canales de módulo temporizador. Estos se programan en configuración “Input Capture” detectando flancos de subida.

Las señales V_g , V_{in1} y V_{in2} se transforma de senoidal a cuadrada con la ayuda de comparadores (ver sección 3.6 MEDICION DE FASE.). La señal cuadrada correspondiente a V_g se utiliza como entrada para el canal 0, y la señal cuadrada correspondiente a V_{in1} como entrada para el canal 1. Para medir el desfase se detecta un flanco de subida en el canal 0 el cual activa un contador y posteriormente en el canal 2 se detecta otro flanco de subida el cual detiene el contador, el valor del contador es almacenado en la variable cont1. A continuación se realiza el mismo proceso para la señal V_{in2} e igualmente se almacena el valor del contador en la variable cont2, con los valores almacenados de cont1 y cont2 se procede al cálculo del valor θ correspondiente a la fase de la impedancia a medir, para el cálculo de θ se utiliza la ecuación 4.3.

$$\theta = \frac{(cont1-cont2)}{Frec_CNT} \quad (4.3)$$

En la ecuación anterior el término Frec_CNT corresponde a la frecuencia del contador utilizada para la medida, el valor de Frec_CNT varía dependiendo de la frecuencia de V_g y se programa utilizando el módulo preescalador de TIM, esto permite realizar una mejor medida. En la Tabla 15 se aprecian los valores de Frec_CNT.

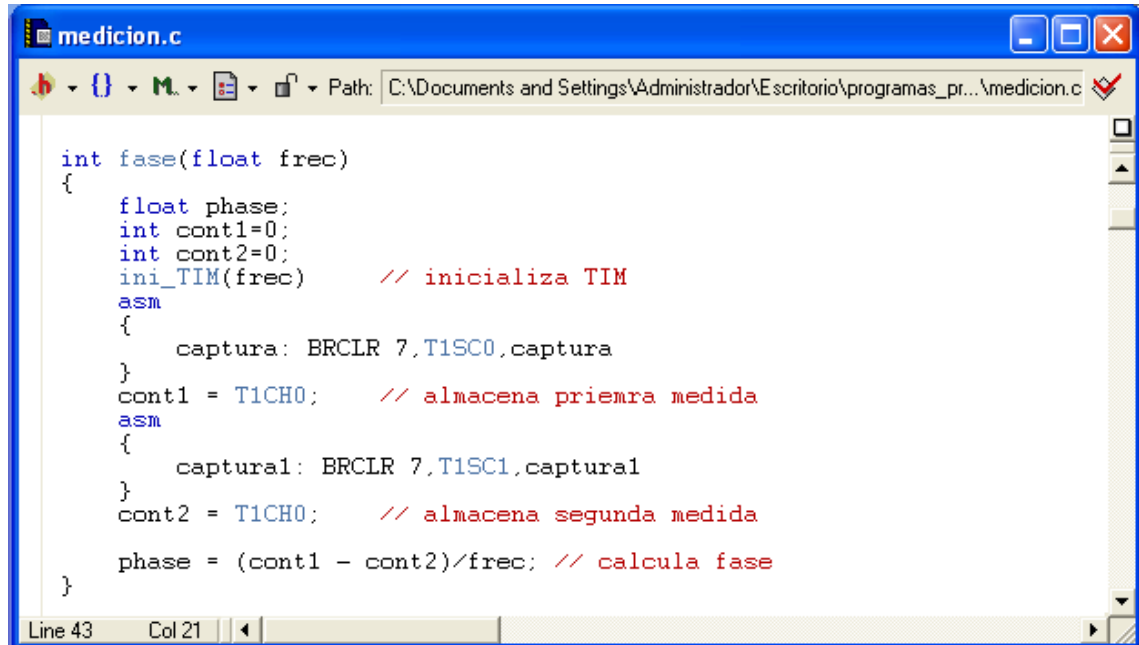
Tabla 15. Valores de Frec_CNT

Frecuencia de V_g [Hz]	Frec_CNT [Hz]
1k	31.25k
5k, 10k	62.5k
50k, 100k	1M
500k, 1M	2M

Fuente: Autores del Proyecto

La rutina utilizada para el cálculo de la fase es:

Figura 48. Rutina Fase.



```
int fase(float frec)
{
    float phase;
    int cont1=0;
    int cont2=0;
    ini_TIM(frec)    // inicializa TIM
    asm
    {
        captura: BRCLR 7,T1SC0,captura
    }
    cont1 = T1CH0;    // almacena priemra medida
    asm
    {
        captura1: BRCLR 7,T1SC1,captura1
    }
    cont2 = T1CH0;    // almacena segunda medida
    phase = (cont1 - cont2)/frec; // calcula fase
}
```

Line 43 Col 21

Fuente: Autores del Proyecto.

4.6 CÁLCULO DE PARÁMETROS.

Con las medidas realizadas y los resultados obtenidos almacenados en la memoria del μC se procede al cálculo de los parámetros que caracterizan una impedancia.

4.6.1 Impedancia.

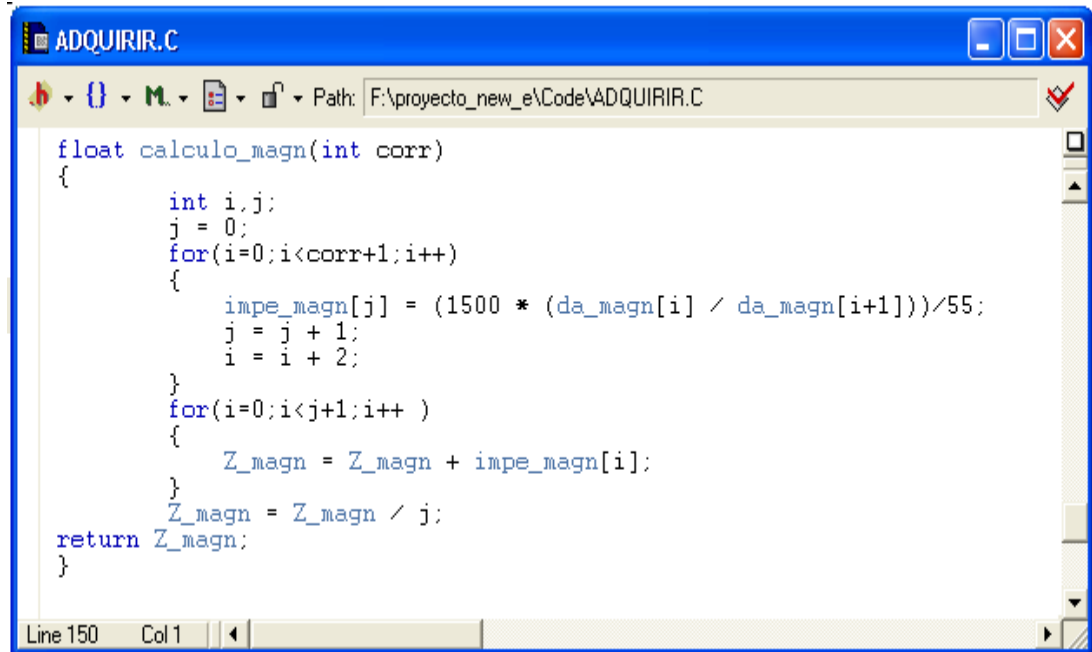
Para calcular la magnitud de la impedancia, se utiliza la expresión 4.4, que se encontró al realizar el análisis del método.

$$Z = \frac{v_{in1}}{v_{in2}} \cdot R_1 \quad (4.4).$$

Ya que existen diferentes valores para V_{in1} y V_{in2} almacenados en memoria para cada componente medido, el cálculo de la magnitud de la impedancia realmente se realiza

calculando varios valores de Z, cada Z corresponde a la impedancia medida a una determinada frecuencia. La rutina que calcula la magnitud de la impedancia es:

Figura 49. Rutina cálculo de magnitud.



```

float calculo_magn(int corr)
{
    int i,j;
    j = 0;
    for(i=0;i<corr+1;i++)
    {
        impe_magn[j] = (1500 * (da_magn[i] / da_magn[i+1]))/55;
        j = j + 1;
        i = i + 2;
    }
    for(i=0;i<j+1;i++)
    {
        Z_magn = Z_magn + impe_magn[i];
    }
    Z_magn = Z_magn / j;
    return Z_magn;
}

```

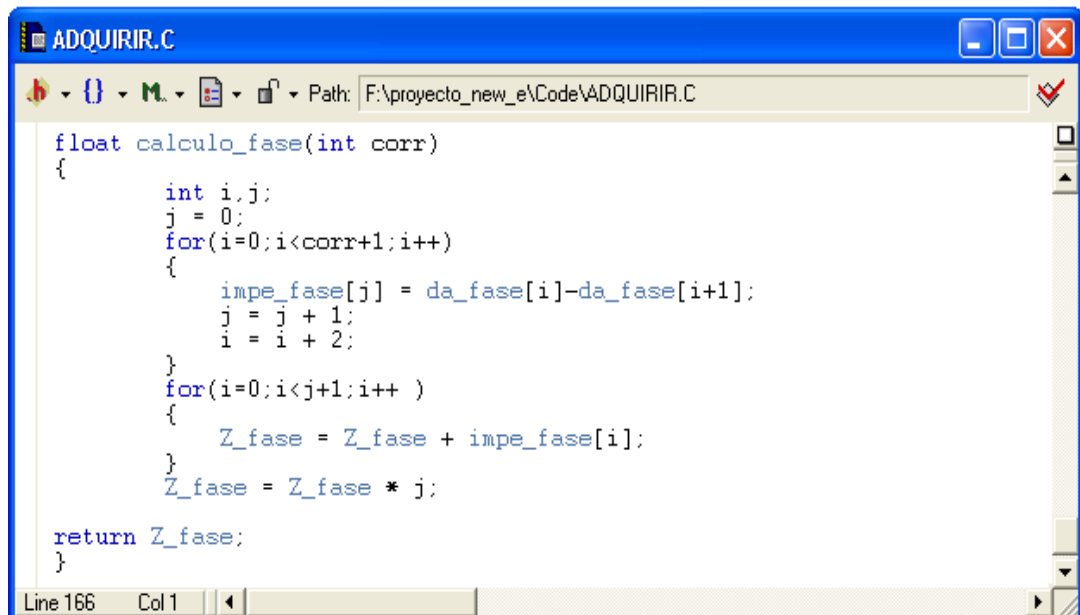
Fuente: Autores del Proyecto.

La fase de la impedancia corresponde a la resta entre las fases de V_{in1} y V_{in2} . Debido a que los valores almacenados corresponden a medidas de tiempos, antes de realizar los cálculos, estas se transforman a radianes con la expresión 4.5 en donde f corresponde a la frecuencia a la que se realizaron las medidas y t el tiempo medido

$$\theta = 2\pi f \times t \quad (4.5)$$

Por tener múltiples valores de V_{in1} y V_{in2} , se debe realizar un promedio entre los valores de fases medidos. La rutina que calcula la fase de la impedancia es:

Figura 50. Cálculo de fase.



```
float calcula_fase(int corr)
{
    int i,j;
    j = 0;
    for(i=0;i<corr+1;i++)
    {
        impe_fase[j] = da_fase[i]-da_fase[i+1];
        j = j + 1;
        i = i + 2;
    }
    for(i=0;i<j+1;i++)
    {
        Z_fase = Z_fase + impe_fase[i];
    }
    Z_fase = Z_fase * j;

    return Z_fase;
}
```

Fuente: Autores del Proyecto.

4.6.2 Parámetros de Impedancia

Para el cálculo de los diferentes parámetros basta con tener la magnitud (Z), la fase (θ) y frecuencia de medida (f) de la impedancia, a continuación se presentan las expresiones que se utilizaron para medir algunos de los parámetros.

Factor de Calidad: $Q = \tan \theta$

Resistencia en Serie: $R_s = \sqrt{Z^2 / (1 + Q^2)}$

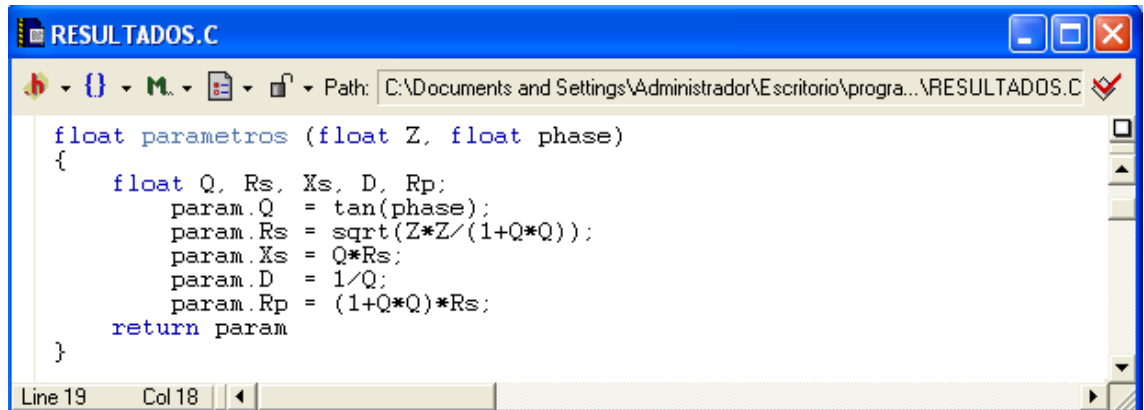
Reactancia en Serie: $|X_s| = Q * R_s$

Factor de Disipación: $D = 1/Q$

Resistencia en Paralelo: $R_p = (1 + Q^2) * R_s$

La rutina que calcula estos parámetros es:

Figura 51. Rutina parámetros.



```
float parametros (float Z, float phase)
{
    float Q, Rs, Xs, D, Rp;
    param.Q = tan(phase);
    param.Rs = sqrt(Z*Z/(1+Q*Q));
    param.Xs = Q*Rs;
    param.D = 1/Q;
    param.Rp = (1+Q*Q)*Rs;
    return param;
}
```

Fuente: Autores del Proyecto.

Además de medir los anteriores parámetros también se debe medir la capacitancia en serie (C_s), inductancia en serie (L_s), capacitancia en paralelo (C_p) e inductancia en paralelo (L_p). En el cálculo de estos parámetros se debe tener en cuenta la frecuencia de medición, por lo tanto para estos valores hay uno para cada frecuencia utilizada. De esta manera al igual que en el cálculo de Z y θ , para estos parámetros se realizó un promedio entre los valores encontrados. A continuación las ecuaciones utilizadas para encontrar los parámetros.

Capacitancia en Serie:
$$C_s = 1/(2 * \pi * f * Z)$$

Inductancia en Serie:
$$L_s = Z/(2 * \pi * f)$$

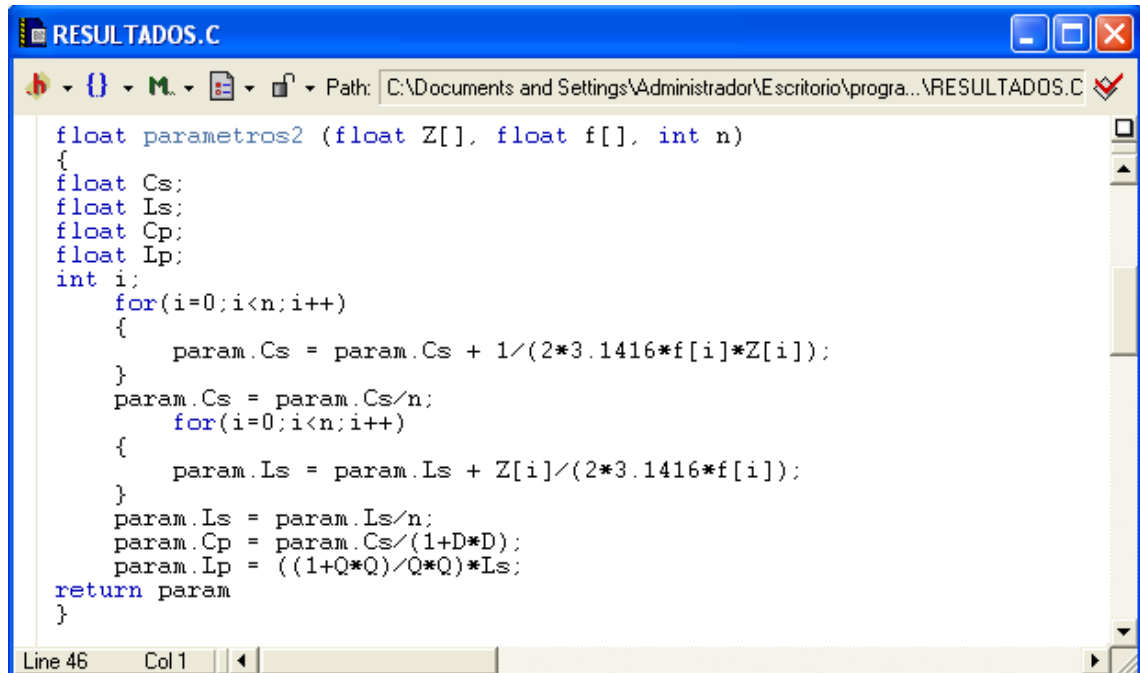
Capacitancia en Paralelo:
$$C_p = C_s/(1 + D^2)$$

Inductancia en Paralelo:
$$L_p = ((1 + Q^2)/Q^2) * L_s$$

En las ecuaciones anteriores f varía dependiendo de la medida.

La rutina que calcula estos parámetros es:

Figura 52. Rutina parámetros 2.



```
float parametros2 (float Z[], float f[], int n)
{
    float Cs;
    float Ls;
    float Cp;
    float Lp;
    int i;
    for(i=0;i<n;i++)
    {
        param.Cs = param.Cs + 1/(2*3.1416*f[i]*Z[i]);
    }
    param.Cs = param.Cs/n;
    for(i=0;i<n;i++)
    {
        param.Ls = param.Ls + Z[i]/(2*3.1416*f[i]);
    }
    param.Ls = param.Ls/n;
    param.Cp = param.Cs/(1+D*D);
    param.Lp = ((1+Q*Q)/Q*Q)*Ls;
    return param;
}
```

Line 46 Col 1

Fuente: Autores del Proyecto.

4.7 VISUALIZACIÓN DE RESULTADOS (PANTALLA LCD)

Los resultados obtenidos por el prototipo son visualizados en una pantalla LCD de 4×20. El LCD se controla mediante comandos que se envían al registro de control del mismo, a este registro se le pueden enviar comandos o datos a visualizar. Para utilizar el LCD se programan varias rutinas, en esta sección se comentaran las rutinas utilizadas para el control y uso del LCD.

Para la comunicación con el LCD se utilizaron siete pines del microcontrolador, los cuatro primeros del puerto A como bus de datos y los tres primeros del puerto C como bus de control, todas las rutinas trabajan bajo esta premisa.

Las rutinas principales son:

- **inicio_LCD ()**: Ésta rutina inicializa el LCD y establece el modo de funcionamiento.
- **clear_LCD ()**: Rutina encargada de borrar lo visualizado.

- **mensaje** (byte *dato*, byte *dato1*, char *msg*[]): Ésta rutina se utiliza para desplegar un mensaje *msg*[], los valores de *dato* y *dato1* especifican la posición en la que se quiere que se empiece a desplegar el mensaje.
- **enc_exponente** (float *param*): Con esta rutina se calcula el exponente de un valor *param* almacenado en punto flotante.
- **enc_dig** (float *param*): Para visualizar un valor en el LCD es necesario enviar el código ASCII de cada dígito del número, con esta rutina se encuentra el ASCII de cada dígito del valor *param*.
- **lcd_res** (byte *dato*, byte *dato1*, char *unidad*): Utilizada para visualizar los parámetros encontrados, *dato* y *dato1* establecen la posición en el LCD y *unidad* como su nombre lo indica la unidad del parámetro a visualizar.

Además del LCD para que el usuario seleccione la tarea a realizar por el prototipo, se utiliza un teclado matricial 4×4, este teclado se conecta al puerto A, y se lee con la ayuda del microcontrolador. La lectura del teclado se hace mediante una rutina que guarda el valor tecleado en una variable, ésta toma valores enteros entre 0 y 15, cada valor corresponde a una tecla.

5. PRUEBAS.

En este apartado se pretende mostrar la efectividad, confiabilidad y precisión del equipo medidor por medio de la realización de pruebas que permitan caracterizar el prototipo y establecer un margen de error en dichas mediciones, se utilizara un medidor de referencia el cual se encuentra en las instalaciones de los laboratorios de la E3T. (Automatic RLC meter PM6303A FLUKE).

La finalidad de estas pruebas es evaluar el desempeño del diseño, encontrando la diferencia entre los rangos de medición y cálculos teóricos del diseño, con los que en realidad el equipo puede alcanzar a calcular.

5.1 PRUEBAS PROTOTIPO.

Las pruebas consisten en efectuar mediciones para diferentes componentes pasivos reales con el medidor de referencia, luego estas mismas medidas se realizan en el prototipo y por medio de la estadística se estiman los errores.

Se harán mediciones para elementos pasivos reales dentro de los rangos de medición propuestos y por encima de estos con el objetivo de constatar hasta que valores en realidad se puede operar eficazmente el medidor.

Se repetirá varias veces una misma medida sobre un mismo elemento para así verificar que tan preciso es el equipo.

5.1.1 Resistencias.

Se seleccionan valores de resistencia diferentes dentro de distintos rangos de medición y se calcula el error de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$\% E = \left| \frac{\text{Valor med. de Ref.} - \text{med. Prototipo}}{\text{Valor med. de Ref.}} \right| \times 100 \quad (5.1).$$

Los rangos de valores escogidos se tomaron de acuerdo al diseño del método de medición, para mayor claridad se puede referir a la Tabla 4 donde se hace referencia al método.

Tabla 16. Rangos seleccionados para resistencias.

RANGOS	VALORES (Ω)
1	[1 - 5k]
2	[5k - 10M]

Fuente: Autores del Proyecto.

Tomando diez valores diferentes de resistencias dentro de cada rango, se mide y calcula el error.

Tabla 17. Valores de resistencias medidas y error para rango 1.

MED. DE REFERENCIA	PROTOTIPO	% E
0.84	0.83	1.2
4.978	4.9	1.6
24.17	23.94	1
49.49	48.75	1.5
98.88	97.7	1.2
217	213.96	1.4
557.6	549.24	1.5
990	979.11	1.1
2.197	2.17k	1.2
2.969k	2.93k	1.3
5.038k	5.11k	1.4

Fuente: Autores del Proyecto.

Tabla 18. Valores de resistencias medidas y error para rango 2.

MED. DE REFERENCIA	PROTOTIPO	% E
10.01k	9.86k	1.5
11.52k	11.3k	1.9
50.87k	50.2k	1.3
100.6k	99.5k	1.1
561.1k	554k	1.3
462.6k	453.8k	1.9
763k	752.6k	1.4
1.273M	1.26M	1
5.05M	4.96M	1.8
10.39M	10.18M	2

Fuente: Autores del Proyecto.

Revisando y analizando los resultados obtenidos podemos afirmar que el equipo mide correctamente dentro de los límites establecidos en el diseño.

Para obtener el error por rangos de medición del equipo hacemos uso de la siguiente ecuación:

$$Error\ Promedio = \frac{\sum_{i=0}^n x_i}{n} \quad (5.2).$$

En la que x_i = al porcentaje error de cada elemento i y n es el número de elementos.

Tabla 19. Errores para cada rango de resistencias.

RANGOS	% E
1	1.44
2	1.52

Fuente: Autores del Proyecto.

5.1.2 Condensadores.

El procedimiento para determinar el error en la medición de los condensadores es exactamente el mismo que para las resistencias.

Tabla 20. Rangos seleccionados para condensadores.

RANGOS	VALORES (F)
1	[10n – 47μ]
2	[1p – 10n]

Fuente: Autores del Proyecto.

Tabla 21. Valores de condensadores medidos y error para rango 1.

MED. DE REFERENCIA	PROTOTIPO	% E
9.356n	9.3n	0.6
21.95n	21.79n	0.7
47.32n	46.82n	1.1
107.3n	109.25n	1.8
226.3n	223.41n	1.3
473.7n	474.53n	0.2
943.7n	938.7n	0.5
8.133u	7.95u	2.2
28.76u	28.18u	2
40.09u	39.23u	2.1

Fuente Autores del Proyecto.

Tabla 22. Valores de condensadores medidos y error para rango 2.

MED. DE REFERENCIA	PROTOTIPO	% E
3.2p	3.16p	1.3
9.8p	9.64p	1.6
20.2p	19.76p	2.2
27.5p	26.95p	2
103.6p	102.46p	1.1
498.3p	491.3p	1.4
952.9p	935.75p	1.8
1.687n	1.66n	1.6
2.6n	2.57n	1.1
8.5n	8.42n	0.9

Fuente: Autores del Proyecto.

Revisando y analizando los resultados obtenidos podemos afirmar que el equipo mide correctamente dentro de los límites establecidos en el diseño.

Se determina el error existente en cada rango de la misma manera que se estimo el error por rangos en las resistencias.

Tabla 23. Errores para cada rango de condensadores.

RANGOS	% E
1	1.25
2	1.5

Fuente: Autores del Proyecto.

5.1.3 Inductancias.

En el caso de los inductores por no contar con variedad de valores a medir, como en el caso de resistencias y condensadores, los inductores medidos no se organizaron por rango, en la Tabla 24 se aprecian los valores medidos y el respectivo error calculado.

Tabla 24. Valores de inductancias medidos.

MED. DE REFERENCIA	PROTOTIPO	% E
122 μ H	120 μ H	1,63
1,5 mH	1.47 mH	2
29.79mH	29.05mH	2.5
543mH	528mH	2.8
1.5H	1.46H	2.6

Fuente: Autores del Proyecto.

Al analizar los resultados apreciamos que para los valores de inductancia medidos el prototipo se comporta de la manera esperada, el error promedio para las medidas realizadas es de 2,3%

CONCLUSIONES

- Se diseñó y construyó, un equipo autónomo capaz de medir componentes pasivos reales, que brinda la posibilidad de visualizar diversos parámetros de dichos elementos, como circuito equivalente en serie y/o paralelo, factor de calidad, factor de disipación, impedancia y ángulo de fase.
- El circuito integrado AD9833 de *Analog Device* se utilizó para implementar un circuito generador de onda senoidal con amplitud constante de 1,5 Vrms y frecuencia variable, que tuvo un desempeño óptimo a lo largo del rango de frecuencia deseado.
- Se modificó, automatizó e implementó el "Método experimental de medida de impedancias con analizador de espectros" trabajado en la tesis de J. Gago, J. Basells, D. González, SAAEI 99. Madrid, Sept. 1999
- Se diseñó una etapa de acondicionamiento y adquisición de señal, que permitió la manipulación y operación de la señal senoidal para la realización de los cálculos de los parámetros por medio del microcontrolador.
- Se desarrollaron algoritmos de programación que permiten tratar los datos obtenidos como información y procesarlos para su óptima utilización en la obtención de los resultados.
- Los resultados encontrados al evaluar el prototipo son los esperados, debido a que para las medidas realizadas con este se produjeron errores de $\pm 3\%$ dentro de los rangos de medida establecidos, siendo este porcentaje un valor aceptable.

- Se Implementó una interfaz usuario – medidor que permite la comunicación entre el usuario y el equipo de medición, haciendo uso de una pantalla LCD y un teclado matricial, por medio del cual se selecciona el parámetro a ser visualizado.

OBSERVACIONES

- El uso del AD9833 como generador de ondas suprime Z_g en el modelo inicial del método, evitando el uso de estimaciones y aproximaciones respecto a Z_g , que generan errores en la medición de una impedancia.
- La supresión de Z_g y R_2 del método, permite realizar mediciones en un intervalo mayor usando una sola configuración (un valor de R_1 y R_{in}), de esta manera se cubrió el rango de medida con menos configuraciones que las que se hubieran presentado si se tuvieran en cuenta estas.
- El CI AD9833 resultó ser un dispositivo fácil de implementar y programar siendo esto de gran utilidad en el montaje del prototipo.
- El diseño preliminar de la fuente de alimentación se realizó para brindar una corriente máxima de 1 A, debido a que en el montaje del método de medida se utilizaron relés electromecánicos, se aumentó el consumo de corriente del prototipo, teniendo que rediseñar la fuente para un valor de corriente de 2 A.
- A la salida de varias de las etapas del montaje se presentaban niveles de offset que afectaban las medidas por lo tanto se diseñaron etapas de filtrado que eliminaban este nivel.
- El conversor de RMS a DC AD637 brindó un buen desempeño al realizar las medidas de V_{in1} y V_{in2} , debido a su bajo error brindando confiabilidad en las medidas.
- Gracias a la herramienta **codewarrior** la programación del microcontrolador basado en el conocimiento previo del lenguaje c resultó ser sencilla y rápida.

- El integrado INA217 brinda excelentes prestaciones de ganancia, con una configuración sencilla de implementar, ya que su ganancia depende solamente de una resistencia R_g para el control de la misma.

RECOMENDACIONES

- Ampliar el límite superior del barrido en frecuencia.
- Permitir al usuario seleccionar la frecuencia de trabajo específica a la que se desee medir el componente.
- Elaborar una interface que permita al equipo exportar datos a un computador y generar una curva $|Z|$ Vs Freq. del componente de interés.
- Utilizar una unidad de procesamiento (μC o *DSP*) que brinde mejores prestaciones.

BIBLIOGRAFÍA.

GAGO, Javier. BASELLS, Josep. GONZALEZ, David. Sondas de Campo Magnético para la Detección de Problemas EMI en PCB. Tesis. Universidad de Catalunya. 2000.

GOMEZ ARGÜELLO, Ángel María. NAVARRO SOARES, João. Diseño de un Sintetizador de frecuencia integrado para RF (2.4 GHz) en tecnología CMOS de 0.35µm.

DÍAZ, Carlos. Orientación para el diseño de fuentes de alimentación. www.electron.es.vg

DIAS PEREIRA, Miguel. Medidor de impedancias Baseado em Computador Pessoal. Revista Portuguesa de Engenharia Eletrotecnica.

ANALOG DEVICES. Interactive Desing Tools: Direct Digital Synthesizers: AD9833 Device Configuration Assistant. www.analog.com

SEDRA, Adel. SMITH, Kenneth. Circuitos Microelectrónicos. Cuarta Edición. Oxford University Press. 1999.

CUBIDES DÍAZ, Yorlen Astrid. MIELES PINTO, Fidel Enrique. Diseño de una Fuente de Corriente Senoidal y de Pulsos Bifásicos para Medición de Espectro de Impedancia Eléctrica en Tejido Humano. Trabajo de Grado UIS 2006.

MARTINEZ VILLAMIZAR, Uriel Alfonso. TOLOZA MARIÑO, Samir Leonardo. Diseño y Construcción de una Sonda de Campo Magnético para la Detección de Problemas de Interferencia Electromagnéticas en Tarjetas de Circuito Impreso. Trabajo De Grado UIS 2005.

ARDILA GUTIERREZ, José Gregorio. Diseño e Implementación de la Tarjeta de Desarrollo del MC68HC908GP32 para el Laboratorio de Microcontroladores de la Escuela de Ingeniería Eléctrica Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander. Trabajo de Grado UIS 2005.

MÉNDEZ GALVIS, Sonia Milena. SUÁREZ DE AQUÍZ, Luisa Edme. Medidor RLC: Estructura Básica, Diseño y Construcción. Trabajo de Grado UIS 2005.

PALLÁS ARENY, Ramón. Instrumentación Electrónica Básica. Editorial Marcombo S.A, Barcelona (España), 1987.

MANDADO PÉREZ, Enrique. MARIÑO ESPÍNEIRA, Perfecto. LAGO FERREIRO, Alfonso. Instrumentación Electrónica. Departamento de Tecnología Electrónica. Universidad de Vigo. Editorial Marcombo S.A, Barcelona (España), 1995.

REFERENCIAS

- [1] GAGO, Javier. BASELLS, Josep. GONZALEZ, David. Sondas de Campo Magnético para la Detección de Problemas EMI en PCB. Tesis. Universidad de Catalunya. 2000.

- [2] CUBIDES DÍAZ, Yorlen Astrid. MIELES PINTO, Fidel Enrique. Diseño de una Fuente de Corriente Senoidal y de Pulsos Bifásicos para Medición de Espectro de Impedancia Eléctrica en Tejido Humano. Trabajo de Grado UIS 2006.

- [3] MANDADO PÉREZ, Enrique. MARIÑO ESPÍNEIRA, Perfecto. LAGO FERREIRO, Alfonso. Instrumentación Electrónica. Departamento de Tecnología Electrónica. Universidad de Vigo. Editorial Marcombo S.A, Barcelona (España), 1995.

- [4] DIAZ, Carlos, Orientación para el Diseño de Fuentes de Alimentación. www.electron.es.vg

- [5] MAYNÉ, Jordi. Guía Didáctica del 68HC08. Silica, Motorola, Rev.1. 1998.

- [6] PALLÁS ARENY, Ramón. Instrumentación Electrónica Básica. Editorial Marcombo S.A, Barcelona (España), 1987.

ANEXO A. CIRCUITO EQUIVALENTE SERIE PARALELO

Los medidores de parámetros de impedancia se aplican tanto a la caracterización de materiales y componentes, como al análisis de redes. En cualquier caso, y dadas las múltiples opciones de presentación de resultados que se ofrecen, es importante conocer las alternativas que hay en el moldeamiento de impedancias.

A una frecuencia dada, cualquier impedancia puede ser descrita mediante dos cantidades, una real y otra imaginaria, que se pueden simular mediante elementos de circuito ideales: la resistencia equivalente y la reactancia equivalente (L o C). Si la impedancia se representa como suma de estos términos, se dice que está representada mediante el circuito equivalente serie.

Pero también se puede representar la impedancia mediante una admitancia con componentes G y B, que se sobreentienden conectados en paralelo. En este caso se habla de circuito equivalente paralelo.

La diferencia entre los valores serie y paralelo dependen del desfase, es decir, de la calidad del componente. En cualquier caso, los elementos equivalentes solo son validos a una frecuencia determinada. El modelo mejor es aquel que se cumple para un margen de frecuencias mayor, si bien, en general, se sobreentiende el modelo serie si no se dice lo contrario. La parte real del circuito equivalente serie se suele designar como resistencia equivalente serie (ESR).

Las relaciones entre los elementos de los circuitos equivalentes son las siguientes:

A1.1.1 Resistencia y reactancia.

En serie:

$$Z = R \pm jX \quad (A1.1).$$

$$R = \frac{G}{G^2 + G^2} \quad (A1.2).$$

$$X = \pm \frac{B}{G^2 + B^2} \quad (\text{A1.3}).$$

En paralelo:

$$Y = G \pm jB \quad (\text{A1.4}).$$

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2} \quad (\text{A1.5}).$$

$$B = \pm \frac{X}{R^2 + X^2} \quad (\text{A1.6}).$$

A1.1.2 Condensador y Resistencia.

En serie:

$$D = \omega C_s R_s \quad (\text{A1.7}).$$

$$C_s = (1 + D^2) \cdot C_p \quad (\text{A1.8}).$$

$$R_s = \frac{D^2}{1 + D^2} \cdot R_p \quad (\text{A1.9}).$$

En paralelo:

$$D = \frac{1}{\omega C_p R_p} \quad (\text{A1.10}).$$

$$C_p = \frac{1}{1 + D^2} \cdot C_s \quad (\text{A1.11}).$$

$$R_p = \frac{1 + D^2}{D^2} \cdot R_s \quad (\text{A1.12}).$$

Estas transformaciones solo son validas a la frecuencia a la que se ha medido D, ya que esta cambia con la frecuencia. Puede comprobarse que $D_p = D_s = D$, tal como era de esperar, pues la calidad de un componente no puede cambiar dependiendo del modo equivalente considerado. En los condensadores de alta calidad, D es muy pequeña, y entonces se cumple $C_p = C_s$ según puede deducirse de las expresiones anteriores. En otros casos, si al aumentar la frecuencia de medida aumenta D, el mejor modelo es el modelo en serie. Si en cambio D disminuye a frecuencia alta, es mejor el modelo paralelo.

A1.1.3 Inductor y Resistencia.

En serie:

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} \quad (\text{A1.13}).$$

$$L_s = \frac{Q^2}{1+Q^2} \cdot L_p \quad (\text{A1.14}).$$

$$R_s = \frac{R_p}{1+Q^2} \quad (\text{A1.15}).$$

En paralelo:

$$Q = \frac{R_p}{\omega L_p} \quad (\text{A1.16}).$$

$$L_p = \frac{1+Q^2}{Q^2} \cdot L_s \quad (\text{A1.17}).$$

$$R_p = (1 + Q^2) \cdot R_s \quad (\text{A1.18}).$$

Dado que Q es una función de la frecuencia, estas transformaciones solo son validas a la frecuencia a la que se ha medido Q . También aquí $Q_p = Q_s = Q$, según se puede comprobar. En las bobinas de calidad, Q es muy alta y se cumple $L_p = L_s$, si al aumentar la frecuencia aumenta Q , el modelo más adecuado es el serie; si Q se reduce, el modelo más adecuado es el paralelo.

ANEXO B. MÉTODOS PARA MEDIR IMPEDANCIAS

B1.1 MÉTODO DE DEFLEXIÓN.

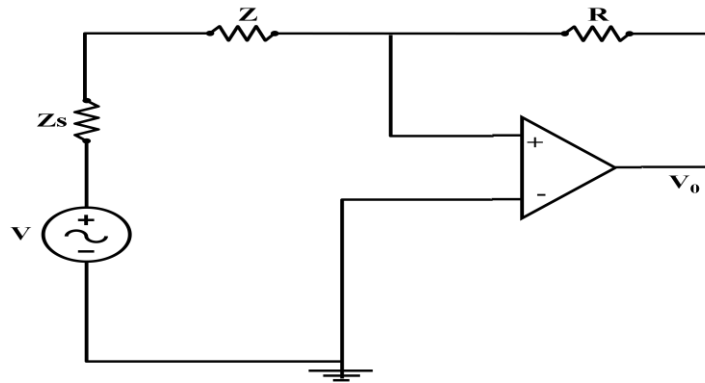
Se denominan métodos de deflexión a los métodos basados en la ley de Ohm. Los más habituales son: el divisor de tensión, y aquellos en que se mide V e I , o se emplea una corriente o tensión constante y se mide la caída de tensión o la corriente, respectivamente [6].

El método del divisor de tensión consiste en medir la tensión en los bornes del elemento desconocido, dispuesto en serie con una impedancia conocida y un oscilador de amplitud y frecuencia estables. Para obtener las componentes activa y reactiva hay que medir no solo la amplitud sino también la fase de la tensión de salida.

Un inconveniente de este método es que la amplitud de la salida no es proporcional al módulo de la impedancia. Una ventaja es que necesita menos elementos de precisión que un puente, pues, para tener distintas escalas, basta cambiar la impedancia de referencia en serie con la desconocida. Se emplea para la medida de resistencias altas y condensadores con pocas fugas.

El método de más fácil aplicación, consiste en aplicar directamente la ley de Ohm. Para esto hay que conocer las amplitudes de la caída de tensión en la impedancia desconocida, la corriente a través de ésta y el desfase entre ambas. Mediante una serie de cálculos se puede obtener el módulo, la componente real, componente imaginaria, los factores de calidad y de pérdidas, etc. Estos cálculos se ven facilitados, en parte, si se trabaja con una fuente de corriente o de tensión constantes, pero puede hacerlos internamente el instrumento si está basado en un microprocesador.

Figura 53. Método de deflexión.



Fuente: Instrumentación Electrónica Básica. [6]

En la Figura 53 se presenta el fundamento de un medidor de impedancia compleja de este tipo. Un oscilador de frecuencia, igual a aquella a que desea hacer la medida, se conecta en serie con la impedancia desconocida Z , provocando el paso de una corriente I . Esta se mide a su vez, viendo la caída de tensión que provoca en una resistencia R estable, conocida con precisión. Un circuito digital mide el desfase entre las caídas de tensión en Z y en R . con estos dos datos. Un microprocesador realiza los cálculos para obtener los modelos serie y paralelo correspondientes, y presenta los resultados que desee.

El cambio de escala se realiza mediante R . con este sistema se evita tener que medir tensiones muy grandes cuando Z es grande, como sucedería si se trabajara a corriente constante, y la necesidad de aplicar tensiones muy pequeñas cuando Z fuera pequeña, si se trabajara a tensión constante. Al mismo tiempo, se evita el error debido a la impedancia de salida de la fuente, Z_s .

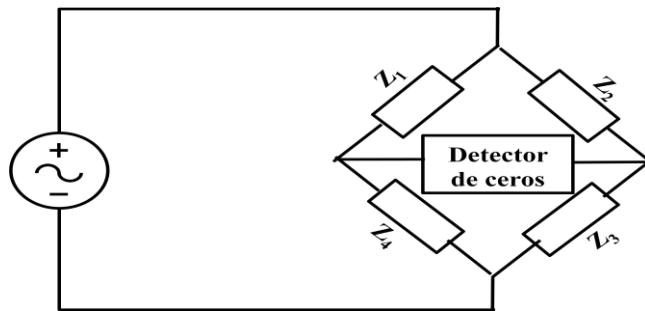
La utilización de un amplificador operacional limita la aplicación de esta técnica. Si se desean evitar errores excesivos, no puede extenderse a frecuencias superiores a unos 100 kHz.

B1.2 PUENTES DE ALTERNA.

Los puentes de alterna pueden considerarse como una extensión del puente de Wheatstone, pero con impedancias en sus ramas, en vez de resistencias, y alimentados por un oscilador en vez de una fuente de tensión continua. Con la configuración de la Figura 54 en el equilibrio, las tensiones en los nudos centrales son iguales en amplitud y fase, y se cumple

$$Z_3 = Z_2 Z_4 / Z_1 = Z_2 Z_4 Y_1 = Z_2 Z_4 / Z_1 \quad (\text{B1.1})$$

Figura 54. Tensiones en equilibrio.



Fuente: Instrumentación Electrónica Básica. [6].

Y esto implica que se cumplen, simultáneamente,

$$|Z_3| = |Z_2| |Z_4| / |Z_1| \quad (\text{B1.2}).$$

$$\theta_3 + \theta_1 = \theta_2 + \theta_4 \quad (\text{B1.3}).$$

Si Z_4/Z_1 es real, se puede comparar Z_3 con una impedancia similar. Son los denominados puentes de comparación. Si, en cambio, se hace que $Z_2 Z_4$ sea real, se puede comparar Z_3 con una admitancia Y_1 , y se habla de puentes de inversión.

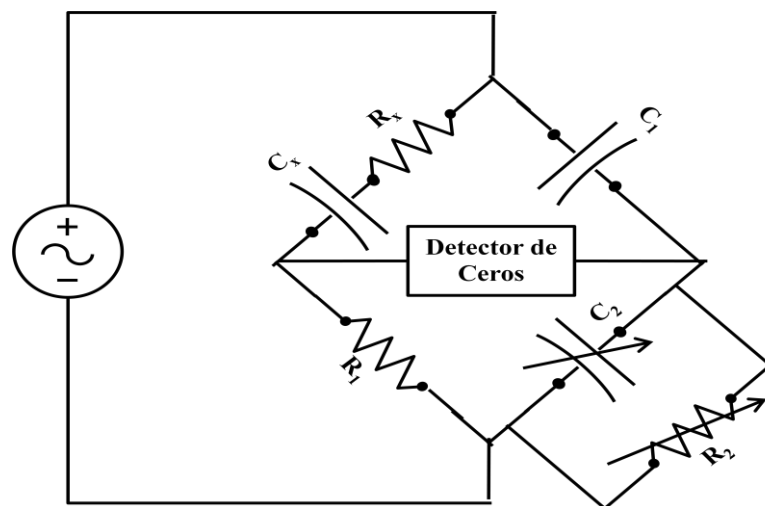
En ambos casos, para obtener el equilibrio hay que hacer dos ajustes, hasta obtener la igualdad de módulos y de fases. Es difícil realizar de forma manual estos ajustes, lo que ha reducido la aplicación de este método.

Para tener un instrumento con lectura directa hay que medir módulo y fase, y disponer dos elementos ajustables para cerrar un lazo de realimentación, o bien medir por deflexión.

Entre los puentes de alterna más usados se encuentran [3]:

B1.2.1 Puente de Schering.

Figura 55. Puente de Schering.



Fuente: Instrumentación Electrónica. [3]

Una configuración que todavía se emplea, para medir las fugas en condensadores de alta tensión, es el puente de Schering. Su estructura es la mostrada en la Figura 55.

Después de realizar los ajustes correspondientes en C_2 y R_2 el indicador de la rama central señala que se ha obtenido el equilibrio se cumple:

$$C_x = \frac{R_2}{R_1} C_1 \quad (\text{B1.4})$$

$$R_x = \frac{C_2}{C_1} \cdot R_1 \quad (\text{B1.5}).$$

$$\tan \delta = \omega R_2 C_2 \quad (\text{B1.6}).$$

Si para el ajuste del puente se emplea R_1 en vez de R_2 , entonces se puede calibrar el dial de C_2 para que a una frecuencia dada se pueda leer directamente $\tan \delta$.

B1.2.2 Puente de Maxwell.

Se utiliza para medir los parámetros característicos de una bobina en función de una capacitancia conocida. Su esquema se representa en la Figura 56. Teniendo en cuenta que en una de las ramas hay un condensador en paralelo con una resistencia, resulta más fácil resolver la ecuación de equilibrio utilizando la admitancia de dicha rama en lugar de su impedancia. De esta forma, se obtiene que la condición de equilibrio del puente venga dada por la expresión:

$$\bar{Z}_x = \bar{Z}_2 \bar{Z}_4 \bar{Y}_1 \quad (\text{B1.7}).$$

En la que:

$$\bar{Z}_2 = R_2; \bar{Z}_4 = R_4; \bar{Y}_1 = \frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \quad (\text{B1.8}).$$

Lo que se reduce a la expresión:

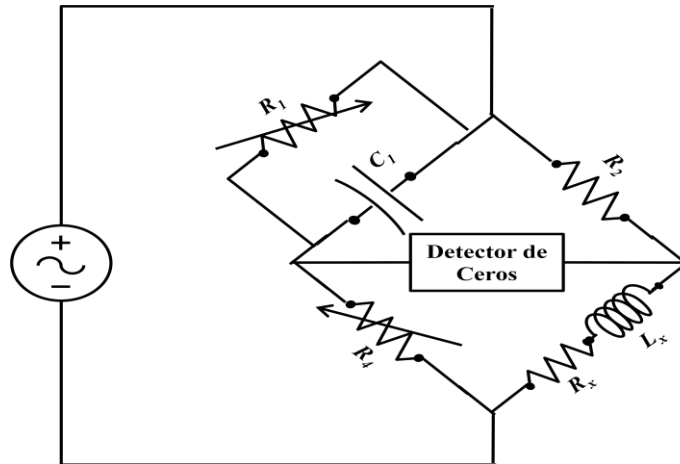
$$\bar{Z}_x = R_x + j\omega L_x = R_2 R_4 \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right) \quad (\text{B1.9}).$$

A partir del cual se obtiene:

$$R_x = \frac{R_2 R_4}{R_1} \quad (\text{B1.10}).$$

$$L_x = R_2 R_4 C_1 \quad (\text{B1.11}).$$

Figura 56. Puente de Maxwell.



Fuente: Instrumentación Electrónica. [3]

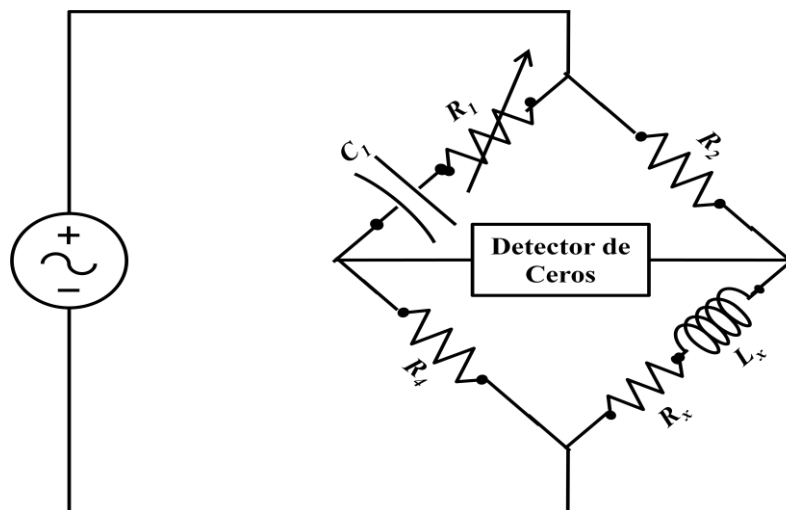
El puente de Maxwell está limitado a medir inductancias cuyo factor de calidad Q (X/R) es de valor medio $1 < Q < 10$. Esto es debido a que un factor de calidad Q alto, hace que el desfase introducido en la rama correspondiente este próximo a 90° ($\theta_3 = 90^\circ$)

B1.2.3 Puente de Hay

Se utiliza para medir los parámetros característicos de bobinas de valor Q elevado.

Se diferencia del de Maxwell en que Z_1 está formada por una resistencia en serie con un condensador.

Figura 57. Puente de Hay.



Fuente: Instrumentación Electrónica. [3]

Teniendo en cuenta que:

$\bar{Z}_1 = R_1 - \frac{j}{\omega C_1}$, $\bar{Z}_2 = R_2$, $\bar{Z}_4 = R_4$ y $\bar{Z}_x = R_x + j\omega L_x$, la condición de equilibrio viene dada por la expresión:

$$\left(R_1 - \frac{j}{\omega C_1}\right)(R_x + j\omega L_x) = R_2 R_4 \quad (\text{B1.12}).$$

Que se convierte:

$$R_1 R_x + \frac{L_x}{C_1} + j\left(\omega R_1 L_x - \frac{R_x}{\omega C_1}\right) = R_2 R_4 \quad (\text{B1.13}).$$

A partir de la cual se obtiene:

$$R_x R_1 + \frac{L_x}{C_1} = R_2 R_4 \quad (\text{B1.14}).$$

$$\omega R_1 L_x - \frac{R_x}{\omega C_1} = 0 \quad (\text{B1.15}).$$

Resolviendo ambas ecuaciones resulta finalmente que:

$$R_x = \frac{\omega^2 C_1^2 R_1 R_2 R_4}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad (\text{B1.16}).$$

$$L_x = \frac{R_2 R_4 C_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad (\text{B1.17}).$$

De estas dos últimas expresiones se deduce que la resistencia R_x y la inductancia L_x dependen de la frecuencia de la onda alterna aplicada al puente. Pero como se demuestra a continuación, esto no es cierto si el valor de Q es elevado.

En efecto, si se denomina θ_L al ángulo de fase del inductor y θ_C al del condensador se tiene que:

$$\tan \theta_l = \frac{X_l}{R} = \frac{\omega L_x}{R_x} = Q \quad (\text{B1.18}).$$

$$\tan \theta_c = \frac{X_c}{R} = \frac{1}{\omega R_1 C_1} \quad (\text{B1.19}).$$

Dado que $\theta_2 = \theta_4 = 0^\circ$ (por ser los componentes de dichas ramas resistivos), se ha de verificar que $\theta_L = \theta_C$, es decir $\tan \theta_L = \tan \theta_C$. Por lo tanto a partir de las expresiones anteriores resulta:

$$Q = \frac{1}{\omega R_1 C_1} \quad (\text{B1.20}).$$

y sustituyendo en las ecuaciones de R_x y L_x se tiene:

$$R_x = \frac{\omega^2 C_1^2 R_1 R_2 R_4}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \cdot \frac{R_1}{R_1} = \frac{R_2 R_4}{R_1 Q^2 (1 + \frac{1}{Q^2})} \quad (\text{B1.21}).$$

$$L_x = \frac{R_2 R_4 C_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} = \frac{R_2 R_4 C_1}{1 + \frac{1}{Q^2}} \quad (\text{B1.22}).$$

De estas expresiones se deduce que para valores altos de Q se cumple:

- $L_x = R_2 R_4 C_1$, expresión idéntica a la del puente de Maxwell, por ser $1/Q^2 \ll 1$.
- R_x posee un valor muy pequeño

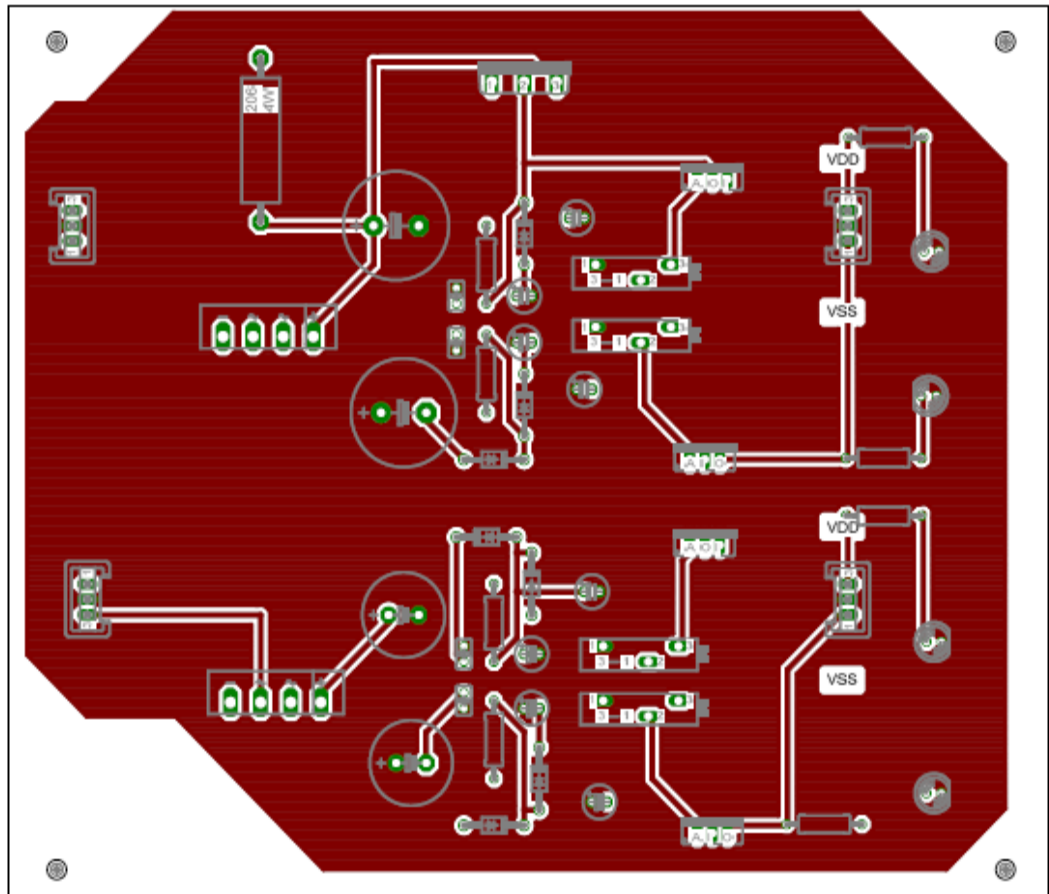
ANEXO C. DISEÑO DE PCB

El circuito impreso se diseñó en Eagle 4.15. Una herramienta tipo CAD que permite al usuario generar el PCB de un determinado circuito mediante la elaboración previa de un esquemático del mismo. Con el propósito de evitar la generación y/o aumento de ruido, térmico, capacitancias parásitas, ruido eléctrico, acoplamiento capacitivo, fallas en la elaboración del impreso debidas a las dimensiones mínimas que el fabricante del PCB puede manejar, Se tiene en cuenta las siguientes reglas:

- La longitud de las pistas debe ser mínima y de ésta forma reducir los efectos inductivos que pueden generar interferencia de RF.
- Uso de capacitores de desacople en las fuente de alimentación y ubicar los mismos lo más cerca posible de las fuentes, reduce los picos de sobretensión propagados en el PCB.
- Las pistas de potencia, deben presentar un ancho adecuado (el mínimo posible) debido a la cantidad de corriente que circulara por ellas.
- La separación entre las pistas debe ser la mayor posible y no ser inferior al ancho de las mismas.
- Usar planos a tierra garantiza compatibilidad electromagnética y evita la formación de lazos de corriente.
- El ancho posible de las pistas debido al fabricante del impreso no debe ser inferior a 0,35mm.
- Según el fabricante del impreso el diámetro de las vías debe ser mínimo de 1,5mm.

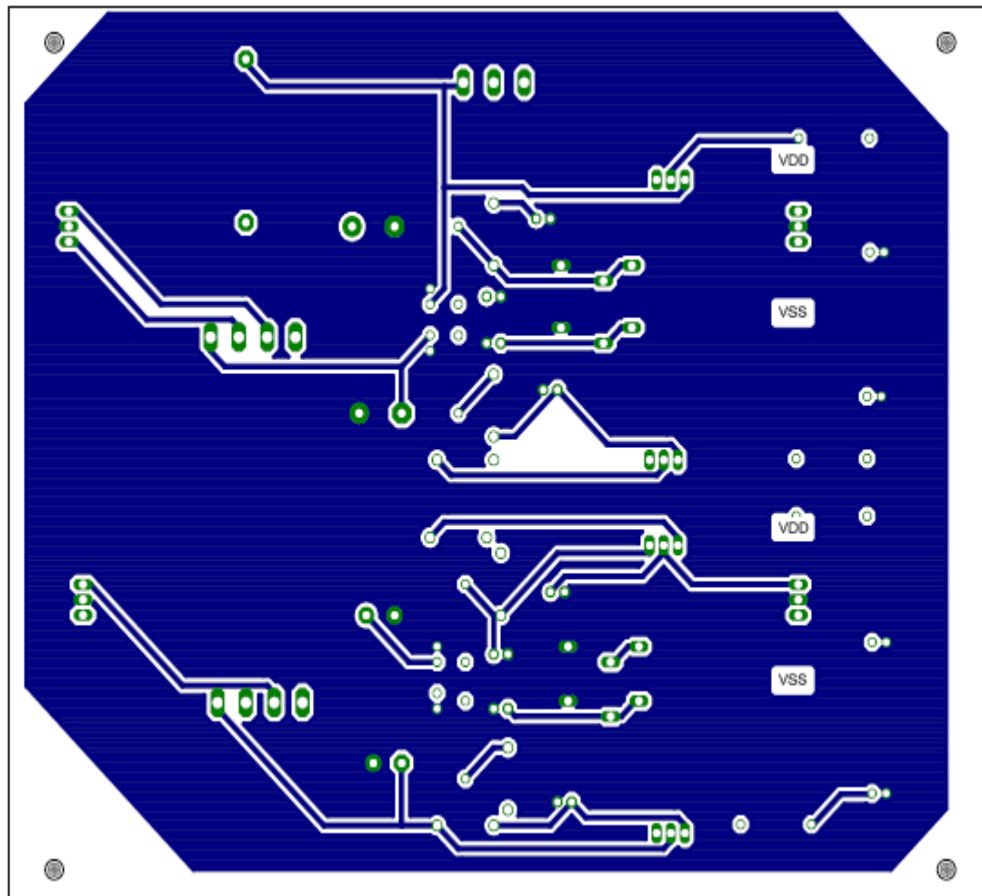
A continuación se muestra el diseño final del PCB, el prototipo se dividió en dos un PCB que contiene solo la fuente de alimentación y otro que contiene los demás bloques funcionales del medidor.

Figura 58. Capa Top Alimentación.



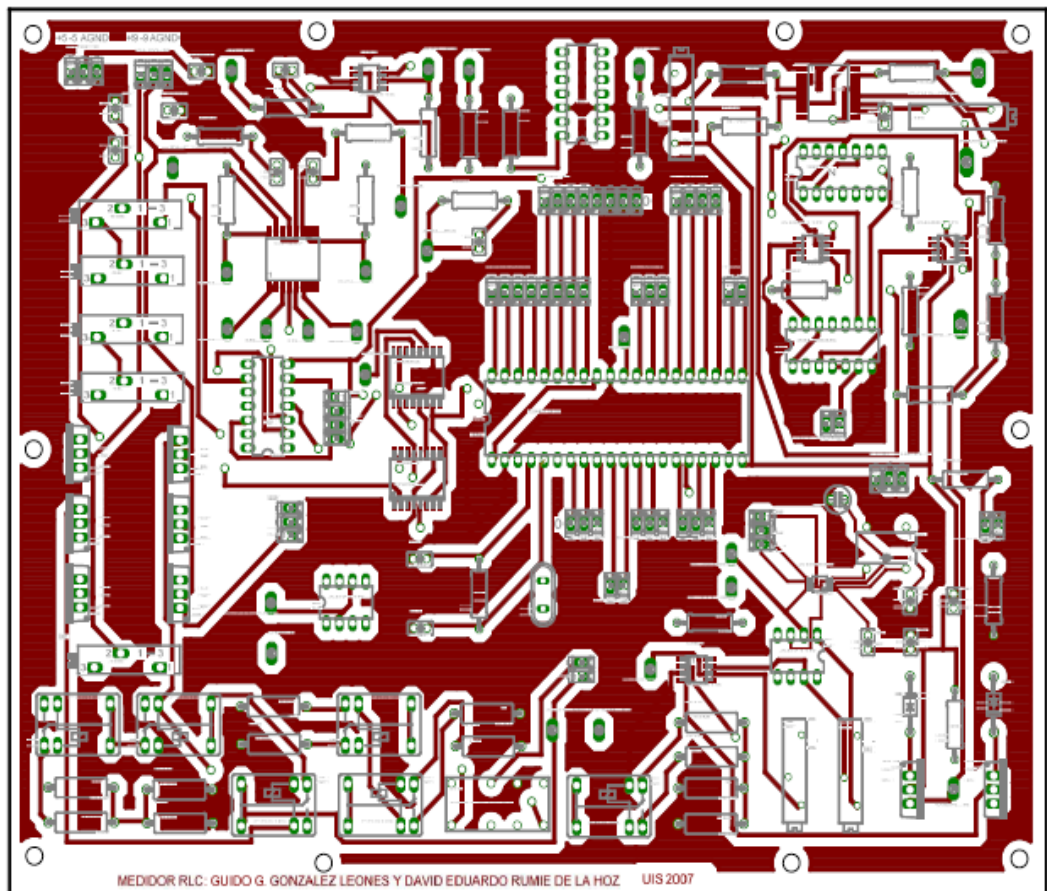
Fuente: Autores del Proyecto.

Figura 59. Capa Bottom Alimentación.



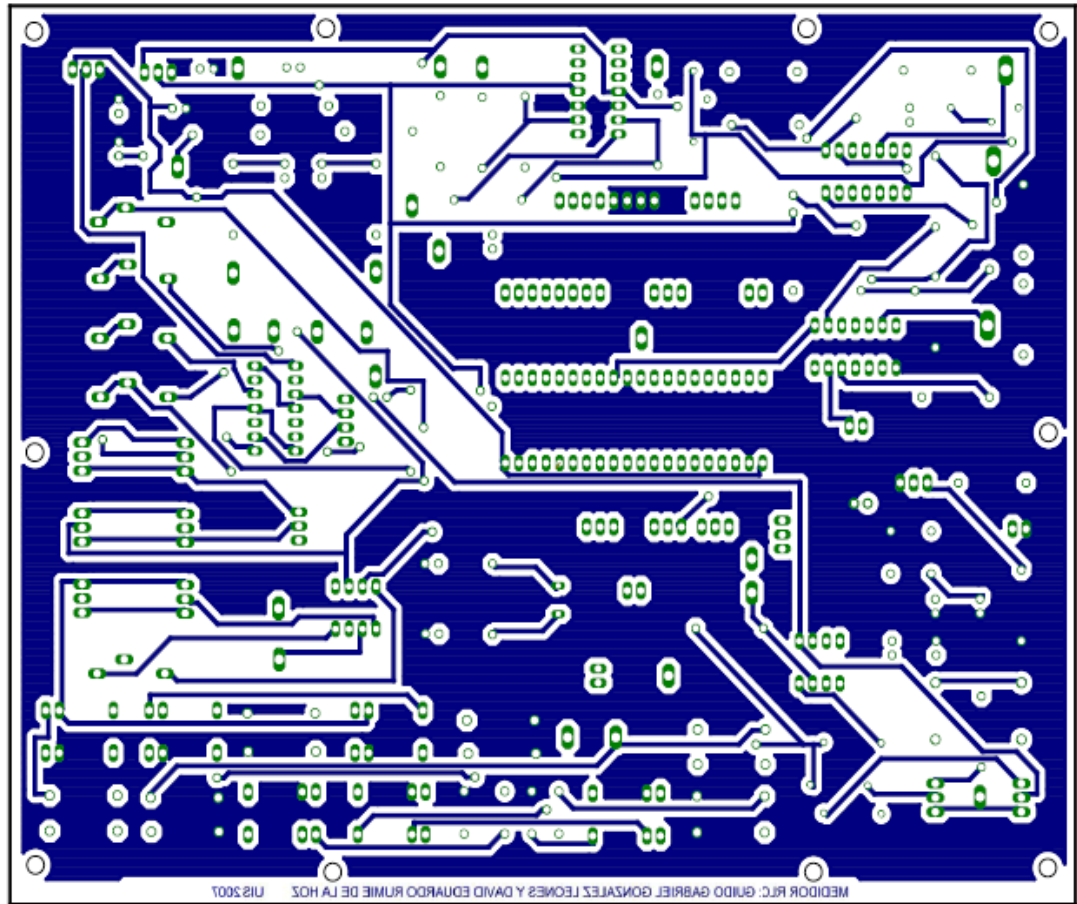
Fuente: Autores del Proyecto.

Figura 60.PCB Prototipo Capa top.



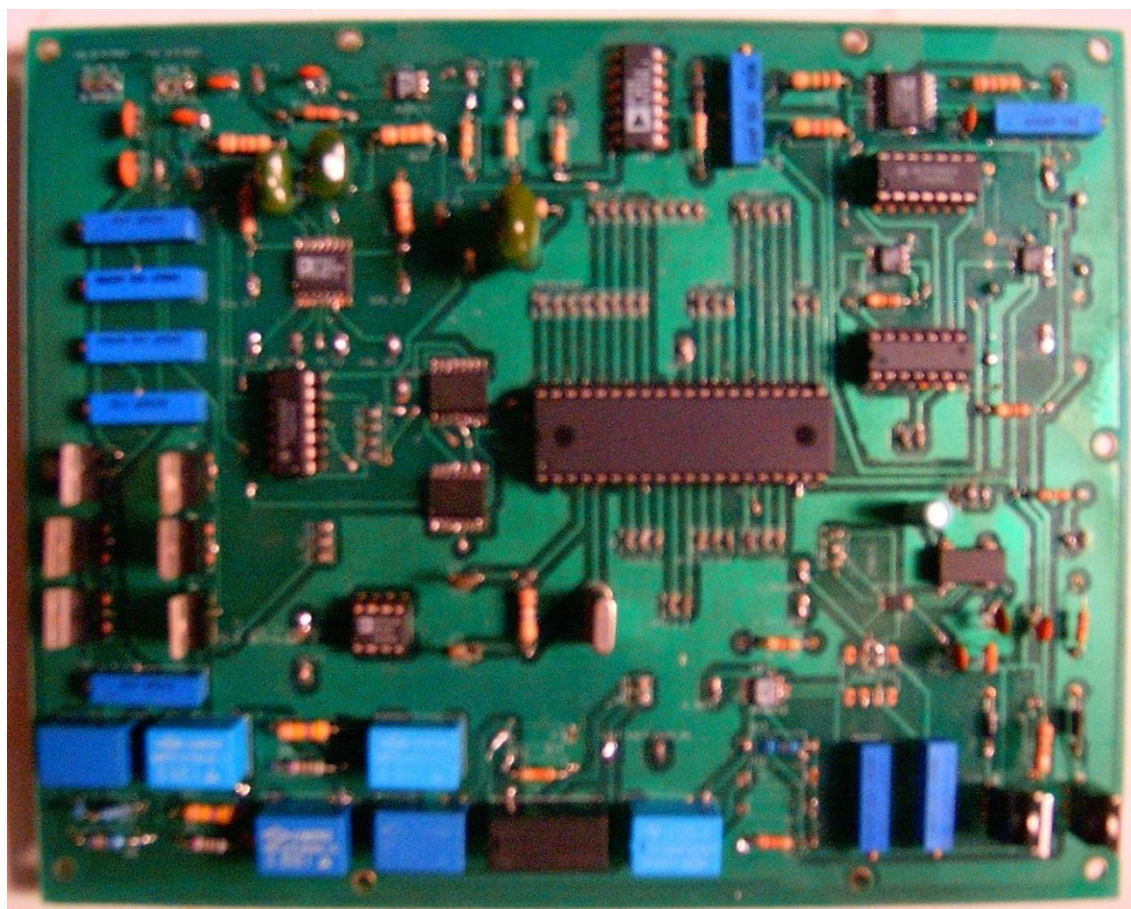
Fuente: Autores del Proyecto.

Figura 61. PCB Prototipo Capa Bottom.



Fuente: Autores del Proyecto.

Figura 62. PCB prototipo terminado



Fuente: Autores del Proyecto.

ANEXO D. HOJAS DE DATOS

En este anexo se presentan las principales especificaciones de los circuitos integrados utilizados para el desarrollo del prototipo Medidor RLC.



2.3 V to 5.5 V, 25 MHz Low Power CMOS Complete DDS

Preliminary Technical Data

AD9833**FEATURES**

2.3 V to 5.5 V Power Supply
25 MHz Speed
Tiny 10-Lead MSOP Package
Serial Loading
Sinusoidal/Triangular DAC Output
Extended Temperature Range: -60°C to $+105^{\circ}\text{C}$
Power-Down Option
Narrow-Band SFDR >72 dB
20 mW Power Consumption at 3 V

APPLICATIONS

Digital Modulation
Portable Equipment
Test Equipment
DDS Tuning

GENERAL DESCRIPTION

This low power DDS device is a numerically controlled oscillator employing a phase accumulator, a SIN ROM, and a 10-bit D/A converter integrated on a single CMOS chip. Clock rates up to 25 MHz are supported with a power supply from 2.3 V to 5.5 V.

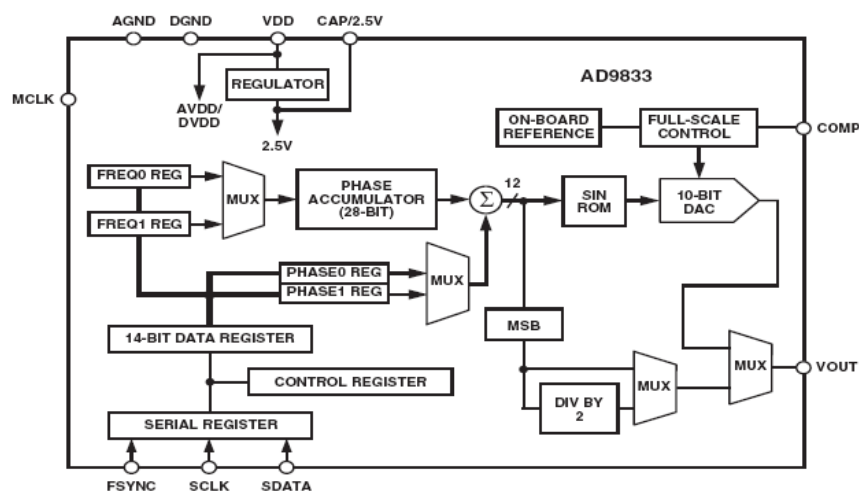
Capability for phase modulation and frequency modulation is provided. Frequency accuracy can be controlled to one part in 0.25 billion. Modulation is affected by loading registers through the serial interface.

The AD9833 offers a variety of output waveforms from the VOUT pin. The SIN ROM can be bypassed so that a linear up/down ramp is output from the DAC. If the SIN ROM is not bypassed, a sinusoidal output is available. Also, if a clock output is required, the MSB of the DAC data can be output.

The digital section is internally operated at 2.5 V, irrespective of the value of VDD, by an on-board regulator that steps down VDD to 2.5 V when VDD exceeds 2.7 V.

The AD9833 has a power-down function (SLEEP). This allows sections of the device that are not being used to be powered down, thus minimizing the current consumption of the part, e.g., the DAC can be powered down when a clock output is being generated.

The AD9833 is available in a 10-lead MSOP package.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

REV. PrH

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

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700
Fax: 781/326-8703
www.analog.com
© Analog Devices, Inc., 2002



Precision, Low Cost, High Speed, BiFET Op Amp

AD711

FEATURES

Enhanced Replacement for LF411 and TL081

AC PERFORMANCE

Settles to $\pm 0.01\%$ in 1.0 μs

16 V/ μs min Slew Rate (AD711J)

3 MHz min Unity Gain Bandwidth (AD711J)

DC PERFORMANCE

0.25 mV max Offset Voltage: (AD711C)

3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max Drift: (AD711C)

200 V/mV min Open-Loop Gain (AD711K)

4 μV p-p max Noise, 0.1 Hz to 10 Hz (AD711C)

Available in Plastic Mini-DIP, Plastic SOIC, Hermetic Cerdip, and Hermetic Metal Can Packages

MIL-STD-883B Parts Available

Available in Tape and Reel in Accordance with

EIA-481A Standard

Surface Mount (SOIC)

Dual Version: AD712

PRODUCT DESCRIPTION

The AD711 is a high speed, precision monolithic operational amplifier offering high performance at very modest prices. Its very low offset voltage and offset voltage drift are the results of advanced laser wafer trimming technology. These performance benefits allow the user to easily upgrade existing designs that use older precision BiFETs and, in many cases, bipolar op amps.

The superior ac and dc performance of this op amp makes it suitable for active filter applications. With a slew rate of 16 V/ μs and a settling time of 1 μs to $\pm 0.01\%$, the AD711 is ideal as a buffer for 12-bit D/A and A/D Converters and as a high-speed integrator. The settling time is unmatched by any similar IC amplifier.

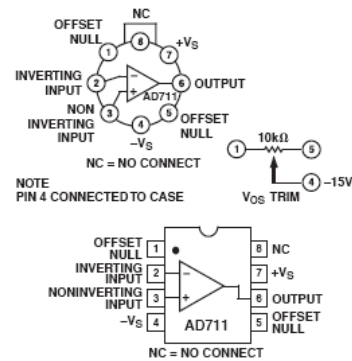
The combination of excellent noise performance and low input current also make the AD711 useful for photo diode preamps. Common-mode rejection of 88 dB and open loop gain of 400 V/mV ensure 12-bit performance even in high-speed unity gain buffer circuits.

The AD711 is pinned out in a standard op amp configuration and is available in seven performance grades. The AD711J and AD711K are rated over the commercial temperature range of 0°C to 70°C . The AD711A, AD711B and AD711C are rated over the industrial temperature range of -40°C to $+85^\circ\text{C}$. The AD711S and AD711T are rated over the military temperature range of -40°C to $+125^\circ\text{C}$ and are available processed to MIL-STD-883B, REV. E.

REV. E

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

CONNECTION DIAGRAMS



Extended reliability PLUS screening is available, specified over the commercial and industrial temperature ranges. PLUS screening includes 168 hour burn-in, as well as other environmental and physical tests.

The AD711 is available in an 8-pin plastic mini-DIP, small outline, cerdip, TO-99 metal can, or in chip form.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD711 offers excellent overall performance at very competitive prices.
2. Analog Devices' advanced processing technology and 100% testing guarantee a low input offset voltage (0.25 mV max, C grade, 2 mV max, J grade). Input offset voltage is specified in the warmed-up condition. Analog Devices' laser wafer drift trimming process reduces input offset voltage drifts to 3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max on the AD711C.
3. Along with precision dc performance, the AD711 offers excellent dynamic response. It settles to $\pm 0.01\%$ in 1 μs and has a 100% tested minimum slew rate of 16 V/ μs . Thus this device is ideal for applications such as DAC and ADC buffers which require a combination of superior ac and dc performance.
4. The AD711 has a guaranteed and tested maximum voltage noise of 4 μV p-p, 0.1 to 10 Hz (AD711C).
5. Analog Devices' well-matched, ion-implanted JFETs ensure a guaranteed input bias current (at either input) of 25 pA max (AD711C) and an input offset current of 10 pA max (AD711C). Both input bias current and input offset current are guaranteed in the warmed-up condition.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700
Fax: 781/326-8703

www.analog.com
© Analog Devices, Inc., 2002



Low-Noise, Low-Distortion INSTRUMENTATION AMPLIFIER Replacement for SSM2017

FEATURES

- LOW NOISE: $1.3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1kHz
- LOW THD+N: 0.004% at 1kHz, $G = 100$
- WIDE BANDWIDTH: 800kHz at $G = 100$
- WIDE SUPPLY RANGE: $\pm 4.5\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$
- HIGH CMR: $> 100\text{dB}$
- GAIN SET WITH EXTERNAL RESISTOR
- DIP-8 AND SOL-16 WIDEBODY PACKAGES

APPLICATIONS

- PROFESSIONAL MICROPHONE PREAMPS
- MOVING-COIL TRANSDUCER AMPLIFIERS
- DIFFERENTIAL RECEIVERS
- BRIDGE TRANSDUCER AMPLIFIERS

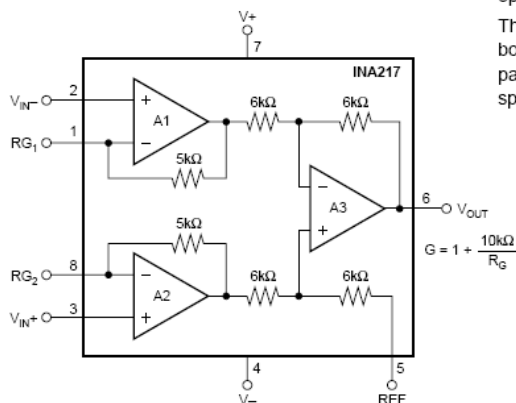
DESCRIPTION

The INA217 is a low-noise, low-distortion, monolithic instrumentation amplifier. Current-feedback circuitry allows the INA217 to achieve wide bandwidth and excellent dynamic response over a wide range of gain. The INA217 is ideal for low-level audio signals such as balanced low-impedance microphones. Many industrial, instrumentation, and medical applications also benefit from its low noise and wide bandwidth.

Unique distortion cancellation circuitry reduces distortion to extremely low levels, even in high gain. The INA217 provides near-theoretical noise performance for 200Ω source impedance. The INA217 features differential input, low noise, and low distortion that provides superior performance in professional microphone amplifier applications.

The INA217 features wide supply voltage, excellent output voltage swing, and high output current drive, making it an optimal candidate for use in high-level audio stages.

The INA217 is available in the same DIP-8 and SOL-16 wide body packages and pinouts as the SSM2017. For a smaller package, see the INA163 in SO-14 narrow. The INA217 is specified over the temperature range of -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$.



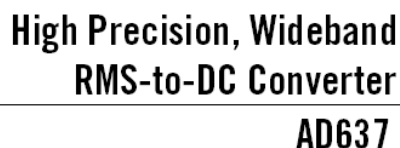
Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS
www.ti.com

Copyright © 2002-2005, Texas Instruments Incorporated



- High accuracy
 - 0.02% maximum nonlinearity, 0 V to 2 V rms input
 - 0.10% additional error to crest factor of 3
- Wide bandwidth
 - 8 MHz at 2 V rms input
 - 600 kHz at 100 mV rms
- Computes:
 - True rms
 - Square
 - Mean square
 - Absolute value
- dB output (60 dB range)
- Chip select/power-down feature allows:
 - Analog three-state operation
 - Quiescent current reduction from 2.2 mA to 350 μ A
- 14-lead SBDIP, 14-lead low cost Cerdip, and 16-lead SOIC

The AD637 is a complete, high accuracy, monolithic rms-to-dc converter that computes the true rms value of any complex waveform. It offers performance that is unprecedented in integrated circuit rms-to-dc converters and comparable to discrete and modular techniques in accuracy, bandwidth, and dynamic range. A crest factor compensation scheme in the AD637 permits measurements of signals with crest factors of up to 10 with less than 1% additional error. The wide bandwidth of the AD637 permits the measurement of signals up to 600 kHz with inputs of 200 mV rms and up to 8 MHz when the input levels are above 1 V rms.

A chip select connection on the AD637 permits the user to decrease the supply current from 2.2 mA to 350 μ A during periods when the rms function is not in use. This feature facilitates the addition of precision rms measurement to remote or hand-held applications where minimum power consumption is critical. In addition, when the AD637 is powered down, the output goes to a high impedance state. This allows several AD637s to be tied together to form a wideband true rms multiplexer.

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

The input circuitry of the AD637 is protected from overload voltages in excess of the supply levels. The inputs are not damaged by input signals if the supply voltages are lost.

The AD637 is available in accuracy Grade J and Grade K for commercial temperature range (0°C to 70°C) applications; accuracy Grade A and Grade B for industrial range (–40°C to +85°C) applications; and accuracy Grade S rated over the –55°C to +125°C temperature range. All versions are available in hermetically sealed, 14-lead SBDIP, 14-lead CERDIP, and 16-lead SOIC_W packages.

The AD637 computes the true root mean square, mean square, or absolute value of any complex ac (or ac plus dc) input waveform and gives an equivalent dc output voltage. The true rms value of a waveform is more useful than an average rectified signal because it relates directly to the power of the signal. The rms value of a statistical signal is also related to the standard deviation of the signal.

The AD637 is laser wafer trimmed to achieve rated performance without external trimming. The only external component required is a capacitor that sets the averaging time period. The value of this capacitor also determines low frequency accuracy, ripple level, and settling time.

The on-chip buffer amplifier can be used either as an input buffer or in an active filter configuration. The filter can be used to reduce the amount of ac ripple, thereby increasing accuracy.



Ultrafast, 4 ns Single-Supply Comparators

AD8611/AD8612

FEATURES

4 ns propagation delay at 5 V
Single-supply operation: 3 V to 5 V
100 MHz input
Latch function

APPLICATIONS

High speed timing
Clock recovery and clock distribution
Line receivers
Digital communications
Phase detectors
High speed sampling
Read channel detection
PCMCIA cards
Zero-crossing detector
High speed analog-to-digital converter (ADC)
Upgrade for LT1394 and LT1016 designs

PIN CONFIGURATIONS

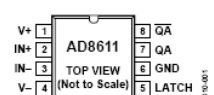


Figure 1. 8-Lead Narrow Body SOIC (R-8)

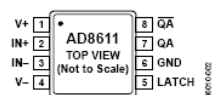


Figure 2. 8-Lead MSOP (RM-8)

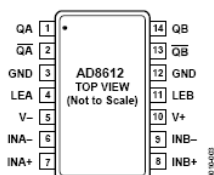


Figure 3. 14-Lead TSSOP (RU-14)

GENERAL DESCRIPTION

The AD8611/AD8612 are single and dual 4 ns comparators with latch function and complementary output. The latch is not functional if V_{CC} is less than 4.3 V.

Fast 4 ns propagation delay makes the AD8611/AD8612 good choices for timing circuits and line receivers. Propagation delays for rising and falling signals are closely matched and tracked over temperature. This matched delay makes the AD8611/AD8612 good choices for clock recovery because the duty cycle of the output matches the duty cycle of the input.

The AD8611 has the same pinout as the LT1016 and LT1394, with lower supply current and a wider common-mode input range, which includes the negative supply rail.

The AD8611/AD8612 are specified over the industrial temperature range (-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$). The AD8611 is available in both 8-lead MSOP and narrow 8-lead SOIC surface-mount packages. The AD8612 is available in a 14-lead TSSOP surface-mount package.

Rev. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113 ©2006 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

MC68HC908GP32 **MC68HC08GP32**

Data Sheet

M68HC08
Microcontrollers

MC68HC908GP32
Rev. 6.1
08/2005

freescale.com



Chapter 1

General Description

1.1 Introduction

The MC68HC908GP32 is a member of the low-cost, high-performance M68HC08 Family of 8-bit microcontroller units (MCUs). All MCUs in the family use the enhanced M68HC08 central processor unit (CPU08) and are available with a variety of modules, memory sizes and types, and package types.

1.2 Features

For convenience, features have been organized to reflect:

- Standard features of the MC68HC908GP32
- Features of the CPU08

1.2.1 Standard Features of the MC68HC908GP32

- High-performance M68HC08 architecture optimized for C-compilers
- Fully upward-compatible object code with M6805, M146805, and M68HC05 Families
- 8-MHz internal bus frequency
- FLASH program memory security⁽¹⁾
- On-chip programming firmware for use with host personal computer which does not require high voltage for entry
- In-system programming
- System protection features:
 - Optional computer operating properly (COP) reset
 - Low-voltage detection with optional reset and selectable trip points for 3.0-V and 5.0-V operation
 - Illegal opcode detection with reset
 - Illegal address detection with reset
- Low-power design; fully static with stop and wait modes
- Standard low-power modes of operation:
 - Wait mode
 - Stop mode
- Master reset pin and power-on reset (POR)
- 32 Kbytes of on-chip FLASH memory with in-circuit programming capabilities of FLASH program memory
- 512 bytes of on-chip random-access memory (RAM)
- Serial peripheral interface module (SPI)
- Serial communications interface module (SCI)

1. No security feature is absolutely secure. However, Freescale's strategy is to make reading or copying the FLASH difficult for unauthorized users.

General Description

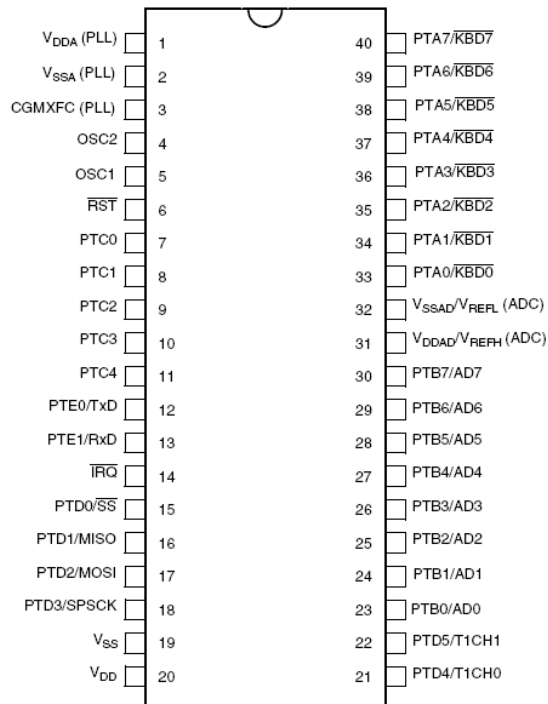
- Two 16-bit, 2-channel timer interface modules (TIM1 and TIM2) with selectable input capture, output compare, and PWM capability on each channel
- 8-channel, 8-bit successive approximation analog-to-digital converter (ADC)
- BREAK module (BRK) to allow single breakpoint setting during in-circuit debugging
- Internal pullups on IRQ and RST to reduce customer system cost
- Clock generator module with on-chip 32-kHz crystal compatible PLL (phase-lock loop)
- Up to 33 general-purpose input/output (I/O) pins, including:
 - 26 shared-function I/O pins
 - Five or seven dedicated I/O pins, depending on package choice
- Selectable pullups on inputs only on ports A, C, and D. Selection is on an individual port bit basis. During output mode, pullups are disengaged.
- High current 10-mA sink/10-mA source capability on all port pins
- Higher current 15-mA sink/source capability on PTC0–PTC4
- Timebase module with clock prescaler circuitry for eight user selectable periodic real-time interrupts with optional active clock source during stop mode for periodic wakeup from stop using an external 32-kHz crystal
- Oscillator stop mode enable bit (OSCSTOPENB) in the CONFIG register to allow user selection of having the oscillator enabled or disabled during stop mode
- 8-bit keyboard wakeup port
- 5-mA maximum current injection on all port pins to maintain input protection
- 40-pin plastic dual-in-line package (PDIP), 42-pin shrink dual-in-line package (SDIP), or 44-pin quad flat pack (QFP)
- Specific features of the MC68HC908GP32 in 40-pin PDIP are:
 - Port C is only 5 bits: PTC0–PTC4
 - Port D is only 6 bits: PTD0–PTD5; single 2-channel TIM module
- Specific features of the MC68HC908GP32 in 42-pin SDIP are:
 - Port C is only 5 bits: PTC0–PTC4
 - Port D is 8 bits: PTD0–PTD7; dual 2-channel TIM modules
- Specific features of the MC68HC908GP32 in 44-pin QFP are:
 - Port C is 7 bits: PTC0–PTC6
 - Port D is 8 bits: PTD0–PTD7; dual 2-channel TIM modules

1.2.2 Features of the CPU08

Features of the CPU08 include:

- Enhanced HC05 programming model
- Extensive loop control functions
- 16 addressing modes (eight more than the HC05)
- 16-bit index register and stack pointer
- Memory-to-memory data transfers
- Fast 8×8 multiply instruction
- Fast 16/8 divide instruction
- Binary-coded decimal (BCD) instructions
- Optimization for controller applications
- Efficient C language support

1.4 Pin Assignments



Pins Not Available on 40-Pin Package	Internal Connection
PTC5	Connected to ground
PTC6	Connected to ground
PTD6/T2CH0	Unconnected
PTD7/T2CH1	Unconnected

Figure 1-2. 40-Pin PDIP Pin Assignments



Quad Precision, High Speed Operational Amplifier

OP467

FEATURES

High Slew Rate – 170 V/ μ s
Wide Bandwidth – 28 MHz
Fast Settling Time – <200 ns to 0.01%
Low Offset Voltage – <500 μ V
Unity-Gain Stable
Low Voltage Operation ± 5 V to ± 15 V
Low Supply Current – <10 mA
Drives Capacitive Loads

APPLICATIONS

High Speed Image Display Drivers
High Frequency Active Filters
Fast Instrumentation Amplifiers
High Speed Detectors
Integrators
Photo Diode Preamps

GENERAL DESCRIPTION

The OP467 is a quad, high speed, precision operational amplifier. It offers the performance of a high speed op amp combined with the advantages of a precision operational amplifier all in a single package. The OP467 is an ideal choice for applications where, traditionally, more than one op amp was used to achieve this level of speed and precision.

The OP467's internal compensation ensures stable unity-gain operation, and it can drive large capacitive loads without oscillation. With a gain bandwidth product of 28 MHz driving a 30 pF load, output slew rate in excess of 170 V/ μ s, and settling time to 0.01% in less than 200 ns, the OP467 provides excellent dynamic accuracy in high speed data-acquisition systems. The channel-to-channel separation is typically 60 dB at 10 MHz.

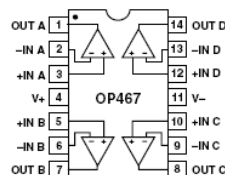
The dc performance of OP467 includes less than 0.5 mV of offset, voltage noise density below 6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, and total supply current under 10 mA. Common-mode rejection and power supply rejection ratios are typically 85 dB. PSRR is maintained to better than 40 dB with input frequencies as high as 1 MHz. The low offset and drift plus high speed and low noise make the OP467 usable in applications such as high speed detectors and instrumentation.

The OP467 is specified for operation from ± 5 V to ± 15 V over the extended industrial temperature range (-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$) and is available in 14-lead plastic and ceramic DIP, and 16-lead SOIC and 20-terminal LCC surface-mount packages.

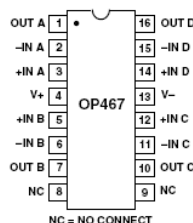
Contact your local sales office for MIL-STD-883 data sheet and availability.

PIN CONNECTIONS

14-Lead Ceramic DIP (Y Suffix) and
14-Lead Plastic DIP (P Suffix)



16-Lead SOIC
(S Suffix)



20-Terminal LCC
(RC Suffix)

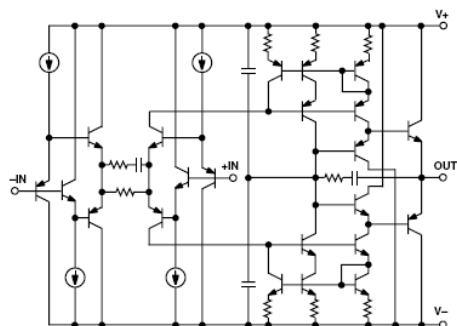
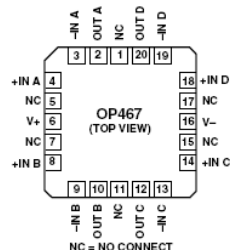


Figure 1. Simplified Schematic

REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 www.analog.com
Fax: 781/326-8703 © 2004 Analog Devices, Inc. All rights reserved.