

**MEDIDOR RLC:
ESTRUCTURA BÁSICA, DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN**

SONIA MILENA MÉNDEZ GALVIS

LUISA EDMME SUÁREZ DE AQUIZ

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2005**

**MEDIDOR RLC:
ESTRUCTURA BÁSICA, DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN**

SONIA MILENA MÉNDEZ GALVIS

LUISA EDMME SUÁREZ DE AQUIZ

**Trabajo de grado para optar el título de
INGENIERO ELECTRÓNICO**

Director

MPE. JAIME GUILLERMO BARRERO PEREZ UIS

Codirector

ING. JOSE ALEJANDRO AMAYA PALACIO UIS

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

2005

A mis padres: Luis Alberto y Rosa... Por ser las personas más importantes en mi vida quienes con su esfuerzo, comprensión, amor y apoyo me ayudaron durante el largo proceso de mi formación universitaria.

A mi hermano: Edgar Alberto... Porque con su ejemplo y apoyo me enseñó a mirar siempre hacia delante y superar todos los obstáculos.

A mis amigas: Liliana y Eliana... Por estar siempre dispuestas a escuchar, compartir todos mis triunfos y darme ánimo cada vez que lo necesitaba.

Sonia Milena Méndez Galvis

A mis padres: Luis Felipe y Paulina...

A mis Hermanos: Ricardo, Mercedes y Félix...

Por su apoyo incondicional, por darme fortaleza en los momentos difíciles...por creer siempre en mí.

A mis Abuelos... Por estar a mi lado, aunque ya no estén aquí.

Luisa Edmme Suárez De Aquiz

AGRADECIMIENTOS

Quienes elaboraron este proyecto, agradecen a los ingenieros Carlos Humberto Esparza, Jorge Humberto Rodríguez y Gabriel Rivera por su apoyo constante y su amistad incondicional.

A Ambrosio Carrillo por su colaboración, disponibilidad y apoyo moral durante el desarrollo del equipo en los laboratorios de Corrosión de la Escuela de Ingeniería Metalúrgica.

A todos nuestros amigos y familiares por su buena vibra, paciencia y por creer siempre en nosotras y en el proyecto.

A Andrés y a Juan Esteban por estar siempre a nuestro lado en las buenas y en las malas, por su amistad, por estar siempre dispuestos a escucharnos, darnos ánimo y fortaleza,

CONTENIDO

| | |
|---|----|
| INTRODUCCIÓN | 16 |
| 1. GENERALIDADES | 18 |
| 1.1 IMPEDANCIA ELÉCTRICA | 18 |
| 1.2. FACTOR DE CALIDAD Y FACTOR DE DISIPACIÓN | 21 |
| 1.3. CIRCUITOS EQUIVALENTES SERIE Y PARALELO | 22 |
| 1.4. COMPONENTES PASIVOS IDEALES | 24 |
| 1.4.1. Resistencias. | 24 |
| 1.4.2. Capacitores. | 25 |
| 1.4.3. Inductores. | 25 |
| 1.5. CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPONENTES PASIVOS REALES | 28 |
| 1.5.3 Resistencias. | 30 |
| 1.6. MÉTODOS DE MEDIDA | 30 |
| 1.6.1 PUENTES. | 31 |
| 1.6.2. Métodos de deflexión. | 39 |
| 2. MEDIDOR DE PARAMETROS RLC MPCP | 42 |
| 2.1. CRITERIOS DE SELECCIÓN DE C.I. | 43 |
| 2.1.1. Criterios de Selección del Generador de Onda Senoidal. | 43 |
| 2.1.2. Criterios de Selección del Amplificador Operacional | 44 |
| 2.1.3 Criterios de selección de comparadores | 45 |
| 2.1.4 Criterios de selección de conversor valor RMS a DC. | 46 |
| 2.2 FUENTES DE ALIMENTACIÓN. | 46 |
| 2.3 GENERADOR DE ONDA SENOIDAL XR2206 | 48 |
| 2.4 CIRCUITO DE MEDIDA | 50 |
| 2.5 COMPARADORES. | 56 |
| 2.6 CONVERTIDORES RMS A DC | 57 |
| 2.7 FILTRO PASA BAJO | 59 |

| | |
|--|-----|
| 2.8 MÓDULO DE CONTROL Y VISUALIZACIÓN | 61 |
| 2.8.1 Microcontrolador PIC16F877. | 61 |
| 2.8.2 Módulo de visualización. | 64 |
| | |
| 3. SOFTWARE | 67 |
| | |
| 3.1 PROGRAMACIÓN DEL MICROCONTROLADOR 16F877 | 67 |
| | |
| 3.2 MEDIDA DE FASE | 71 |
| | |
| 3.3 AJUSTE DE GANANCIA | 74 |
| | |
| 3.4 CÁLCULO DE PARÁMETROS | 75 |
| 3.4.1 Impedancia | 75 |
| 3.4.2 Factor de calidad | 76 |
| 3.4.3 Resistencia en serie. | 78 |
| 3.4.4 Reactancia en serie | 80 |
| 3.4.5 Factor de disipación. | 80 |
| 3.4.6 Capacitancia en serie. | 81 |
| 3.4.7 Capacitancia en paralelo. | 82 |
| 3.4.8 Inductancia en serie | 83 |
| 3.4.9 Inductancia en paralelo. | 84 |
| 3.4.10 Resistencia en paralelo | 84 |
| | |
| 3.5 VISUALIZACIÓN DE DATOS | 86 |
| | |
| 4. PRUEBAS | 98 |
| | |
| 4.1 PRUEBAS PROTOTIPO MPCP | 98 |
| | |
| CONCLUSIONES | 107 |
| | |
| RECOMENDACIONES | 110 |
| | |
| BIBLIOGRAFÍA | 111 |

LISTA DE FIGURAS

| | | |
|------------|--|----|
| Figura 1. | Fasores de tensión y corriente en el plano complejo | 19 |
| Figura 2 | Relaciones entre las coordenadas rectangulares y polares de la Impedancia y la Admitancia en el plano complejo | 20 |
| Figura 3. | Circuito equivalente serie de la Impedancia | 22 |
| Figura 4. | Relaciones entre V e I en: resistores, capacitores e inductores respectivamente | 27 |
| Figura 5. | Circuito equivalente de un capacitor | 28 |
| Figura 6. | Circuito simplificado de un capacitor | 29 |
| Figura 7. | Circuitos equivalentes de un inductor: (a) a alta y (b) baja frecuencia | 29 |
| Figura 8. | Circuito equivalente de un resistor de composición de carbón | 30 |
| Figura 9. | Puente de medida de impedancias | 31 |
| Figura 10. | Puente de Wheatstone de resistencias | 33 |
| Figura 11. | Puente de Kelvin | 34 |
| Figura 12. | Puente de Wien | 35 |
| Figura 13. | Puente de Schering | 36 |
| Figura 14. | Puente de Maxwell | 37 |
| Figura 15. | Puente de Hay | 38 |
| Figura 16. | Determinación de una Impedancia por método de tensión y corriente | 39 |
| Figura 17. | Medida de Impedancia con un circuito amplificador operacional inversor | 41 |
| Figura 18. | Diagrama de bloques del MPCP | 42 |
| Figura 19. | Fuentes de alimentación | 47 |
| Figura 20. | Generador de onda senoidal | 48 |
| Figura 21. | Circuitos de Control y medida | 50 |
| Figura 22. | Circuito Booster | 52 |
| Figura 23. | Amplificador Operacional AD704 | 53 |

| | | |
|------------|--|-----|
| Figura 24. | Circuito de medida | 53 |
| Figura 25. | Circuito comparador | 56 |
| Figura 26. | Circuito convertidor RMS a DC | 57 |
| Figura 27. | Filtro pasa bajo | 59 |
| Figura 28. | Señales de entrada salida | 60 |
| Figura 29. | Respuesta en magnitud | 60 |
| Figura 30. | Diagrama de pines del PIC 16F877 | 63 |
| Figura 31. | Diagrama de flujo general | 69 |
| Figura 32. | Diagrama de flujo para la Medida de Fase | 73 |
| Figura 33. | Configuración de relés | 75 |
| Figura 34. | Diagrama de flujo para la visualización de Z | 88 |
| Figura 35. | Diagrama de flujo para establecer rango y unidades de Resistencias | 90 |
| Figura 36. | Diagrama de flujo para establecer rango y unidades de Capacitores | 91 |
| Figura 37. | Diagrama de flujo para establecer rango y unidades de bobinas | 92 |
| Figura 38. | Diagrama de flujo de rutinas para posición de la coma | 93 |
| Figura 39. | Diagrama de flujo de la rutina DÍGITOS | 94 |
| Figura 40. | Teclado matricial 3x3 | 95 |
| Figura 41. | Rutina para el escaneo del teclado | 96 |
| Figura 42. | Distribución típica del error en la medida de resistencias | 102 |
| Figura 43. | Distribución típica del error en la medida de condensadores | 105 |

LISTA DE CUADROS

| | | |
|------------|--|-----|
| Cuadro 1. | Características XR2206 | 44 |
| Cuadro 2. | Resistencias de realimentación | 55 |
| Cuadro 3. | Rutinas aritméticas | 71 |
| Cuadro 4. | Selección de Relés | 74 |
| Cuadro 5. | Código para hallar Impedancia | 75 |
| Cuadro 6. | Código para hallar factor de calidad | 77 |
| Cuadro 7. | Código para hallar R_s | 78 |
| Cuadro 8. | Código para hallar X_s | 80 |
| Cuadro 9. | Código para hallar D | 80 |
| Cuadro 10. | Código para hallar C_s | 81 |
| Cuadro 11. | Código para hallar C_p | 82 |
| Cuadro 12. | Código para hallar L_s | 83 |
| Cuadro 13. | Código para hallar L_p | 84 |
| Cuadro 14. | Código para hallar R_p | 84 |
| Cuadro 15. | Registros correspondientes a los parámetros | 85 |
| Cuadro 16. | Rutinas de visualización de parámetros | 86 |
| Cuadro 17. | Parámetros a visualizar | 97 |
| Cuadro 18. | Rangos de prueba | 99 |
| Cuadro 19. | Error en la medida de resistencias. Rango 1 | 99 |
| Cuadro 20. | Error en la medida de resistencias. Rango 2 | 100 |
| Cuadro 21. | Error en la medida de resistencias. Rango 3 | 100 |
| Cuadro 22. | Error en la medida de resistencias. Rango 4 | 101 |
| Cuadro 23. | Error en la medida de resistencias. Rango 5 | 101 |
| Cuadro 24. | Error promedio medida de resistencias | 101 |
| Cuadro 25. | Error en la precisión de medida de resistencias | 103 |
| Cuadro 26. | Error en la medida de condensadores | 103 |
| Cuadro 27. | Error promedio medida de condensadores | 104 |
| Cuadro 28. | Error en la precisión de medida de condensadores | 105 |
| Cuadro 29. | Error en la medida de bobinas | 105 |

ANEXOS

| | | |
|----------|---|-----|
| ANEXO A. | RANGO DE MEDIDA DEL MPCP | 114 |
| ANEXO B. | PRESUPUESTO DE ERROR Y ANÁLISIS DE RUIDO | 121 |
| ANEXO C. | FORMATOS DE PUNTO FLOTANTE IEEE-754 Y MICROCHIP | 132 |
| ANEXO D. | MANUAL DE USUARIO DEL MFCP | 135 |
| ANEXO E. | HOJAS DE DATOS | 140 |

TITULO: MEDIDOR RLC: ESTRUCTURA BÁSICA, DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN.*

**AUTORES: MÉNDEZ GALVIS, Sonia Milena
SUÁREZ DE AQUIZ, Luisa Edmme****

PALABRAS CLAVES:

IMPEDANCIA
FASE
RESISTENCIA
CONDENSADOR
BOBINA
MICROCONTROLADOR

DESCRIPCIÓN:

Este trabajo describe las características principales del diseño y construcción de un equipo electrónico Medidor de Parámetros Eléctricos de Componentes Pasivos Reales (MPCP), que será utilizado en los laboratorios de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones.

El medidor RLC es un prototipo autónomo que permite medir diferentes parámetros eléctricos tales como factor de Calidad, factor de disipación, impedancia, ángulo de fase y circuito equivalente serie y/o paralelo en resistencias, condensadores e inductancias.

En esta implementación se genera una señal de tensión senoidal de frecuencia 1Khz y amplitud constante (2 Vpp), que actúa sobre el circuito medidor. La técnica que se utiliza para la medida del componente pasivo es la de deflexión, que consiste en la toma de dos tensiones, una de las cuales representa la tensión del elemento y otra que es proporcional a la corriente que pasa por el mismo.

El control general del prototipo es realizado por un microcontrolador PIC16F877, el cual se encarga de la conversión análoga-digital de la amplitud pico de las señales de corriente y de tensión, de la medición de fase mediante temporizadores, del ajuste de ganancia en el circuito de medida y de los cálculos aritméticos para la obtención de los parámetros a visualizar.

Además, el microcontrolador es el encargado de la interfaz de comunicación entre el prototipo y el usuario, que cuenta con una pantalla de cristal líquido la cual permite la visualización de los datos y un teclado que facilita al usuario la elección del parámetro a visualizar.

* Trabajo de Grado

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas

Escuelas de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Director: MPE Jaime Guillermo Barrero Pérez

TITLE: RLC METER: BASIC STRUCTURE, DESIGN AND CONSTRUCTION*

AUTHORS: MÉNDEZ GALVIS, Sonia Milena
SUÁREZ DE AQUÍZ, Luisa Edmme**

KEY WORDS:

IMPEDANCE
RESISTANCE
CAPACITOR
INDUCTOR
PHASE
MICROCONTROLLER

DESCRIPTION:

This work describes the main characteristics of the design and construction of an electronic Meter of Passive Components Electrical Parameters for to use in the Electric, Electronic and Telecommunications Engineering School laboratories.

The RLC meter is an autonomous prototype able to measure different electrical parameters: Quality factor, dissipation factor, Impedance, phase angle and series and/or parallel equivalent circuit in resistances, capacitors and inductors.

In this implementation a sinusoidal signal is generated, this signal has 1 KHz frequency and constant amplitude (2 Vpp). The technique used for the passive component measurement is called Impedance Determination by current and voltage method, which consists in 2 voltage measurements; one represents the voltage at the element and other which is proportional to the current across itself.

The general control of the prototype is realized by a microcontroller (PIC16F877), which realizes the digital analogous conversion of the peak amplitude of current and voltage signals, the phase measurement by means of timers, gain adjust in measurement circuit and arithmetic computation for to obtain the parameter for display.

Besides, the microcontroller is in charge of communication interface between the user and the prototype, which consists in a liquid crystal display which allows the data visualization and a keyboard that eases the parameter election for display.

* Thesis

** Physics and Mechanics Engineering College
Electrical, Electronic and Telecommunications Engineering School
Director: Jaime Guillermo Barrero Pérez

INTRODUCCIÓN

Cuando se habla de componentes pasivos reales se hace referencia a los elementos más útiles y esenciales en el campo de la Ingeniería Electrónica. Las resistencias, los capacitores y los inductores, al igual que las fuentes, juegan un papel fundamental en el análisis de circuitos ya que pueden combinarse en redes y circuitos que representan dispositivos reales, modelados con tanta precisión como se desee.

Así como estos elementos son tan indispensables en las actividades cotidianas de un Ingeniero Electrónico, de igual relevancia será encontrar dispositivos que permitan medir parámetros eléctricos de diferentes componentes pasivos reales.

En la actualidad, la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones cuenta solamente con 3 Medidores de Parámetros de Componentes Pasivos, ubicados en los laboratorios de Circuitos y de Electrónica.

Este proyecto nace como una idea de ampliar el número de medidores con los que cuenta la E3T, al diseñar y construir un equipo autónomo capaz de medir la Impedancia eléctrica y demás parámetros eléctricos de un componente pasivo real, para permitir el desarrollo simultáneo de prácticas estudiantiles y proyectos de investigación, aprovechando el gran talento humano con el que cuenta la Escuela e iniciando el autoabastecimiento de equipos de Instrumentación Electrónica, contribuyendo de esta forma con el desarrollo de esta área, favoreciendo a su vez la investigación y la generación de estrategias para el avance y adecuación tecnológica en la Universidad.

En el capítulo 1 se exponen algunos conceptos básicos sobre la Impedancia Eléctrica, así como características, parámetros eléctricos y diferentes métodos de medida de los componentes pasivos reales, con el fin de sentar la fundamentación teórica del funcionamiento del prototipo desarrollado.

El capítulo 2 hace referencia a la descripción del hardware del Medidor de Parámetros de Componentes Pasivos Reales (MPCP), los criterios que se tuvieron en cuenta para elegir los componentes en las etapas de: Fuentes de alimentación, generación de onda senoidal, circuito de control, circuito de medida, acondicionamiento de señales, control del sistema mediante el microcontrolador e interfaz con el usuario.

En el capítulo 3 se explican los algoritmos más importantes utilizados en el microcontrolador para el control, medición, cálculo de parámetros y visualización de los datos.

Finalmente en el capítulo 4 se describen las pruebas realizadas al prototipo, confrontando los resultados obtenidos con un medidor de referencia para caracterizar los errores del equipo desarrollado (porcentaje y causas).

1. GENERALIDADES

En este capítulo se hace un breve repaso de los conceptos básicos sobre la definición y modelamiento de la Impedancia Eléctrica, las características de componentes pasivos ideales y reales, así como, diferentes parámetros eléctricos de significativa importancia para el caso de estos componentes.

También se tratan técnicas de medida de capacitores, resistencias e inductancias, y la elección del método de medida implementado en este proyecto.

1.1 IMPEDANCIA ELÉCTRICA

La Impedancia se conoce como la oposición que un elemento ofrece al paso de la corriente alterna a una determinada frecuencia, mientras que su opuesto se denomina Admitancia.

Por analogía con la ley de Ohm, la Impedancia se describe como la relación fasorial entre la tensión que se le aplica a un material o componente y la corriente resultante:

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

La Impedancia no es un fasor, es una cantidad compleja cuya dimensión está dada en Ohms, es una parte del dominio de la frecuencia y no un concepto que forme parte del dominio del tiempo.

V e I no siempre se encuentran en fase como ocurre cuando existen elementos almacenadores de energía como los capacitores y las inductancias, por lo tanto, la Impedancia se describe mejor mediante dos parámetros: el módulo (relación entre V e I) y la fase (diferencia de fase entre V e I).

Suponiendo que la tensión aplicada al componente obedece a la siguiente ecuación:

$$v(t) = V_m \bullet \cos(\omega t + \varphi_v) \quad (2)$$

Y que la corriente resultante es:

$$i(t) = I_m \bullet \cos(\omega t + \varphi_i) \quad (3)$$

Utilizando notación compleja:

$$v(t) = \text{Re}\{V \bullet e^{j\omega t}\} \quad (4)$$

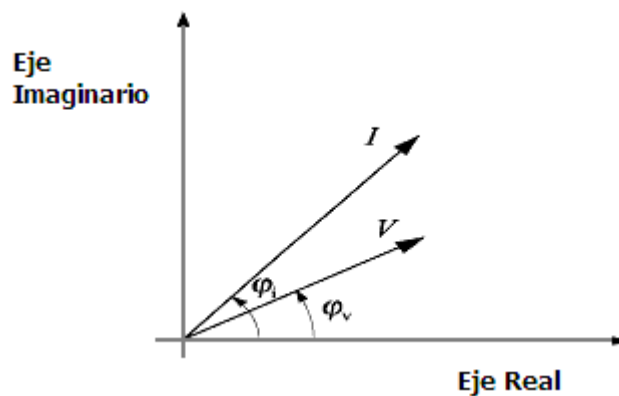
$$V = V_m \bullet e^{j\varphi_v} \quad (5)$$

$$i(t) = \text{Re}\{I \bullet e^{j\omega t}\} \quad (6)$$

$$I = I_m \bullet e^{j\varphi_i} \quad (7)$$

Los fasores V e I son independientes del tiempo y pueden ser representados en el plano complejo, como se muestra en la figura 1.

Figura 1. Fasores de tensión y corriente en el plano complejo.



Fuente: WEBSTER, John G. Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999 on CD ROM.

Luego la Impedancia queda descrita así:

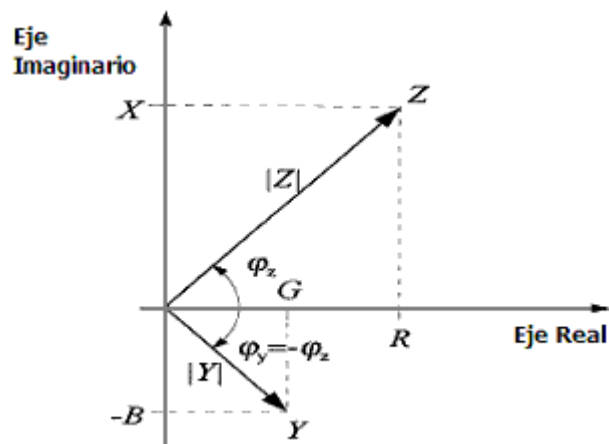
$$Z = \frac{V}{I} = \frac{V_m}{I_m} e^{j(\varphi_v - \varphi_i)} = |Z| e^{j\varphi_z} \quad (8)$$

Usando la identidad de Euler (como se indica en la ecuación 9), es posible obtener la impedancia en coordenadas rectangulares como se muestra en la ecuación 10.

$$e^{j\varphi_z} = (\cos \varphi_z + j \operatorname{sen} \varphi_z) \quad (9)$$

$$Z = |Z| (\cos \varphi_z + j \operatorname{sen} \varphi_z) = R + jX \quad (10)$$

Figura 2. Relaciones entre las coordenadas rectangulares y polares de la Impedancia y la Admitancia en el plano complejo.



Fuente: WEBSTER, John G. Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999 on CD ROM.

De la figura 2. se pueden deducir las siguientes relaciones:

$$R = |Z| \cos \varphi_z \quad (11)$$

$$X = |Z| \operatorname{sen} \varphi_z \quad (12)$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (13)$$

$$\tan \varphi_z = \frac{X}{R} \quad (14)$$

La parte real de Z es la resistencia en alterna (R) siendo responsable de la energía disipada, mientras que la parte imaginaria de Z es la reactancia (X) y es la responsable de la energía almacenada.

Estas cantidades son dependientes de la frecuencia ya que Z es distinta para cada frecuencia.

1.2. FACTOR DE CALIDAD Y FACTOR DE DISIPACIÓN

La última ecuación permite introducir otros dos parámetros adicionales y de significativa importancia para el caso de componentes pasivos.

El factor de calidad Q se define como la relación entre el módulo de la reactancia y la resistencia o lo que es igual al cociente entre la energía almacenada y la energía disipada en el material.

$$Q = \tan \varphi_z = \frac{|X|}{R} \quad (15)$$

Como se observa Q es inversamente proporcional a la resistencia; un valor alto indica que la disipación de energía es pequeña, por lo que el factor de calidad es un parámetro adecuado para medir la pureza de una reactancia.

El factor de disipación se define como el inverso del factor de calidad:

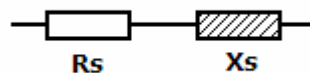
$$D = \frac{1}{Q} = \frac{R}{|X|} \quad (16)$$

D es directamente proporcional a la resistencia, luego tendrá un valor más pequeño entre menos pérdidas presente el componente.

1.3. CIRCUITOS EQUIVALENTES SERIE Y PARALELO

Las impedancias se pueden modelar con una parte real y una imaginaria, llamadas resistencia equivalente y reactancia equivalente (L ó C) respectivamente, a una determinada frecuencia.

Figura 3. Circuito equivalente serie de la Impedancia



Fuente: Autoras del proyecto

Si estos parámetros se modelan mediante una suma, se dice que la Impedancia está representada mediante un circuito equivalente serie, si por el contrario se representa la Impedancia mediante una admitancia (Y) con componentes G y B, donde G es la conductancia (parte real de Y) y B es la susceptancia (parte imaginaria de Y), se refiere a un circuito equivalente paralelo. En este proyecto el componente pasivo real se modela mediante el circuito equivalente serie.

Estos circuitos equivalentes sólo son válidos a una frecuencia establecida, y la diferencia entre los 2 circuitos depende del desfase.

Las relaciones entre los circuitos son las siguientes:

1. Resistencia y reactancia
 - En serie :

$$Z = R \pm jX \quad (17)$$

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2} \quad (18)$$

$$X = \pm \frac{B}{G^2 + B^2} \quad (19)$$

- En paralelo:

$$Y = G \pm jB \quad (20)$$

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2} \quad (21)$$

$$B = \pm \frac{X}{R^2 + X^2} \quad (22)$$

2. Condensador y Resistencia

- En serie:

$$D = \omega C_S R_S \quad (23)$$

$$C_S = (1 + D^2) C_P \quad (24)$$

$$R_S = \frac{D^2}{1 + D^2} R_P \quad (25)$$

- En paralelo:

$$D = 1 / \omega C_P R_P \quad (26)$$

$$C_P = \frac{1}{1 + D^2} C_S \quad (27)$$

$$R_P = \frac{1 + D^2}{D^2} R_S \quad (28)$$

En condensadores de alta calidad D es muy pequeña y entonces se cumple que

$$C_P \approx C_S.$$

3. Inductor y Resistencia

- En serie:

$$Q = \omega L_S / R_S \quad (29)$$

$$L_S = \frac{Q^2}{1+Q^2} L_P \quad (30)$$

$$R_S = \frac{1}{1+Q^2} R_P \quad (31)$$

- En paralelo:

$$Q = R_P / \omega L_P \quad (32)$$

$$L_P = \frac{1+Q^2}{Q^2} L_S \quad (33)$$

$$R_P = (1+Q^2) R_S \quad (34)$$

En bobinas de calidad Q es muy alta y se cumple que $L_P \approx L_S$.

1.4. COMPONENTES PASIVOS IDEALES

La Impedancia en los elementos pasivos como componentes de circuitos está dada por la relación entre la tensión y la corriente que se explica en la sección 1 de este capítulo y por las reglas de diferenciación.

1.4.1. Resistencias. La tensión y la corriente en una resistencia están relacionadas mediante la ecuación:

$$v(t) = R i(t) \quad (35)$$

En fasores se obtiene:

$$V = R I \quad (36)$$

De aquí se deduce que $Z = R$, la Impedancia de una resistencia es real e idéntica a su resistencia en DC.

1.4.2. Capacitores. La expresión de la relación entre la tensión y la corriente para una capacitancia, en el dominio del tiempo, es:

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \quad (37)$$

La expresión equivalente en el dominio de la frecuencia es:

$$I = j\omega CV \quad (38)$$

Luego

$$Z = \frac{1}{j\omega C} = -jX_c \quad (39)$$

El ángulo del factor $j\omega C$ es exactamente -90° , y por lo tanto I adelanta a V 90° en un capacitor.

1.4.3. Inductores. La expresión en el dominio del tiempo está dada por la siguiente ecuación diferencial:

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (40)$$

Su relación fasorial equivalente es:

$$V = j\omega LI \quad (41)$$

Por lo cual se deduce que:

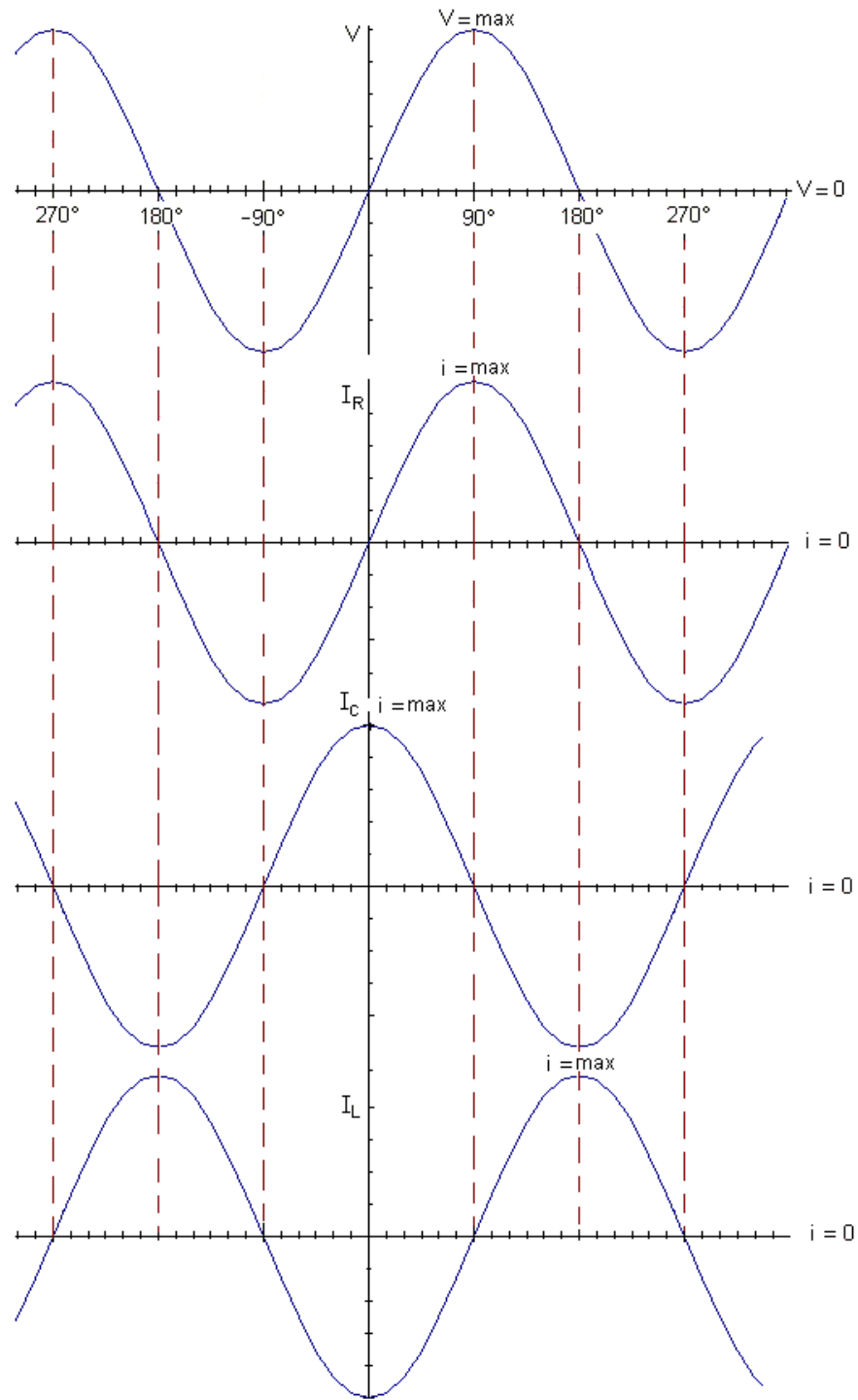
$$Z = j\omega L = jX_L \quad (42)$$

Se observa que el ángulo del factor $j\omega L$ es exactamente $+90^\circ$, y por lo tanto en un inductor I debe estar atrasada 90° respecto a la tensión V .

La Impedancia en los elementos almacenadores de energía (capacitores e inductancias) es puramente imaginaria y su signo depende del desplazamiento de fase entre el voltaje y la corriente ($\pm 90^\circ$).

En la figura 4. se encuentran representadas las relaciones entre la tensión y la corriente para resistores, capacitores e inductores ideales.

Figura 4. Relaciones entre V e I en: resistores, capacitores e inductores respectivamente.



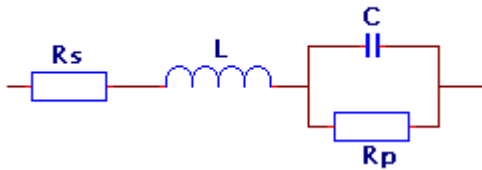
Fuente: Autoras del Proyecto

1.5. CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPONENTES PASIVOS REALES

En la práctica no existen elementos puros, es decir que solamente sean resistivos, capacitivos o inductivos, por lo general son una combinación de capacitores, resistencias e inductancias. Lo anterior es debido al material de los elementos y a las técnicas de fabricación, por ejemplo, en los condensadores sus propiedades dependen del dieléctrico, la forma y las dimensiones, mientras que en una inductancia depende de sus dimensiones, del número de vueltas del hilo y de la permeabilidad del núcleo.

1.5.1 Capacitores

Figura 5. Circuito equivalente de un capacitor



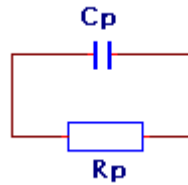
Fuente: PALLÁS ARENY, Ramón. Instrumentación Electrónica Básica. Editorial Marcombo S.A., Barcelona (España), 1987.

Un modelo aceptable del circuito equivalente de un capacitor es el de la Figura 5, en donde C constituye la capacitancia pura, la resistencia en paralelo R_p representa las pérdidas dieléctricas, R_s representa la resistencia óhmica de los terminales y de todas las partes conductoras del capacitor tales como placas y contactos y L representa la inductancia de los terminales y placas.

La resistencia en paralelo detalla el proceso de descarga interna del condensador y con la resistencia en serie se encargan de la disipación de energía.

A menudo el circuito equivalente de un capacitor puede ser simplificado por una capacitancia pura y una resistencia en paralelo, como se muestra en la figura 6.

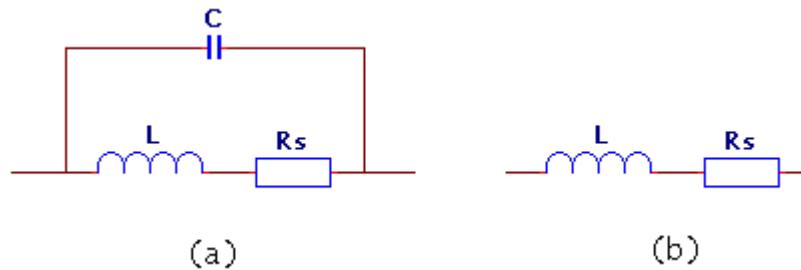
Figura 6. Circuito simplificado de un capacitor



Fuente: Autoras del Proyecto

1.5.2 Inductores

Figura 7. Circuitos equivalentes de un inductor: (a) a alta y (b) baja frecuencia.



Fuente: WEBSTER, John G. Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999 on CD ROM.

La figura 7 representa un modelo de los circuitos equivalentes de un inductor a alta y baja frecuencia.

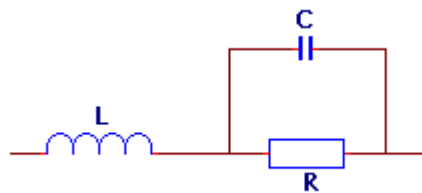
En el circuito equivalente L representa la inductancia pura y R_s la resistencia del alambre. La proximidad entre las espiras da lugar a una capacidad distribuida C que no puede ignorarse a altas frecuencias.

A frecuencias bajas, los inductores se modelan con una bobina en serie con una resistencia, mientras que a frecuencias altas, se introducen los efectos capacitivos de la bobina mediante un capacitor de acople en paralelo al circuito serie de baja frecuencia.

1.5.3 Resistencias. En la figura 8. se observa el circuito equivalente típico de un resistor, donde R es la resistencia pura, L la inductancia entre los terminales y C la capacidad entre los elementos que componen el material, por ejemplo, en una resistencia de composición de carbón, C es la capacidad entre los granos de carbón, mientras que en una resistencia de hilo bobinada C es la capacidad entre vueltas.

La presencia de componentes reactivas en resistores puede producir desfases en circuitos donde se integren e incluso hacerles susceptibles a interferencias electromagnéticas.

Figura 8. Circuito equivalente de un resistor de composición de carbón.



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

1.6. MÉTODOS DE MEDIDA

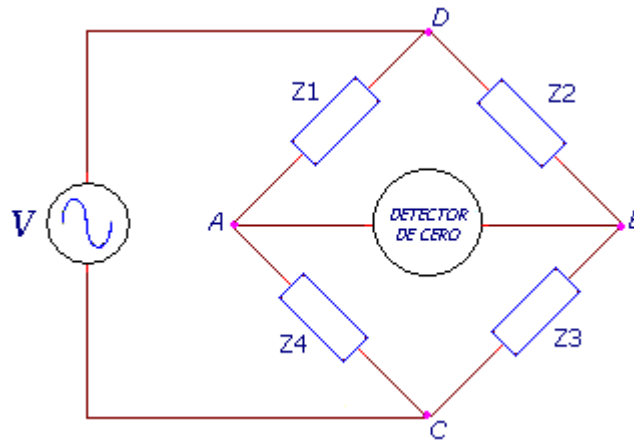
Para medir impedancias es necesario determinar dos parámetros: ya sea el ángulo de fase y el módulo de la impedancia o la parte real e imaginaria de la misma.

Para esto, dependiendo de la frecuencia que se requiera y de la precisión que se necesite varios métodos son propuestos.

1.6.1 PUENTES. Los puentes para medir impedancias son los dispositivos más utilizados debido a su bajo costo, a su gran precisión y a que se pueden medir elementos dentro de un amplio rango de frecuencias, desde DC hasta 300 MHz.

Un puente de impedancia está conformado por cuatro impedancias conectadas en un circuito serie-paralelo, una fuente de alimentación de corriente alterna y un detector de cero, que permite medir el desequilibrio de corrientes entre las 2 ramas.

Figura 9. Puente de medida de impedancias.



Fuente: Autoras del Proyecto

La figura 9. muestra el diagrama de un puente de medida de impedancias. En los puntos C y D se conecta la fuente de alimentación, y entre A y B el detector de cero; cualquiera de las 4 impedancias puede ser la impedancia a medir, y las otras 3 deben ser impedancias de valor conocido.

Una ventaja de este método es que solamente se necesita un detector de cero, lo cual evita la influencia de la impedancia interna de la fuente en la precisión de la medida.

La condición de equilibrio del puente se cumple cuando la tensión entre los puntos A y B es cero, es decir, cuando la tensión en A y C es la misma que entre B y C tanto en módulo como en fase¹.

Analizando el circuito se obtiene que:

$$V_{AC} = V \frac{Z_4}{Z_1 + Z_4} = V_{BC} = V \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} \quad (43)$$

De esta forma:

$$Z_2 Z_4 + Z_3 Z_4 = Z_1 Z_3 + Z_3 Z_4 \quad (44)$$

Resultando finalmente:

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4 \quad (45)$$

Observando la ecuación 43 se puede deducir que la condición de equilibrio se cumple cuando el producto de las impedancias de las ramas AD y CB es igual al producto de las impedancias de las ramas AC y DB.

En notación fasorial:

$$Z_i = |Z_i| \angle \theta_i \quad (46)$$

Donde $|Z_i|$ representa el módulo de la impedancia y θ_i representa el ángulo de fase.

$$(|Z_1| \angle \theta_1)(|Z_3| \angle \theta_3) = (|Z_2| \angle \theta_2)(|Z_4| \angle \theta_4) \quad (47)$$

Entonces:

$$|Z_1| |Z_3| \angle \theta_1 + \theta_3 = |Z_2| |Z_4| \angle \theta_2 + \theta_4 \quad (48)$$

¹ Enrique Mandado Pérez, Instrumentación Electrónica, Pág. 31.

Se deben cumplir dos condiciones para que el puente esté en equilibrio: El producto de los módulos de las impedancias de las ramas AD y BC debe ser igual al producto de las ramas AC y BD. Las sumas de los ángulos de estas mismas ramas también deben ser iguales:

$$|Z_1| * |Z_3| = |Z_2| * |Z_4| \quad (49)$$

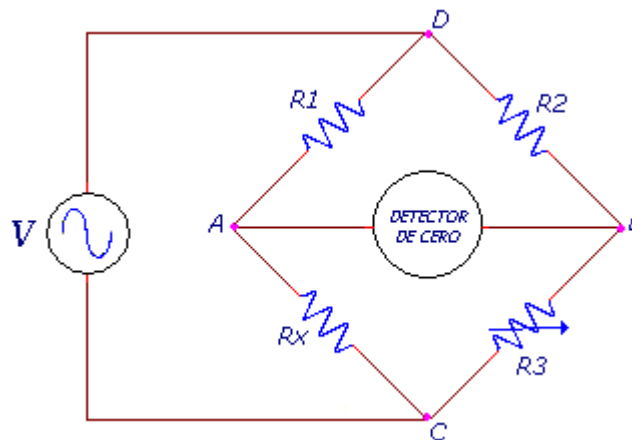
$$\theta_1 + \theta_3 = \theta_2 + \theta_4 \quad (50)$$

CLASES DE PUENTES

- **Puente de Wheatstone.**

La siguiente figura muestra el esquema típico del puente de Wheatstone.

Figura 10. Puente de Wheatstone de resistencias.



Fuente: Autoras del Proyecto

Las resistencias R_1 y R_2 son fijas y de valor conocido, la resistencia R_3 es un resistor variable y la resistencia R_x es la resistencia a medir.

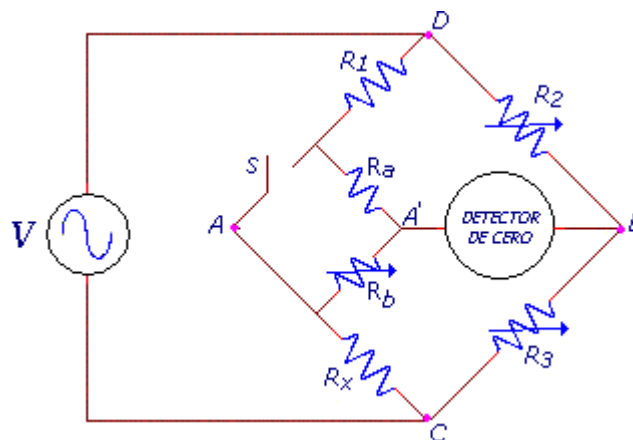
La tensión V_{AB} será igual a la tensión V_{DB} siempre y cuando R_1 sea igual a R_2 . R_3 se ajusta de tal forma que la tensión V_{AB} sea cero de manera que no circule corriente por el detector de cero, en consecuencia R_x tendrá el mismo valor de R_3 .

Si R_1 y R_2 tienen valores diferentes se utilizará la siguiente ecuación:

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3 \quad (51)$$

- **Puente de Kelvin**

Figura 11. Puente de Kelvin.



Fuente: Autoras del Proyecto

La figura 11 representa el circuito básico de un puente de Kelvin, es semejante al Puente de Wheatstone, y se utiliza para medir resistencias muy pequeñas.

Con el interruptor S_1 cerrado se varía R_3 y R_2 de tal forma que la caída de tensión entre los puntos A' y B sea cero. De esta forma se mantiene constante la relación $R_a/R_b = R_2/R_3^2$.

Con S_1 abierto se ajusta R_a y R_b para que la tensión entre A' y B siga siendo cero.

² John Lenk, Manual de Pruebas y Mediciones Electrónicas, Pág. 57

Se repiten las 2 operaciones tantas veces como sea necesario hasta alcanzar un valor cero entre los puntos A' y B.

- **Puente de Wien.**

Este puente es muy utilizado para la medida de capacitancias, permite comparar dos capacitancias mediante un arreglo de resistencias conocidas. La figura 12 muestra el diagrama típico del puente de Wien. Las relaciones para hallar la capacitancia desconocida son:

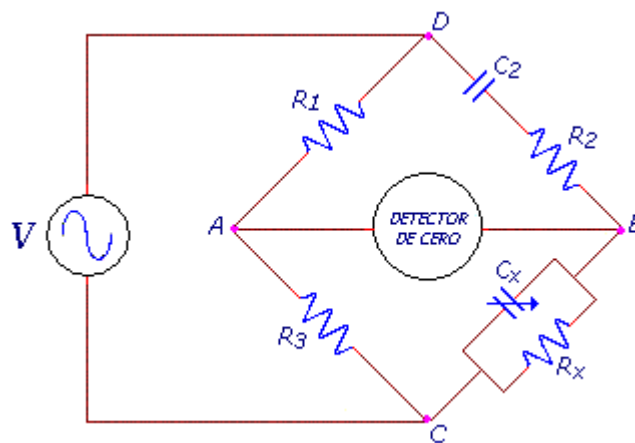
$$R_x = \frac{R_3(1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2)}{\omega^2 R_1 R_2 C_2^2} \quad (52)$$

$$C_x = \frac{C_2 R_1}{[R_3(1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2)]} \quad (53)$$

$$\omega^2 = \frac{1}{R_2 C_2 R_x C_x} \quad (54)$$

Este puente es frecuentemente utilizado para determinar la frecuencia en osciladores RC.

Figura12. Puente de Wien.

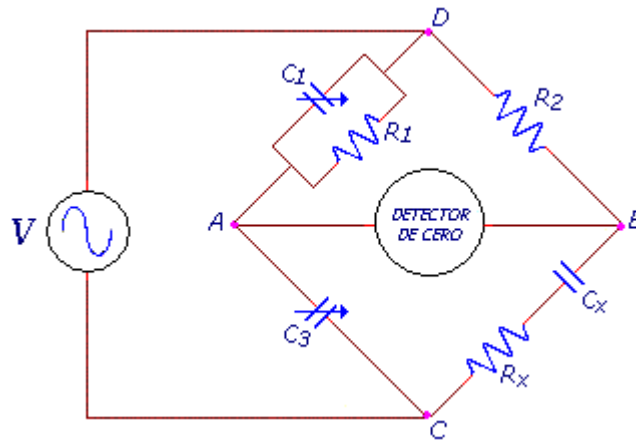


Fuente: Autoras del Proyecto

- **Puente de Schering.**

El puente de Schering es principalmente utilizado para la medida directa de capacitancias, así como para medir factores de disipación. La capacitancia desconocida es directamente proporcional a la capacitancia C_3 . El puente Schering es altamente utilizado para aplicaciones de alta tensión.

Figura 13. Puente de Schering.



Fuente: Autoras del Proyecto

Para lograr el balance en este puente es necesario que el desfase entre las ramas DB y AC sea igual al desfase entre las ramas AD y CB, es decir se debe lograr un desfase de 90° .

Analizando el diagrama de la figura 13., que representa el circuito Puente de Schering se obtiene:

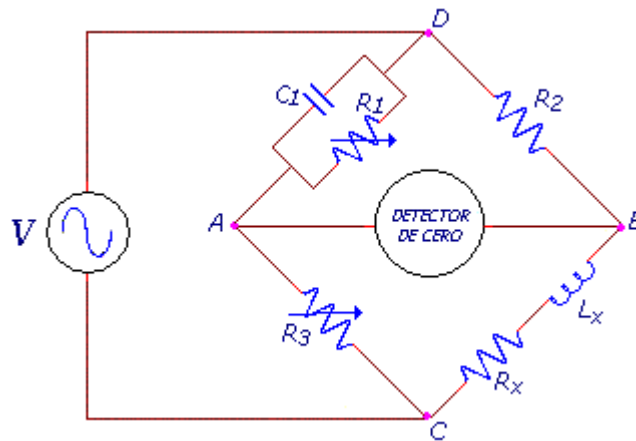
$$C_x = \frac{C_3 R_1}{R_2} \quad (55)$$

$$R_x = \frac{C_1 R_2}{C_3} \quad (56)$$

- **Puente de Maxwell.**

Este es uno de los puentes utilizados para la medida de inductancias. En este puente el valor de la bobina desconocida es directamente proporcional al valor de la capacitancia conocida.

Figura 14. Puente de Maxwell



Fuente: Autoras del Proyecto

En la figura 14. se puede observar el diagrama de este tipo de puente.

Analizando el circuito se obtiene:

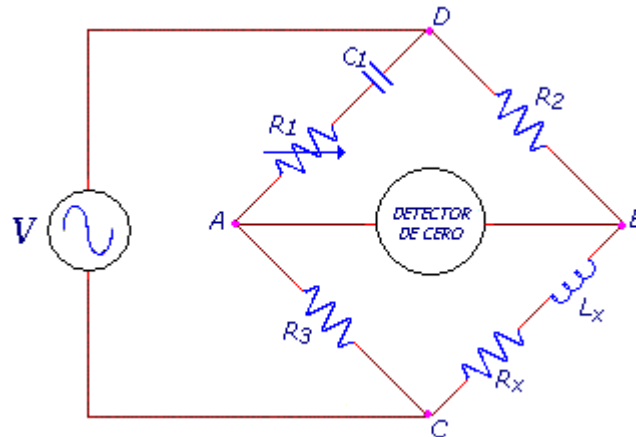
$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1} \quad (57)$$

$$L_x = R_2 R_3 C_1 \quad (58)$$

Este puente puede medir con precisión inductancias cuyo factor de calidad Q esté entre 1 y 10.

- **Puente de Hay**

Figura 15. Puente de Hay.



Fuente: Autoras del Proyecto

Este puente es utilizado para medir inductancias de Q elevado. En la figura 15 se observa el esquema típico del Puente de Hay.

Las condiciones de equilibrio del puente dependen de la frecuencia suministrada por la fuente de alimentación, la cual debe permanecer constante durante la toma de medidas.

Los parámetros desconocidos se obtienen mediante las siguientes ecuaciones:

$$R_x = \frac{\omega^2 C_1^2 R_1 R_2 R_3}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad (59)$$

$$L_x = \frac{C_1 R_2 R_3}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad (60)$$

La medida de Impedancia mediante Puentes presenta una gran precisión, pero se ve limitada por: errores debidos a inexactitudes de los elementos que lo componen y la inexactitud del balance por insensibilidad del detector de cero.

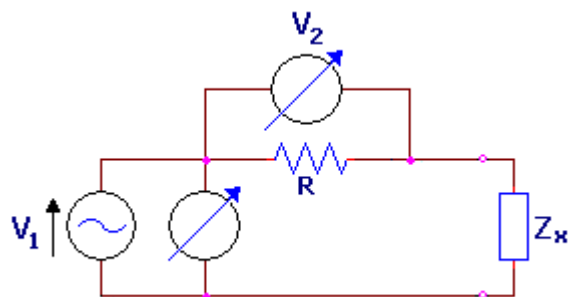
Otro factor a tener en cuenta en la exactitud de un puente son los errores debido a las condiciones ambientales por variación de la temperatura que producirá variaciones en los valores de los elementos que lo componen, ya sea por temperatura ambiente o efecto Joule.

En un puente dado el error en la determinación de un elemento desconocido, Z_x , depende del valor de Z_x . En general, hay un amplio rango en el que se obtiene gran exactitud, pero la incertidumbre en la determinación del elemento, puede llegar a ser importante si éste es demasiado pequeño o demasiado grande para un determinado puente.

Por esta razón, para la medida exacta de diferentes componentes pasivos reales, se hace necesario la implementación y conmutación de varios tipos de puente específicos que mejor se adapten a las características del elemento a medir, ya que se afecta la sensibilidad de la medida al utilizar demasiados elementos de precisión.

1.6.2. Métodos de deflexión. Estos métodos se caracterizan por basarse directamente en la ley de Ohm, entre éstos los más conocidos son el divisor de tensión y aquellos que miden tensión y corriente.

Figura 16. Determinación de una Impedancia por método de tensión y corriente.



Fuente: Autoras del Proyecto

La figura 16 muestra un método de determinación de una impedancia por tensión y corriente. La Impedancia desconocida se dispone en serie con una resistencia conocida y una tensión sinusoidal de amplitud y frecuencia estables. Se mide la caída de tensión en la resistencia conocida para obtener la corriente del circuito.

Al tener la tensión en la impedancia desconocida y la corriente a través de ella se puede calcular el módulo de la impedancia; el ángulo de fase resulta de comparar la fase relativa entre la tensión y la corriente mediante un detector de fase. El resistor conocido debe ser pequeño comparado con la Impedancia desconocida, para este efecto se hace necesario el uso de un resistor variable que permita mantener esta relación.

$$Z_x = \frac{V_x}{I} \quad (61)$$

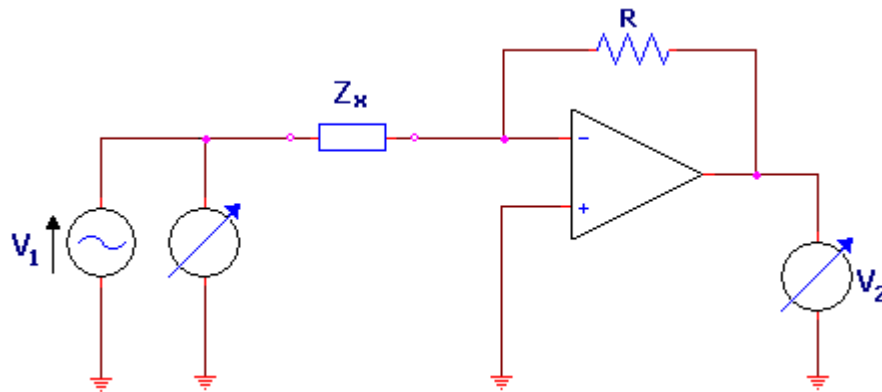
$$I = \frac{V_2}{R} \quad (62)$$

$$V_x = V_1 - V_2 \quad (63)$$

$$Z_x = \left(\frac{V_1}{V_2} - 1 \right) R \quad (64)$$

Una versión mejorada consiste en el uso de un amplificador operacional en configuración inversora que posea alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida.

Figura 17. Medida de Impedancia con un circuito amplificador operacional inversor.



Fuente: Autoras del Proyecto

En este método la impedancia desconocida está dada por:

$$Z_x = \left(-\frac{V_1}{V_2} \right) R \quad (65)$$

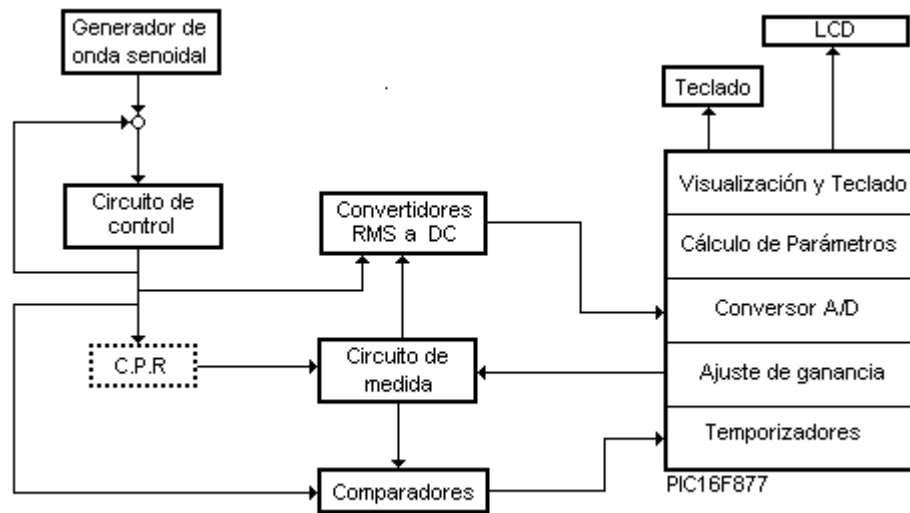
Este método se caracteriza por necesitar menos elementos de precisión en comparación con los Puentes, y permitir la medida de cualquier tipo de componente pasivo real con la misma implementación, ya que se basa en la obtención del módulo y la fase de la Impedancia.

Su precisión se ve limitada por las características del Amplificador Operacional utilizado para su implementación.

El método utilizado en este proyecto es la Determinación de la Impedancia por método de tensión y corriente mediante un Amplificador Operacional Inversor; que consiste en la toma de 2 tensiones, una de las cuales representa la tensión del elemento y otra que es proporcional a la corriente que pasa por éste. A su vez, se mide el desfase entre la medida de la tensión y la corriente del elemento, con estos 2 parámetros, módulo de la Impedancia y la fase, se realiza el cálculo de los demás parámetros eléctricos propios del componente pasivo real.

2. MEDIDOR DE PARAMETROS RLC MPCP

Figura 18. Diagrama de bloques del MPCP.



C.P.R = Componente Pasivo Real

Fuente: Autoras del Proyecto

En la figura 18. se muestra el diagrama de bloques de la organización modular mediante la cual se diseñó y construyó el Prototipo Medidor de Parámetros RLC.

El microcontrolador PIC16F877 se encarga del manejo de la pantalla LCD para la visualización de los datos y del teclado que sirve de interfaz con el usuario, así como del control general del prototipo, siendo el responsable de la conversión análoga digital de las señales de tensión y corriente tomadas del circuito de medida, del ajuste de la ganancia del amplificador por medio de la conmutación de relés para la medida de corriente y de la medición de fase por software mediante contadores y temporizadores del microcontrolador.

También es el encargado de realizar los cálculos aritméticos necesarios para la obtención de los parámetros del elemento medido.

El generador de señales entrega una onda senoidal a una frecuencia de 1Khz y de amplitud constante 2 Vp/p, que se aplica al circuito de medida. La medida de corriente se realiza mediante un amplificador en configuración inversora cuya ganancia de realimentación es ajustada mediante la selección de la resistencia adecuada por medio de relés.

Los comparadores convierten las señales senoidales de tensión y corriente en ondas cuadradas habilitándolas como entradas a los temporizadores del microcontrolador para la medida de fase.

Los conversores de voltaje RMS a DC, entregan una señal constante para que pueda ser digitalizada mediante los conversores A/D del PIC.

2.1. CRITERIOS DE SELECCIÓN DE C.I.

2.1.1. Criterios de Selección del Generador de Onda Senoidal. Para la generación de la señal senoidal se escogió el XR2206 de Exar ya que sus características satisfacen los requerimientos de generación de señal para el prototipo.

El XR2206 es capaz de producir señales de diferentes formas de onda de gran estabilidad y precisión. Las salidas de la forma de onda pueden ser moduladas tanto en amplitud como en frecuencia por medio de un voltaje externo.

La frecuencia de operación puede ser seleccionada de forma externa dentro de un rango de frecuencias de 0.01 Hz a más de 1 Mhz. Para el MPCP la frecuencia es ajustada a 1 KHz.

A continuación se muestra una tabla de los aspectos más relevantes del Exar XR2206.

Cuadro 1. Características XR2206

| Ítem | Características | XR2206 |
|------|---------------------------|---|
| 1 | Rango de frecuencia | 0.01Hz – 1MHz |
| 2 | Distorsión armónica total | 0.5% |
| 3 | Estabilidad de frecuencia | 20ppm/°C |
| 4 | Ajuste de ciclo útil | 1% - 99% |
| 5 | Rango de Alimentación | 10V-26V $\pm 5V \pm 13V$ |
| 6 | Ondas de Salida | Seno, triangular, cuadrada, rampa y pulso |
| 7 | Amplitud onda seno | Ajustable 60mV/k Ω |

Fuente: Hoja de datos EXAR XR-2206

- El XR2206 presenta baja distorsión armónica típica de la onda seno y posibilidad de ajuste de ésta por medio de un potenciómetro externo.
- El ajuste de ciclo útil es posible en este integrado, pero no se utiliza en este tipo de aplicación, ya que el ciclo útil de la señal senoidal de salida siempre debe ser del 50%.
- El XR2206 permite variar la amplitud de la onda de salida mediante un potenciómetro externo, variación de 60mV/k Ω .

Una de las principales ventajas del XR2206 es que este circuito integrado se encuentra fácilmente a nivel nacional.

2.1.2. Criterios de Selección del Amplificador Operacional. Debido a la gran importancia del amplificador operacional en el circuito de medida, se realizó una comparación exhaustiva entre diferentes amplificadores teniendo en cuenta

características como: precisión, ancho de banda, bajo ruido, velocidad, estabilidad a ganancia unitaria y baja distorsión, entre otros.

El amplificador operacional utilizado en este proyecto es el AD704. Este amplificador se caracteriza por ser un OPAMP de alta precisión, bajo ruido y baja potencia por lo cual es una excelente elección para aplicaciones en instrumentación de precisión.

El AD704 cuenta con un ancho de banda de 0,8 MHz, bajo ruido de voltaje de 15 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ a 1 KHz y de 500 nVp-p (37,87 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ aprox.) en el rango de 0.1 a 10 Hz, velocidad de respuesta de 0.1 V/ μs , impedancia de entrada en modo diferencial es de 40 M Ω || 2 pF y en modo común es de 300 G Ω || 2 pF, voltaje de *offset* 75 μV máx y alimentación entre $\pm 2\text{V}$ y $\pm 18\text{V}$.

2.1.3 Criterios de selección de comparadores. Los circuitos comparadores son elementos mixtos, en lo que a su carácter analógico/digital se refiere. Por una parte, disponen de las entradas a comparar, que en éste caso son analógicas, mientras que la salida es de tipo digital. El circuito permite analizar si la señal analógica de entrada es mayor o menor que la señal de referencia.

El comparador seleccionado para esta implementación es el LM311 pues es de bajo costo y es una opción excelente, dada su versatilidad. La velocidad de propagación típica del LM311 es de 200ns lo cual le permite responder con suficiente rapidez a frecuencias superiores a 10 KHz y por lo tanto este factor es suficiente para la frecuencia de operación del circuito. Puede operar con fuentes de alimentación sencilla de 5V o duales de $\pm 5\text{V}/\pm 15\text{V}$. La salida puede manejar tensiones hasta de 35V y corrientes de hasta 50mA; adicionalmente puede manejar cargas referidas a tierra, a la tensión positiva o a la negativa de la fuente de alimentación.

2.1.4 Criterios de selección de conversor valor RMS a DC. Los circuitos integrados seleccionados fueron el AD636 y el AD637, los cuales hallan el valor RMS de una señal de entrada de AC (o AC+DC) y entregan a su salida una señal DC equivalente al valor RMS de la señal de entrada. La velocidad de respuesta de estos circuitos integrados es de $5 \text{ V}/\mu\text{s}$ y operan con un rango amplio de fuentes de alimentación incluyendo fuentes sencillas desde +5V hasta +24V o duales de $\pm 2.5\text{V}$ hasta $\pm 16.5 \text{ V}$.

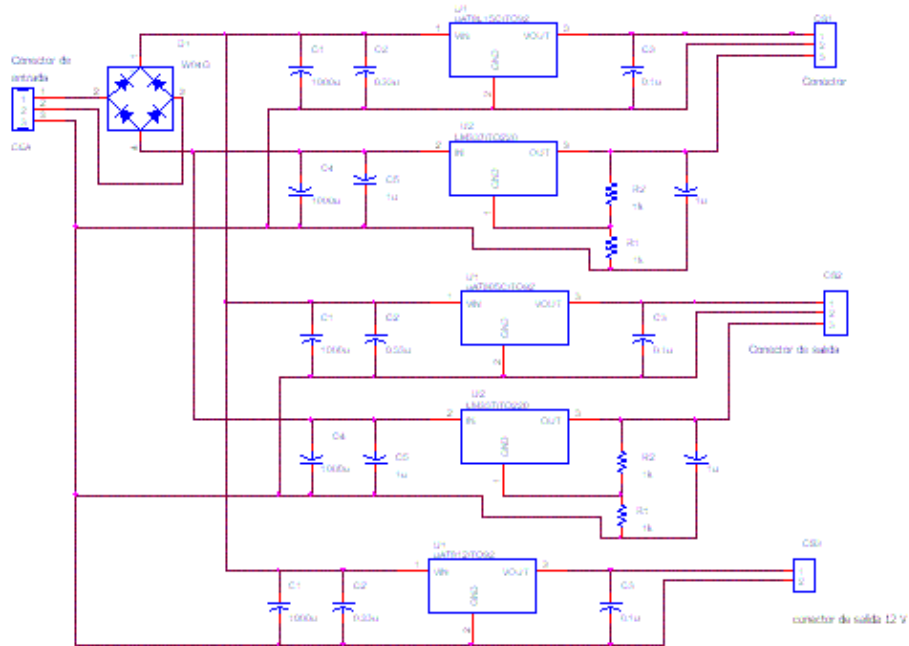
Estos circuitos integrados son de fácil implementación, requieren un capacitor como único elemento externo cuyo valor debe ser ajustado para lograr la precisión de las medidas y obtención de la constante de tiempo promedio.

El AD636 es seleccionado para la conversión de la señal de tensión y el AD637 para la señal de corriente, pues esta última puede variar en el rango de 300mVrms hasta 5Vrms, siendo el AD637 apropiado ya que tiene un rango más amplio de las señales de entrada (0-7 Vrms) que el AD636.

2.2 FUENTES DE ALIMENTACIÓN.

En la figura 19 se observa el diagrama circuital de dos fuentes de alimentación bipolar de $\pm 15 \text{ [V]}$ y $\pm 5 \text{ [V]}$ y una fuente sencilla de +12V. La especificación del transformador utilizado es $120\text{[V]} / 18\text{[V]}$ con derivación central; las señales de A.C. que se obtienen de los terminales del secundario del transformador se acoplan a los terminales 1 y 2 del conector de entrada CE, mientras que la tierra proveniente de la derivación central se conecta a la entrada 3 del mismo. Las entradas 1 y 2 del CE se conectan a un puente rectificador de onda completa de 1[A], el cual convierte la tensión de corriente alterna del secundario del transformador en un voltaje C.C.

Figura 19. Fuentes de alimentación



Fuente: Autoras del Proyecto

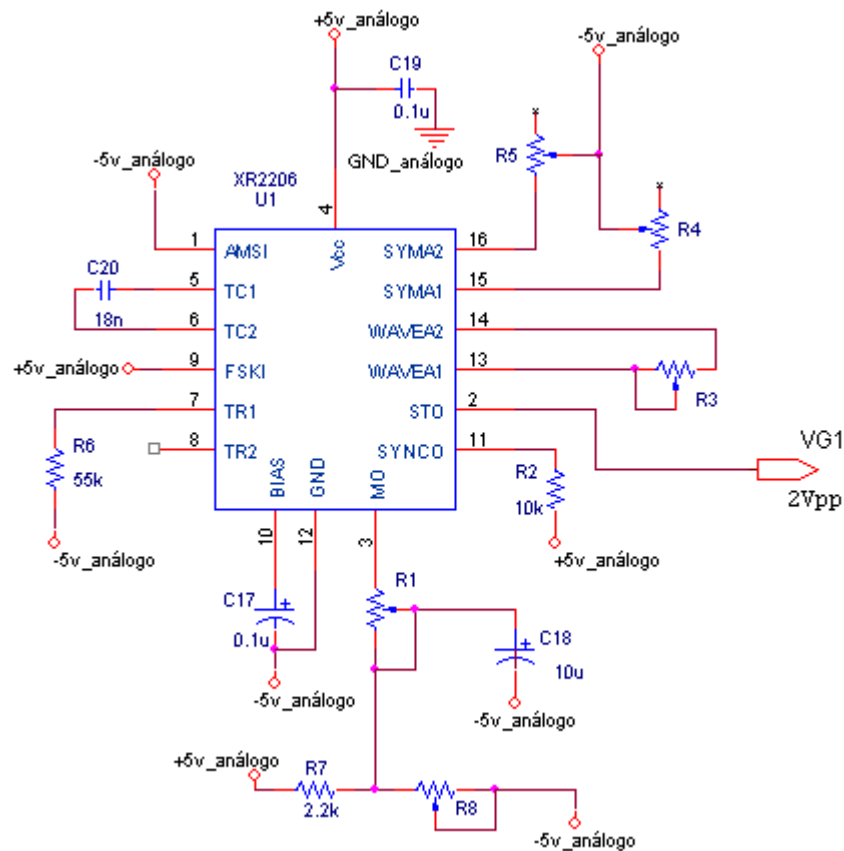
Los circuitos integrados utilizados para la regulación de las señales de alimentación son el uA7815 para la señal de +15[V], el uA7805 para la señal de +5[V] y el uA7812 para la señal de +12[V]. Cada regulador es implementado junto con un arreglo de condensadores ($1000\mu\text{F}$, $0.1\mu\text{F}$ y $0.33\mu\text{F}$) para mejorar la estabilidad en las señales de alimentación de C.C y disminuir la tensión de rizado. En el pin 1 de los conectores de salida (CS1, CS2 y CS3) se obtienen señales rectificadas y reguladas de +15[V], +5[V] y +12[V] respectivamente.

Para las señales de alimentación de -15[V] y -5[V] se utiliza el circuito integrado LM337 y un arreglo de condensadores de ($1000\mu\text{F}$ y $1\mu\text{F}$). Este dispositivo es un regulador de voltaje negativo con salida ajustable mediante 2 resistencias. De esta forma en los pines 2 de los conectores de salida se obtienen señales de C.C de -15[V] y -5[V]. Finalmente, los pines 3 del conector C1 y C2 y el pin 2 del conector C3 corresponden a la tierra del sistema.

2.3 GENERADOR DE ONDA SENOIDAL XR2206

El XR-2206 es un C.I. de 16 pines que puede generar señales senoidales, cuadradas, triangulares, rampas y de pulsos a diferentes frecuencias dependiendo de un arreglo de condensador y resistencia conectados a los pines 5 (TC1), 6 (TC2), 7 (TR1) y 8 (TR2). Este circuito integrado se puede alimentar con una fuente de tensión sencilla dentro de un rango de +10 a +26 [V] o dual en un rango de ± 5 a ± 13 [V] entre los pines 4 (Vcc +) y 12 (Vss - o Gnd). En este proyecto se optó por la alimentación a ± 5 [V] dual para eliminar la componente de offset de la señal de salida.

Figura 20. Generador de onda senoidal



Fuente: Autoras del Proyecto

La forma de onda de la señal obtenida se ajusta con un *trimmer* de $1\text{K}\Omega$ conectado entre los pines 13 y 14; para valores de resistencia altos la señal tiende a una forma triangular y valores pequeños conducen a una onda senoidal “achatada”. En este caso se opta por una forma de onda senoidal.

Para el ajuste de la simetría de la forma de onda senoidal de la señal de salida el fabricante recomienda la conexión de un potenciómetro (*trimmer*) de $25\text{K}\Omega$ con sus extremos a los pines 15 (SYMA1) y 16 (SYMA2) y el *tap* central a tierra; sin embargo, durante la implementación se observó un mejor comportamiento conectando *trimmers* independientes de $50\text{K}\Omega$ (R4 y R5) entre cada uno de estos pines y la señal de alimentación negativa de -5 [V] .

La amplitud de la señal senoidal es ajustada mediante un *trimmer* de $100\text{ k}\Omega$ conectado en uno de sus extremos al pin 3 (V_{G1}) del circuito integrado, el otro extremo de este elemento es conectado a un divisor compuesto por un *trimmer* de $5\text{ k}\Omega$ y una resistencia de $2.2\text{ k}\Omega$. La implementación de este divisor es utilizada para el ajuste de *offset* de la señal de salida; para efectos de este proyecto, la amplitud de la señal es ajustada en 2 Vp-p . La salida de la onda se obtiene en el pin 2 (V_{G1}).

El pin 10, correspondiente al voltaje de referencia interno se conecta a V_{ss} a través de un condensador de $1\text{ }\mu\text{F}$ (C100). El pin 11 (SYNCO) está conectado a V_{cc} a través de una resistencia de $10\text{ K}\Omega$.

El ajuste de la frecuencia de la señal de salida del generador es determinado por el capacitor externo C entre los pines 5 y 6 y por la resistencia R en el pin7.

La frecuencia está dada por:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \text{ [Hz]} \quad \mathbf{(66)}$$

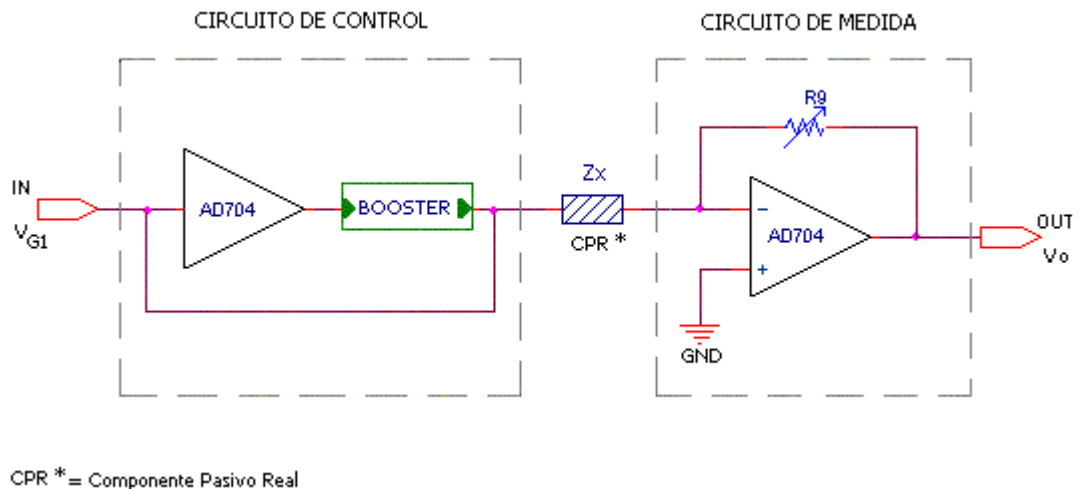
La cual puede ser ajustada variando tanto R como C. Para efectos de este proyecto, la frecuencia requerida es de 1KHz, por lo tanto el arreglo de R y C es el siguiente: $R= 55.5 \text{ K}\Omega$ y $C=18 \text{ nF}$.

Con estos elementos resulta una frecuencia de trabajo de $1 \text{ KHz} \pm 1\text{Hz}$.

2.4 CIRCUITO DE MEDIDA

Para obtener las componentes real e imaginaria de un elemento pasivo real, es necesario medir no sólo la amplitud sino también la fase de la tensión de salida, para ello el método escogido fue el de deflexión, ya que se destaca por necesitar menos elementos de precisión que un puente y solamente es necesario conmutar la resistencia de referencia que se encuentra en serie con el elemento desconocido para obtener distintas escalas.

Figura 21. Circuitos de Control y medida.



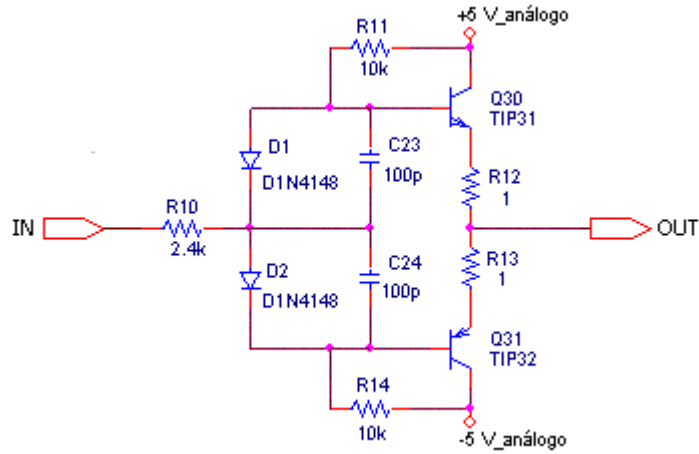
Fuente: Autoras del Proyecto

El circuito de medida de la caída de tensión en la impedancia desconocida y la corriente que pasa por la misma, así como el desfase entre ambas se realiza a través del amplificador operacional AD704 en configuración inversora como se aprecia en la figura 21.

El circuito de control garantiza que la tensión entregada por el generador XR2206 se mantenga estable, de tal forma que su salida se conecta a una resistencia de protección que queda en serie con la impedancia desconocida (Z_x). La señal del generador se conecta al amplificador operacional de control (AD704), el cual se realimenta con la señal de error proveniente de la entrada del circuito de medida, garantizando que la tensión aplicada a la impedancia desconocida se mantenga estable para cualquier elemento a medir.

Aunque la corriente máxima de salida del AD704 es de 15 mA, este circuito integrado no es capaz de mantener el nivel de tensión requerido para la medida de los componentes, viéndose la necesidad de implementar un circuito (*Booster*) capaz de suministrar al circuito de medida la cantidad de corriente necesaria para mantener la tensión de control estable sin depender de las características de salida de corriente del amplificador de control. La implementación del *Booster* se observa en la figura 22.

Figura 22. Circuito Booster



Fuente: Tesis de grado "Diseño y Construcción de un Prototipo de Potenciostato- Galvanostato". Acevedo R. Juan José. Gonzáles S. Gabriel Eduardo. Morales S. Luis Calixtro. UIS. 2003.

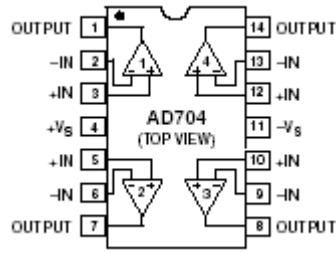
La conexión del elemento a medir permite el paso de una corriente I , que se determina mediante la caída de tensión en una resistencia R_F conocida con precisión; mientras que la tensión se mide directamente sobre el elemento desconocido.

Estas dos señales se utilizan más adelante para medir el desfase entre las caídas de tensión en Z_X y en R_F mediante el microcontrolador, el cual realiza los cálculos para obtener los modelos serie y paralelo y presentar los resultados que se deseen, procedimiento que se explica en el siguiente capítulo.

El cambio de escala se realiza conmutando diferentes resistencias de realimentación R_F . Con este sistema se evita tener que medir tensiones muy grandes cuando Z_X es grande, como sucedería si se trabajara a corriente constante, y la necesidad de medir tensiones muy pequeñas cuando Z fuera grande, si se trabajara a tensión constante.

En la figura 23. se presenta el esquema del amplificador operacional AD704 de *Analog Devices*.

Figura 23. Amplificador Operacional AD704

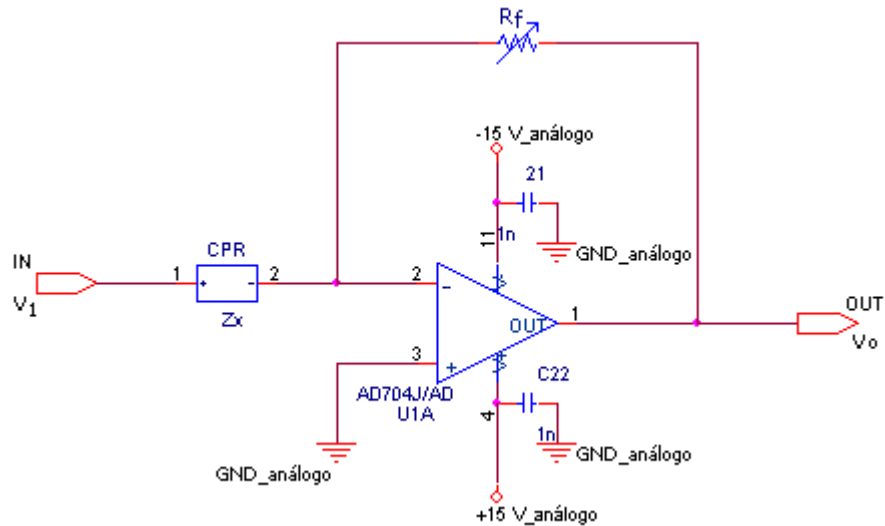


Fuente: Hoja de datos Analog Devices AD704

El AD704 es alimentado con una fuente dual de ± 15 [V], en los pines 4 y 11 respectivamente.

En la figura 24 se muestra el esquema del circuito de medida.

Figura 24 Circuito de medida.



Fuente: Autoras del Proyecto

La tensión proveniente del circuito de control se aplica por medio de la impedancia desconocida a la entrada inversora ($-IN$, pin 2) del AD704. Se utiliza retroalimentación negativa mediante la resistencia R_F conectada entre la salida

(OUT, pin1) y la entrada inversora; R_F es establecida mediante la conmutación de un arreglo de relés que se ajusta según la escala deseada. La entrada no inversora (+IN, pin 3) es conectada a tierra.

La tensión entre +In y -In es casi igual a 0 [V]. Por lo tanto, el terminal inversor también está a 0 [V] de modo que el potencial de tierra se encuentra en este terminal.

Ya que en un extremo de Z_X está a V_1 y el otro a 0 [V], la caída de tensión por Z_X es V_1 . La corriente I a través de Z_X se determina por medio de la ley de Ohm:

$$I = \frac{V_1}{Z_X} \quad (67)$$

Toda la corriente de entrada I fluye por R_F ya que una cantidad despreciable de corriente es utilizada por el terminal inversor.

La caída de tensión a través de R_F es:

$$V_{R_F} = I * R_F = \frac{V_1}{Z_X} R_F \quad (68)$$

Esta tensión representa la corriente que pasa por el elemento desconocido tomada en la salida del amplificador (pin 1) y la caída de tensión se toma directamente sobre el elemento, a la salida del circuito de control.

Como R_F se conecta entre la salida y el terminal inversor, la tensión de salida es igual a la caída de tensión en R_F pero con signo contrario:

$$V_0 = - V_1 \frac{R_F}{Z_X} \quad (69)$$

Despejando la ecuación anterior se obtiene la relación de ganancia de lazo cerrado del amplificador:

$$A_{CL} = \frac{V_0}{V_1} = -\frac{R_F}{Z_X} \quad (70)$$

Para realizar los cambios de escala requeridos es necesaria la elección de las resistencias de realimentación asegurando el cumplimiento de dos condiciones:

1. Que la tensión de salida del OPAMP no exceda los 7[Vp] y así obtener un valor RMS máximo de 5[V], que no sobrepase el rango de digitalización del microcontrolador.
2. Que la tensión de salida del AD704 no caiga por debajo de 500mVp, con el fin de asegurar una buena digitalización de la señal de corriente, como se verá más adelante.

Las resistencias de realimentación escogidas para el cambio de escala son:

Cuadro 2. Resistencias de realimentación.

| R_F | V_{OUT} | I |
|-------|-----------|-------|
| 100Ω | 5Vp | 0.05A |
| | 500mVp | 5mA |
| 1KΩ | 5Vp | 5mA |
| | 500mVp | 0.5mA |
| 10KΩ | 5Vp | 0.5mA |
| | 500mVp | 50μA |
| 100KΩ | 5Vp | 50μA |
| | 500mVp | 5μA |
| 1MΩ | 5Vp | 50μA |
| | 500mVp | 0.5μA |

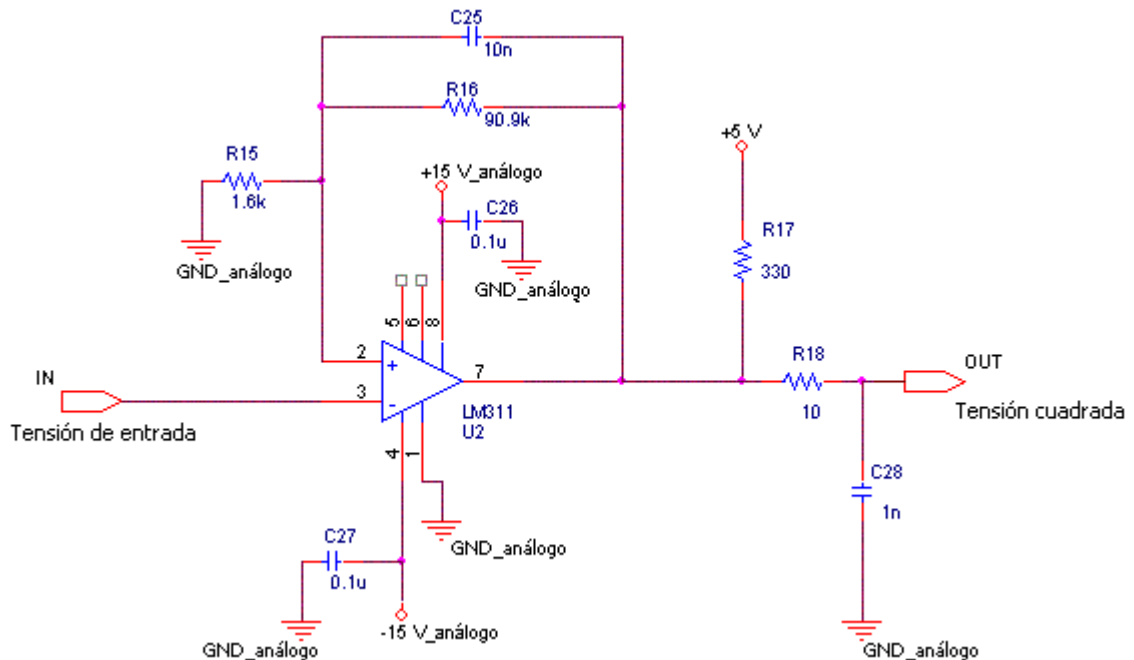
Fuente: Autoras del Proyecto

Esto quiere decir que el rango de corriente que es capaz de medir el MPCP se encuentra entre 10 mA y 1 μ A. La medida de Impedancia está entre 100 Ω y 1 M Ω . Este rango determina los valores de los componentes pasivos reales que podrá medir el MPCP. Todos estos valores se encuentran determinados en el Anexo A.

2.5 COMPARADORES.

Los comparadores se encargan de transformar las señales senoidales de entrada en señales cuadradas con niveles entre 0 y 5 [V]. Estas señales se ajustan para ser usadas como entrada a los temporizadores del microcontrolador PIC16F877 y efectuar la medida de fase por software. Las señales de entrada de este circuito son: la tensión de salida del generador (V_1) equivalente a la tensión en el componente pasivo real y la tensión a la salida del circuito de medida que representa la corriente (V_2).

Figura 25. Circuito comparador.



Fuente: Autoras del Proyecto

En este proyecto se recurre a la implementación de dos circuitos comparadores, para el tratamiento de cada señal. El circuito funciona igual para ambos casos. El comparador LM311 es un circuito detector de cruce por cero con histéresis la cual introduce un retardo en el flanco descendente de la señal cuadrada de corriente (de 2.39 μ s a 8.79 μ s). El efecto de la histéresis en la señal de tensión no es significativo ya que esta señal se mantiene estable gracias al circuito de control. Los LM311 reciben una señal senoidal y la convierten en una señal cuadrada de 5[V].

2.6 CONVERTIDORES RMS A DC

Estos circuitos tienen como función entregar a su salida una tensión DC equivalente al valor RMS de la señal de entrada. Se hace necesario implementar un circuito convertidor para cada una de las señales empleadas como entradas al conversor análogo digital del microcontrolador.

Al igual que en los comparadores, las señales a tratar son la tensión a la salida del AD704 y la tensión entregada por el generador. La señal de entrada de tensión se establece en 1 Vp obteniéndose en el AD636 una salida de 707 mV, y la señal de entrada equivalente a la corriente se mantiene en un rango de 500 mVp - 7 Vp, para que a la salida del AD637 estén presentes tensiones entre 353 mV - 4.949 V, rango aceptable para una apropiada conversión análoga digital de las señales.

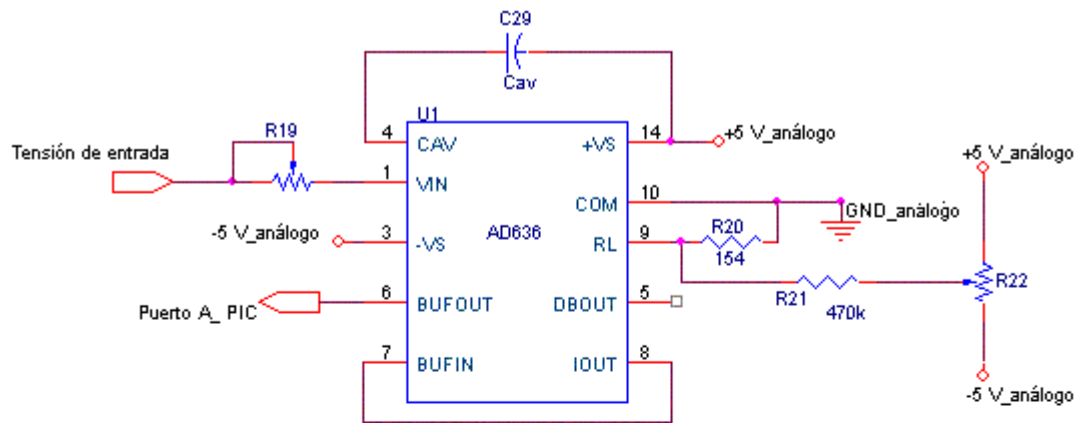
Estos conversores requieren de un capacitor externo C_{AV} para ajustar la constante de tiempo promedio ($25ms * C_{AV} / \mu F$) y disminuir el porcentaje de error en la salida del integrado, por lo tanto se escogió un capacitor de 33 μ F que según la hoja de datos del fabricante mantiene el error entre el 0.1 y el 0.01% a la frecuencia de 1KHz. Además se implementa un arreglo de resistencias junto con

un *trimmer* para el ajuste del *offset*, y un *trimmer* adicional permite incrementar o decrementar el factor de escala en un 1.5%.

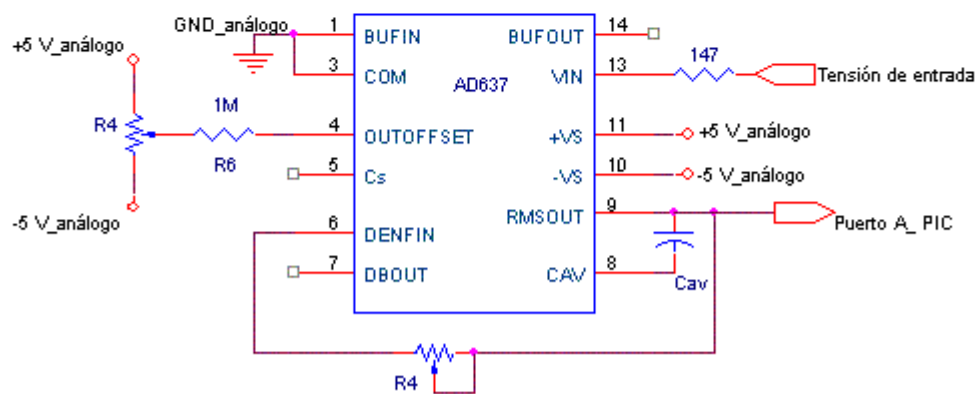
La función de transferencia de los AD636 y el AD637 está dada por:

$$V_{OUT} = \sqrt{avg.(V_{IN})^2} \quad (71)$$

Figura 26. Circuitos convertidores RMS a DC: (a) AD636 y (b) AD637.



(a)



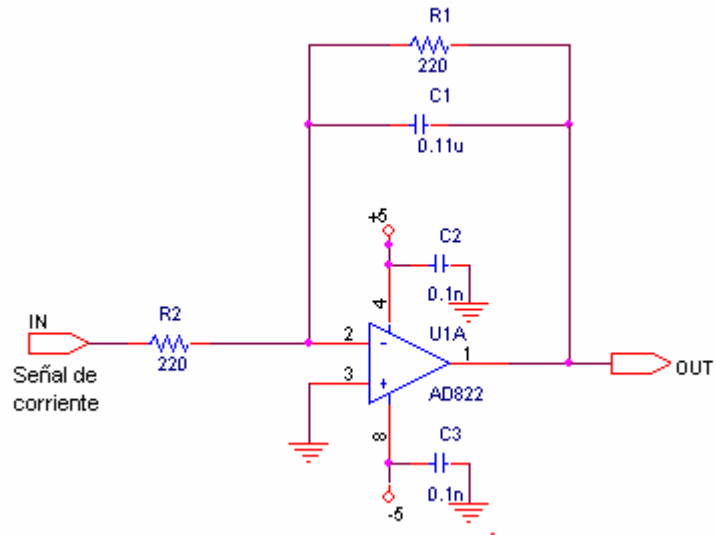
(b)

Fuente: Autoras del Proyecto

2.7 FILTRO PASA BAJO

Debido a que la señal de salida del AD704 que corresponde a la tensión proporcional a la corriente que pasa por el elemento consta de una señal de 1KHz y de componentes de alta frecuencia, es necesario realizar un filtrado para obtener a la salida únicamente la señal de interés que en este caso es la señal de frecuencia 1 KHz.

Figura 27. Filtro pasa bajo



Fuente: Autoras del proyecto

Se diseñó un filtro activo pasa bajo de 1 orden y se implementó con el amplificador operacional AD822 junto con 2 resistencias de 220 Ω y un condensador de 0.11 μF . En la figura 27 se muestra el esquema del filtro.

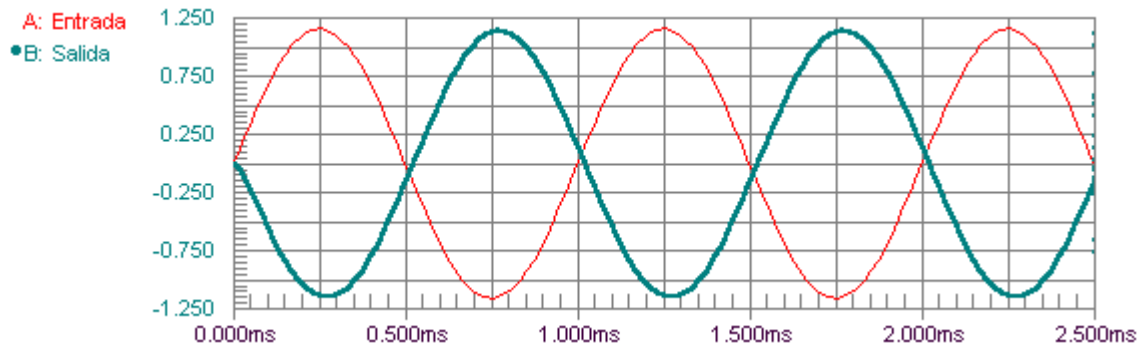
La frecuencia de corte de -3 dB del filtro es de 6.57 KHz y su ganancia es unitaria. Las siguientes ecuaciones corresponden al diseño del filtro:

$$w_0 = \frac{1}{C * R_2} \quad (72)$$

$$Ganancia\ de\ cd = -\frac{R_2}{R_1} \quad (73)$$

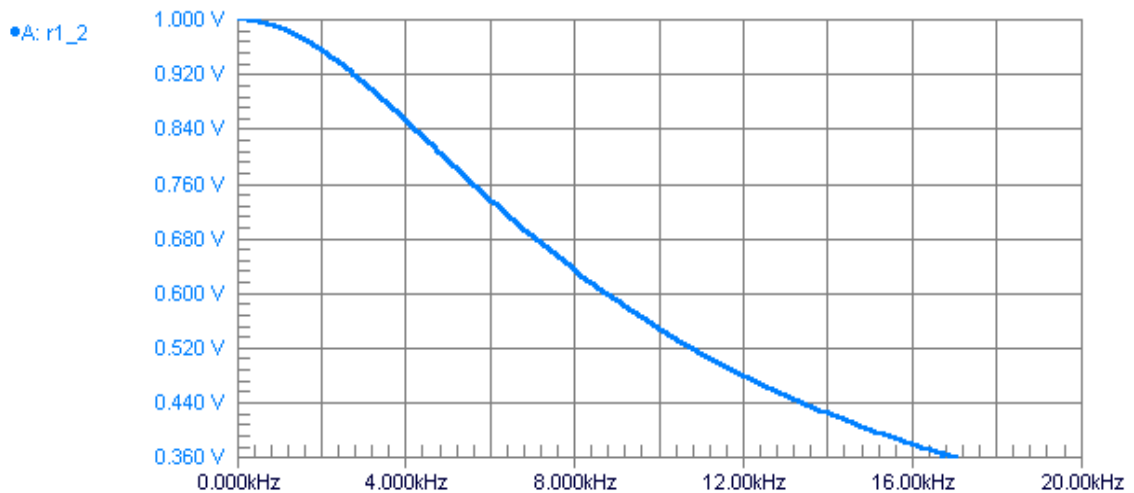
En las figuras 28 y 29 se observa el comportamiento del filtro paso bajo:

Figura 28. Señales de entrada y salida



Fuente: Autoras del proyecto

Figura 29. Respuesta en magnitud



Fuente: Autoras del proyecto

2.8 MÓDULO DE CONTROL Y VISUALIZACIÓN

2.8.1 Microcontrolador PIC16F877. Este microcontrolador es el encargado de realizar las funciones de control y visualización del Prototipo tales como: ajuste de ganancia, digitalización de las señales de tensión y corriente del elemento medido, medida de fase entre las señales tomadas, manejo del LCD para la visualización de los datos, manejo de teclado para seleccionar el parámetro a visualizar en la pantalla y cálculos aritméticos para la obtención de los parámetros del componente pasivo real, por lo cual es considerado el cerebro del MPCP.

Se eligió al PIC16F877 de 40 pines ya que cumple los requerimientos necesarios para la implementación del Prototipo. Algunas de las principales características de este microcontrolador son:

- 5 puertos de E/S con un total de 33 líneas para conectar a los periféricos exteriores
- Conversor Análogo Digital de 10 bits de 8 canales de entrada.
- Puerta Paralela Esclava.
- Frecuencia de 20 MHz.
- Voltaje de alimentación comprendido entre 2 y 5.5 [V].
- 8 K palabras de 14 bits para la Memoria de Código tipo *FLASH*.
- 368 y 256 *bytes* de Memoria de Datos RAM y EEPROM respectivamente.
- *Timers* que funcionan como Temporizador o Contador.
- Perro Guardián, Modo SLEEP de bajo consumo
- Código de protección programable.

Este microcontrolador posee un procesador RISC con Arquitectura Harvard que se caracteriza por la independencia entre la Memoria de Código y la de Datos facilitando el trabajo en paralelo de las 2 memorias. El repertorio reducido de 35

instrucciones facilita al usuario la programación. Cada ciclo de instrucción equivale a 4 periodos de reloj, al utilizar un oscilador de 20 MHz se logra una velocidad de 0,2 μ s por instrucción exceptuando las de salto que necesitan dos ciclos, por lo tanto, la velocidad se reduce a la mitad y el tiempo se duplica a 0,4 μ s por instrucción.

Del conversor análogo digital se utilizan las entradas RA0/AN0 y RA1/AN1 donde se introducen las señales en DC provenientes del AD636 que corresponden a la tensión y la corriente del componente pasivo real.

La resolución que cada bit proveniente de la conversión análoga digital posee depende de la tensión de referencia V_{ref} de acuerdo a:

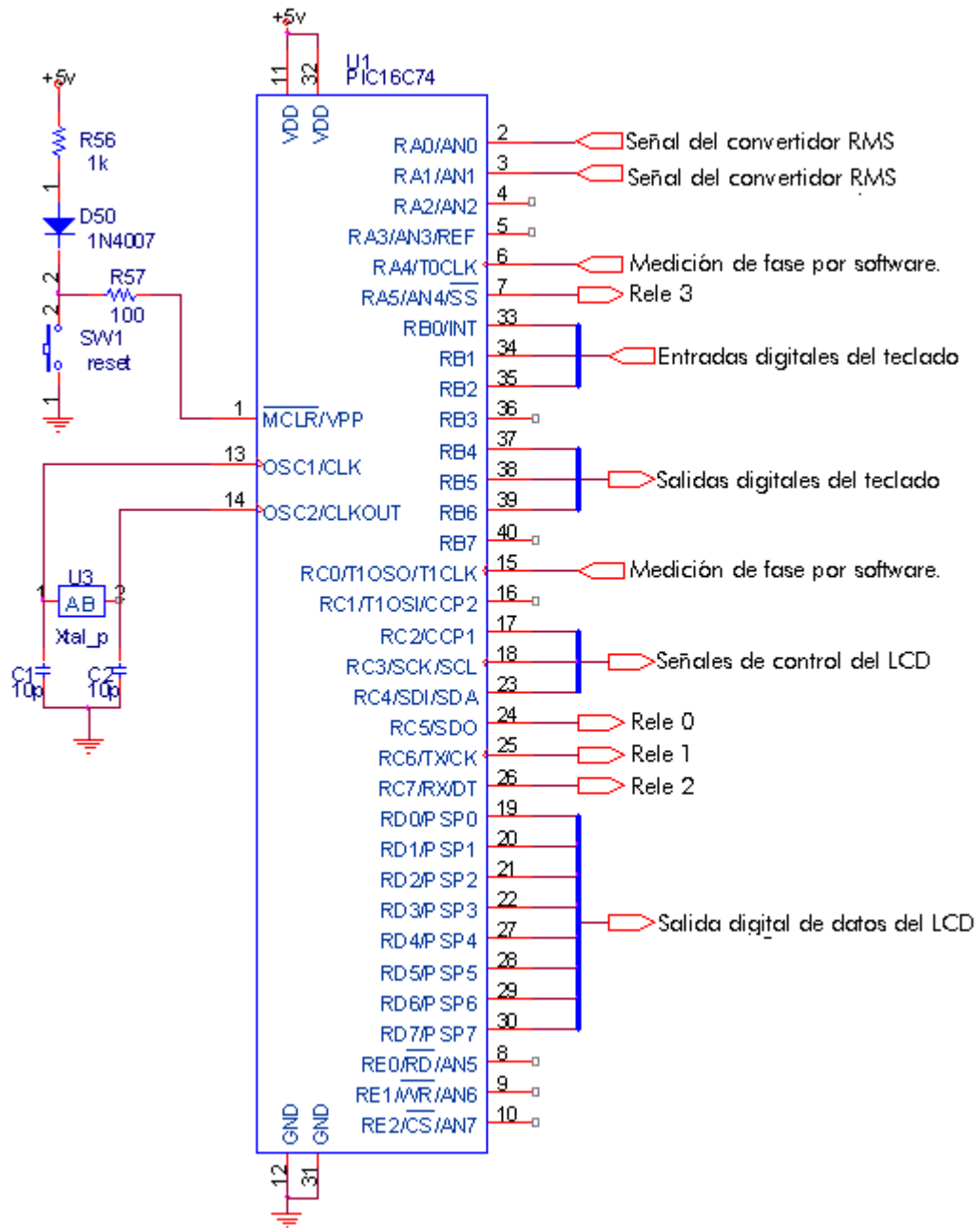
$$RESOLUCIÓN = \frac{(V_{ref+} - V_{ref-})}{2^{10}} = \frac{V_{ref}}{1024} \quad (74)$$

Las tensiones de referencia pueden ser internas o externas. Para este efecto se recurre a las tensiones internas del microcontrolador: voltaje de alimentación (+5 [V]) y tierra (gnd), por lo cual aplicando la ecuación anterior se obtiene:

$$RESOLUCIÓN = \frac{(5 - 0)}{2^{10}} = \frac{5}{1024} = 4.8 \text{ mV / bit}$$

Por ejemplo, a una entrada analógica de 1 [V] le correspondería una señal digital 0011010000 y para la entrada analógica 0 [V] la salida digital 0000000000 en el conversor.

Figura 30. Diagrama de pines del PIC 16f877



Fuente: Autoras del Proyecto

El PIC16F877 realiza la medida de fase entre las señales cuadradas provenientes de los comparadores correspondientes a las señales de tensión y corriente del componente pasivo real por medio de los tres *timers* del μC configurados dos como contadores y el otro como temporizador.

El ajuste de ganancia del circuito de medida se realiza mediante un arreglo en cascada de 4 relés que posibilita la elección de 5 resistencias de realimentación (100 Ω , 1 K Ω , 10 K Ω , 100 K Ω y 1 M Ω) que permiten el cambio de escala del MPCP.

Los resultados provenientes de la conversión análoga digital y de la medida de fase son almacenados en la memoria *FLASH* del microcontrolador para posteriormente ser utilizados en las rutinas de cálculos aritméticos para la obtención de los parámetros del componente pasivo real.

2.8.2 Módulo de visualización. Para facilitar la comunicación con el usuario se implementa una interfaz para la selección y visualización de los parámetros del componente que consiste en un teclado matricial de 3x3 y una pantalla LCD.

Las elecciones disponibles para el usuario son:

- Auto
- Q (factor de calidad)
- D (factor de disipación)
- R_p
- R_s
- Z (impedancia)
- C_p ó L_p
- C_s ó L_s

- Φ (fase)

El teclado es un dispositivo de entrada de datos que consta de 9 teclas o pulsadores, dispuestos e interconectados en filas y columnas controlado mediante 6 líneas de E/S del puerto B del microcontrolador, que corresponden con las tres filas (RB0-RB2) y las tres columnas (RB4-RB6) de las que consta la matriz.

La visualización se realiza mediante una pantalla LCD con *backlight*, controlada mediante el microcontrolador. Esta dispone de 4 filas de 20 caracteres cada una y cada carácter dispone de una matriz de 5x8 puntos (píxeles), posee 16 pines de los cuales 8 son utilizados para la transmisión de datos, tres para el control del LCD, 2 para la alimentación, 1 para el ajuste del contraste y 2 para el *backlight*.

La comunicación con la pantalla LCD se puede realizar de dos maneras posibles, con bus de 4 bits o con bus de 8 bits, en este caso se utilizan los 8 bits destinados para este propósito.

La alimentación de la pantalla se obtiene de una fuente de 5 [V] y tierra aplicada a los pines 2 (V_{DD}) y 1 (V_{SS}) respectivamente. El control del contraste se realiza al dividir la alimentación de 5V con un *trimmer* de 10K Ω conectado al pin 3 (V_0). Para encender el *backlight* se hace necesario un pulso sostenido en alto en el pin 15 (A+); la corriente consumida por el LCD cuando el *backlight* se encuentra encendido es de 240 mA mientras que cuando está apagado es de 4.5 mA.

Los tres pines de control de la pantalla tienen como función:

E (*Enable signal*): Habilidad o deshabilitación de la pantalla.

R/W (*Read/Write*): Selección de lectura o escritura de datos en pantalla.

RS (*Register select*): Selección de la correspondencia de los datos entrantes por los pines de datos a una instrucción o un carácter.

La configuración inicial para el funcionamiento de la pantalla requiere de especificaciones como: la cantidad de líneas a utilizar (1 o 2), el tamaño del bus de datos (4 u 8) y la configuración del cursor.

Posteriormente se programan rutinas para el envío de los datos, las direcciones donde éstos se van a desplegar y comandos de configuración en caso de ser necesarios como por ejemplo el borrado de la pantalla, el retorno del cursor a su posición original, etc.

Se hace indispensable, en la programación del LCD, garantizar los retardos requeridos para la estabilización de voltajes internos al inicio y de lectura de datos o instrucciones.

3. SOFTWARE

En este capítulo se detalla la programación del microcontrolador PIC16F877 de Microchip para el desarrollo de cada una de las rutinas de control del equipo, así como la visualización de los resultados obtenidos.

El software del microcontrolador se realizó en lenguaje de bajo nivel (Assembler) y está dividido en tres partes: Control, Cálculos aritméticos y visualización de datos.

3.1 PROGRAMACIÓN DEL MICROCONTROLADOR 16F877

En principio los relés están configurados de tal forma que siempre esté presente una resistencia de realimentación (R_f) mínima de 100Ω , evitando así grandes variaciones de ganancia que puedan saturar al amplificador operacional, esta configuración también asegura una resistencia de 100Ω en serie con el elemento a medir para protección del circuito, lo cual exime al circuito de medida de grandes exigencias de corriente en el caso de que por algún motivo los terminales donde iría el elemento quedaran en cortocircuito.

En el momento de inicialización del sistema, el microcontrolador limpia y configura de forma adecuada todos los puertos que van a ser utilizados, luego se visualiza un mensaje de inicio, y el sistema queda en un modo de espera hasta que el usuario introduzca el componente a medir.

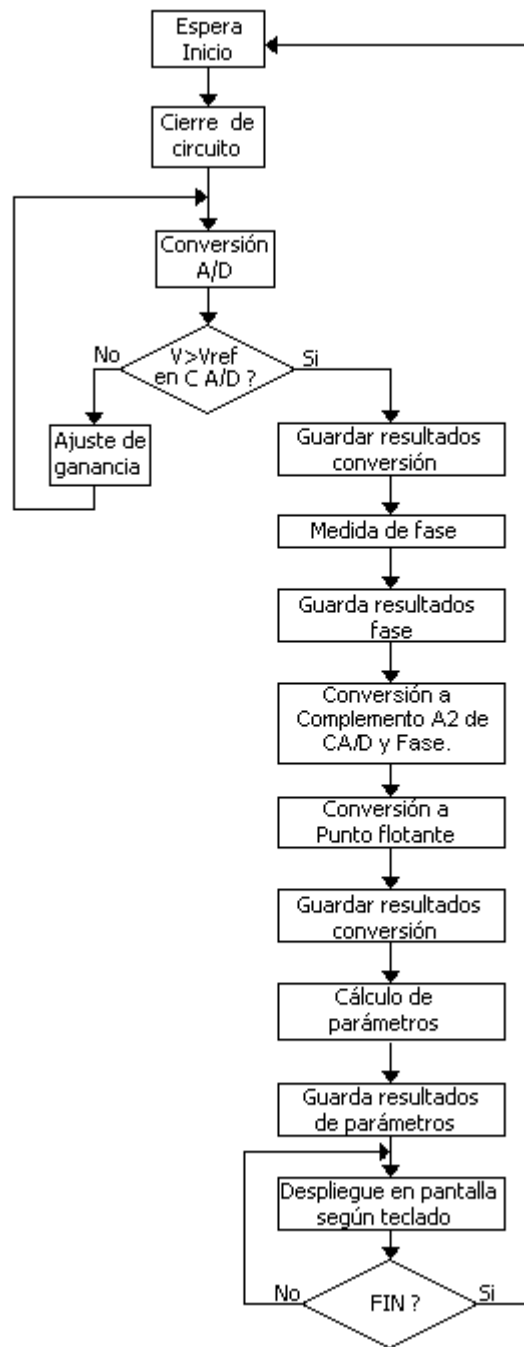
Una vez que el componente desconocido cierre el circuito de medida se activa la rutina de conversión análoga-digital que consiste en la configuración de 2 pines del puerto A como entradas análogas y el control del inicio y el fin de cada

conversión entregando un resultado digital de 10 bits de longitud en los registros ADRESH y ADRESL, como estos registros son de 8 bits sólo son significativos 10 de los bits de dicha pareja. Una vez establecidas las señales a la entrada del conversor se realiza, inmediatamente después, la verificación de los niveles lógicos permitidos en el conversor A/D del microcontrolador.

Cuando las señales se encuentren fuera del rango deseado el microcontrolador enviará una señal de control al arreglo de relés para seleccionar una resistencia y de esta forma realizar un ajuste de ganancia en el circuito de medida. Este proceso se realizará hasta que los niveles lógicos sean los adecuados.

La información de estos registros se guarda en la memoria FLASH del microcontrolador en los registros VOLTH, VOLTL, CORRH, CORRL que poseen la conversión de las tensiones del elemento medido.

Figura 31. Diagrama de flujo general.



Fuente: Autoras del Proyecto

Las señales provenientes de los LM311 son las entradas de los *Timers* para la medida de fase, los cuales mediante un adecuado manejo entregan un número binario de 8 bits equivalente al tiempo de desfase entre las dos señales.

La siguiente etapa en la programación es la realización de los cálculos aritméticos necesarios para hallar los parámetros del componente.

Los valores convertidos de las señales de tensión análogas correspondientes se encuentran en 2 registros de 8 bits. Estos valores corresponden a representación de números en punto fijo. Para poder realizar las operaciones que se requieren con números decimales y obtener una mejor precisión se realiza la transformación a una representación en precisión simple (32 bits) de números en punto flotante según el formato Microchip de 32 bits, el cual varía un poco con respecto al estándar IEEE-754 acerca de la aritmética en punto flotante.

En este formato los 8 bits más significativos corresponden al exponente el cual puede ubicarse en un solo registro y los 24 restantes a la mantisa que se almacena en 3 registros. El exponente se guarda en el registro xEXP, y la mantisa en los registros xP0 (MSB), xP1 y xP2 (MLB), donde el signo viene implícito en el bit más significativo del registro xP0.

A esta rutina ingresan tanto los valores digitalizados de las tensiones como las constantes numéricas que se utilicen durante los cálculos aritméticos. Al tener el valor correspondiente de las señales en aritmética de punto flotante, se procede a programar cada una de las rutinas correspondientes al parámetro a visualizar. Para el óptimo desarrollo de estas rutinas es necesario realizar la programación de algunas operaciones aritméticas tales como suma, resta, multiplicación, división y raíz cuadrada así como de rutinas respectivas para las funciones trigonométricas de seno y coseno.

Las rutinas mencionadas anteriormente están basadas en rutinas ya implementadas por Microchip pero ajustadas a las necesidades del proyecto.

Estas rutinas van con el programa principal como subrutinas nombradas de la siguiente forma:

Cuadro 3. Rutinas aritméticas

| OPERACIÓN | RUTINA |
|------------------|---------------|
| Suma | FPA32 |
| Resta | FPS32 |
| Multiplicación | FPM32 |
| División | FPD32 |
| Raíz cuadrada | SQRT32 |
| Coseno | COS32 |
| Seno | SIN32 |

Fuente: Autoras del Proyecto

Todas las entradas y resultados derivados de estas operaciones son números en punto flotante de 32 bits.

3.2 MEDIDA DE FASE

La medida de fase se realiza mediante detección de flancos ascendentes de las señales cuadradas provenientes de los LM311. La detección de los flancos se realiza por medio del *Timer 0* y el *Timer 1* del microcontrolador configurados como contadores de eventos externos y el *Timer 2* configurado en modo temporizador.

El *Timer* 1 detecta el flanco de subida correspondiente a la señal de voltaje, mientras que el *Timer* 0 se encarga de la detección del flanco de la señal de corriente.

El tiempo de desfase entre flancos presente en las señales de entrada es determinado por el *Timer* 2, el cual es inicializado después del segundo evento presente en el *Timer* 1 y finalizado por la detección del flanco ascendente de la señal del *Timer* 0.

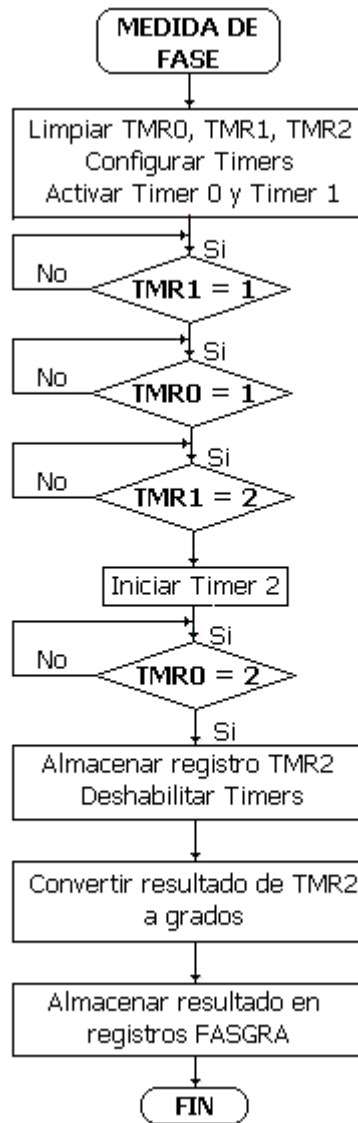
Una vez terminada la temporización del *Timer* 2, su contenido se convierte al formato de punto flotante para obtener el tiempo equivalente a la fase en segundos. Con este tiempo se obtiene la respectiva fase en grados mediante la siguiente ecuación:

$$fase\ grados = tiempo(seg) * 360^{\circ} * f \quad (75)$$

donde $f = 1\text{ kHz}$.

La fase en grados se almacena en los registros FASGRA para su posterior uso en las rutinas de cálculos y visualización.

Figura 32. Diagrama de flujo para la Medida de Fase



Fuente: Autoras del Proyecto

3.3 AJUSTE DE GANANCIA

La programación para el ajuste de ganancia se basa en el arreglo de 4 relés que permiten la selección de 5 resistencias de realimentación para obtener los cambios de escala requeridos.

Cuadro 4. Selección de Relés

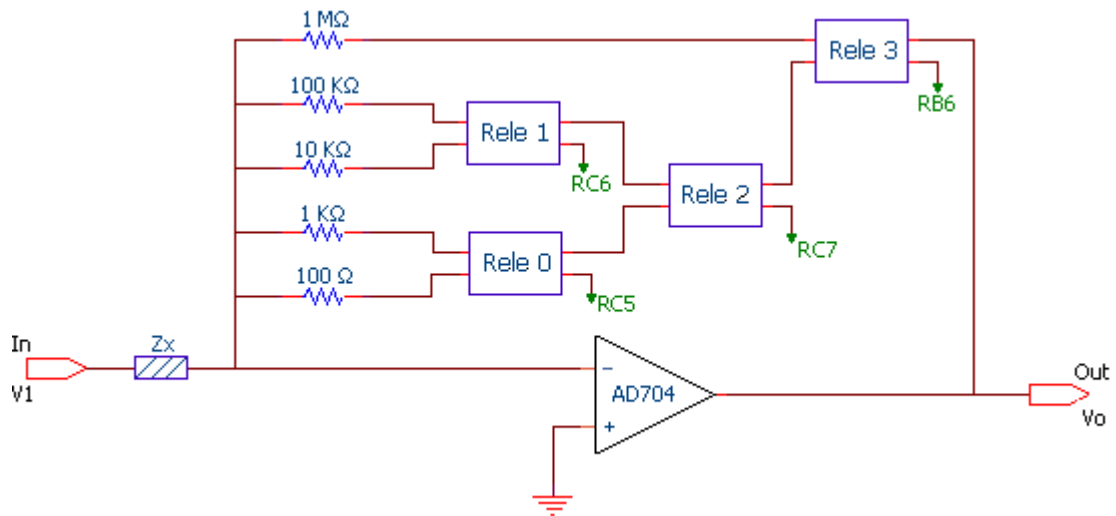
| Rf | Relé 1 | Relé 2 | Relé 3 | Relé 4 |
|----------------|--------|--------|--------|--------|
| 100 Ω | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 K Ω | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 10 K Ω | 0 | 1 | 0 | X |
| 100 K Ω | 0 | 1 | 1 | X |
| 1 M Ω | 1 | X | X | X |

Fuente: Autoras del Proyecto

El microcontrolador por sus pines RB7, RC7, RC6 y RC5 controla mediante 4 bits la elección de un relé, dejando por defecto la resistencia de 100 Ω e incrementando mediante la tabla de verdad hasta la resistencia de 1 M Ω .

La rutina consiste en la verificación de la conversión de la tensión equivalente a la corriente del elemento, la cual se encuentra fuera del rango deseado cuando sea menor a 500 mV, parámetro con el cual se realiza el cambio de resistencia para aumentar el rango de medida del MPCP.

Figura 33. Configuración de relés



Fuente: Autoras del Proyecto

3.4 CÁLCULO DE PARÁMETROS

De acuerdo a las ecuaciones para la obtención de los diferentes parámetros del componente pasivo se realizaron estas rutinas.

3.4.1 Impedancia. Despejando la ecuación 68. en función de Z_X se obtiene:

$$Z_X = R_F \frac{V_1}{V_{RF}} \quad (76)$$

Cuadro 5. Código para hallar Impedancia.

| Etiqueta | Código | Comentario |
|------------|--|------------|
| IMPEDANCIA | <pre> movf SHUNT0,W movwf AARGB0 movf SHUNT1,W movwf AARGB1 </pre> | |

```

movf SHUNT2,W
movwf AARGB2
movf SHUNTEXP,W
movwf AEXP
movf VOLP0,W ;Se carga en VOLP A BARGB para utilizarlos
movwf BARGB0 ;en Z=V/I
movf VOLP1,W
movwf BARGB1
movf VOLP2,W
movwf BARGB2
movf VOLEXP,W
movwf BEXP
BCF PCLATH,4
BSF PCLATH,3
CALL FPM32 ;se obtiene Rf*V
BCF PCLATH,3
movf CORP0,W
movwf BARGB0 ;LA CORRIENTE (Vi)
movf CORP1,W
movwf BARGB1
movf CORP2,W
movwf BARGB2
movf COREXP,W
movwf BEXP
BCF PCLATH,4
BSF PCLATH,3
CALL FPD32 ;se obtiene Z= (Rf*V)/Vi
BCF PCLATH,3
movf AARGB0,W ;se guarda resultado en registro Z
movwf Z0
movf AARGB1,W
movwf Z1
movf AARGB2,W
movwf Z2
movf AEXP,W
movwf ZEXP

```

Fuente: Autoras del proyecto

3.4.2 Factor de calidad. Retomando la ecuación 15. Para poder hallar el factor de calidad es necesario crear la rutina de tangente mediante la identidad trigonométrica:

$$\tan \Phi = \frac{\text{sen } \Phi}{\cos \Phi} \quad (77)$$

Las rutinas de seno y coseno están basadas en las siguientes expansiones:

$$\text{sen } x \approx x + x * x^2 * p(x^2) \quad (78)$$

$$\cos x \approx 1 - 0.5 * x^2 + x^4 * q(x^2) \quad (79)$$

Donde p y q son polinomios de grado 3 y 2 respectivamente. Las funciones están dentro del intervalo $[-\pi/4, \pi/4]$.

Para poder realizar los cálculos de seno y coseno es necesario que la fase se encuentre en radianes por lo cual es necesario implementar una rutina llamada LLAMAFASE que se encargue de esta conversión.

Cuadro 6. Código para hallar factor de calidad.

| Etiqueta | Código | Comentario |
|-----------|-----------------|---------------------------------------|
| TANG | CALL LLAMAFASE | ; Rutina para hallar Q ---->Q = tanφ |
| | CALL SIN32 | ; Carga fasefp |
| | bsf STATUS,RP0 | |
| | movf AEXP,W | |
| | movwf SENFPEXP | |
| | movf AARGB0,W | ;se guarda el resultado en SEN32 |
| | movwf SENFP0 | |
| | movf AARGB1,W | |
| | movwf SENFP1 | |
| | movf AARGB2,W | |
| | movwf SENFP2 | |
| | bcf STATUS,RP0 | |
| | CALL LLAMAFASE | ; carga fasefp |
| | CALL CAMBIO | |
| | bsf STATUS,RP0 | |
| | movf SENFPEXP,W | ; carga SIN32 |
| | movwf AEXP | |
| | movf SENFP0,W | |
| | movwf AARGB0 | |
| | movf SENFP1,W | |
| | movwf AARGB1 | |
| | movf SENFP2,W | |
| | movwf AARGB2 | |
| | bcf STATUS,RP0 | |
| | CALL FPD32 | ;TANφ= SINφ / COSφ |
| | movf AARGB0,W | ;se guarda el resultado en registro Q |
| | movwf Q0 | |
| | movf AARGB1,W | |
| | movwf Q1 | |
| | movf AARGB2,W | |
| | movwf Q2 | |
| | movf AEXP,W | |
| | movwf QEXP | |
| | return | |
| LLAMAFASE | | ; Carga FASEFP |
| | bsf STATUS,RP0 | |

```

movf    FASGRA0,W
movwf   AARGB0
movf    FASGRA1,W
movwf   AARGB1
movf    FASGRA2,W
movwf   AARGB2
movf    FASGRAEXP,W
movwf   AEXP
bcf     STATUS,RP0
movlw   h'81'
movwf   BEXP
movlw   h'49'                ;(6.2831853) # 2*pi en punto flotante
movwf   BARGB0
movlw   h'0F'
movwf   BARGB1
movlw   h'DB'
movwf   BARGB2
CALL    FPM32                ;fase*2pi
movlw   h'87'
movwf   BEXP
movlw   h'34'                ;# 360° en punto flotante
movwf   BARGB0
movlw   h'00'
movwf   BARGB1
movlw   h'00'
movwf   BARGB2
CALL    FPD32                ; sale fase en radianes a AARGB
Return

```

Fuente: Autoras del Proyecto

El resultado del factor de calidad se guarda en los registros Q0, Q1, Q2 y QEXP.

3.4.3 Resistencia en serie. Despejando las ecuaciones 13. y 15. en función de R_s .

$$R_s = \sqrt{\frac{Z^2}{1+Q^2}} \quad (80)$$

Cuadro 7. Código para hallar R_s .

| Etiqueta | Código | Comentario |
|----------|---|-----------------------------------|
| RESIS | <pre> movf Q0,W movwf AARGB0 movf Q1,W movwf AARGB1 movf Q2,W </pre> | ;Carga los registros de Z a AARGB |

| | | |
|---------|----------------|---|
| | movwf AARGB2 | |
| | movf QEXP,W | |
| | movwf AEXP | |
| | CALL CAMBIO | |
| | CALL FPM32 | ;Se obtiene Q^2 |
| | CALL CAMBIO | |
| | CALL UNOENFP | ;1 en punto flotante. |
| | CALL FPA32 | ;suma 1 + Q^2 |
| QINC | movf AARGB0,W | ;guarda el valor de Q^2 +1 de AARGB a QINC |
| | movwf QINC0 | ; para que sea el denominador de RS |
| | movf AARGB1,W | |
| | movwf QINC1 | |
| | movf AARGB2,W | |
| | movwf QINC2 | |
| | movf AEXP,W | |
| | movwf QINCEXP | |
| | movf Z0,W | ;Carga los registros de Z A AARGB |
| | movwf AARGB0 | |
| | movf Z1,W | |
| | movwf AARGB1 | |
| | movf Z2,W | |
| | movwf AARGB2 | |
| | movf ZEXP,W | |
| | movwf AEXP | |
| | CALL CAMBIO | ;Carga Z A BARGB |
| | CALL FPM32 | ;se obtiene Z^2 |
| | movf QINC0,W | ;Carga Q^2 +1 A BARGB |
| | movwf BARGB0 | ; |
| | movf QINC1,W | |
| | movwf BARGB1 | |
| | movf QINC2,W | |
| | movwf BARGB2 | |
| | movf QINCEXP,W | |
| | movwf BEXP | |
| | CALL FPD32 | ;se obtiene (Z^2 / 1+ Q^2) |
| | CALL SQRT32 | ; RS = RAIZ (Z^2 / 1+Q^2) |
| | movf AEXP,W | |
| | movwf RSEXP | |
| | movf AARGB0,W | ;se guarda el valor de RS |
| | movwf RS0 | |
| | movf AARGB1,W | |
| | movwf RS1 | |
| | movf AARGB2,W | |
| | movwf RS2 | |
| UNOENFP | return | |
| | movlw H'7F' | ;rutina para cargar 1 en punto flotante a AARGB |
| | movwf AEXP | |
| | movlw H'00' | |
| | movwf AARGB0 | |
| | movlw H'00' | |
| | movwf AARGB1 | |
| | movlw H'00' | |
| | movwf AARGB2 | |
| | return | |

Fuente: Autoras del Proyecto

3.4.4 Reactancia en serie. De la ecuación 15.

$$|X_s| = Q * R_s \quad (81)$$

Cuadro 8. Código para hallar Xs.

| Etiqueta | Código | Comentario |
|----------|---------------|---------------------------------------|
| REACT | | |
| | movf REXP,W | |
| | movwf AEXP | |
| | movf RS0,W | ;Se carga RS a AARGB para utilizarlos |
| | movwf AARGB0 | ;en la rutina |
| | movf RS1,W | |
| | movwf AARGB1 | |
| | movf RS2,W | |
| | movwf AARGB2 | |
| | movf QEXP,W | |
| | movwf BEXP | |
| | movf Q0,W | ;Se carga Q a BARGB para utilizarlos |
| | movwf BARGB0 | ;en la rutina |
| | movf Q1,W | |
| | movwf BARGB1 | |
| | movf Q2,W | |
| | movwf BARGB2 | |
| | CALL FPM32 | ;XS= RS * Q |
| | movf AARGB0,W | ;se guarda el valor de XS |
| | movwf XS0 | |
| | movf AARGB1,W | |
| | movwf XS1 | |
| | movf AARGB2,W | |
| | movwf XS2 | |
| | movf AEXP,W | |
| | movwf XSEXP | |
| | return | |

Fuente: Autoras del Proyecto

3.4.5 Factor de disipación. Retomando la ecuación 16.

Cuadro 9. Código para hallar D.

| Etiqueta | Código | Comentario |
|----------|--------------|--------------------------------|
| DISIPA | | |
| | CALL UNOENFP | ;se Cargaa 1 en punto flotante |
| | movf QEXP,W | ; |
| | movwf BEXP | |
| | movf Q0,W | ;Carga Q a BARGB |
| | movwf BARGB0 | |
| | movf Q1,W | |

```

movwf BARGB1
movf Q2,W
movwf BARGB2
CALL FPD32
bsf STATUS,RP0
movf AEXP,W
movwf DIEXP
movf AARGB0,W ;se guarda el valor de D
movwf DI0
movf AARGB1,W
movwf DI1
movf AARGB2,W
movwf DI2
bcf STATUS,RP0
return

```

Fuente: Autoras del Proyecto

3.4.6 Capacitancia en serie. De acuerdo con la ecuación 39.

En esta rutina se utilizan subrutinas que ayudan a facilitar el manejo de las ecuaciones:

$$C_s = \frac{1}{w * |X_s|} \quad \rightarrow \quad C_s = \frac{1}{X_s}$$

FRECU: Esta subrutina se encarga de hacer la conversión $w = 2 * \pi * f$ con la frecuencia que se trabaja en el circuito de medida (1kHz), y al final obtener como resultado $\frac{1}{w}$.

Cuadro 10. Código para hallar Cs

| Etiqueta | Código | Comentario |
|----------|--------------|---------------------------------------|
| CAPSER | CALL FRECU | |
| | movf XSEXP,W | |
| | movwf BEXP | |
| | movf XS0,W | ;Carga XS a BARGB |
| | movwf BARGB0 | |
| | movf XS1,W | |
| | movwf BARGB1 | |
| | movf XS2,W | |
| | movwf BARGB2 | |
| | CALL FPD32 | ;CS =1/(w* Xs), -----> CS= (1/W)/(Xs) |

| | | | |
|-------|--------|----------|--|
| FRECU | movf | AEXP,W | |
| | movwf | CSEXP | |
| | movf | AARGB0,W | ;se guarda el valor de CS |
| | movwf | CS0 | |
| | movf | AARGB1,W | |
| | movwf | CS1 | |
| | movf | AARGB2,W | |
| | movwf | CS2 | |
| | return | | |
| | CALL | UNOENFP | ;Carga 1 en AARGB |
| | movlw | H'8B' | ;valor de W=2*PI*F con frecuencia = 1 Khz. |
| | movwf | BEXP | ;Se carga en BARGB |
| | movlw | H'44' | |
| | movwf | BARGB0 | |
| | movlw | H'59' | |
| | movwf | BARGB1 | |
| | movlw | H'7C' | |
| | movwf | BARGB2 | |
| | CALL | FPD32 | ;se obtiene 1/w |
| | return | | |

Fuente: Autoras del Proyecto

3.4.7 Capacitancia en paralelo. Se recurre a la ecuación 27. para evaluar C_p .

La subrutina DINC es la encargada de realizar y almacenar el divisor $1 + D^2$.

Cuadro 11. Código para hallar C_p .

| Etiqueta | Código | Comentario |
|----------|----------------|---------------------------|
| CAPPAR | | ;Rutina para CP |
| | CALL DINC | ;Se obtiene $1+D^2$ |
| | CALL CAMBIO | |
| | movf CS0,W | ;Carga CS |
| | movwf AARGB0 | |
| | movf CS1,W | |
| | movwf AARGB1 | |
| | movf CS2,W | |
| | movwf AARGB2 | |
| | movf CSEXP,W | |
| | movwf AEXP | |
| | CALL FPD32 | ;Cp = Cs / (1+D^2) |
| | bsf STATUS,RP0 | |
| | movf AARGB0,W | ;se guarda el valor de CP |
| | movwf CP0 | |
| | movf AARGB1,W | |
| | movwf CP1 | |
| | movf AARGB2,W | |
| | movwf CP2 | |
| | movf AEXP,W | |
| | movwf CPEXP | |

| | | | | |
|--------|--------|------------|---------|---------------------|
| DINC | bcf | STATUS,RP0 | | |
| | return | | | |
| | | | | ;RUTINA PARA 1+D^2 |
| | BSF | STATUS,RP0 | | |
| | movf | DIEXP,W | | |
| | movwf | AEXP | | |
| | movf | DI0,W | | ;Se carga D A AARGB |
| | movwf | AARGB0 | | |
| | movf | DI1,W | | |
| | movwf | AARGB1 | | |
| | movf | DI2,W | | |
| | movwf | AARGB2 | | |
| | BCF | STATUS,RP0 | | |
| | CALL | CAMBIO | | |
| | CALL | FPM32 | | ;se obtiene D^2 |
| | CALL | CAMBIO | | |
| | CALL | UNOENFP | | |
| CALL | FPA32 | | ; 1+D^2 | |
| return | | | | |

Fuente: Autoras del Proyecto

3.4.8 Inductancia en serie. Esta rutina se obtiene a partir de la ecuación 42.

Cuadro 12. Código para hallar Ls.

| Etiqueta | Código | Comentario | |
|----------|--------|------------|-----------------------------------|
| INDSER | CALL | FRECU | ;Rutina para LS -----> LS = Xs/ w |
| | movf | XS0,W | ; Se Obtiene 1/ w |
| | movwf | BARGB0 | ;Carga XS a BARGB |
| | movf | XS1,W | |
| | movwf | BARGB1 | |
| | movf | XS2,W | |
| | movwf | BARGB2 | |
| | movf | XSEXP,W | |
| | movwf | BEXP | |
| | CALL | FPM32 | ;LS = Xs/W |
| | movf | AEXP,W | |
| | movwf | LSEXP | |
| | movf | AARGB0,W | ;se guarda el valor de LS |
| | movwf | LS0 | |
| | movf | AARGB1,W | |
| | movwf | LS1 | |
| | movf | AARGB2,W | |
| | movwf | LS2 | |
| | return | | |

Fuente: Autoras del Proyecto

3.4.9 Inductancia en paralelo. De la ecuación 33. se obtiene L_p .

Cuadro 13. Código para hallar L_p .

| Etiqueta | Código | Comentario |
|----------|----------------|---------------------------|
| INDPAR | CALL DINC | ; Rutina de LP |
| | movf LS0,W | ; 1+D^2 |
| | movwf BARGB0 | ;Carga LS |
| | movf LS1,W | |
| | movwf BARGB1 | |
| | movf LS2,W | |
| | movwf BARGB2 | |
| | movf LSEXP,W | |
| | movwf BEXP | |
| | CALL FPM32 | ;Lp = Ls*(1+D^2) |
| | bsf STATUS,RP0 | |
| | movf AARGB0,W | ;se guarda el valor de LP |
| | movwf LP0 | |
| | movf AARGB1,W | |
| | movwf LP1 | |
| | movf AARGB2,W | |
| | movwf LP2 | |
| | movf AEXP,W | |
| | movwf LPEXP | |
| | bcf STATUS,RP0 | |
| | return | |

Fuente: Autoras del Proyecto

3.4.10 Resistencia en paralelo. Se recurre a la ecuación 34.

Cuadro 14. Código para hallar R_p .

| Etiqueta | Código | Comentario |
|----------|----------------|-------------------|
| RESPAR | movf RSEXP,W | |
| | movwf AEXP | |
| | movf RS0,W | ;Carga RS A AARGB |
| | movwf AARGB0 | |
| | movf RS1,W | |
| | movwf AARGB1 | |
| | movf RS2,W | |
| | movwf AARGB2 | |
| | movf QINCEXP,W | |

```

movwf BEXP
movf QINC0,W ;Carga QINC a BARGB
movwf BARGB0
movf QINC1,W
movwf BARGB1
movf QINC2,W
movwf BARGB2

CALL FPM32 ;RP = (1+Q^2)*Rs

bsf STATUS,RP0
movf AARGB0,W ;se guarda el valor de RP
movwf RESP0
movf AARGB1,W
movwf RESP1
movf AARGB2,W
movwf RESP2
movf AEXP,W
movwf RESPEXP
bcf STATUS,RP0
return

```

Fuente: Autoras del Proyecto

Para poder ser llamados por el usuario mediante el teclado y visualizados en la pantalla LCD, todos los parámetros constan de 32 bits, almacenados en la memoria FLASH en los siguientes registros:

Cuadro 15. Registros correspondientes a los parámetros.

| PARÁMETRO | NOMBRE DEL REGISTRO |
|--------------------------|---------------------|
| Impedancia | Z |
| Factor de calidad | Q |
| Resistencia en serie | RS |
| Reactancia en serie | XS |
| Resistencia en paralelo | RESP |
| Capacitancia en serie | CS |
| Inductancia en serie | LS |
| Factor de disipación | DI |
| Capacitancia en paralelo | CP |
| Inductancia en paralelo | LP |
| Fase | FASGRA |

Fuente: Autoras del Proyecto

3.5 VISUALIZACIÓN DE DATOS

La visualización de los datos en la pantalla consta de 9 subrutinas principales las cuales vinculadas al teclado corresponden a cada uno de los parámetros que el usuario puede seleccionar.

Cuadro 16. Rutinas de visualización de parámetros.

| Subrutina | Parámetro |
|-----------|-----------|
| LCDZ | Z |
| LCDFASE | ϕ |
| LCDQ | Q |
| LCDD | D |
| LCDRs | Rs |
| LCDRP | RP |
| LCDLP | LP |
| LCDLS | LS |
| LDCS | CS |
| LCDCP | CP |

Fuente: Autoras del Proyecto

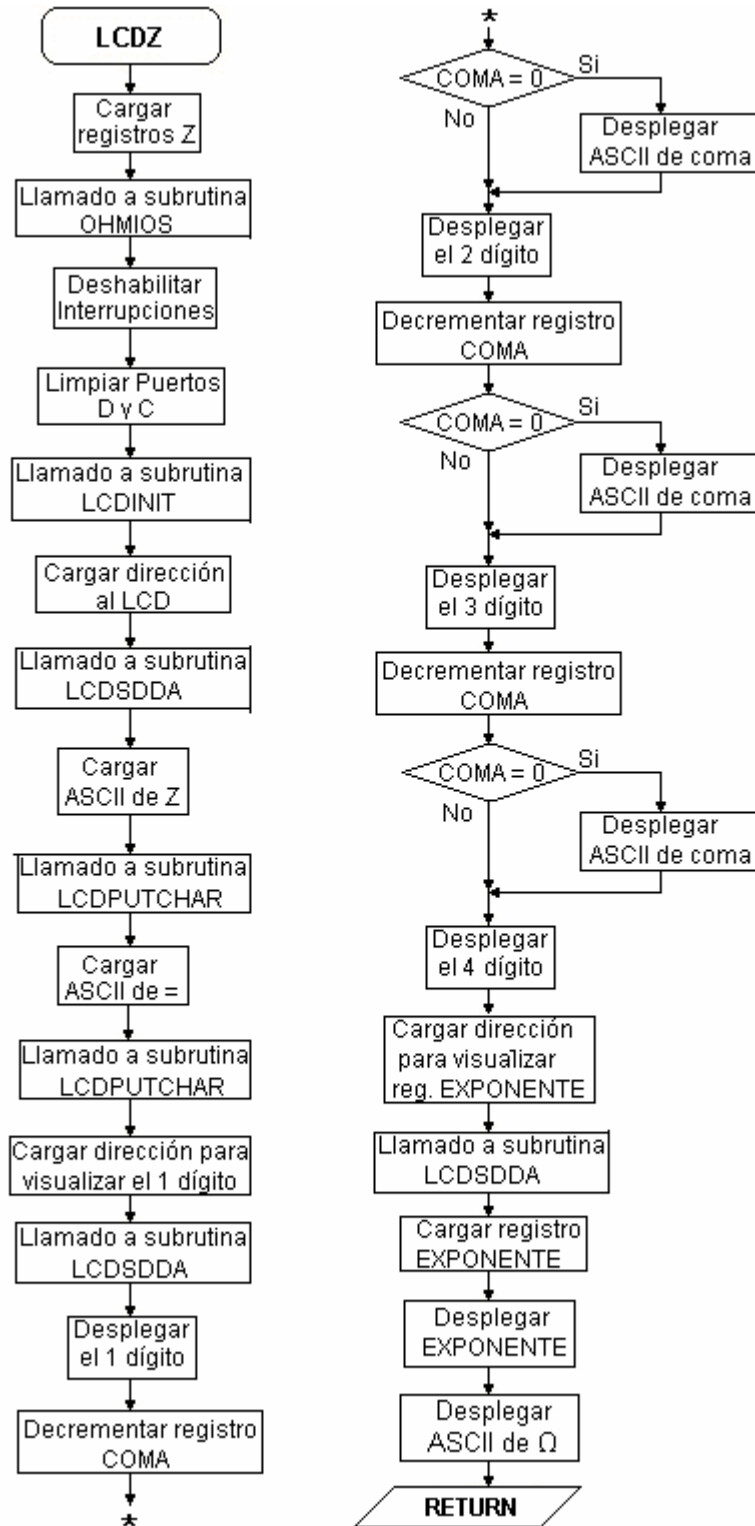
Para el control del LCD son necesarias 3 subrutinas principales:

1. LCDINIT: Esta rutina se encarga de la configuración inicial del LCD. Inicialmente se realiza una espera de 20 ms para la estabilización de los voltajes internos de la pantalla, a continuación se envían por el bus de datos todos los bits necesarios para la configuración inicial de la pantalla tales como bus de 8 bits, 2 líneas de visualización y caracteres de 5x8 puntos.
2. LCDSDDA: Mediante esta rutina se establece la dirección de la memoria a partir de la cual se despliegan los datos a visualizar.
3. LCDPUTCHAR: Es la responsable del envío de los caracteres al LCD para ser visualizados, estos caracteres deben ser convertidos a código ASCII.

Cada rutina LCD para la visualización de los parámetros presenta el mismo principio de programación: Se cargan los registros respectivos del parámetro a visualizar, se establecen las unidades del parámetro y el rango en que se encuentra, se obtiene un número de 4 dígitos y sus unidades listos para visualizar, se realiza la configuración inicial del display y se inicia la visualización enviando las direcciones donde se desea desplegar y los respectivos códigos ASCII para la visualización del parámetro, su valor y sus unidades.

A modo de ejemplo, en la figura 34., se presenta el diagrama de flujo para la visualización de la Impedancia.

Figura 34. Diagrama de flujo para la visualización de Z.



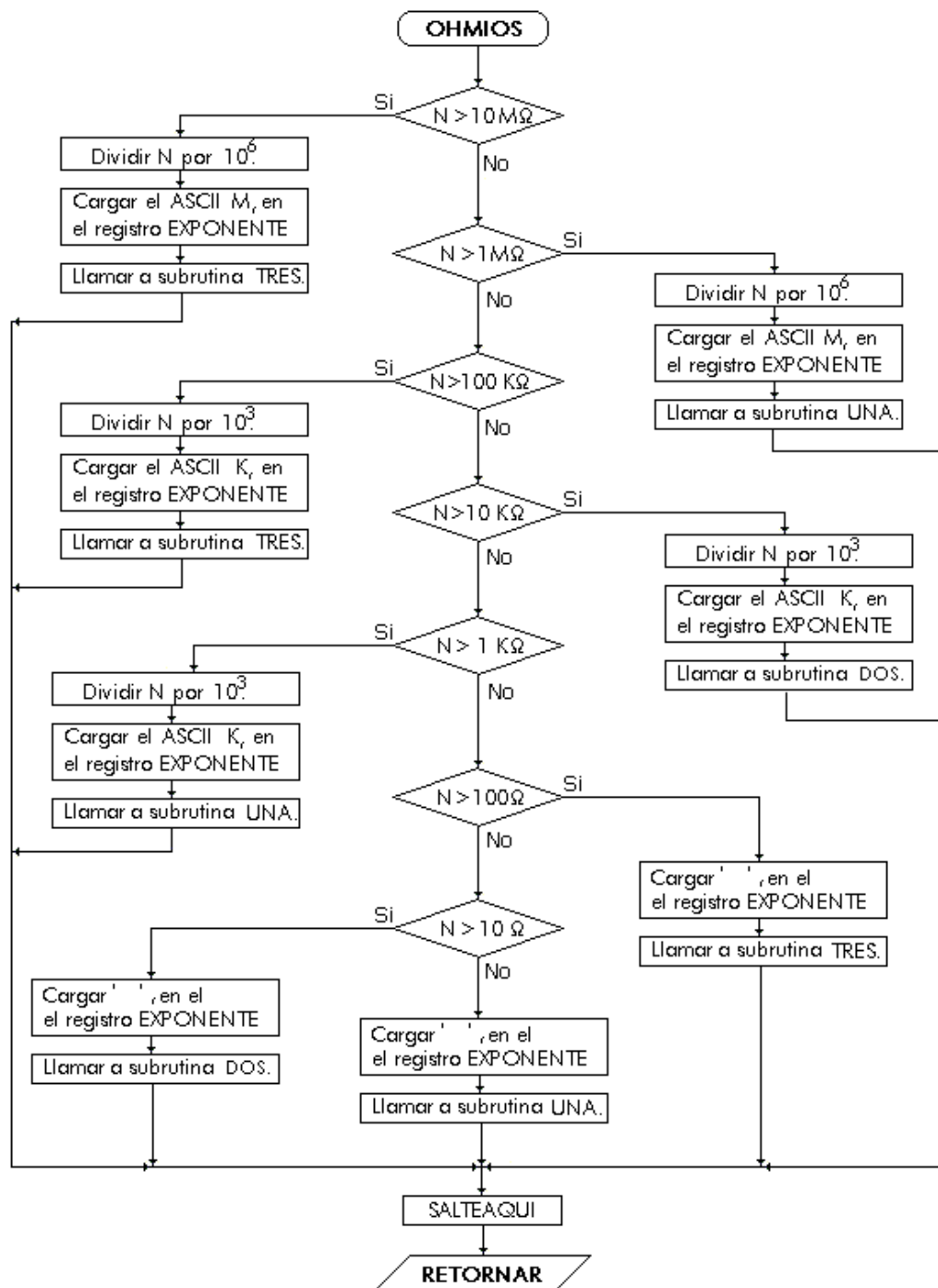
Fuente: Autoras del proyecto

En la visualización de cada resultado es necesario realizar un procedimiento aritmético para que el dato previamente almacenado en formato punto flotante de 32 bits se pueda visualizar como un número decimal de 4 dígitos.

Es necesario conocer el rango del parámetro a visualizar para establecer sus unidades de medida, evaluar cuantas cifras precedentes a la coma presenta el número y utilizar esta información en la rutina de posición de la coma, y así obtener un número entero de 4 cifras.

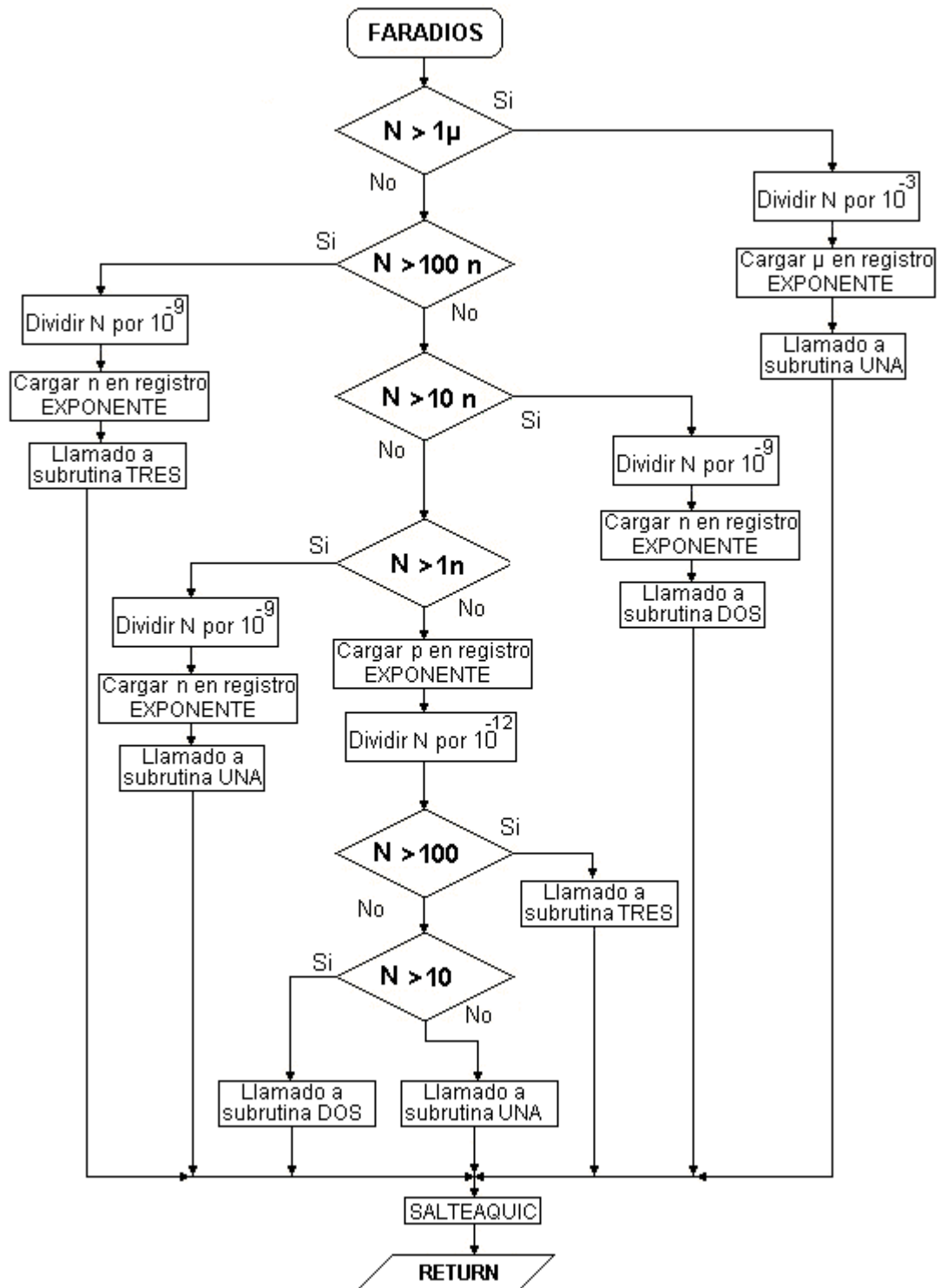
La medida de fase permite establecer que tipo de elemento se está midiendo (Resistencia, Bobina o Capacitor), teniendo en cuenta esto, se implementan 3 rutinas necesarias para determinar las unidades y el rango de cada componente. A partir de comparaciones, las rutinas OHMIOS, FARADIOS y HENRIOS establecen en que rango se encuentra el número, además, se realizan divisiones para obtener un número de 4 dígitos cuyas unidades se encuentran guardadas en el registro EXPONENTE. Estas rutinas se muestran a continuación.

Figura 35. Diagrama de flujo para establecer rango y unidades de Resistencias.



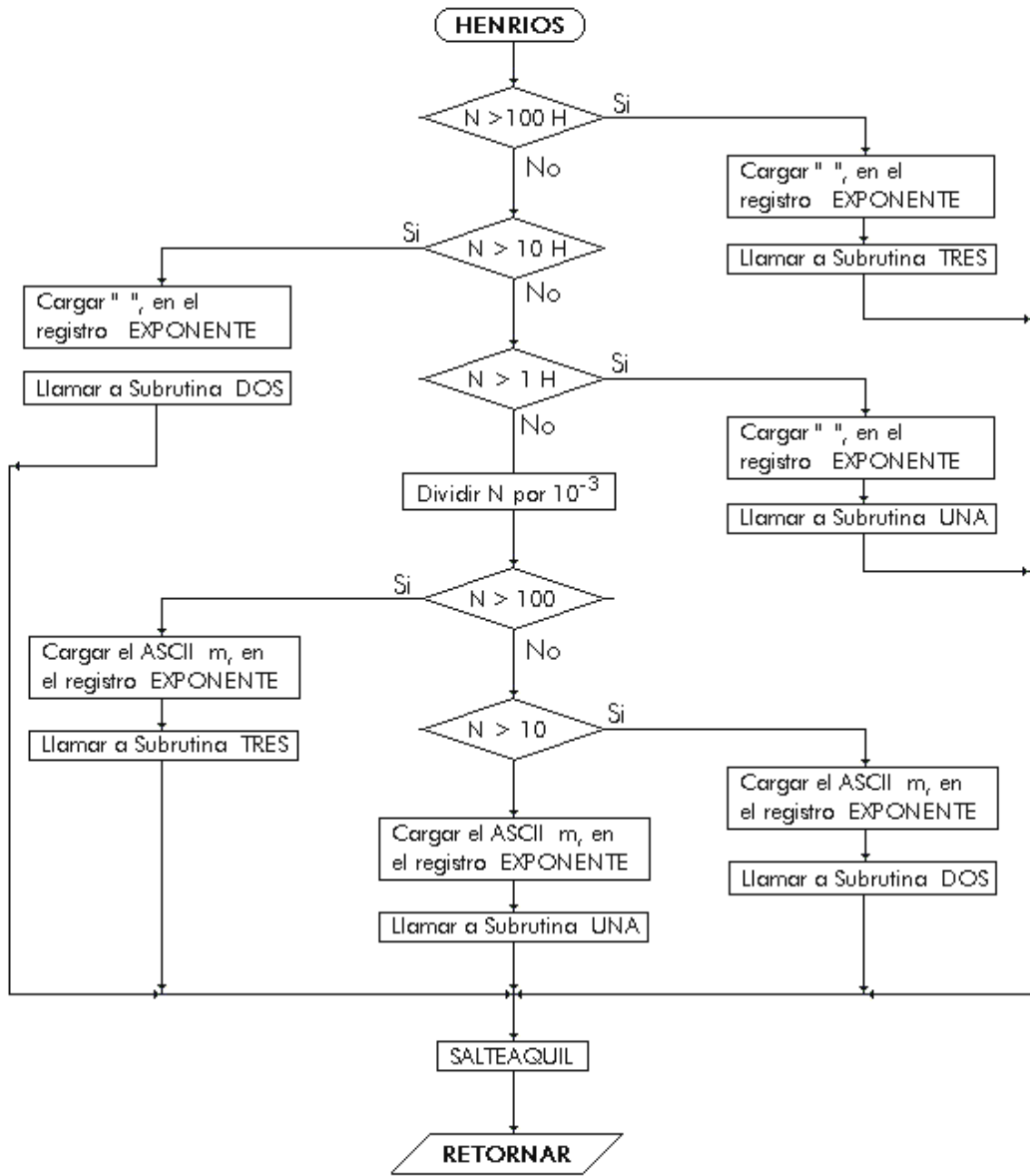
Fuente: Autoras del proyecto

Figura 36. Diagrama de flujo para establecer rango y unidades de Capacitores.



Fuente: Autoras del proyecto

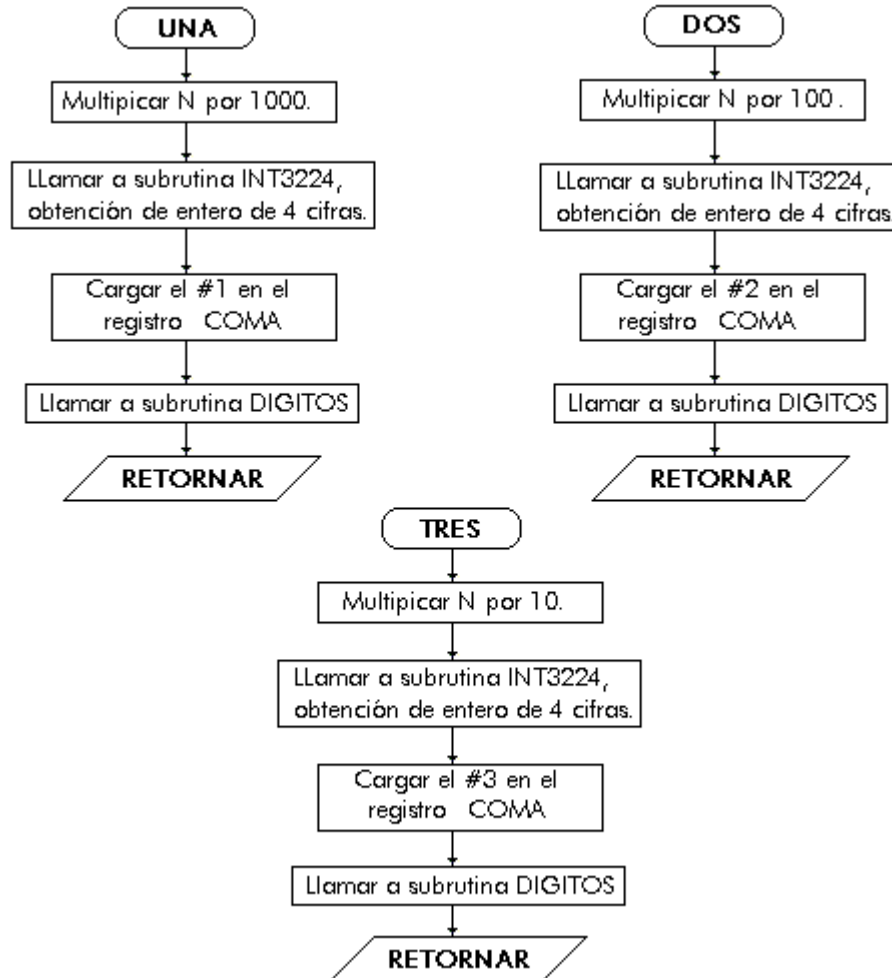
Figura 37. Diagrama de flujo para establecer rango y unidades de Bobinas.



Fuente: Autoras del proyecto

Las subrutinas encargadas de establecer la posición de la coma son UNA, DOS y TRES; la entrada a cualquiera de ellas depende de cuantas cifras precedentes a la coma presente el número; otra función de estas 3 subrutinas es la obtención del número entero de 4 cifras.

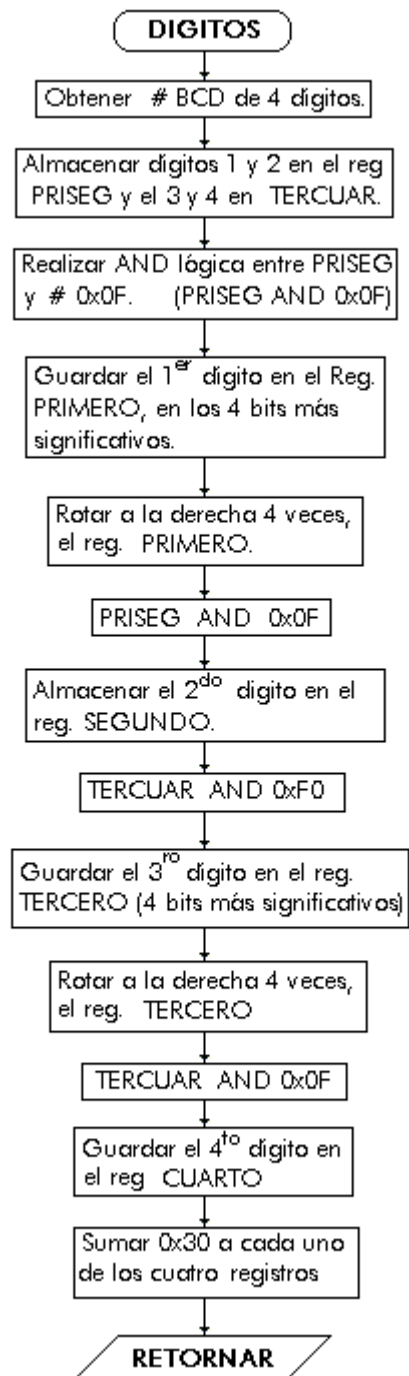
Figura 38. Diagrama de flujo de rutinas para posición de la coma



Fuente: Autoras del proyecto

A partir del entero se obtiene un número en BCD de 4 dígitos almacenado en 2 registros de 8 bits. Posteriormente se realiza una rutina para convertir cada dígito a código ASCII y guardarlo en la memoria FLASH del microcontrolador. Los dígitos en código ASCII se almacenan en los registros: PRIMERO, SEGUNDO, TERCERO Y CUARTO respectivamente. La subrutina que realiza estas funciones se observa en la figura 39.

Figura 39. Diagrama de flujo de la rutina DÍGITOS.

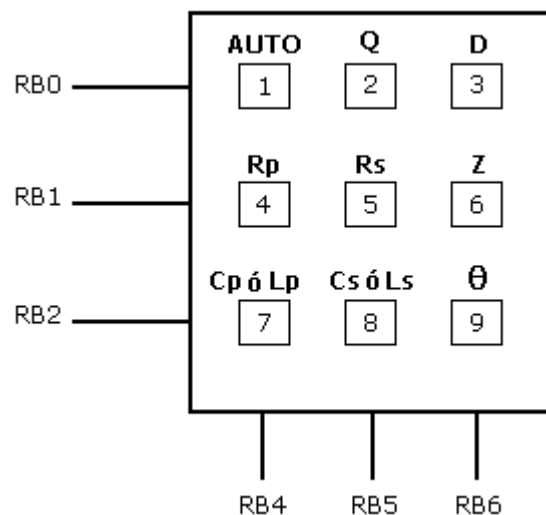


Fuente: Autoras del Proyecto

Asociado a la pantalla se implementa el teclado matricial 3x3 cuya función principal es la interacción con el usuario para la selección del parámetro del componente que se desee visualizar.

En el control del teclado matricial se disponen 6 pines del puerto B, 3 de ellos (RB0-RB2) conectados a las filas se programan como salidas y los conectados a las columnas del teclado (RB4-RB6) se programan como entradas; también se activan las resistencias de polarización internas en los puertos de salida.

Figura 40. Teclado matricial 3x3



Fuente: Autoras del Proyecto

Para saber que tecla está siendo pulsada es necesario escanear el teclado, esto se consigue mediante la rutina TECLADO que consiste en poner una a una las líneas RB0 a RB2 (conectadas a las filas del teclado) a nivel bajo ya que estas salidas tienen conectada la resistencia de polarización a Vcc y por lo tanto están siempre a nivel lógico alto. Cada vez que una fila se establece a nivel bajo se hacen 3 comprobaciones para ver si una de las 3 columnas se ha puesto a nivel bajo y así saber cual es la tecla pulsada.

Figura 41. Rutina para el escaneo del teclado



Fuente: Autoras del Proyecto

Los pines del PIC conectados a las columnas del teclado generan una interrupción que se activa al ser pulsada una de las teclas, esto ocasiona el llamado a la rutina TECLADO que establece cual tecla fue pulsada y almacena esta información en el registro TECLA, para visualizar posteriormente el parámetro correspondiente a ésta.

En el cuadro 17. se muestran los parámetros disponibles que pueden ser visualizados para cada componente pasivo real.

Cuadro 17. Parámetros a visualizar.

| Componente | Parámetro | R | C | L |
|-------------------------|------------------|----------|----------|----------|
| Impedancia | | X | X | X |
| Fase | | X | X | X |
| Factor de calidad | | X | X | X |
| Factor de disipación | | ---- | X | X |
| Resistencia serie | | X | X | X |
| Resistencia paralelo | | X | X | X |
| Condensador en serie | | ---- | X | ---- |
| Condensador en paralelo | | ---- | X | ---- |
| Inductancia en serie | | ---- | ---- | X |
| Inductancia en paralelo | | ---- | ---- | X |

Fuente: Autoras del Proyecto

4. PRUEBAS

Con el fin de determinar el comportamiento del equipo desarrollado, es necesaria la realización de diferentes pruebas que aporten información sobre el desempeño del mismo. En este capítulo se contrastan las pruebas realizadas en el MPCP con las de un medidor el cual se toma como referencia (Automatic RLC Meter PM6303A Fluke) que pertenece a los laboratorios de la E3T, también se analiza la precisión del MPCP al realizar varias veces la medida de un mismo elemento.

Los componentes para las pruebas se seleccionaron con base en los rangos de medida teóricos para cada tipo de componente en función de las características eléctricas del hardware que se determinaron en el Anexo A.

4.1 PRUEBAS PROTOTIPO MPCP

Para realizar las pruebas en el MPCP, se miden componentes pasivos reales de diferentes valores en el Medidor de Referencia, luego se realizan estas mismas pruebas con el MPCP, adicionalmente se miden las tensiones que corresponden a la tensión y a la corriente a través del elemento y el desfase entre las 2 señales mediante el Osciloscopio.

Resistencias:

Para la caracterización del error se toman muestras en los diferentes rangos de medida del prototipo y se calcula el porcentaje de error entre el Medidor de Referencia y el MPCP de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$\% \text{ Error} = \left| \frac{\text{Valor Medidor de referencia} - \text{Valor MPCP}}{\text{Valor Medidor de referencia}} \right| * 100 \quad (82)$$

Para las medidas se establecieron 5 rangos ya que es necesario conmutar diferentes resistencias de realimentación (Rf) para que los niveles de corriente puedan ser digitalizados correctamente, esta clasificación implica una caracterización del error para cada rango.

Cuadro 18. Rangos de prueba

| Rango | Rf |
|-------|--------|
| 1 | 100 Ω |
| 2 | 1 K Ω |
| 3 | 10 K Ω |
| 4 | 100 KΩ |
| 5 | 1 M Ω |

Fuente: Autoras del Proyecto

Rango 1.

Cuadro 19. Error en la medida de resistencias. Rango 1.

| Medidor de Referencia (Ω) | MPCP (Ω) | Error (%) |
|---------------------------|----------|-----------|
| 89.55 | 91.27 | 1.92 |
| 99.36 | 100.3 | 0.95 |
| 114.4 | 115.3 | 0.79 |
| 119.2 | 120.1 | 0.76 |
| 217.7 | 219.8 | 0.96 |

Fuente: Autoras del Proyecto

Rango 2.

Cuadro 20. Error en la medida de resistencias. Rango 2.

| Medidor de Referencia (Ω) | MPCP (Ω) | Error (%) |
|--|-----------------------------------|------------------|
| 503.2 | 519.9 | 3.32 |
| 911.4 | 921.3 | 1.09 |
| 988.6 | 998.9 | 1.04 |
| 2.203K | 2.223K | 0.91 |
| 2.382K | 2.405K | 0.97 |

Fuente: Autoras del Proyecto

Rango 3.

Cuadro 21. Error en la medida de resistencias. Rango 3.

| Medidor de Referencia ($K\Omega$) | MPCP ($K\Omega$) | Error (%) |
|---|------------------------------------|------------------|
| 4.539 | 4.685 | 3.22 |
| 5.095 | 5.253 | 3.1 |
| 5.101 | 5.227 | 2.47 |
| 10.05 | 10.2 | 1.49 |
| 11.52 | 11.60 | 0.69 |
| 21.72 | 21.88 | 0.74 |

Fuente: Autoras del proyecto

Rango 4.

Cuadro 22. Error en la medida de resistencias. Rango 4.

| Medidor de Referencia ($K\Omega$) | MPCP ($K\Omega$) | Error (%) |
|---|------------------------------------|------------------|
| 51.81 | 52.15 | 0.66 |
| 60.91 | 61.42 | 0.84 |
| 70.25 | 70.51 | 0.37 |
| 86.71 | 86.92 | 0.24 |
| 98.78 | 98.72 | 0.06 |

Fuente: Autoras del Proyecto

Rango 5.

Cuadro 23. Error en la medida de resistencias. Rango 5.

| Medidor de Referencia (Ω) | MPCP (Ω) | Error (%) |
|------------------------------------|-------------------|-----------|
| 469.5K | 468.9K | 0.13 |
| 500.9K | 499.1K | 0.36 |
| 676.5K | 671.8K | 0.69 |
| 1.002M | 991.3K | 1.07 |
| 1.495M | 1.460M | 2.34 |
| 2.141M | 2.041M | 4.67 |

Fuente: Autoras del Proyecto

Analizando los resultados, se puede afirmar que el equipo presenta un rango de medida de resistencias práctico desde 90Ω hasta $2 \text{ M}\Omega$, superando la estimación teórica del intervalo de medida de resistencias, además, se observa que fuera de este rango los requerimientos de corriente alteran la forma de onda de esta señal, lo cual induce a errores muy grandes.

Para caracterizar el error en cada rango de la medida de resistencias en el MPCP se hace un promedio del error. De acuerdo a la siguiente ecuación:

$$\text{Error promedio} = \frac{\sum_{i=1}^n X_i}{n} \quad (83)$$

Donde: X_i es el porcentaje de error de cada elemento y n el número de elementos.

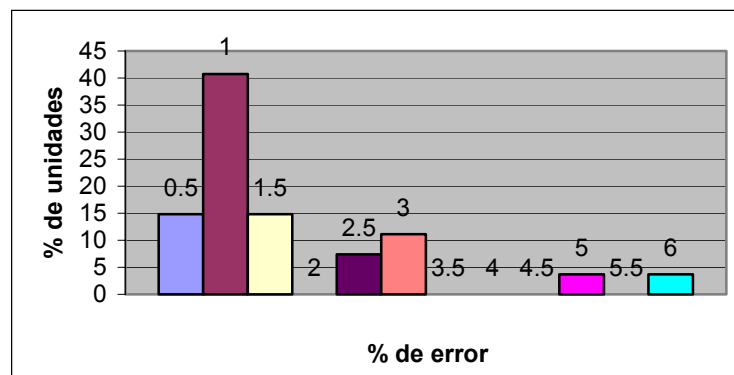
Cuadro 24. Error promedio en la medida de resistencias para cada rango.

| Rango | Error (%) |
|-------|-----------|
| 1 | 1.076 |
| 2 | 1.466 |
| 3 | 1.952 |
| 4 | 0.434 |
| 5 | 1.543 |

Fuente: Autoras del Proyecto

Para tener una mejor visión se realiza una distribución porcentual del error así: los porcentajes de error oscilan entre el 0 y el 6%, éstos se agrupan en intervalos de 0.5, se obtiene el número de muestras que se encuentran en cada intervalo y tomando las 27 muestras como el 100% se halla el porcentaje de muestras en el intervalo. Esta distribución se observa en la figura 42.

Figura 42. Distribución típica del error en la medida de resistencias.



Fuente: Autoras del Proyecto.

Además se realizan 5 pruebas consecutivas para la misma resistencia, determinando así que tan preciso es el prototipo al realizar la misma medida varias veces. De esta forma se puede determinar que tanto error tendrá una prueba, ésta prueba se realiza para cada rango de medida.

El error o grado de incertidumbre se determina mediante la desviación estándar:

$$\Delta X = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \langle x \rangle)^2}{n(n-1)}} \quad (84)$$

Donde: x es el promedio de todos los datos y n el número de datos.

El error en el que incurre el MPCP en la medida de precisión de resistencias en cada rango es:

Cuadro 25. Error en la precisión de medida de resistencias

| Rango | Desviación estándar |
|-------|---------------------|
| 1 | $\pm 0.24 \Omega$ |
| 2 | $\pm 0 \Omega$ |
| 3 | $\pm 0 \Omega$ |
| 4 | $\pm 106.11 \Omega$ |
| 5 | $\pm 483.74 \Omega$ |

Fuente: Autoras del Proyecto

Condensadores:

De la misma forma que se calcularon los errores en la medida de resistencias, se hallan los porcentajes de error para la medida de los condensadores, obteniendo los siguientes resultados.

Cuadro 26. Error en la medida de condensadores.

| Rango | Medidor de Referencia (F) | MPCP (F) | Error (%) |
|-------|---------------------------|-------------|-----------|
| 1 | 1.045 μ | 1.032 μ | 1.24 |
| 1 | 998.4n | 1.023 μ | 2.46 |
| 1 | 988.1n | 989.6n | 0.15 |
| 1 | 953.3n | 974.5n | 2.22 |
| 2 | 124n | 127.1n | 2.5 |
| 2 | 120n | 112.4n | 6.33 |
| 2 | 111.7n | 112.7n | 0.89 |
| 2 | 104.3n | 103.7n | 0.58 |
| 2 | 100n | 101.4n | 1.4 |
| 3 | 24n | 25.2n | 5 |
| 3 | 21.95n | 22.86n | 4.14 |
| 3 | 21.3 n | 21.91n | 2.86 |
| 3 | 10.91n | 10.96n | 0.45 |
| 3 | 8.5n | 8.323n | 2.08 |
| 3 | 8.2n | 8.565n | 4.45 |
| 4 | 3.5n | 3.396n | 2.97 |
| 4 | 3.383n | 3.289n | 2.77 |
| 4 | 2.256n | 2.342n | 3.81 |
| 4 | 1.02n | 990.1p | 2.93 |
| 5 | 0.15n | 156.1p | 4.06 |
| 5 | 217.4p | 217.2p | 0.09 |
| 5 | 0.23n | 227.3p | 1.17 |

Fuente: Autoras del Proyecto

Se puede observar que el equipo cubre el rango teórico previsto para este componente, el rango práctico en la medida de condensadores es de 1.5 μ F hasta 150 pF.

Caracterizando el error en cada rango para la medida de condensadores, se obtiene:

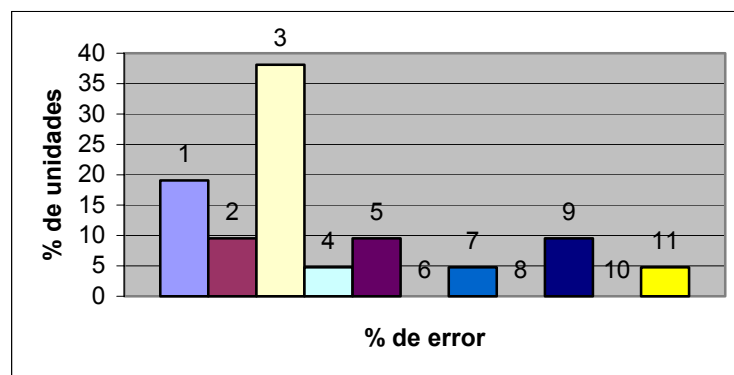
Cuadro 27. Error promedio en la medida de condensadores para cada rango.

| Rango | Error (%) |
|-------|-----------|
| 1 | 1.5 |
| 2 | 2.34 |
| 3 | 3.1 |
| 4 | 3.12 |
| 5 | 1.77 |

Fuente: Autoras del Proyecto

La figura 43 muestra la distribución de los porcentajes de error en la medida de capacitores, apreciándose que el error se concentra en el rango comprendido entre el 2 y el 4%.

Figura 43. Distribución típica del error en la medida de condensadores.



Fuente: Autoras del Proyecto

La precisión para la medida de condensadores en cada rango es:

Cuadro 28. Error en la precisión de medida de condensadores.

| Rango | Desviación Estándar |
|-------|--------------------------|
| 1 | $\pm 0.0023 \mu\text{F}$ |
| 2 | $\pm 0.24 \text{ nF}$ |
| 3 | $\pm 0.156 \text{ nF}$ |
| 4 | $\pm 0.0 \text{ nF}$ |
| 5 | $\pm 0.136 \text{ pF}$ |

Fuente: Autoras del Proyecto

Bobinas:

Por último, se realiza la caracterización del error en la medida de bobinas obteniendo los siguientes resultados:

Cuadro 29. Error en la medida de bobinas.

| Medidor de Referencia (H) | MPCP (H) | Error (%) |
|---------------------------|----------|-----------|
| 31.99 m | 33.10 m | 3.47 |
| 40.96 m | 42.06 m | 2.69 |
| 632.4 m | 614.5 m | 2.83 |
| 884.2m | 895.6 m | 1.29 |
| 2.747 | 2.612 | 4.91 |
| 3.212 | 3.141 | 2.21 |

Fuente: Autoras del Proyecto

La precisión para la medida de bobinas es de $\pm 0.136 \text{ mH}$ en el rango 1, $\pm 0.1 \text{ mH}$ en el rango 2, $\pm 1.927 \text{ mH}$ en el rango 3 y $\pm 0.002 \text{ H}$ en el rango 4.

Debido a que el rango teórico de operación del MPCP para la medida de inductancias está entre $15.9 \text{ mH} - 159.15 \text{ H}$, el número de muestras conseguidas no es suficiente para realizar una distribución típica del error en este tipo de componente, por esta misma razón, la medida de precisión no se logró realizar en todos los rangos y el porcentaje de error es significativo en comparación con el número de muestras tomadas.

Es importante resaltar que se contrastaron todos los parámetros eléctricos de los elementos de prueba entre el MPCP y el Medidor de Referencia, y se observó una dependencia directa del error en estos parámetros con la medida de fase. El error en la medida de fase afecta directamente el factor de calidad, de tal forma que la variación de fase implica una variación sustancial en el factor de calidad y de acuerdo a las ecuaciones implementadas para sus cálculos, Q afecta en mayor o menor proporción a la mayoría de los parámetros a visualizar.

De acuerdo con los resultados obtenidos en cada una de las medidas de componentes pasivos reales, se puede afirmar que:

- Los errores en medida de resistencias son los más bajos debido a la no influencia del desfase entre las 2 señales que representan la tensión y la corriente a través del elemento.
- El error en la medida de capacitores y bobinas, es más grande que el de resistencias debido al desfase que adiciona el voltaje de umbral en los comparadores, específicamente en la medida de corriente, dando lugar a un error en la medida de fase entre 0.863° y 3.167° .
- Los parámetros que se obtienen para los componentes dependen directa o indirectamente de la medida de impedancia y fase; cualquier variación en la fase se refleja en los valores de estos parámetros, por esta razón, se observa que los errores del MPCP en comparación con el medidor de Referencia aumentan en los componentes que almacenan energía como las bobinas y los capacitores.

CONCLUSIONES

- Se diseñó, construyó y caracterizó un sistema autónomo y portátil para la medición de componentes pasivos reales (bobinas, capacitores y resistencias), permitiendo la visualización de diferentes parámetros tales como factor de Calidad, factor de disipación, impedancia, ángulo de fase y circuito equivalente serie y/o paralelo.
- Se diseñó y construyó un circuito generador de tensión senoidal de amplitud constante de 2 Vp/p a una frecuencia de 1kHz con ajuste de offset mínimo y ciclo útil del 50%.
- Se diseñó y construyó un circuito para la medición y adquisición de la tensión y la corriente en componentes pasivos reales, capaz de mantener estable la tensión aplicada al elemento y de cambiar el rango de medida automáticamente mediante la conmutación de diferentes resistencias de realimentación por medio de relés controlados por el microcontrolador PIC16F877 de Microchip.
- Se desarrollaron algoritmos de programación en el PIC16F877 para el tratamiento de las señales, que permiten el procesamiento y el cálculo de los parámetros medibles.
- Se implementó una interfaz de comunicación entre el prototipo y el usuario que consiste en una pantalla de cristal líquido la cual permite la visualización de los datos y en un teclado el cual facilita al usuario la elección del parámetro a visualizar.

- EL MPCP mide el rango teórico para el cual fue implementado, además, en función de las características eléctricas del hardware, se logró experimentalmente ampliar el rango propuesto inicialmente.
- Se demostró la precisión del MPCP en la medida de un mismo elemento mostrando que el prototipo conserva la fidelidad de los datos del hardware en el procesamiento de las señales con el microcontrolador. Esta precisión es mejorada al realizar un promedio de los datos por software.
- En el MPCP la conmutación de las escalas de medida se realizó con relés mecánicos, ya que los relés de estado sólido agregan una mayor resistencia en serie con la resistencia de realimentación; lo cual afecta significativamente las mediciones.
- Mediante el análisis de ruido (Anexo B) se aprecia que el circuito de medida presenta una resolución de 12 bits, la cual no es una limitante en este sistema pues la amplitud de la señal de entrada es suficientemente grande y estable, a una frecuencia conocida. Sin embargo, la resolución de 10 bits del conversor aunque se puede ver como una disminución del desempeño, al no aprovechar al máximo la resolución del hardware, es suficiente para la digitalización de los niveles de voltaje en DC entregados por los conversores RMS a DC.
- Gracias a que los conversores RMS a DC entregan una señal de continua a su salida no es necesario tener una frecuencia de muestreo específica, pues la caracterización de estos circuitos integrados entregan un nivel de continua muy confiable independiente del tipo de onda presente en la entrada.

- El error en la medida de fase debido a la histéresis adicionada a los comparadores es apreciable en el cálculo de la tangente para obtener Q, ya que a medida que el ángulo se acerca a $\pm 90^\circ$, la tangente tiende a infinito, haciendo que la variación de Q sea muy significativa cuando la fase se acerca a estos límites.
- Aunque los niveles de umbral aplicados a los comparadores para generar histéresis introducen un error de fase entre 0.863° y 3.167° , no es aconsejable eliminarlos ya que ayudan a filtrar la interferencia que se presenta en los cruces por cero de la señal de corriente, logrando mantener estable las señales cuadradas utilizadas como niveles lógicos en el microcontrolador para la medida de fase.
- La realización de los algoritmos utilizados para el cálculo de los parámetros de los componentes pasivos reales son operaciones matemáticas complejas que pueden ser realizadas por un procesador digital de señales (DSP) con mayor facilidad, sin embargo, se logró un excelente desempeño del microcontrolador PIC16F877 en el desarrollo del software del prototipo para la realización de estos cálculos, sin incurrir en la subutilización de una herramienta tan poderosa como el DSP.

RECOMENDACIONES

- Para mejorar la presentación del equipo, se podría utilizar una pantalla de cristal líquido gráfica que permita visualizar los circuitos equivalentes serie o paralelo de los componentes pasivos reales.
- Sería recomendable comparar la implementación utilizada en la conversión de los niveles de tensión para hallar el módulo de la impedancia, con un muestreo de las señales mediante un DSP, para observar si de esta manera se logra un mejor desempeño del sistema.
- Se podría implementar la generación de onda senoidal mediante un generador de formas de onda controlado digitalmente. Esto permitiría una frecuencia de trabajo más exacta y la reducción en la cantidad de componentes necesarios para el ajuste de la señal.
- Sería conveniente realizar el cambio de escala mediante un multiplexor análogo para tener tiempos más cortos en la conmutación de las resistencias de realimentación, y a la vez, una reducción significativa en el tamaño de los circuitos impresos.
- Tratar de disminuir las limitaciones de corriente, para así ampliar el rango dinámico de medida del equipo.

BIBLIOGRAFÍA

ACEVEDO RUEDA, Juan José. GONZALES SÚA, Gabriel Eduardo. MORALES SUAREZ, Luis Calixtro. Diseño y Construcción de un Prototipo de Potenciostato – Galvanostato para el Laboratorio de Corrosión de la Escuela de Ingeniería Metalúrgica. Tesis de Grado. UIS. 2003.

ANALOG DEVICES. Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. U.S.A. 1999. www.analog.com

ANGULO, José. ANGULO, Ignacio. Microcontroladores PIC. Diseño práctico de Aplicaciones. Segunda Edición. McGraw Hill. 1999.

ANGULO, José. ROMERO Susana. ANGULO, Ignacio. Microcontroladores PIC. Diseño práctico de Aplicaciones. Segunda parte: PIC 16F87X. McGraw Hill. España 2000.

Burr-Brown Corporation. Burr-Brown Integrated Circuits Data Book. U.S.A. 1998. 1436p.

CALA RODRIGUEZ, Jairo Augusto. PEÑA GALVIS, Omar Leonardo. Diseño y Construcción de un Sistema de Adquisición de Datos Microsísmicos. Tesis de Grado. UIS. 2004.

COUGHLIN Robert F., DRISCOLL Frederick F. Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales. Quinta Edición. Prentice Hall. México. 1999.

FASAL, John H. Mediciones Electrónicas Simplificadas. Editorial GLEM S.A. Buenos Aires (Argentina) ,1974.

FLUKE Corporation. Automatic RLC Meter Users Manual. Alemania. 1996. 59 p.

HOROWITZ, Paul HILL, Winfield. The Art of Electronics. U.S.A: Cambridge University Press, 1999. 1125p.

IEEE Std. 118-1978, Standard Test Code for Resistance Measurement.

JOHNS, David. MARTIN, Ken. Analog Integrated Circuit Design. Prentice Hall, 1997.

LENK, John D. Manual de Pruebas y Mediciones Electrónicas. Editorial Marcombo-Boixareu, Barcelona (España) ,1973.

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

M. A. Atmanand. V. Jagadeesh Kumar. Vempati K. G. Murti. A Novel Method of Measurement of L and C. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 44, No. 4, August 1995.

National Semiconductors. National Analog and Interface Products Databook. U.S.A. 2002. 1870p.

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

PROMAX. MEDIDOR DE IMPEDANCIAS DIGITAL MZ-705, Manual del usuario. Barcelona. 1999. 18p.

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

S. M. R. Taha. Digital Measurement of the Polar and Rectangular Forms of Impedances. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 38, No. 1, February 1989.

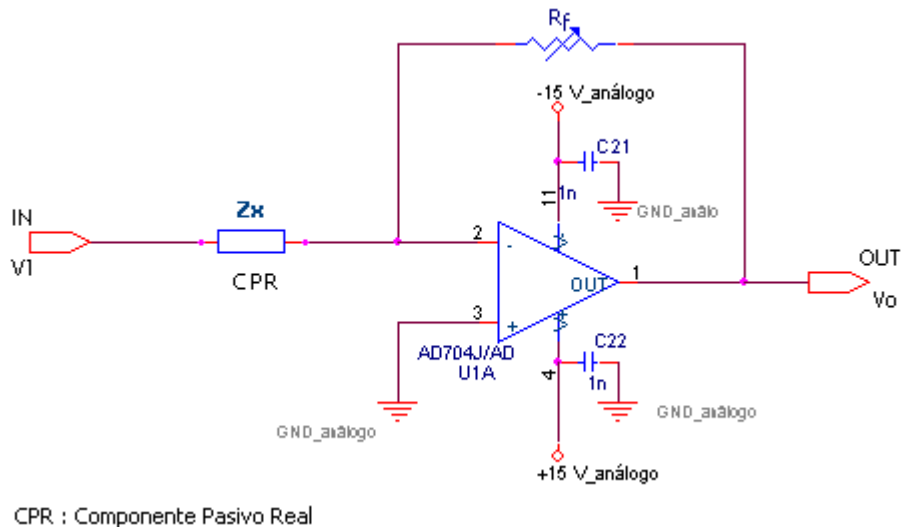
TESTA, Frank J. AN575: IEEE Compliant Floating Point Routines, Microchip Technology Inc., 1997.

WEBSTER, John G. Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999 on CD ROM.

ANEXO A. RANGO DE MEDIDA DEL MPCP

La determinación de los rangos de medida de los componentes pasivos reales están dados por las resistencias de realimentación (R_f), por los límites de corriente establecidos para el buen funcionamiento del prototipo y por la tensión que pueda ser digitalizada por el conversor A/D del microcontrolador.

Figura A1. Circuito de medida.



Fuente: Autoras del Proyecto

Analizando el circuito de la figura A1. se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$-V_1 + Z_x * I = 0 \quad \text{(A1)}$$

$$-V_o - (R_f * I) = 0 \quad \text{(A2)}$$

Despejando la ecuación A2 para obtener la corriente a través de Z_x resulta:

$$I = -\frac{V_O}{R_F} \quad (\text{A3})$$

Sustituyendo la ecuación A3. en la ecuación A1. se obtiene la relación entre las tensiones de entrada y de salida dando como resultado la función de transferencia del circuito de medida.

$$\frac{V_O}{V_1} = -\frac{R_F}{Z} \quad (\text{A4})$$

De acuerdo con la ecuación A4. el módulo de la Impedancia queda descrito así:

$$|Z| = \frac{V_1}{I} = \frac{V_1}{V_O} * R_F \quad (\text{A5})$$

Límites de corriente.

Teniendo como base las resistencias de realimentación mínima y máxima que se utilizan en el circuito, y como límite el mínimo valor permitido de tensión a la salida del amplificador para una correcta digitalización de las señales de entrada al conversor A/D, se hallan los límites de corriente que puede medir el prototipo :

$$R_{FMAX} = 1 M\Omega \quad R_{FMIN} = 100 \Omega \quad V_{OMIN} = 1 V$$

Según la ecuación 85. las corrientes medibles mínima y máxima son:

$$I_{MIN} = 1 \mu A \quad I_{MAX} = 10 mA$$

Recurriendo a la ecuación 87, con los límites de corriente anteriormente establecidos y la tensión de 1 V a la salida del circuito de control se obtiene el rango de medida de la Impedancia:

$$Z_{MIN} = 100 \Omega \quad Z_{MAX} = 1 M\Omega$$

Ya que la implementación del MPCP mide el módulo y el ángulo de fase de la Impedancia, a partir de la impedancia mínima y máxima, se pueden hallar los rangos de medida de los componentes pasivos reales.

Rango de resistencias.

La Impedancia de una resistencia es real e idéntica a su resistencia en DC, por lo tanto:

$$Z = R \quad (\text{A6})$$

Luego el rango de impedancia es el mismo rango para resistencias:

$$R_{MIN} = 100 \Omega \quad R_{MAX} = 1 M\Omega$$

Rango de condensadores.

La frecuencia de trabajo del MPCP es de 1 KHz. Despejando C en la ecuación 39, se obtiene:

$$C = \frac{1}{2 * \pi * f * Z} \quad (\text{A7})$$

De esta forma el rango de medida de los condensadores es:

$$C_{MIN} = 159.15 \text{ pF} \quad C_{MAX} = 1.59 \mu\text{F}$$

Rango de Inductancias.

La Impedancia de una bobina descrita mediante la ecuación 42 permite establecer el rango de bobinas:

Despejando L en función de Z en la ecuación 42:

$$L = \frac{Z}{2 * \pi * f} \quad \text{(A8)}$$

El rango para la bobina es:

$$L_{MIN} = 15.9 \text{ mH} \quad L_{MAX} = 159.15 \text{ H}$$

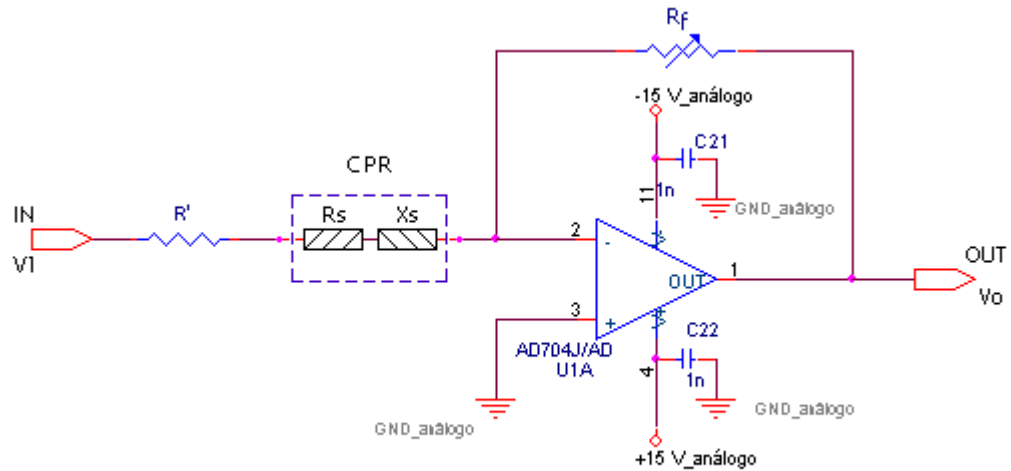
Con el fin de proteger el circuito se agrega una resistencia en serie (R') con el elemento a medir, de esta forma, las nuevas Impedancias del elemento serán:

$$Z_{R'} = Z_R + R' \quad \text{(A9)}$$

$$Z_{C'} = Z_C + R' \quad \text{(A10)}$$

$$Z_{L'} = Z_L + R' \quad \text{(A11)}$$

Figura A2. Protección del circuito de medida.



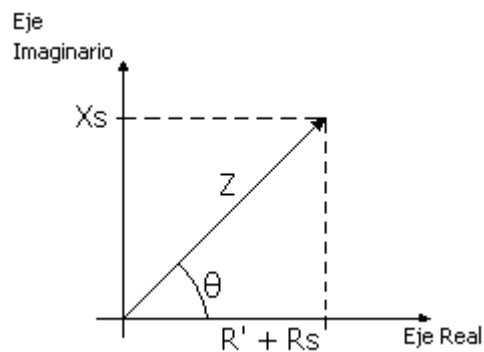
CPR : Componente Pasivo Real

Fuente: Autoras del Proyecto

En este proyecto el componente pasivo real se modela mediante el circuito equivalente serie (Ecuación 10), por lo tanto la impedancia que mide el MPCP es:

$$Z = (R' + R_s) + X_s \quad (\text{A12})$$

Figura A3. Impedancia medida por el MPCP.



Fuente: Autoras del Proyecto

De la figura A3. se hallan las siguientes relaciones:

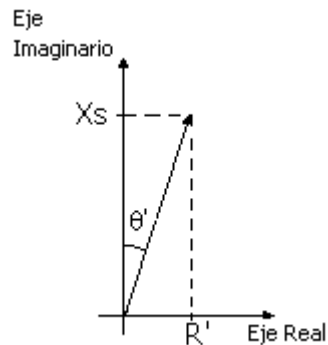
$$X_s = Z \text{ Sen } \theta \quad (\text{A13})$$

$$R_s = Z \text{ Cos } \theta - R' \quad (\text{A14})$$

$$\text{Tan } \phi = Q = \frac{X_s}{R_s} \quad (\text{A15})$$

Donde ϕ es el ángulo real.

Figura A4. Efecto de R' .



Fuente: Autoras del Proyecto

Se halla el ángulo que introduce R' :

$$\text{Tan } \theta' = \frac{R'}{X_s} \quad (\text{A16})$$

Dado que las rutinas del microcontrolador, encargado de realizar las funciones trigonométricas, se realizan en radianes, se puede afirmar que la tangente de un ángulo pequeño (como lo es θ'), es aproximadamente igual al ángulo.

$$\tan \theta' \cong \theta' \quad (\mathbf{A17})$$

Luego:

$$\theta' \cong \frac{R'}{Xs} \quad (\mathbf{A18})$$

Entonces la fase real esta dada por:

$$\phi = \theta + \theta' \quad (\mathbf{A19})$$

Y la Impedancia del Componente Pasivo Real es:

$$Z_{real} = \sqrt{Rs + Xs} \quad (\mathbf{A20})$$

ANEXO B. PRESUPUESTO DE ERROR Y ANÁLISIS DE RUIDO

En esta sección se muestra el presupuesto de error del circuito de medida implementado y su respectivo análisis de ruido. Este circuito consta del amplificador operacional AD704 en configuración de amplificador inversor, cuya ganancia varía dependiendo de la escala del elemento a medir y de la impedancia del mismo. El presupuesto de error y el análisis de ruido del circuito son determinados teniendo en cuenta la sección 3. (Amplificadores para el acondicionamiento de señales) del libro técnicas prácticas de diseño para el acondicionamiento de señales publicado por Analog Devices.

Para facilitar estos cálculos suponemos que el amplificador operacional trabaja a temperatura ambiente (25°C).

PRESUPUESTO DE ERROR EN DC DEL AMPLIFICADOR

El error en DC es el que aporta los mayores problemas en el diseño de dispositivos, y los que más contribuyen a la generación de este error son el voltaje y la corriente de offset en la entrada, el error de ganancia, el error de no linealidad en lazo cerrado y el ruido en la banda comprendida entre 1 Hz y 10 Hz, datos que son aportados en su mayoría por el fabricante.

Para determinar este error, todas las fuentes deben ser normalizadas a la escala completa (fullscale) presente a la entrada y expresada en partes por millón. La normalización se realiza dividiendo cada uno de los voltajes de error entre el voltaje a full escala dando como resultado el porcentaje de error el cual es convertido a partes por millón (ppm) multiplicando por un factor de 10^4 .

El voltaje de full escala del amplificador inversor utilizado para la medida es de 1 Voltio pico y los valores de ganancia en lazo cerrado que puede tomar el circuito son de 7 y 0.3 V/V máximo y mínimo respectivamente.

La hoja de datos del amplificador operacional AD 704J nos muestra los siguientes valores los cuales son garantizados por el fabricante:

| | |
|------------------------------------|--|
| Voltaje de offset en la entrada | 150 μ V máx |
| Corriente de offset en la entrada | 250 pA máx |
| Ruido en la banda de 0.1 a 10 Hz | 0.5 μ Vp-p típico (37,87 nV/ \sqrt Hz aproximadamente) |
| Ganancia en lazo abierto A_{VOL} | 2×10^5 min y 2×10^6 máx |

Una vez se tienen estos datos, se procede a realizar los cálculos del porcentaje de error en DC del amplificador expresados a su vez en partes por millón.

- Error debido al voltaje de offset = $(150 \mu\text{V} / 1 \text{ V}) * 10^4 = 150 \text{ ppm}$

Según las especificaciones del equipo, la máxima impedancia de entrada que se puede medir con un error menor al 10 % es de 3 M Ω , y es esta impedancia la que se debe multiplicar por la corriente de offset para determinar así el máximo error debido a esta corriente.

- Error debido a corriente de offset = $(250 \text{ pA} * 3 \cdot 10^6 * 10^4) / 1 \text{ V} = 7,5 \text{ ppm}$

El error de ganancia debido a A_{VOL} es igual al cociente entre la ganancia en lazo cerrado y la ganancia en lazo abierto. Teniendo en cuenta que la máxima ganancia en lazo cerrado del circuito es de 7 V/V aproximadamente y la mínima ganancia en lazo abierto es 200 K, se calcula el máximo error de ganancia.

- Error de ganancia (máx) $= (7 / 200000) * 10^4 = 35 \text{ ppm}$

El error de no linealidad de ganancia en lazo abierto es el producto de la ganancia en lazo cerrado (A_{VCL}) con el error de no linealidad debido a la ganancia en lazo abierto (A_{VOL} Nonlinearity), que por lo general es dado en partes por millón. Si este dato no está presente en la hoja de datos del fabricante, es posible determinarlo a partir de la ganancia en lazo abierto mínima y máxima del amplificador operacional.

Este error de no linealidad en lazo abierto se determina mediante la siguiente ecuación:

$$AVOL \text{ Nonlinearity} = \left[\frac{1}{A_{VOL, \min}} - \frac{1}{A_{VOL, \max}} \right] \quad \text{(B1)}$$

El resultado de esta ecuación es 0.045 ppm, por lo tanto:

- Error de no linealidad debido a A_{VOL} máx = $7 * 0.045 \text{ ppm} = 0.315 \text{ ppm}$

Por último se tiene el error en el rango de frecuencias de 0.1 a 10 Hz, que según la hoja de datos es de $0.5 \mu\text{Vp-p}$. Valor que es multiplicado generalmente por un factor de 6.6 para convertir valores rms en valores pico a pico, este valor de 6.6 veces asegura que solo el 0.1% del nivel de ruido exceda el valor nominal pico a pico según una distribución gaussiana como se indica en la siguiente tabla.

Cuadro B1. Distribución gaussiana del valor pico a pico vs RMS

| Valor pico a pico nominal | Porcentaje de veces que el ruido excede el valor nominal pico a pico |
|---------------------------|--|
| 2 x rms | 32% |
| 3 x rms | 13% |
| 4 x rms | 4.6% |
| 5 x rms | 1.2% |
| 6 x rms | 0.27% |
| 6.6 x rms | 0.1% |
| 7 x rms | 0.046% |
| 8 x rms | 0.006% |

Fuente: Noise and Operacional Amplifier Circuits, Lewis Smith and D.H. Sheingold

Dado esto, el valor rms de este ruido es aproximadamente 37,87 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$.

- Error debido al ruido de 0.1 a 10 Hz = $(22 \text{ nV} / 1 \text{ V}) * 10^4 = 0.038 \text{ ppm}$

Otros errores como el nivel de ruido a la frecuencia de 1000 Hz (0.022 ppm) que es la frecuencia a la cual está trabajando el circuito pueden ser omitidos por ser tan pequeños comparados con los antes mencionados.

La suma de cada uno de estos errores en partes por millón da como resultado un error máximo del circuito de medida de 192.85 ppm, lo cual nos da una idea de la inexactitud del circuito. Y asociando este error con la resolución en número de bits según la ecuación 2, tenemos una resolución aproximada de 12 bits.

$$1LSB = \frac{V_{full-escala}}{2^n - 1} \quad (\text{B2})^3$$

ANALISIS DE RUIDO DEL CIRCUITO DE MEDIDA

Las tres fuentes de ruido en un amplificador operacional son el voltaje de ruido del operacional, la corriente de ruido del operacional (que son dos fuentes no correlacionadas en cada entrada), y el ruido de Jonson de las resistencias en el circuito; los demás tipos de ruido pueden ser despreciados ya que los anteriormente mencionados son los dominantes al ser mayores por más de 4 o 5 veces que los otros.

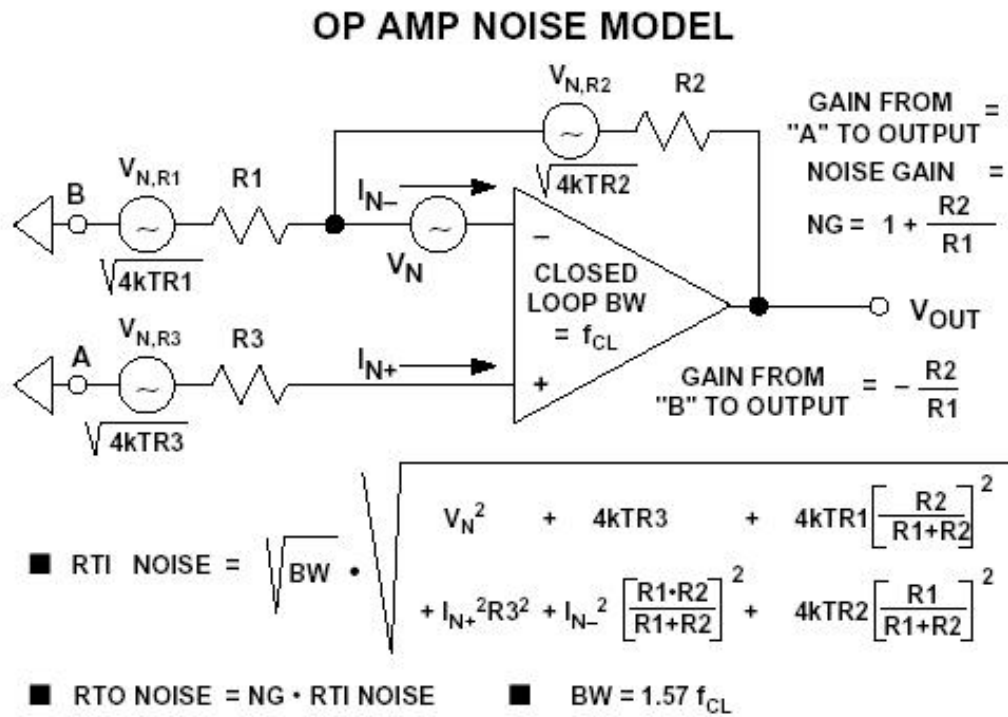
Estas fuentes de ruido son no correlacionadas, por lo tanto el valor rms del ruido total es igual a la suma media cuadrática de cada una de las fuentes no correlacionadas, como se muestra a continuación.

$$\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2} \quad (\text{B3})$$

En la figura 1, se muestran todas las fuentes de ruido referidas a la entrada (RTI). Este ruido es analizado porque puede ser comparado directamente con el nivel de la señal de entrada. El ruido referido a la salida se obtiene simplemente multiplicando el ruido RTI por la ganancia de ruido, que es sencillamente la ganancia del circuito en lazo cerrado, cuando la realimentación consta solamente de elementos pasivos.

³ Esta ecuación fue tomada de la tesis de grado “*Diseño y Construcción de un Sistema de Adquisición de Datos Microsísmicos*”, realizada por Jairo Augusto Cala y Omar Leonardo Peña. UIS. 2004.

Figura B1. Modelo de ruido para el amplificador operacional.



Fuente: Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

El voltaje de ruido de Jonson inherente a toda resistencia es $\sqrt{4kTBR}$ donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura absoluta, B es el ancho de banda y R es la resistencia.

El ancho de banda del circuito se mueve en el intervalo de 191kHz a 1.17MHz, que corresponde al cruce de las graficas de ganancia en lazo cerrado máxima y mínima respectivamente, con la función ganancia de circuito abierto del amplificador operacional, por lo tanto, se determina el valor rms del ruido referido a

la entrada y a la salida para cada una de las escalas de medida del circuito y los anchos de banda mínimo y máximo respectivamente.

El ruido referido a la entrada (RTI) se determina mediante la siguiente ecuación:

$$Ruido_{RTI} = \sqrt{BW} * \sqrt{Vn^2 + 4KT \left[R3 + R1 \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right)^2 + R2 \left(\frac{R1}{R1 + R2} \right)^2 \right] + (I_{N+} R3)^2 + \left(I_{N-} \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \right)^2}$$

(B4)

Donde Vn es el voltaje de ruido del amplificador operacional a la frecuencia de 1 kHz (22nV/√Hz), las entradas de ruido de corriente (I_{N+} e I_{N-}) son de 50 fA/√Hz para frecuencias mayores de 10 Hz y el ancho de banda BW es equivalente a 1.57 veces el ancho de banda de la ganancia en lazo cerrado.

Dado que los valores de las resistencias R1 y R2 varían dependiendo del elemento pasivo a medir, los cálculos que se realizan a continuación están basados en los máximos errores que se pueden presentar en cada escala.

- Escala 1: R_F = 100 Ω = R2

➤ Ganancia de 0.3 V/V ; BW = 1.57 * 1.17MHz ; R1 = 333 Ω

Ruido RTI = 34.649 μVrms

Ruido RTO = 10.39 μVrms

➤ Ganancia de 7 V/V ; BW = 1.57 * 191 kHz ; R1 = 14.29 Ω

Ruido RTI = 13.969 μVrms

Ruido RTO = 97.78 μVrms

- Escala 2: R_F = 1 kΩ = R2

➤ Ganancia de 0.3 V/V ; BW = 1.57 * 1.17MHz ; R1 = 3,3 kΩ

Ruido RTI = 34.9513 μVrms

Ruido RTO = 10.4853 μVrms

➤ Ganancia de 7 V/V ; BW = 1.57 * 191 kHz ; R1 = 142 Ω

Ruido RTI = 13.989 μVrms

Ruido RTO = 97.921 μVrms

- Escala 3: R_F = 10 kΩ = R2

➤ Ganancia de 0.3 V/V ; BW = 1.57 * 1.17MHz ; R1 = 33,3 kΩ

Ruido RTI = 37.8445 μVrms

Ruido RTO = 11.3534 μVrms

➤ Ganancia de 7 V/V ; BW = 1.57 * 191 kHz ; R1 = 1428 Ω

Ruido RTI = 14.1863 μVrms

Ruido RTO = 99.304 μVrms

- Escala 4: R_F = 100 kΩ = R2

➤ Ganancia de 0.3 V/V ; BW = 1.57 * 1.17MHz ; R1 = 333,3 kΩ

Ruido RTI = 59.6886 μVrms

Ruido RTO = 17.9066 μVrms

➤ Ganancia de 7 V/V ; BW = 1.57 * 191 kHz ; R1 = 14,28 kΩ

Ruido RTI = 16,0316 μ Vrms

Ruido RTO = 112,221 μ Vrms

- Escala 5: $R_F = 1 \text{ M}\Omega = R_2$

➤ Ganancia de 0.3 V/V ; BW = 1.57 * 1.17MHz ; $R_1 = 3,33 \text{ M}\Omega$

Ruido RTI = 165,164 μ Vrms

Ruido RTO = 49,546 μ Vrms

➤ Ganancia de 7 V/V ; BW = 1.57 * 191 kHz ; $R_1 = 142,8 \text{ k}\Omega$

Ruido RTI = 28,7243 μ Vrms

Ruido RTO = 201,07 μ Vrms

En los cálculos anteriores no se tuvieron en cuenta otra clase de ruido debido a su poco aporte, estos pueden ser el ruido de popcorn, ruido blanco y ruido rosado entre otros.

Por otra parte, la contribución de ruido que aportan los conversores RMS a DC y los comparadores utilizados para la medida de fase es mínima, por lo tanto se puede asumir que la cantidad de ruido que aparece en el circuito análogo depende en su totalidad del circuito de acondicionamiento de la señal.

Una vez encontrado el ruido que entrega el circuito de acondicionamiento de señal, se determina el rango dinámico (DR) y la resolución del hardware por medio de las siguientes fórmulas:

$$DR = 20 \log \frac{\text{maximo nivel de entrada rms}}{\text{nivel de ruido rms}} \quad [\text{dB}] \quad \text{(B5)}$$

$$n = \frac{DR - 1,76}{6,02} \quad [\text{bits}] \quad \text{(B6)}$$

De acuerdo al análisis de error, se aprecia que en la escala de medida mayor se presenta la mayor cantidad de voltaje de error rms, por lo tanto el rango dinámico que se determina a continuación corresponde al peor de los casos. El máximo nivel de entrada rms del circuito es 707 mVrms, por lo tanto DR es 70,92 dB, que corresponde a una resolución de 11,48 bits.

Lo anterior se determinó teniendo en cuenta que los elementos que componen la realimentación del circuito de adquisición son pasivos en su totalidad. Ahora, cuando el elemento a medir es un capacitor o inductor, la ganancia de ruido no es constante sobre la banda de interés. Una expresión más exacta para determinar esta ganancia de ruido (NG) es la que se muestra en la siguiente ecuación, donde se aprecia que para valores de ganancia de lazo ($A\beta$) grandes, esta ganancia de ruido es aproximadamente igual a $1/\beta$.

$$NG = \frac{1}{\beta} \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{A\beta}} \right] \quad \text{(B7)}$$

A = Ganancia de lazo abierto.

Cuando el circuito de medida contiene elementos reactivos como lo son los condensadores o bobinas, la ganancia de ruido se aproxima a la ganancia de lazo cerrado, por lo tanto es aceptable asumir que los niveles de ruido referidos a la salida (RTO) hallados para el sistema con elementos pasivos, son aproximadamente iguales.

Según el presupuesto de error, la resolución del circuito integrado es aproximadamente de 12 bits, que a su vez mejora eliminando el nivel de error que presentan los voltajes de offset producidos por el voltaje y la corriente, y de acuerdo con el análisis de error del circuito de medida, la resolución de este es aproximadamente de 11,48 bits.

Ya que la resolución del circuito integrado y del circuito de medida es aproximadamente 12 bits, lo que es equivalente a 244 ppm respecto a una señal de entrada de 1 V_p, se puede afirmar que el circuito es poco susceptible al ruido en esta aplicación, ya que la señal de entrada es conocida y de gran amplitud comparada con los niveles de ruido que se pueden presentar, ruido que en su mayoría se debe a los elementos discretos que constituyen el circuito.

Otro error en el hardware que es importante tener en cuenta es el error de fase presente a la salida de los comparadores LM311, el cual presenta un retardo que oscila entre 2.397 μ s a 8.79 μ s los cuales representan un error en la fase de 0.863° y 3.167° respectivamente. Este error en la medida de fase se debe a la histéresis aplicada a los comparadores, ya que los voltajes de umbral no permiten un cambio instantáneo de nivel, sino que es necesario rebasar esos valores para producir el cambio de estado a la salida del comparador, por ende el retardo en hardware descrito anteriormente.

ANEXO C. FORMATOS DE PUNTO FLOTANTE IEEE 754 Y MICROCHIP

Las rutinas implementadas en la programación del microcontrolador PIC16F877, están basadas en el formato de punto flotante de 32 bits de Microchip, el cual es una versión modificada del Estándar IEEE 754 para la notación en punto flotante. En este anexo se explica la diferencia entre los dos formatos.

En el estándar de la IEEE los números están representados de la siguiente forma:

$$A = (-1)^s f * 2^e \quad (\mathbf{C1})$$

$$f = \sum_{k=0}^{n-1} a(k) * 2^{-k} \quad (\mathbf{C2})$$

donde:

f = mantisa

e = exponente

n = número de bits en f

a(k) = valor del bit con k = 0, ..., n-1 donde a(0) = MSB

s = bit de signo

La mantisa es normalizada en una representación signo-magnitud con el MSB implícito igual a 1, y el exponente es almacenado en notación sesgada, esto conduce a un exponente sesgado de la siguiente forma:

$$eb = e + 2^{m-1} - 1 \quad (\mathbf{C3})$$

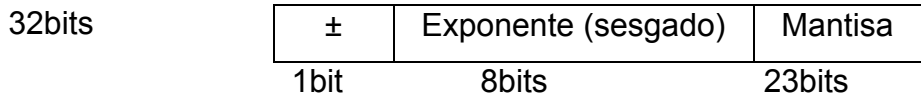
donde

sesgo = $2^{m-1} - 1$

m = número de bits del exponente.

En el caso de precisión simple con $m = 8$, se obtiene un sesgo de 127.

La representación en punto flotante de 32 bits del formato IEEE es:



La diferencia entre los formatos consiste en una rotación de los 9 primeros bits así: rotación a la izquierda para pasar del formato IEEE al formato PIC y una rotación a la derecha para pasar del formato PIC al formato IEEE.

El siguiente cuadro permite una mejor descripción de lo establecido anteriormente:

Cuadro C1. Comparación entre los formatos de punto flotante IEEE y Microchip.

| | eb | f0 | f1 | f2 |
|-------------------|-------------------|-------------------|-----------|-----------|
| IEEE754-32 bits | s xxx xxxx | y xxx xxxx | xxxx xxxx | xxxx xxxx |
| Microchip-32 bits | xxxx xxxx | s xxx xxxx | xxxx xxxx | xxxx xxxx |

Fuente: TESTA, Frank J. AN575: IEEE Compliant Floating Point Routines, Microchip Technology Inc., 1997.

Donde eb es el exponente sesgado de 8 bits, con sesgo = 127, **s** el bit de signo, **y** el LSB en el registro del exponente y los bytes f0, f1, y f2 constituyen la mantisa con f0 como el byte más significativo y con el implícito MSB=1. Se puede notar claramente que el estándar IEEE sitúa el bit de signo como el MSB de eb y el LSB del exponente como el MSB de f0.

Finalmente, a manera de ejemplo, se presenta un número decimal y su respectiva representación en punto flotante de 32 bits de los dos formatos en sistema hexadecimal y sistema binario.

Número decimal = 45.7896

Cuadro C2. Ejemplo de los formatos IEEE y Microchip.

| | eb | f0 | f1 | f2 |
|--------------|------------------|------------------|-----------|-----------|
| IEEE754-32 | 42 | 37 | 28 | 8D |
| bits | 0100 0010 | 0110 0111 | 0010 1000 | 1000 1101 |
| Microchip-32 | 84 | 37 | 28 | 8D |
| bits | 1000 0100 | 0110 0111 | 0010 1000 | 1000 1101 |

Fuente: Autoras del Proyecto.

ANEXO D. MANUAL DE USUARIO DEL MEDIDOR RLC

1. ESPECIFICACIONES

Parámetros medibles

$|Z|$ - R - L - Q - C - D - Φ

Rs - Rp - Ls - Lp - Cs - Cp.

Frecuencia de medida

1 KHz \pm 0.001 Hz

Parámetros a visualizar

| Componente \ Parámetro | R | C | L |
|-------------------------|------|------|------|
| Impedancia | X | X | X |
| Fase | X | X | X |
| Factor de calidad | X | X | X |
| Factor de disipación | ---- | X | X |
| Resistencia serie | X | X | X |
| Resistencia paralelo | X | X | X |
| Condensador en serie | ---- | X | ---- |
| Condensador en paralelo | ---- | X | ---- |
| Inductancia en serie | ---- | ---- | X |
| Inductancia en paralelo | ---- | ---- | X |

Rango de medida

R 90 Ω - 2 M Ω

L 15 mH – 150 H

C 150 pF – 1.5 μ F

$|Z|$ 90 Ω - 2 M Ω

Φ 0 ° - \pm 90°

Display

Pantalla de cristal líquido

- Resolución en número de dígitos
4 para todos los parámetros
- Unidades
 Ω , $K\Omega$, $M\Omega$
pF, nF, μ F
mH, H
° (grados)

Tensión de medida (rms)

707 mV \pm 7mV

Corriente de medida máxima

10 mA

Precisión

Resistencias

| Rango(Ω) | Precisión |
|-------------------|---------------------|
| 90-200 | $\pm 0.24\Omega$ |
| 200-2K | $\pm 0 \Omega$ |
| 2K-20K | $\pm 0 \Omega$ |
| 20K-200K | $\pm 106.11 \Omega$ |
| 200K-2M | $\pm 483.74 \Omega$ |

Condensadores

| Rango(F) | Precisión |
|-----------------------|--------------------|
| 1.5 μ -0.79 μ | $\pm 0.0023 \mu$ F |
| 0.791 μ -0.79n | ± 0.24 nF |
| 0.791n-7.95n | ± 0.156 nF |
| 7.951n-795p | ± 0.0 nF |
| 795.1p-150p | ± 0.136 pF |

Bobinas

| Rango(H) | Precisión |
|-------------|----------------------|
| 15m -31.8m | $\pm 0.136\text{mH}$ |
| 31.81m-318m | $\pm 0.1\text{mH}$ |
| 318.1m-3.18 | $\pm 1.927\text{mH}$ |
| 3.181-31.8 | $\pm 0.002\text{H}$ |
| 31.81-150 | - |

2. FUNCIONES AUTOMÁTICAS

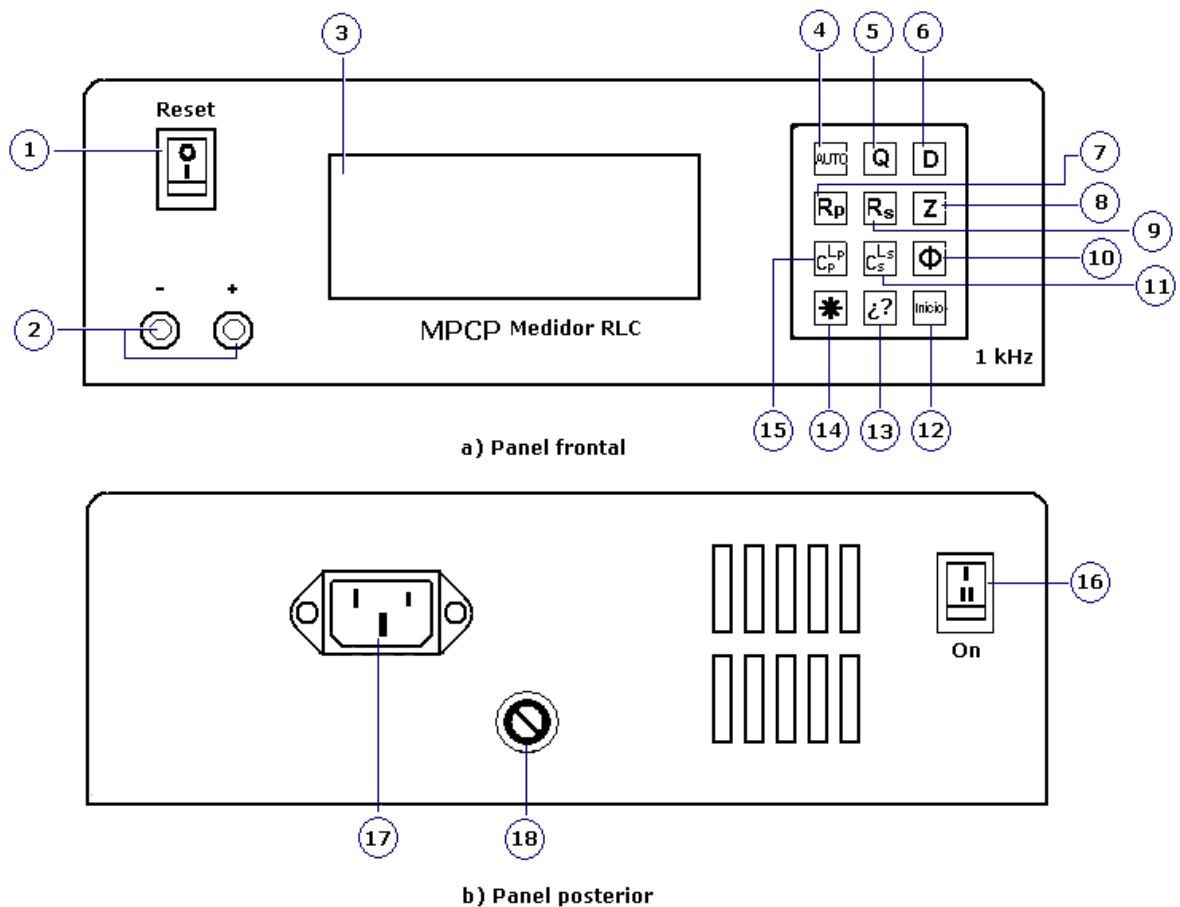
- Cambio de escala
- Detección de R, L o C mediante la tecla AUTO
- Detección de Cp o Lp mediante la tecla Cp /Lp
- Detección de Cs o Ls mediante la tecla Cs /Ls
- Componente fuera del Rango de Medida

3. FUNCIONAMIENTO

1. Encienda el equipo mediante el interruptor de la parte posterior del mismo.
2. Si el elemento a medir es almacenador de energía como es el caso de bobinas y condensadores, por favor descárguelos antes de conectarlos al equipo.
3. Recién conectado el equipo se visualiza una serie de mensajes con el nombre del mismo y recomendaciones
4. Conecte el elemento a los bornes del equipo
5. Pulse la tecla **INICIO** como lo indica el mensaje en la pantalla.
6. Una vez pulsada la tecla INICIO , el equipo empezará la medida y cuando esté listo se visualiza en la pantalla el mensaje: ELIJA UN PARÁMETRO
7. Pulse cualquiera de las teclas para visualizar un parámetro determinado, además se habilita una tecla para suministrar información al usuario acerca del rango de medida.

8. Si necesita realizar la medida de otro componente, desconecte el primero; el equipo le anunciará cuando conectar otro elemento mediante el mensaje en pantalla: Para medir otro componente pulse la tecla *.
9. Si ha terminado de medir, desconecte el elemento; el equipo queda en modo de espera de otro componente.

4. DESCRIPCIÓN DEL EQUIPO



1. Reset
2. Bornes negativo y positivo
3. Pantalla de cristal líquido

TECLADO

4. Función AUTO

5. Parámetro Q (factor de calidad)
6. Parámetro D (factor de disipación)
7. Parámetro Rp (Resistencia en paralelo)
8. Impedancia (Z)
9. Parámetro Rs (Resistencia en serie)
10. Fase
11. Parámetro Cs o Ls (Capacitancia o inductancia en serie según el caso)
12. Tecla **INICIO**
13. Tecla de información acerca del equipo
14. Tecla *
15. Parámetro Cp o Lp (Capacitancia o inductancia en paralelo según el caso)
16. Interruptor de encendido/apagado
17. Conector de alimentación
18. Fusible

ANEXO E. HOJAS DE DATOS.

En este anexo se presentan las principales especificaciones de los circuitos integrados utilizados en la implementación del Medidor de Parámetros de Componentes Pasivos Reales (MPCP).

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

ORDERING INFORMATION

| Part No. | Package | Operating Temperature Range |
|-----------|----------------------------|-----------------------------|
| XR-2206M | 16 Lead 300 Mil CDIP | -55°C to +125°C |
| XR-2206P | 16 Lead 300 Mil PDIP | -40°C to +85°C |
| XR-2206CP | 16 Lead 300 Mil PDIP | 0°C to +70°C |
| XR-2206D | 16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC | 0°C to +70°C |

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 2 $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01\mu F$, $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 25k\Omega$
Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

| Parameters | XR-2206MP | | | XR-2206CP/D | | | Units | Conditions |
|--|-----------|----------|----------|-------------|----------|----------|------------------|---|
| | Min. | Typ. | Max. | Min. | Typ. | Max. | | |
| General Characteristics | | | | | | | | |
| Single Supply Voltage | 10 | | 26 | 10 | | 26 | V | |
| Split-Supply Voltage | ± 5 | | ± 13 | ± 5 | | ± 13 | V | |
| Supply Current | | 12 | 17 | | 14 | 20 | mA | $R_1 \geq 10k\Omega$ |
| Oscillator Section | | | | | | | | |
| Max. Operating Frequency | 0.5 | 1 | | 0.5 | 1 | | MHz | $C = 1000pF$, $R_1 = 1k\Omega$ |
| Lowest Practical Frequency | | 0.01 | | | 0.01 | | Hz | $C = 50\mu F$, $R_1 = 2M\Omega$ |
| Frequency Accuracy | | ± 1 | ± 4 | | ± 2 | | % of f_o | $f_o = 1/R_1 C$ |
| Temperature Stability | | ± 10 | ± 50 | | ± 20 | | ppm/ $^\circ C$ | $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$ |
| Frequency | | | | | | | | |
| Sine Wave Amplitude Stability ² | | 4800 | | | 4800 | | ppm/ $^\circ C$ | |
| Supply Sensitivity | | 0.01 | 0.1 | | 0.01 | | %/V | $V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20k\Omega$ |
| Sweep Range | 1000:1 | 2000:1 | | | 2000:1 | | $f_H = f_L$ | $f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$ |
| Sweep Linearity | | | | | | | | |
| 10:1 Sweep | | 2 | | | 2 | | % | $f_L = 1kHz$, $f_H = 10kHz$ |
| 1000:1 Sweep | | 8 | | | 8 | | % | $f_L = 100Hz$, $f_H = 100kHz$ |
| FM Distortion | | 0.1 | | | 0.1 | | % | $\pm 10\%$ Deviation |
| Recommended Timing Components | | | | | | | | |
| Timing Capacitor: C | 0.001 | | 100 | 0.001 | | 100 | μF | Figure 5 |
| Timing Resistors: R_1 & R_2 | 1 | | 2000 | 1 | | 2000 | k Ω | |
| Triangle Sine Wave Output¹ | | | | | | | | |
| Triangle Amplitude | | 160 | | | 160 | | mV/k Ω | Figure 2, S_1 Open |
| Sine Wave Amplitude | 40 | 60 | 80 | | 60 | | mV/k Ω | Figure 2, S_1 Closed |
| Max. Output Swing | | 6 | | | 6 | | V _{p-p} | |
| Output Impedance | | 600 | | | 600 | | Ω | |
| Triangle Linearity | | 1 | | | 1 | | % | |
| Amplitude Stability | | 0.5 | | | 0.5 | | dB | For 1000:1 Sweep |
| Sine Wave Distortion | | | | | | | | |
| Without Adjustment | | 2.5 | | | 2.5 | | % | $R_1 = 30k\Omega$ |
| With Adjustment | | 0.4 | 1.0 | | 0.5 | 1.5 | % | See Figure 7 and Figure 8 |

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 3.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

| Parameters | XR-2206M/P | | | XR-2206CP/D | | | Units | Conditions |
|-----------------------------|------------|------|------|-------------|------|------|------------|---------------------------------|
| | Min. | Typ. | Max. | Min. | Typ. | Max. | | |
| Amplitude Modulation | | | | | | | | |
| Input Impedance | 50 | 100 | | 50 | 100 | | k Ω | |
| Modulation Range | | 100 | | | 100 | | % | |
| Carrier Suppression | | 55 | | | 55 | | dB | |
| Linearity | | 2 | | | 2 | | % | For 95% modulation |
| Square-Wave Output | | | | | | | | |
| Amplitude | | 12 | | | 12 | | Vp-p | Measured at Pin 11. |
| Rise Time | | 250 | | | 250 | | ns | C _L = 10pF |
| Fall Time | | 50 | | | 50 | | ns | C _L = 10pF |
| Saturation Voltage | | 0.2 | 0.4 | | 0.2 | 0.6 | V | I _L = 2mA |
| Leakage Current | | 0.1 | 20 | | 0.1 | 100 | μ A | V _{CC} = 26V |
| FSK Keying Level (Pin 9) | 0.8 | 1.4 | 2.4 | 0.8 | 1.4 | 2.4 | V | See section on circuit controls |
| Reference Bypass Voltage | 2.9 | 3.1 | 3.3 | 2.5 | 3 | 3.5 | V | Measured at Pin 10. |

Notes

- ¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R₃, on Pin 3. See Figure 3.
 - ² For maximum amplitude stability, R₃ should be a positive temperature coefficient resistor.
- Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.*

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| | |
|------------------------------------|---|
| Power Supply 26V | Total Timing Current 6mA |
| Power Dissipation 750mW | Storage Temperature -65°C to +150°C |
| Derate Above 25°C 5mW/°C | |

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing

terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

FEATURES

- High DC Precision
 - 75 μV Max Offset Voltage
 - 1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max Offset Voltage Drift
 - 150 pA Max Input Bias Current
 - 0.2 pA/ $^\circ\text{C}$ Typical I_B Drift
- Low Noise
 - 0.5 μV p-p Typical Noise, 0.1 Hz to 10 Hz
- Low Power
 - 600 μA Max Supply Current per Amplifier
- MIL-STD-883B Processing Available
- Available in Tape and Reel in Accordance with EIA-481A Standard
- Dual Version: AD706

APPLICATIONS

- Industrial/Process Controls
- Weigh Scales
- ECG/EKG Instrumentation
- Low Frequency Active Filters

PRODUCT DESCRIPTION

The AD704 is a quad, low power bipolar op amp that has the low input bias current of a BiFET amplifier but which offers a significantly lower I_B drift over temperature. It utilizes super-beta bipolar input transistors to achieve picoampere input bias current levels (similar to FET input amplifiers at room temperature), while its I_B typically only increases by $5\times$ at 125°C (unlike a BiFET amp, for which I_B doubles every 10°C resulting in a $1000\times$ increase at 125°C). Furthermore, the AD704 achieves 75 μV offset voltage and low noise characteristics of a precision bipolar input op amp.

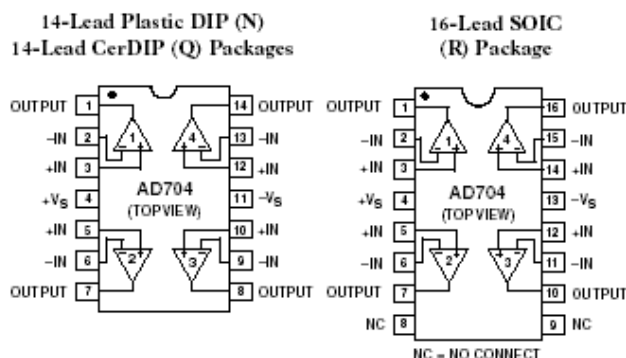
Since it has only 1/20 the input bias current of an AD OP07, the AD704 does not require the commonly used "balancing" resistor. Furthermore, the current noise is 1/5 that of the AD OP07 which makes the AD704 usable with much higher source impedances. At 1/6 the supply current (per amplifier) of the AD OP07, the AD704 is better suited for today's higher density circuit boards and battery-powered applications.

The AD704 is an excellent choice for use in low frequency active filters in 12- and 14-bit data acquisition systems, in precision instrumentation, and as a high quality integrator. The AD704 is internally compensated for unity gain and is available in five performance grades. The AD704J and AD704K are rated over the commercial temperature range of 0°C to 70°C . The AD704A is rated over the industrial temperature range of -40°C to $+85^\circ\text{C}$. The AD704T is rated over the military temperature range of -55°C to $+125^\circ\text{C}$ and is available processed to MIL-STD-883B, Rev. C.

REV. C

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



20-Terminal LCC (E) Package

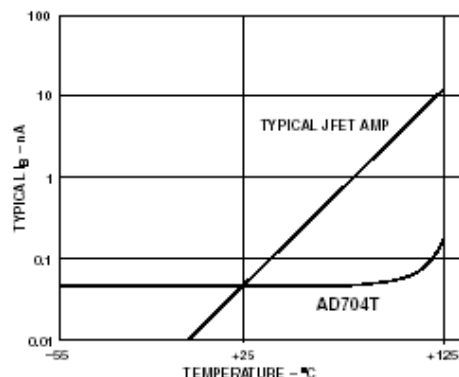
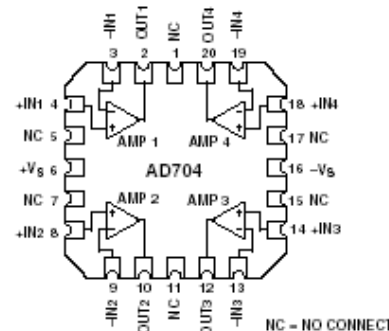


Figure 1. Input Bias Current Over Temperature

AD704—SPECIFICATIONS (@ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, and $\pm 15\text{ V}$ dc, unless otherwise noted.)

| Parameters | Conditions | AD704J/A | | | AD704K | | | AD704T | | | Unit |
|---------------------------------------|---|----------|------------|----------|--------|------------|----------|--------|------------|----------|------------------------------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| INPUT OFFSET VOLTAGE | | | | | | | | | | | |
| Initial Offset | | | 50 | 150 | | 30 | 75 | | 30 | 100 | μV |
| Offset | $T_{MIN}-T_{MAX}$ | | 100 | 250 | | 50 | 150 | | 80 | 150 | μV |
| vs. Temp, Average TC | | | 0.2 | 1.5 | | 0.2 | 1.0 | | | 1.0 | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| vs. Supply (PSRR) | $V_S = \pm 2$ to $\pm 18\text{ V}$ | 100 | 132 | | 112 | 132 | | 112 | 132 | | dB |
| $T_{MIN}-T_{MAX}$ | $V_S = \pm 2.5$ to $\pm 18\text{ V}$ | 100 | 126 | | 108 | 126 | | 108 | 126 | | dB |
| Long-Term Stability | | | 0.3 | | | 0.3 | | | 0.3 | | $\mu\text{V}/\text{month}$ |
| INPUT BIAS CURRENT¹ | | | | | | | | | | | |
| | $V_{CM} = 0\text{ V}$ | | 100 | 270 | | 80 | 150 | | 80 | 200 | pA |
| | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | | | 300 | | | 200 | | | 250 | pA |
| vs. Temp, Average TC | | | 0.3 | | | 0.2 | | | 1.0 | | $\text{pA}/^\circ\text{C}$ |
| $T_{MIN}-T_{MAX}$ | $V_{CM} = 0\text{ V}$ | | | 300 | | | 200 | | | 600 | pA |
| | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | | | 400 | | | 300 | | | 700 | pA |
| INPUT OFFSET CURRENT | | | | | | | | | | | |
| | $V_{CM} = 0\text{ V}$ | | 80 | 250 | | 30 | 100 | | 50 | 150 | pA |
| | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | | | 300 | | | 150 | | | 200 | pA |
| vs. Temp, Average TC | | | 0.6 | | | 0.4 | | | 0.4 | | $\text{pA}/^\circ\text{C}$ |
| $T_{MIN}-T_{MAX}$ | $V_{CM} = 0\text{ V}$ | | 100 | 300 | | 80 | 200 | | 80 | 400 | pA |
| | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | | 100 | 400 | | 80 | 300 | | 100 | 500 | pA |
| MATCHING CHARACTERISTICS | | | | | | | | | | | |
| Offset Voltage | | | | 250 | | | 150 | | | 150 | μV |
| | $T_{MIN}-T_{MAX}$ | | | 400 | | | 200 | | | 250 | μV |
| Input Bias Current ² | | | | 500 | | | 300 | | | 400 | pA |
| | $T_{MIN}-T_{MAX}$ | | | 600 | | | 400 | | | 600 | pA |
| Common-Mode Rejection ³ | | 94 | | | 110 | | | 104 | | | dB |
| | $T_{MIN}-T_{MAX}$ | 94 | | | 104 | | | 104 | | | dB |
| Power Supply Rejection ⁴ | | 94 | | | 110 | | | 110 | | | dB |
| | $T_{MIN}-T_{MAX}$ | 94 | | | 106 | | | 106 | | | dB |
| Crosstalk ⁵ | $f = 10\text{ Hz}$ $R_{LOAD} = 2\text{ k}\Omega$ | | 150 | | | 150 | | | 150 | | dB |
| FREQUENCY RESPONSE | | | | | | | | | | | |
| UNITY GAIN | | | | | | | | | | | |
| Crossover Frequency | | | 0.8 | | | 0.8 | | | 0.8 | | MHz |
| Slew Rate, Unity Gain | $G = -1$ | | 0.15 | | | 0.15 | | | 0.15 | | V/ μs |
| Slew Rate | $T_{MIN}-T_{MAX}$ | | 0.1 | | | 0.1 | | | 0.1 | | V/ μs |
| INPUT IMPEDANCE | | | | | | | | | | | |
| Differential | | | 40 2 | | | 40 2 | | | 40 2 | | M Ω pF |
| Common-Mode | | | 300 2 | | | 300 2 | | | 300 2 | | G Ω pF |
| INPUT VOLTAGE RANGE | | | | | | | | | | | |
| Common-Mode Voltage | | | ± 13.5 | ± 14 | | ± 13.5 | ± 14 | | ± 13.5 | ± 14 | V |
| Common-Mode Rejection Ratio | $V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$ | 100 | 132 | | 114 | 132 | | 110 | 132 | | dB |
| | $T_{MIN}-T_{MAX}$ | 98 | 128 | | 108 | 128 | | 108 | 128 | | dB |
| INPUT CURRENT NOISE | | | | | | | | | | | |
| | 0.1 to 10 Hz | | 3 | | | 3 | | | 3 | | pA p-p |
| | $f = 10\text{ Hz}$ | | 50 | | | 50 | | | 50 | | fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| INPUT VOLTAGE NOISE | | | | | | | | | | | |
| | 0.1 to 10 Hz | | 0.5 | | | 0.5 | 2.0 | | 0.5 | 2.0 | μV p-p |
| | $f = 10\text{ Hz}$ | | 17 | | | 17 | | | 17 | | nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| | $f = 1\text{ kHz}$ | | 15 | 22 | | 15 | 22 | | 15 | 22 | nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| OPEN-LOOP GAIN | | | | | | | | | | | |
| | $V_O = \pm 12\text{ V}$ $R_{LOAD} = 10\text{ k}\Omega$ | 200 | 2000 | | 400 | 2000 | | 400 | 2000 | | V/mV |
| | $T_{MIN}-T_{MAX}$ | 150 | 1500 | | 300 | 1500 | | 300 | 1500 | | V/mV |
| | $V_O = \pm 10\text{ V}$ $R_{LOAD} = 2\text{ k}\Omega$ | 200 | 1000 | | 300 | 1000 | | 200 | 1000 | | V/mV |
| | $T_{MIN}-T_{MAX}$ | 150 | 1000 | | 200 | 1000 | | 100 | 1000 | | V/mV |

AD704

| Parameters | Conditions | AD704J/A | | | AD704K | | | AD704T | | | Unit |
|------------------------|------------------------------------|-----------|----------|----------|-----------|----------|----------|-----------|----------|----------|------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| OUTPUT CHARACTERISTICS | | | | | | | | | | | |
| Voltage Swing | $R_{LOAD} = 10\text{ k}\Omega$ | | | | | | | | | | V |
| Current | $T_{MIN}-T_{MAX}$ Short Circuit | ± 13 | ± 14 | | ± 13 | ± 14 | | ± 13 | ± 14 | | mA |
| CAPACITIVE LOAD | | | | | | | | | | | |
| Drive Capability | Gain = 1 | | 10,000 | | | 10,000 | | | 10,000 | | pF |
| POWER SUPPLY | | | | | | | | | | | |
| Rated Performance | | | ± 15 | | | ± 15 | | | ± 15 | | V |
| Operating Range | | ± 2.0 | | ± 18 | ± 2.0 | | ± 18 | ± 2.0 | | ± 18 | V |
| Quiescent Current | | | 1.5 | 2.4 | | 1.5 | 2.4 | | 1.5 | 2.4 | mA |
| | $T_{MIN}-T_{MAX}$ | | 1.6 | 2.6 | | 1.6 | 2.6 | | 1.6 | 2.6 | mA |
| TRANSISTOR COUNT | # of Transistors | | 180 | | | 180 | | | 180 | | |

NOTES

¹Bias current specifications are guaranteed maximum at either input.

²Input bias current match is the maximum difference between corresponding inputs of all four amplifiers.

³CMRR match is the difference of AV_{CM}/AV_{CM} between any two amplifiers, expressed in dB.

⁴PSRR match is the difference between AV_{CM}/AV_{CM} for any two amplifiers, expressed in dB.

⁵See Figure 2a for test circuit.

All min and max specifications are guaranteed.

Specifications subject to change without notice.

AD636—SPECIFICATIONS (@ +25°C, and +V_S = +3 V, -V_S = -5 V, unless otherwise noted)

| Model | AD636J | | | AD636K | | | Units |
|---|--|--------------------------------------|---|--|-------------------------------------|--|---|
| | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| TRANSFER FUNCTION | $V_{OUT} = \sqrt{\text{avg.}(V_{IN})^2}$ | | | $V_{OUT} = \sqrt{\text{avg.}(V_{IN})^2}$ | | | |
| CONVERSION ACCURACY Total Error, Internal Trim ^{1,2} vs. Temperature, 0°C to +70°C vs. Supply Voltage dc Reversal Error at 200 mV Total Error, External Trim ¹ | | | $\pm 0.5 \pm 1.0$ $\pm 0.1 \pm 0.01$ | | | $\pm 0.2 \pm 0.5$ $\pm 0.1 \pm 0.005$ | mV ± % of Reading mV ± % of Reading/°C mV ± % of Reading/V % of Reading mV ± % of Reading |
| ERROR VS. CREST FACTOR ³ Crest Factor 1 to 2 Crest Factor = 3 Crest Factor = 6 | Specified Accuracy -0.2 -0.5 | | | Specified Accuracy -0.2 -0.5 | | | % of Reading % of Reading |
| AVERAGING TIME CONSTANT | 25 | | | 25 | | | ms/√2 CAV |
| INPUT CHARACTERISTICS Signal Range, All Supplies Continuous rms Level Peak Transient Inputs +3 V, -5 V Supply ±2.5 V Supply ±5 V Supply Maximum Continuous Nondestructive Input Level (All Supply Voltages) Input Resistance Input Offset Voltage | | 0 to 200 | | 0 to 200 | | | mV rms V pk V pk V pk V pk kΩ mV |
| FREQUENCY RESPONSE ^{2,4} Bandwidth for 1% Additional Error (0.09 dB) V _{IN} = 10 mV V _{IN} = 100 mV V _{IN} = 200 mV ±3 dB Bandwidth V _{IN} = 10 mV V _{IN} = 100 mV V _{IN} = 200 mV | | 14 90 130 | | 14 90 130 | | | kHz kHz kHz kHz kHz MHz |
| OUTPUT CHARACTERISTICS ² Offset Voltage, V _{IN} = COM vs. Temperature vs. Supply Voltage Swing +3 V, -5 V Supply ±5 V to ±16.5 V Supply Output Impedance | | | ± 0.5 | | | ± 0.2 | mV μV/°C mV/V V V kΩ |
| dB OUTPUT Error, V _{IN} = 7 mV to 300 mV rms Scale Factor Scale Factor Temperature Coefficient I _{REF} for 0 dB = 0.1 V rms I _{REF} Range | | ± 0.3 -3.0 +0.33 -0.033 | ± 0.5 | ± 0.1 -3.0 +0.33 -0.033 | | ± 0.2 | dB mV/dB % of Reading/°C dB/°C μA μA |
| I _{OUT} TERMINAL I _{OUT} Scale Factor I _{OUT} Scale Factor Tolerance Output Resistance Voltage Compliance | | 100 ±10 +20 | | 100 ±10 +20 | | | μA/V rms % kΩ V |
| BUFFER AMPLIFIER Input and Output Voltage Range Input Offset Voltage, R _S = 10k Input Bias Current Input Resistance Output Current Short Circuit Current Small Signal Bandwidth Slew Rate ⁵ | -V _S to (+V _S -2 V) | ± 0.8 100 10 ⁸ | ± 2 300 | -V _S to (+V _S -2 V) | ± 0.5 100 10 ⁸ | ± 1 300 | V mV nA Ω mA MHz V/μs |
| POWER SUPPLY Voltage, Rated Performance Dual Supply Single Supply Quiescent Current ⁶ | +2, -2.5 +5 | +3, -5 | ± 16.5 +24 1.00 | +2, -2.5 +5 | +3, -5 | ± 16.5 +24 1.00 | V V V mA |

| Model | AD636J | | AD636K | | Units |
|-------------------|--------|-----|--------|------|-------|
| | Min | Typ | Min | Max | |
| TEMPERATURE RANGE | | | | | |
| Rated Performance | 0 | | 0 | +70 | °C |
| Storage | -55 | | -55 | +150 | °C |
| TRANSISTOR COUNT | 62 | | 62 | | |

NOTES

¹Accuracy specified for 0 mV to 200 mV rms, dc or 1 kHz sine wave input. Accuracy is degraded at higher rms signal levels.

²Measured at Pin 8 of DIP (I_{OUT}), with Pin 9 tied to common.

³Error vs. crest factor is specified as additional error for a 200 mV rms rectangular pulse train, pulse width = 200 μ s.

⁴Input voltages are expressed in volts rms.

⁵With 10 k Ω pull down resistor from Pin 6 (BUF OUT) to $-V_S$.

⁶With BUF input tied to Common.

Specifications subject to change without notice.

All min and max specifications are guaranteed. Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test and are used to calculate outgoing quality levels.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage

Dual Supply ± 16.5 V

Single Supply +24 V

Internal Power Dissipation² 500 mW

Maximum Input Voltage ± 12 V Peak

Storage Temperature Range N, R -55°C to $+150^\circ\text{C}$

Operating Temperature Range

AD636J/K 0°C to $+70^\circ\text{C}$

Lead Temperature Range (Soldering 60 sec) $+300^\circ\text{C}$

ESD Rating 1000 V

NOTES

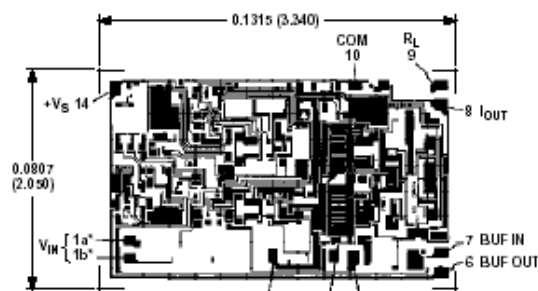
¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute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

²10-Lead Header: $\theta_{JA} = 150^\circ\text{C/Watt}$.

14-Lead Side Brazed Ceramic DIP: $\theta_{JA} = 95^\circ\text{C/Watt}$.

METALIZATION PHOTOGRAPH

Contact factory for latest dimensions.
Dimensions shown in inches and (mm).



PAD NUMBERS CORRESPOND TO PIN NUMBERS FOR THE TO-116 14-PIN CERAMIC DIP PACKAGE.

NOTE
⁶BOTH PADS SHOWN MUST BE CONNECTED TO V_{IN} .

ORDERING GUIDE

| Model | Temperature Range | Package Descriptions | Package Options |
|-------------|--|-------------------------|-----------------|
| AD636JD | 0°C to $+70^\circ\text{C}$ | Side Brazed Ceramic DIP | D-14 |
| AD636KD | 0°C to $+70^\circ\text{C}$ | Side Brazed Ceramic DIP | D-14 |
| AD636JH | 0°C to $+70^\circ\text{C}$ | Header | H-10A |
| AD636KH | 0°C to $+70^\circ\text{C}$ | Header | H-10A |
| AD636J Chip | 0°C to $+70^\circ\text{C}$ | Chip | |
| AD636JD/+ | 0°C to $+70^\circ\text{C}$ | Side Brazed Ceramic DIP | D-14 |

STANDARD CONNECTION

The AD636 is simple to connect for the majority of high accuracy rms measurements, requiring only an external capacitor to set the averaging time constant. The standard connection is shown in Figure 1. In this configuration, the AD636 will measure the rms of the ac and dc level present at the input, but will show an error for low frequency inputs as a function of the filter capacitor, C_{AV} , as shown in Figure 5. Thus, if a 4 μ F capacitor is used, the additional average error at 10 Hz will be 0.1%, at 3 Hz it will be 1%. The accuracy at higher frequencies will be according to specification. If it is desired to reject the dc input, a capacitor is added in series with the input, as shown in Figure 3; the capacitor must be nonpolar. If the AD636 is driven with power supplies with a considerable amount of high frequency ripple, it is advisable to bypass both supplies to ground with 0.1 μ F ceramic discs as near the device as possible. C_F is an optional output ripple filter, as discussed elsewhere in this data sheet.

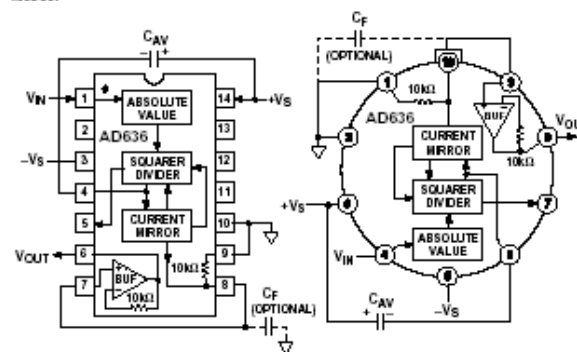


Figure 1. Standard RMS Connection

FEATURES

- High Accuracy
 - 0.02% Max 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
- Side Brazed DIP, Low Cost Cerdip and SOIC

PRODUCT DESCRIPTION

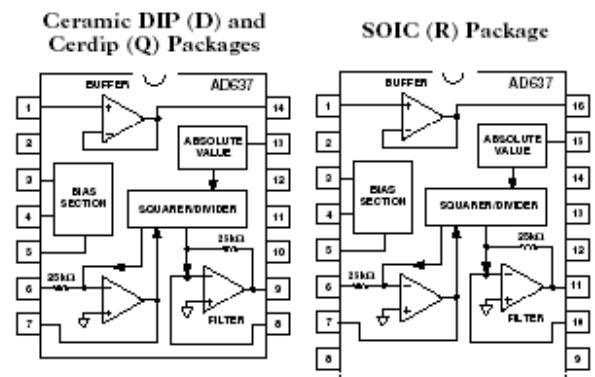
The AD637 is a complete high accuracy monolithic rms-to-dc converter that computes the true rms value of any complex waveform. It offers performance that is unprecedented in integrated circuit rms-to-dc converters and comparable to discrete and modular techniques in accuracy, bandwidth, and dynamic range. 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 circuit's wide bandwidth 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.

As with previous monolithic rms converters from Analog Devices, the AD637 has an auxiliary dB output available to the user. The logarithm of the rms output signal is brought out to a separate pin, allowing direct dB measurement with a useful range of 60 dB. An externally programmed reference current allows the user to select the 0 dB reference voltage to correspond to any level between 0.1 V and 2.0 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.

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

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS



The AD637 is available in two accuracy grades (J and K) for commercial (0°C to 70°C) temperature range applications; two accuracy grades (A and B) for industrial (-40°C to +85°C) applications; and one (S) rated over the -55°C to +125°C temperature range. All versions are available in hermetically sealed, 14-lead side brazed ceramic DIPs as well as low cost cerdip packages. A 16-lead SOIC package is also available.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. 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 since 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.
2. 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.
3. The chip select feature of the AD637 permits the user to power down the device during periods of nonuse, thereby decreasing battery drain in remote or hand-held applications.
4. 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 the accuracy of the measurement.

AD637—SPECIFICATIONS (@ 25°C, and ±15 V dc unless otherwise noted.)

| Model | AD637J/A | | | AD637K/B | | | AD637S | | | Unit |
|---|--|------|-----|--|------|-----|--|------|-----|-----------------------|
| | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| TRANSFER FUNCTION | $V_{OUT} = \sqrt{mV \times (V_{IN})^2}$ | | | $V_{OUT} = \sqrt{mV \times (V_{IN})^2}$ | | | $V_{OUT} = \sqrt{mV \times (V_{IN})^2}$ | | | |
| CONVERSION ACCURACY | | | | | | | | | | |
| Total Error, Internal Trim ¹ (Fig. 2) | $\pm 1 \pm 0.5$ | | | $\pm 0.5 \pm 0.2$ | | | $\pm 1 \pm 0.5$ | | | mV ± % of Reading |
| T _{MINS} to T _{MAX} | $\pm 3.0 \pm 0.6$ | | | $\pm 2.0 \pm 0.3$ | | | $\pm 6 \pm 0.7$ | | | mV ± % of Reading |
| vs. Supply, +V _{IN} = +300 mV | 30 | 150 | | 30 | 150 | | 30 | 150 | | μV/V |
| vs. Supply, -V _{IN} = -300 mV | 100 | 300 | | 100 | 300 | | 100 | 300 | | μV/V |
| DC Reversal Error at 2 V | 0.25 | | | 0.1 | | | 0.25 | | | % of Reading |
| Nonlinearity 2 V Full Scale ² | 0.04 | | | 0.02 | | | 0.04 | | | % of FSR |
| Nonlinearity 7 V Full Scale | 0.05 | | | 0.05 | | | 0.05 | | | % of FSR |
| Total Error, External Trim | ±0.5 ± 0.1 | | | ±0.25 ± 0.05 | | | ±0.5 ± 0.1 | | | mV ± % of Reading |
| ERROR VS. CREST FACTOR ³ | | | | | | | | | | |
| Crest Factor 1 to 2 | Specified Accuracy | | | Specified Accuracy | | | Specified Accuracy | | | % of Reading |
| Crest Factor = 3 | ±0.1 | | | ±0.1 | | | ±0.1 | | | % of Reading |
| Crest Factor = 10 | ±1.0 | | | ±1.0 | | | ±1.0 | | | % of Reading |
| AVERAGING TIME CONSTANT | 25 | | | 25 | | | 25 | | | ms/μF C _{AV} |
| INPUT CHARACTERISTICS | | | | | | | | | | |
| Signal Range, ±15 V Supply | | | | | | | | | | |
| Continuous RMS Level | 0 to 7 | | | 0 to 7 | | | 0 to 7 | | | V rms |
| Peak Transient Input | ±15 | | | ±15 | | | ±15 | | | V p-p |
| Signal Range, ±5 V Supply | | | | | | | | | | |
| Continuous rms Level | 0 to 4 | | | 0 to 4 | | | 0 to 4 | | | V rms |
| Peak Transient Input | ±6 | | | ±6 | | | ±6 | | | V p-p |
| Maximum Continuous Nondestructive Input Level (All Supply Voltages) | ±15 | | | ±15 | | | ±15 | | | V p-p |
| Input Resistance | 6.4 | 8 | 9.6 | 6.4 | 8 | 9.6 | 6.4 | 8 | 9.6 | kΩ |
| Input Offset Voltage | ±0.5 | | | ±0.2 | | | ±0.5 | | | mV |
| FREQUENCY RESPONSE ⁴ | | | | | | | | | | |
| Bandwidth for 1% Additional Error (0.09 dB) | | | | | | | | | | |
| V _{IN} = 20 mV | 11 | | | 11 | | | 11 | | | kHz |
| V _{IN} = 200 mV | 66 | | | 66 | | | 66 | | | kHz |
| V _{IN} = 2 V | 200 | | | 200 | | | 200 | | | kHz |
| ±3 dB Bandwidth | | | | | | | | | | |
| V _{IN} = 20 mV | 150 | | | 150 | | | 150 | | | kHz |
| V _{IN} = 200 mV | 1 | | | 1 | | | 1 | | | MHz |
| V _{IN} = 2 V | 8 | | | 8 | | | 8 | | | MHz |
| OUTPUT CHARACTERISTICS | | | | | | | | | | |
| Offset Voltage | ±1 | | | ±0.5 | | | ±1 | | | mV |
| vs. Temperature | ±0.05 | | | ±0.04 | | | ±0.04 | | | mV/°C |
| Voltage Swing, ±15 V Supply, 2 kΩ Load | 0 to 12.0 | 13.5 | | 0 to 12.0 | 13.5 | | 0 to 12.0 | 13.5 | | V |
| Voltage Swing, ±3 V Supply, 2 kΩ Load | 0 to 2 | 2.2 | | 0 to 2 | 2.2 | | 0 to 2 | 2.2 | | V |
| Output Current | 6 | | | 6 | | | 6 | | | mA |
| Short Circuit Current | 20 | | | 20 | | | 20 | | | mA |
| Resistance, Chip Select "High" | 0.5 | | | 0.5 | | | 0.5 | | | Ω |
| Resistance, Chip Select "Low" | 100 | | | 100 | | | 100 | | | kΩ |
| dB OUTPUT | | | | | | | | | | |
| Error, V _{IN} 7 mV to 7 V rms, 0 dB = 1 V rms | ±0.5 | | | ±0.3 | | | ±0.5 | | | dB |
| Scale Factor | -3 | | | -3 | | | -3 | | | mV/dB |
| Scale Factor Temperature Coefficient | +0.33 | | | +0.33 | | | +0.33 | | | % of Reading/°C |
| | -0.033 | | | -0.033 | | | -0.033 | | | dB/°C |
| I _{REF} for 0 dB = 1 V rms | 5 | 20 | 80 | 5 | 20 | 80 | 5 | 20 | 80 | μA |
| I _{IMP} Range | 1 | 100 | | 1 | 100 | | 1 | 100 | | μA |
| BUFFER AMPLIFIER | | | | | | | | | | |
| Input Output Voltage Range | -V _S to (+V _S - 2.5 V) | | | -V _S to (+V _S - 2.5 V) | | | -V _S to (+V _S - 2.5 V) | | | V |
| Input Offset Voltage | ±0.8 | | | ±0.5 | | | ±0.8 | | | mV |
| Input Current | ±2 | | | ±2 | | | ±2 | | | nA |
| Input Resistance | 10 ⁹ | | | 10 ⁹ | | | 10 ⁹ | | | Ω |
| Output Current | (+5 mA, -130 μA) | | | (+5 mA, -130 μA) | | | (+5 mA, -130 μA) | | | |
| Short Circuit Current | 20 | | | 20 | | | 20 | | | mA |
| Small Signal Bandwidth | 1 | | | 1 | | | 1 | | | MHz |
| Slew Rate ⁵ | 5 | | | 5 | | | 5 | | | V/μs |
| DENOMINATOR INPUT | | | | | | | | | | |
| Input Range | 0 to 10 | | | 0 to 10 | | | 0 to 10 | | | V |
| Input Resistance | 20 | 25 | 30 | 20 | 25 | 30 | 20 | 25 | 30 | kΩ |
| Offset Voltage | ±0.2 | | | ±0.2 | | | ±0.2 | | | mV |

| Model | AD637J/A | | | AD637K/B | | | AD637S | | | Unit |
|---------------------------------|--|-----|-----|--|-----|-----|--|-----|-----|------|
| | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| CHIP SELECT PROVISION (CS) | Open or 2.1 V < V _C < +V _S | | | Open or 2.1 V < V _C < +V _S | | | Open or 2.1 V < V _C < +V _S | | | μA |
| RMS "ON" Level | V _C < 0.2 V | | | V _C < 0.2 V | | | V _C < 0.2 V | | | |
| RMS "OFF" Level | V _C < 0.2 V | | | V _C < 0.2 V | | | V _C < 0.2 V | | | |
| I _{OUT} of Chip Select | 10 | | | 10 | | | 10 | | | |
| CS "Low" | Zero | | | Zero | | | Zero | | | |
| CS "High" | Zero | | | Zero | | | Zero | | | |
| On Time Constant | 10 μs + ((25 kΩ) × C _{AV}) | | | 10 μs + ((25 kΩ) × C _{AV}) | | | 10 μs + ((25 kΩ) × C _{AV}) | | | |
| Off Time Constant | 10 μs + ((25 kΩ) × C _{AV}) | | | 10 μs + ((25 kΩ) × C _{AV}) | | | 10 μs + ((25 kΩ) × C _{AV}) | | | |
| POWER SUPPLY | | | | | | | | | | |
| Operating Voltage Range | ±3.0 | | | ±3.0 | | | ±3.0 | | | V |
| Quiescent Current | 2.2 | | | 2.2 | | | 2.2 | | | mA |
| Standby Current | 350 | | | 350 | | | 350 | | | μA |
| TRANSISTOR COUNT | 107 | | | 107 | | | 107 | | | |

NOTES

¹Accuracy specified 0–7 V rms dc with AD637 connected as shown in Figure 2.

²Nonlinearity is defined as the maximum deviation from the straight line connecting the readings at 10 mV and 2 V.

³Error vs. crest factor is specified as additional error for 1 V rms.

⁴Input voltages are expressed in volts rms. % are in % of reading.

⁵With external 2 kΩ pull-down resistor tied to –V_S.

Specifications shown in bold are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

Specifications subject to change without notice.



PIC16F87X

28/40-Pin 8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers

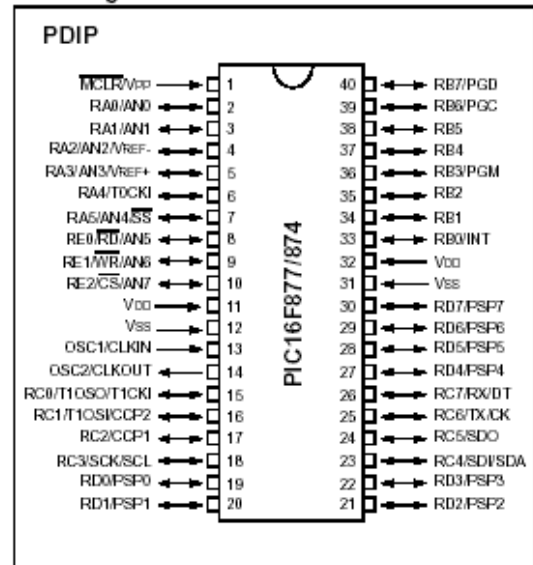
Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873
- PIC16F876
- PIC16F874
- PIC16F877

Microcontroller Core Features:

- High performance RISC CPU
- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions except for program branches which are two cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of FLASH Program Memory,
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to the PIC16C73B/74B/76/77
- Interrupt capability (up to 14 sources)
- Eight level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and
Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC
oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- Low power, high speed CMOS FLASH/EEPROM
technology
- Fully static design
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP) via two
pins
- Single 5V In-Circuit Serial Programming capability
- In-Circuit Debugging via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- High Sink/Source Current: 25 mA
- Commercial, Industrial and Extended temperature
ranges
- Low-power consumption:
 - < 0.6 mA typical @ 3V, 4 MHz
 - 20 µA typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 µA typical standby current

Pin Diagram

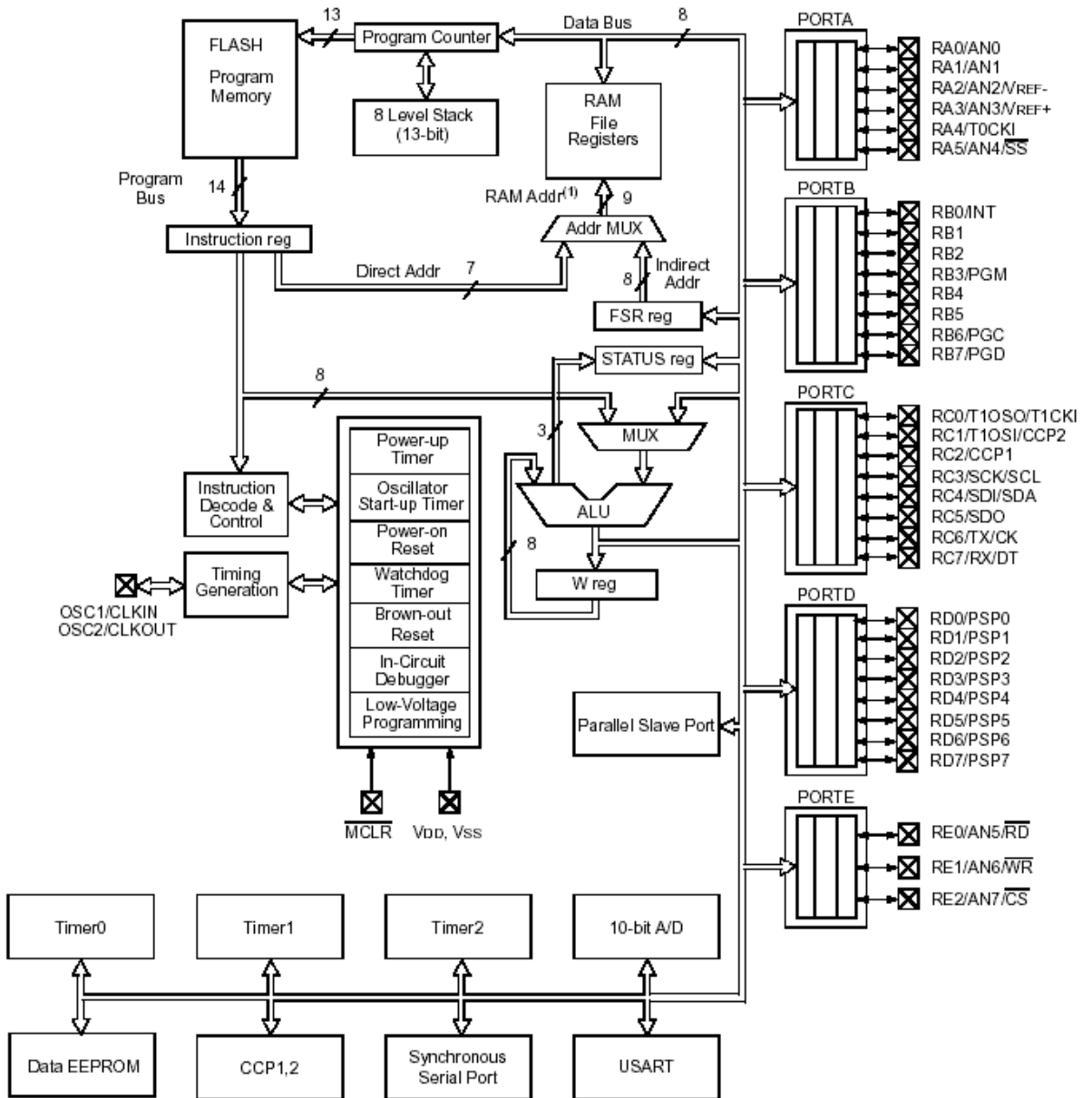


Peripheral Features:

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler,
can be incremented during SLEEP via external
crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period
register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- 10-bit multi-channel Analog-to-Digital converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master
mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver
Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address
detection
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with
external \overline{RD} , \overline{WR} and \overline{CS} controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for
Brown-out Reset (BOR)

FIGURE 1-2: PIC16F874 AND PIC16F877 BLOCK DIAGRAM

| Device | Program FLASH | Data Memory | Data EEPROM |
|-----------|---------------|-------------|-------------|
| PIC16F874 | 4K | 192 Bytes | 128 Bytes |
| PIC16F877 | 8K | 368 Bytes | 256 Bytes |



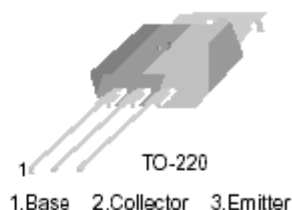
Note 1: Higher order bits are from the STATUS register.



TIP31 Series(TIP31/31A/31B/31C)

Medium Power Linear Switching Applications

- Complementary to TIP32/32A/32B/32C



NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | Units |
|-----------|--|------------|------------------|
| V_{CBO} | Collector-Base Voltage : TIP31 | 40 | V |
| | : TIP31A | 60 | V |
| | : TIP31B | 80 | V |
| | : TIP31C | 100 | V |
| V_{CEO} | Collector-Emitter Voltage : TIP31 | 40 | V |
| | : TIP31A | 60 | V |
| | : TIP31B | 80 | V |
| | : TIP31C | 100 | V |
| V_{EBO} | Emitter-Base Voltage | 5 | V |
| I_C | Collector Current (DC) | 3 | A |
| I_{CP} | Collector Current (Pulse) | 5 | A |
| I_B | Base Current | 1 | A |
| P_C | Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$) | 40 | W |
| P_C | Collector Dissipation ($T_a=25^\circ\text{C}$) | 2 | W |
| T_J | Junction Temperature | 150 | $^\circ\text{C}$ |
| T_{STG} | Storage Temperature | - 65 - 150 | $^\circ\text{C}$ |

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Test Condition | Min. | Max. | Units |
|----------------|--|---|------|------|---------------|
| $V_{CEO(sus)}$ | * Collector-Emitter Sustaining Voltage : TIP31 | $I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$ | 40 | | V |
| | : TIP31A | | | | |
| | : TIP31B | | | | |
| | : TIP31C | | | | |
| I_{CEO} | Collector Cut-off Current : TIP31/31A | $V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$ | | 0.3 | mA |
| | : TIP31B/31C | $V_{CE} = 60\text{V}, I_B = 0$ | | 0.3 | mA |
| I_{CES} | Collector Cut-off Current : TIP31 | $V_{CE} = 40\text{V}, V_{EB} = 0$ | | 200 | μA |
| | : TIP31A | $V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB} = 0$ | | 200 | μA |
| | : TIP31B | $V_{CE} = 80\text{V}, V_{EB} = 0$ | | 200 | μA |
| | : TIP31C | $V_{CE} = 100\text{V}, V_{EB} = 0$ | | 200 | μA |
| I_{EBO} | Emitter Cut-off Current | $V_{EB} = 5\text{V}, I_C = 0$ | | 1 | mA |
| h_{FE} | * DC Current Gain | $V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 1\text{A}$ | 25 | | |
| | | $V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 3\text{A}$ | 10 | 50 | |
| $V_{CE(sat)}$ | * Collector-Emitter Saturation Voltage | $I_C = 3\text{A}, I_B = 375\text{mA}$ | | 1.2 | V |
| $V_{BE(sat)}$ | * Base-Emitter Saturation Voltage | $V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 3\text{A}$ | | 1.8 | V |
| f_T | Current Gain Bandwidth Product | $V_{CE} = 10\text{V}, I_C = 500\text{mA}$ | 3.0 | | MHz |

* Pulse Test: PWS300 μs , Duty Cycles2%

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

1.0 General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard $\pm 15V$ op amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs 40 ns)

the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

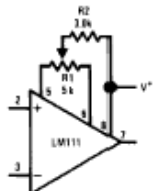
The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ temperature range instead of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$. The LM311 has a temperature range of $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$.

2.0 Features

- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range: $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at $\pm 15V$

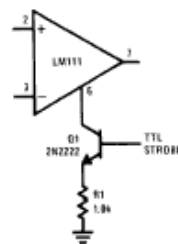
3.0 Typical Applications (Note 3)

Offset Balancing



DS005704-36

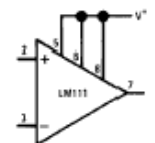
Strobing



DS005704-37

Note: Do Not Ground Strobe Pin. Output is turned off when current is pulled from Strobe Pin.

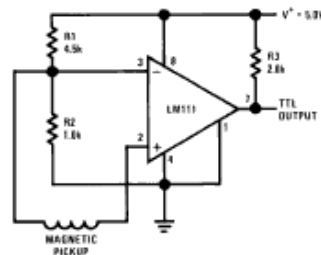
Increasing Input Stage Current (Note 1)



DS005704-38

Note 1: Increases typical common mode slew from 7.0V/ μs to 18V/ μs .

Detector for Magnetic Transducer



DS005704-39

5.0 Absolute Maximum Ratings for the LM311 (Note 12)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

| | |
|--|-----------|
| Total Supply Voltage (V_{B4}) | 36V |
| Output to Negative Supply Voltage (V_{74}) | 40V |
| Ground to Negative Supply Voltage (V_{14}) | 30V |
| Differential Input Voltage | $\pm 30V$ |
| Input Voltage (Note 13) | $\pm 15V$ |
| Power Dissipation (Note 14) | 500 mW |
| ESD Rating (Note 19) | 300V |
| Output Short Circuit Duration | 10 sec |

| | |
|--------------------------------------|----------------|
| Operating Temperature Range | 0° to 70°C |
| Storage Temperature Range | -65°C to 150°C |
| Lead Temperature (soldering, 10 sec) | 260°C |
| Voltage at Strobe Pin | $V^+ - 5V$ |

Soldering Information

| | |
|--------------------------|-------|
| Dual-In-Line Package | |
| Soldering (10 seconds) | 260°C |
| Small Outline Package | |
| Vapor Phase (60 seconds) | 215°C |
| Infrared (15 seconds) | 220°C |

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Note 15) for the LM311

| Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|--------------------------------|--|-------|-------------|------|-------|
| Input Offset Voltage (Note 16) | $T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_G \leq 50k$ | | 2.0 | 7.5 | mV |
| Input Offset Current (Note 16) | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 6.0 | 50 | nA |
| Input Bias Current | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 100 | 250 | nA |
| Voltage Gain | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | 40 | 200 | | V/mV |
| Response Time (Note 17) | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 200 | | ns |
| Saturation Voltage | $V_{IN} \leq -10$ mV, $I_{OUT} = 50$ mA $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 0.75 | 1.5 | V |
| Strobe ON Current (Note 18) | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 2.0 | 5.0 | mA |
| Output Leakage Current | $V_{IN} \geq 10$ mV, $V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_{STROBE} = 3$ mA $V^- = \text{Pin 1} = -5V$ | | 0.2 | 50 | nA |
| Input Offset Voltage (Note 16) | $R_G \leq 50K$ | | | 10 | mV |
| Input Offset Current (Note 16) | | | | 70 | nA |
| Input Bias Current | | | | 300 | nA |
| Input Voltage Range | | -14.5 | 13.8, -14.7 | 13.0 | V |
| Saturation Voltage | $V^+ \geq 4.5V$, $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10$ mV, $I_{OUT} \leq 8$ mA | | 0.23 | 0.4 | V |
| Positive Supply Current | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 5.1 | 7.5 | mA |
| Negative Supply Current | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 4.1 | 5.0 | mA |

Note 12: "Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits."

Note 13: This rating applies for $\pm 15V$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 14: The maximum junction temperature of the LM311 is 110°C. For operating at elevated temperature, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 165°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 15: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and Pin 1 at ground, and $0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.

Note 16: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and R_G .

Note 17: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 18: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

Note 19: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.



TIP32 Series(TIP32/32A/32B/32C)

Medium Power Linear Switching Applications

- Complement to TIP31/31A/31B/31C



1.Base 2.Collector 3.Emitter

PNP Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | Units |
|-----------|--|------------|------------------|
| V_{CBO} | Collector-Base Voltage | : TIP32 | - 40 |
| | | : TIP32A | - 60 |
| | | : TIP32B | - 80 |
| | | : TIP32C | - 100 |
| V_{CEO} | Collector-Emitter Voltage | : TIP32 | - 40 |
| | | : TIP32A | - 60 |
| | | : TIP32B | - 80 |
| | | : TIP32C | - 100 |
| V_{EBO} | Emitter-Base Voltage | - 5 | V |
| I_C | Collector Current (DC) | - 3 | A |
| I_{CP} | Collector Current (Pulse) | - 5 | A |
| I_B | Base Current | - 3 | A |
| P_C | Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$) | 40 | W |
| P_C | Collector Dissipation ($T_a=25^\circ\text{C}$) | 2 | W |
| T_J | Junction Temperature | 150 | $^\circ\text{C}$ |
| T_{STG} | Storage Temperature | - 65 - 150 | $^\circ\text{C}$ |

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Test Condition | Min. | Max. | Units |
|----------------|--|---|----------|-------|---------------|
| $V_{CEO(sus)}$ | * Collector-Emitter Sustaining Voltage | $I_C = - 30\text{mA}, I_B = 0$ | : TIP32 | - 40 | V |
| | | | : TIP32A | - 60 | V |
| | | | : TIP32B | - 80 | V |
| | | | : TIP32C | - 100 | V |
| I_{CEO} | Collector Cut-off Current | $V_{CE} = - 30\text{V}, I_B = 0$ | | - 0.3 | mA |
| | | $V_{CE} = - 60\text{V}, I_B = 0$ | | - 0.3 | mA |
| I_{CES} | Collector Cut-off Current | $V_{CE} = - 40\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = - 60\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = - 80\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = - 100\text{V}, V_{CE} = 0$ | : TIP32 | - 200 | μA |
| | | | : TIP32A | - 200 | μA |
| | | | : TIP32B | - 200 | μA |
| | | | : TIP32C | - 200 | μA |
| I_{EBO} | Emitter Cut-off Current | $V_{EB} = - 5\text{V}, I_C = 0$ | | - 1 | mA |
| h_{FE} | * DC Current Gain | $V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 1\text{A}$ $V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 3\text{A}$ | 25 | | |
| | | | 10 | 50 | |
| $V_{CE(sat)}$ | * Collector-Emitter Saturation Voltage | $I_C = - 3\text{A}, I_B = - 375\text{mA}$ | | - 1.2 | V |
| $V_{BE(sat)}$ | * Base-Emitter Saturation Voltage | $V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 3\text{A}$ | | - 1.8 | V |
| f_T | Current Gain Bandwidth Product | $V_{CE} = - 10\text{V}, I_C = - 500\text{mA}$ | 3.0 | | MHz |

* Pulse Test: PW<300 μs , Duty Cycles2%