



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación.

**“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MÓDULO MEDIDOR DE
CORRIENTES DE FUGA Y ANALIZADOR DE TOMACORRIENTES EN
INSTALACIONES MÉDICAS”**

PROYECTO DE SEMINARIO DE GRADUACIÓN

Previo a la obtención del Título de:

**INGENIERÍA EN ELECTRICIDAD, ESPECIALIZACIÓN
ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIAL**

Presentada por:

David Ramón Salao Paredes.
Jaime Leovigildo Tinoco Campuzano.

GUAYAQUIL – ECUADOR

2012

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



A handwritten signature in black ink, consisting of several vertical strokes followed by a large, sweeping flourish that extends to the right.

Ing. Miguel Yapur A.

PROFESOR DEL SEMINARIO DE GRADUACIÓN.



A handwritten signature in black ink, featuring a large, circular flourish on the right side and several vertical strokes on the left.

Ing. Gómer Rubio Roldán.

PROFESOR DELEGADO POR LA UNIDAD ACADÉMICA.

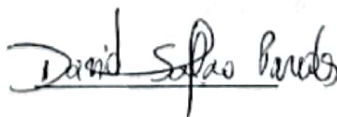
DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad del contenido de esta Tesis de Grado, nos corresponden exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL”

Art. 12 del Reglamento de Graduación de la ESPOL



Jaime Tinoco Campuzano.



David Salao Paredes.

DEDICATORIA

ESTE PROYECTO SE LO DEDICO A
DIOS QUE SIEMPRE ME HA DADO
SOPORTE EN CADA MOMENTO
DIFÍCIL Y A TODO AQUEL QUE FUE
INSTRUMENTO DE ÉL PARA
AYUDARME A SACAR ADELANTE
ESTA EMPRESA.

Jaime Tinoco Campuzano.

DEDICATORIA

ESTE PROYECTO SE LO DEDICO
PRIMERO A DIOS QUE HA SIDO MI
GUIA Y ME LO HA DADO TODO.

Y POR ÚLTIMO A MIS PADRES Y
HERMANOS QUE SIEMPRE ME
APOYARON Y ME ALENTARON
PARA CONSEGUIR ESTE TÍTULO.

David Salao Paredes.

AGRADECIMIENTO

AGRADECEMOS A LA ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA Y A SUS PROFESORES,
EN ESPECIAL AL ING. MIGUEL YAPUR POR TODAS SUS ENSEÑANZAS Y
CONOCIMIENTOS IMPARTIDOS.

RESUMEN

En áreas hospitalarias los pacientes están expuestos a diversos tipos de riesgo. Uno de los más frecuentes y peligroso es el riesgo eléctrico, el cual está presente en toda instalación eléctrica y en cualquier equipo conectado a la misma.

El proyecto que se ha desarrollado ayuda a prevenir accidentes eléctricos debidos a corrientes parásitas, llamadas también corrientes de fuga, las cuales se pueden producir por diversos motivos, como puede ser, una falla en el aislamiento de un equipo producida por mal uso, o por falta de mantenimiento.

También es capaz de detectar posibles situaciones de peligro debido al cableado incorrecto de los tomacorrientes; además, indica si los voltajes de alimentación se encuentran fuera de los valores nominales. También permite realizar la medición de la impedancia del cable de tierra de la instalación, con la finalidad de conocer la calidad del aterrizado del circuito.

El equipo que se ha desarrollado es un módulo analizador de seguridad eléctrica, que está basado en estándares para seguridad en ambientes hospitalarios, el cual permite determinar si los aparatos eléctricos, superficies conductoras, y tomacorrientes, son eléctricamente seguros para ser usados con pacientes.

ÍNDICE GENERAL

INTRODUCCIÓN.....	15
CAPÍTULO 1	17
FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	17
1.1 EFECTOS FISIOLÓGICOS DE LA ELECTRICIDAD.	18
1.1.1 Umbral de percepción.	20
1.1.2 Corriente límite de liberación muscular.	20
1.1.3 Parálisis respiratoria, dolor y fatiga.	21
1.1.4 Fibrilación ventricular.....	21
1.1.5 Contracción sostenida del miocardio.	22
1.1.6 Quemaduras y lesiones físicas.	22
1.2 PARÁMETROS DE EFECTOS FISIOLÓGICOS SUSCEPTIBLES A VARIAR. ...	23
1.2.1 Corriente de umbral de percepción y corriente límite de liberación muscular.	23
1.2.2 Frecuencia.....	24
1.2.3 Duración.	25
1.2.4 Peso del cuerpo.	26
1.2.5 Puntos de aplicación de la corriente.	26
1.3 DISTRIBUCIÓN DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA.....	28
1.4 RIESGO DE MACROSHOCK.....	29
1.4.1 Resistencia de piel y cuerpo.....	30
1.4.2 Fallas eléctricas en equipos.....	31
1.5 RIESGO DE MICROSHOCK.	33
1.5.1 Corrientes de fuga.....	35
1.6 TIPOS DE CORRIENTES DE FUGA.....	37
1.6.1 Corriente de fuga permanente.	37
1.6.2 Corriente de fuga transitoria o debida a perturbaciones.....	37
1.6.3 Corriente de fuga a tierra.....	37
1.6.4 Corriente de fuga del chasis.	38
1.6.5 Corriente de fuga del paciente.	39
1.6.6 Corriente auxiliar del paciente.	39
1.6.7 Corriente funcional del paciente.	40
1.7 SISTEMA DE ATERRIZADO.....	41
1.8 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA.	42

CAPÍTULO 2	45
DISEÑO DEL CIRCUITO DEL MÓDULO.	45
2.1 PRUEBA DE TOMACORRIENTES.....	46
2.1.1 Principio de funcionamiento.....	46
2.1.2 Descripción del circuito.....	48
2.2 ANÁLISIS DE IMPEDANCIA DE TIERRA.	53
2.2.1 Principio de funcionamiento.....	53
2.2.2 Descripción del circuito.....	54
2.2.3 Consideraciones adicionales.	66
2.3 MEDICIÓN DE CORRIENTES DE FUGA.....	72
2.3.1 Principio de funcionamiento.....	72
2.3.2 Descripción del circuito.....	73
2.4 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES.....	75
2.4.1 Descripción del circuito.....	77
2.5 MICROCONTROLADOR.....	89
2.6 FUENTES DE ALIMENTACIÓN DEL MÓDULO.	93
CAPÍTULO 3	99
PROGRAMACIÓN DEL MICROCONTROLADOR PIC18F4550.	99
3.1 SOFTWARE Y HARDWARE USADO PARA LA PROGRAMACIÓN.	99
3.1.1 Software para la escritura del código fuente.	99
3.1.2 Software para la depuración del código.....	101
3.1.3 Programación física del microcontrolador 18F4550.....	102
3.2 DIAGRAMAS DE FLUJO.....	104
3.2.1 Función principal.....	104
3.2.2 Subrutina prueba_TC().....	107
3.2.3 Subrutina impedancia_GND().....	112
3.2.3 Subrutina fuga_Chasis ().....	114
3.2.4 Subrutina fuga_EKG ().....	116
3.2.5 Subrutina autorango ().....	116
CAPÍTULO 4	120
MANUAL DE USUARIO DEL EQUIPO.	120
4.1 ANÁLISIS DEL RECEPTÁCULO (TOMACORRIENTE).	121
4.2 MEDICIÓN DE LA IMPEDANCIA DE CABLE DE TIERRA.....	123
4.3 MEDICIÓN DE LAS CORRIENTES DE FUGA.....	124
4.3.1 Medición de corrientes de fuga para chasis de equipos.	124

4.3.2 Medición de corrientes de fuga para Electrocardiógrafo (EKG).....	128
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.	131
CONCLUSIONES.....	131
RECOMENDACIONES.....	132
ANEXOS.....	134
ANEXO A.....	135
<i>Hojas de especificaciones de los componentes.</i>	<i>135</i>
ANEXO B.....	158
<i>Detalle del código del microcontrolador.</i>	<i>158</i>
ANEXO C.....	167
<i>Esquemáticos del circuito del módulo.</i>	<i>167</i>
ANEXO D.....	173
<i>Diseño de las placas del módulo.</i>	<i>173</i>
BIBLIOGRAFÍA.....	178

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Efectos fisiológicos de la electricidad.....	19
Figura 1.2. Rango de los umbrales de las corrientes de percepción y de pérdida de control.....	24
Figura 1.3. Curva Corriente de pérdida de control vs. frecuencia.....	25
Figura 1.4. Curva de corriente de fibrilación vs. tiempo del pulso eléctrico.....	26
Figura 1.5. Efectos de los puntos de entrada en la distribución de la corriente por el cuerpo.....	27
Figura 1.6. Esquema simplificado de la distribución eléctrica.	29
Figura 1.7. Riesgo de Macroshock -la corriente de falla fluye por el paciente-....	31
Figura 1.8. Riesgos de Macroshock -la corriente de falla fluye por cable de tierra.	32
Figura 1.9. Riesgo de Microshock.....	34
Figura 1.10. Corrientes de fuga debidas a capacitancias parásitas entre los cables de alimentación.....	36
Figura 1.11. Corriente de fuga a tierra.	38
Figura 1.12. Corriente de fuga del chasis.	38
Figura 1.13. Corriente de fuga del paciente.	39
Figura 1.14. Corriente auxiliar del paciente.	40
Figura 1.15. Sistema correctamente aterrizado.	41
Figura 2.1. Diagrama de bloques del módulo.....	45
Figura 2.2. Asignación de los cables de acometida en los tomacorrientes.	47
Figura 2.3. Probador de tomacorrientes.	48
Figura 2.4. Comportamiento del circuito probador de tomacorrientes, bajo una condición de cableado correcto.	49
Figura 2.5. Comportamiento del segundo arreglo del circuito probador de tomacorrientes, bajo una condición de cableado correcto.....	51
Figura 2.6. Esquema simple de la medición de impedancia.....	54
Figura 2.7. Oscilador sinusoidal.	56
Figura 2.8. Señal de salida del oscilador astable y a la salida del filtro pasa-bandas.	58
Figura 2.9. Gráficas de la Transformada de Fourier a la entrada y a la salida del filtro pasa-bandas.	59
Figura 2.10. Fuente de corriente controlada por voltaje.....	61
Figura 2.11. Fuente de corriente.....	62

Figura 2.12. Análisis del circuito de la fuente de corriente.....	63
Figura 2.13. Gráfico del inverso de la corriente vs. la impedancia de carga conectada a la fuente AC de corriente.....	70
Figura 2.14. Control de activación de la fuente de corriente y paso de cables de acometida mediante relés.....	71
Figura 2.15. Principio de funcionamiento de la medición de corrientes de fuga.	73
Figura 2.16. Red paciente (estándar UL544).	74
Figura 2.17. Circuito de la etapa de medición de corrientes de fuga.....	75
Figura 2.19. Aislamiento de señal del probador de tomacorrientes por medio de opto- aisladores.	78
Figura 2.20. Amplificador de instrumentación para la señal del medidor de corrientes de fuga.	81
Figura 2.21. Amplificador de instrumentación para la señal del medidor de impedancia de cable de tierra.	82
Figura 2.22. Asignación de pines y diagrama de bloques del CD4051. (Tomado de la hoja de especificaciones Intersil CD4051, CD4052, CD4053).	84
Figura 2.23. Asignación de señales resultantes de las etapas de adquisición a los canales del multiplexor.	85
Figura 2.25. Amplificador de ganancia variable.	86
Figura 2.24. Diagrama de bloques del CD4052 (Tomado de la hoja de especificaciones Intersil CD4051, CD4052, CD4053).....	87
Figura 2.26. Convertidor AC/DC.....	89
Figura 2.27. Microcontrolador PIC18F4550.....	90
Figura 2.28. Asignación de pines del microcontrolador PIC18F4550.	92
Figura 2.29. Fuente de alimentación del módulo con 7815, 7915 y.7812, 7912.	95
Figura 2.30. Fuente de alimentación de las etapas de acondicionamiento y microcontrolador.....	97
Figura 3.1. Entorno de MikroC pro.....	100
Figura 3.2. Simulación del programa del microcontrolador en Proteus.....	102
Figura 3.3. PICKIT 2 versión 2.61.	103
Figura 3.4. Salidas del programador PICKIT 2.	104
Figura 3.5. Función principal.	106
Figura 3.6. Probador de tomacorrientes (parte A).....	110
Figura 3.6. Probador de tomacorrientes (parte B).....	111
Figura 3.7. Subrutina impedancia_GND.	113
Figura 3.8. Subrutina fuga_Chasis.....	115
Figura 3.9. Subrutina autorango (parte A).....	118
Figura 3.10. Subrutina autorango (parte B).	119

Figura 4.1. Módulo conectado al tomacorriente.....	121
Figura 4.2. Interruptor del módulo.....	121
Figura 4.3. Mensaje del módulo.....	122
Figura 4.4. Módulo realizando prueba.	122
Figura 4.5. Módulo indicando cableado correcto del tomacorriente.	122
Figura 4.6. Botón impedancia de tierra.	123
Figura 4.7. Valor impedancia de tierra.....	123
Figura 4.8. Mensaje de error de impedancia de tierra por falla de prueba de tomacorriente.....	124
Figura 4.9. Conexión del EKG al módulo.....	124
Figura 4.10. Conexión de punta de prueba.	125
Figura 4.11. Botón de prueba de chasis.....	125
Figura 4.12. Punta de prueba al EKG.....	126
Figura 4.13. Switch invertir polaridad.	126
Figura 4.14. Switch abrir tierra.....	127
Figura 4.15. Botón de reset.....	127
Figura 4.16. Potenciómetro de ajuste de contraste del display.	128
Figura 4.17. Conexión del EKG al módulo.....	128
Figura 4.18. Conexión de las derivaciones del EKG al módulo.....	129
Figura 4.19. Botón del EKG.	129
Figura 4.20. Perilla selectora de línea del EKG.....	130
Figura 4.21. Valor de corriente de fuga según la derivación seleccionada.....	130

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1. Límites en las corrientes de fuga para aparatos eléctricos.	40
Tabla 2.1. Algunas de las combinaciones más importantes que puede detectar el probador de tomacorrientes.	53
Tabla 2.2. Corriente para diversos valores de impedancia.	69
Tabla 2.3. Posibles ganancias del amplificador de acuerdo a las señales de control del multiplexor CD4052.	88

INTRODUCCIÓN

Este trabajo está enfocado a la seguridad eléctrica de los seres humanos en ambientes hospitalarios.

En el primer capítulo se abordan conceptos importantes relacionados con la seguridad eléctrica; así como los parámetros que definen la seguridad eléctrica, y los valores máximos permitidos de dichos parámetros, a fin de poder tomar decisiones en base a las mediciones de los mismos. Las que indican que tan seguro es un equipo, o la instalación eléctrica en sí.

Una vez revisados todos los fundamentos teóricos de interés, se procede a hacer el planteamiento del problema, indicando las características que debería tener el módulo a ser construido.

En el segundo capítulo se explica de manera detallada el diseño y la construcción del módulo, el cual para su comprensión se divide en etapas de: adquisición, acondicionamiento y procesamiento.

En la etapa de adquisición se encuentran los bloques que realizan a nivel más básico cada prueba, cuya explicación comienza por el establecimiento de los principios que gobiernan su funcionamiento. Luego se pasa al desarrollo y

descripción del circuito con el que se realiza la prueba. Para la descripción se hace uso de gráficos, tablas, ecuaciones y cálculos que ayudan a la comprensión de cómo es realizada cada prueba.

Los bloques restantes de acondicionamiento y procesamiento son tratados únicamente con la descripción del circuito y la razón de su uso.

El tercer capítulo cubre todo lo que se refiere al software embebido en el microcontrolador que hace el procesamiento de señales y el cálculo de resultados; abordando en principio el entorno de desarrollo utilizado para la escritura del código, el software de depuración y el hardware de programación, con su aplicación para hacer la programación del chip.

Luego se procede a la explicación del código de la función principal, las rutinas y subrutinas por medio de diagramas de flujo. Debido al tamaño del código, éste será omitido del capítulo, pero podrá ser consultado desde los anexos en caso de ser necesario.

El cuarto capítulo es el manual del usuario del módulo, en el que se explica la forma correcta de como realizar cada prueba.

Finalmente, se recogen las conclusiones y recomendaciones a fin de resaltar los resultados y experiencias adquiridas, producto de la realización del trabajo.

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTOS TEÓRICOS.

La tecnología médica ha mejorado sustancialmente el cuidado de la salud en todas las especialidades, y ha reducido la insalubridad y la mortandad en pacientes con enfermedades críticas. No obstante, la complejidad de los equipos médicos y su mal utilización en muchos procedimientos clínicos, pueden provocar lesiones en los pacientes.

La mayoría de estas lesiones son atribuibles al uso inapropiado de los equipos médicos, por parte de los operarios. Adicionalmente, los dispositivos médicos eventualmente fallan, de modo que dicha posibilidad debe ser tomada en cuenta para evitar que se provoquen lesiones.

Los procedimientos médicos exponen a los pacientes a mayor cantidad de riesgos que un hogar típico o un lugar de trabajo; esto es debido a que en los ambientes médicos, la piel, mucosas, membranas, etc., son expuestas a agentes externos potencialmente peligrosos.

Este capítulo se enfoca en todo lo relacionado a la seguridad eléctrica, los efectos fisiológicos de la corriente eléctrica, los riesgos de shock eléctrico y otros conceptos de importancia, que llevan a la definición del problema y su solución mediante la construcción de un módulo, capaz de hacer realizar cuatro de las pruebas de mayor importancia en la seguridad eléctrica de áreas hospitalarias, que son: Prueba de tomacorrientes, medición de corrientes de fuga en chasis, medición de corrientes de fuga en líneas de electrocardiógrafos (EKG) y medición de impedancia del cable de tierra.

1.1 EFECTOS FISIOLÓGICOS DE LA ELECTRICIDAD.

Para que un efecto fisiológico ocurra, el cuerpo humano debe formar parte de un circuito eléctrico. La corriente debe entrar en el cuerpo por un punto y salir por otro. La magnitud de la corriente es igual al voltaje aplicado, dividido para la suma de las impedancias en serie, de los tejidos del cuerpo y las de los puntos de contacto. La impedancia más grande es a menudo la resistencia de la piel en la superficie de contacto.

Tres fenómenos pueden ocurrir cuando una corriente eléctrica fluye a través de un tejido biológico:

1. Estimulación eléctrica de tejidos excitables (nervios y músculos).
2. Calentamiento resistivo de los tejidos.
3. Quemaduras electroquímicas y daños en los tejidos.

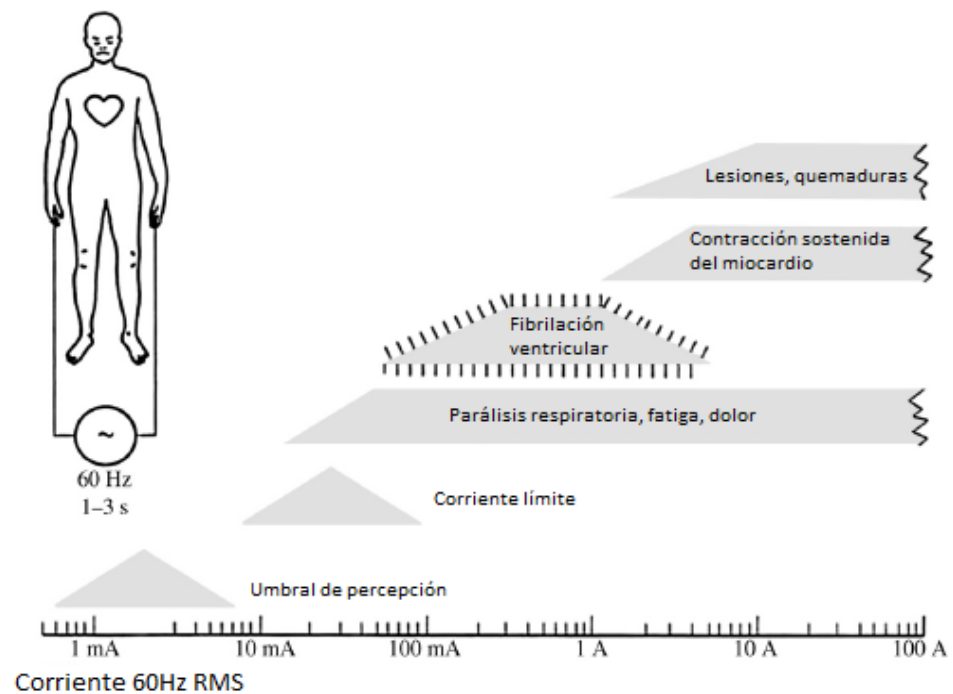


Figura 1.1. Efectos fisiológicos de la electricidad.

(Tomado de: Webster y Cook. Principios de Ingeniería Clínica).

Ahora se procede a discutir los efectos psicofísicos y fisiológicos que ocurren en los humanos, mientras la magnitud de la corriente eléctrica aplicada se incrementa progresivamente. La fig. 1.1 muestra el rango aproximado de corrientes, necesario para producir cada efecto cuando

una corriente de 60Hz se aplica de 1 a 3Seg, vía dos cables calibre 8AWG que un humano de 70Kg sostiene en cada mano.

1.1.1 Umbral de percepción.

Para las condiciones recién mencionadas, cuando la densidad de corriente local es lo suficientemente grande como para excitar las terminaciones nerviosas de la piel, el sujeto siente una sensación de cosquilleo.

La corriente en el umbral de percepción es la corriente mínima que un individuo puede detectar. Este umbral varía dependiendo del individuo y las condiciones de la medición. Cuando alguien con las manos húmedas sostiene dos pequeños cables de cobre energizados, el umbral está cerca de 0.5mA a 60Hz. El umbral para corriente DC va de 2 a 10mA, y se percibe un ligero calentamiento en la piel.

1.1.2 Corriente límite de liberación muscular.

Al incrementarse la corriente, las contracciones involuntarias se pueden prevenir por la liberación voluntaria de los cables electrificados. La corriente límite de liberación muscular, está definida como la corriente máxima de la cual el sujeto puede

liberarse voluntariamente. El umbral mínimo para la corriente máxima es de 6mA.

1.1.3 Parálisis respiratoria, dolor y fatiga.

Si la corriente sigue incrementándose, se producen contracciones involuntarias de los músculos respiratorios, suficientes como para causar asfixia mientras la corriente no sea interrumpida. Durante los experimentos de corriente límite, la parálisis respiratoria ha sido observada de 18 a 22mA. Las fuertes contracciones involuntarias de los músculos y la estimulación de los nervios, pueden ser dolorosas y causar fatiga si hay una exposición de mucho tiempo a la corriente.

1.1.4 Fibrilación ventricular.

El corazón es susceptible a la corriente eléctrica de manera muy especial, lo que hace que algunas corrientes sean particularmente peligrosas. Parte de las corrientes que pasan por el pecho fluyen a través del corazón. Si la magnitud de la corriente es suficiente para excitar solamente una parte del músculo, entonces la propagación de la actividad eléctrica en el músculo del corazón es interrumpida. Si la actividad eléctrica es suficientemente interrumpida, el ritmo cardiaco puede elevarse hasta 300 latidos por minuto, mientras los frentes de las ondas de despolarización

barren los ventrículos de forma desordenada. La acción de bombeo del corazón se detiene y la muerte ocurre en minutos.

El umbral para la fibrilación ventricular en el humano de tamaño promedio varia entre 75 a 400mA.

1.1.5 Contracción sostenida del miocardio.

Cuando la corriente es lo suficientemente grande, el músculo entero se contrae. Aunque el corazón deja de latir mientras la corriente es aplicada, el ritmo normal continúa cuando la corriente es interrumpida. Datos de experimentos de desfibrilación AC en animales demuestran que la corriente mínima para contracción del miocardio va de 1 a 6A.

1.1.6 Quemaduras y lesiones físicas.

Se conoce muy poco de los efectos de corrientes superiores a 10A, particularmente para corrientes de poca duración. El calor resistivo causa quemaduras en la piel especialmente en los puntos de entrada y salida de la corriente, debido a que la resistencia de la piel es alta. Voltajes superiores a 240V pueden causar perforaciones en la piel. El cerebro y otros tejidos nerviosos pierden toda excitabilidad funcional cuando corrientes altas fluyen a través de ellos. Más aun, las corrientes excesivas pueden

estimular contracciones musculares, lo suficientemente fuertes como para desgarrar los músculos desde los huesos.

1.2 PARÁMETROS DE EFECTOS FISIOLÓGICOS SUSCEPTIBLES A VARIAR.

Los efectos fisiológicos descritos anteriormente son para una persona promedio de 70Kg y una corriente de 60Hz, aplicada de 1 a 3s, con las manos húmedas y sujetando dos cables de cobre calibre 8AWG. La corriente necesaria para producir cada efecto fisiológico depende de las condiciones en las que el individuo es sometido a la corriente, y de la forma en que la corriente fue recibida por el individuo.

1.2.1 Corriente de umbral de percepción y corriente límite de liberación muscular.

La fig. 1.2 muestra la variabilidad del umbral de percepción y la corriente límite de liberación muscular para hombres y mujeres. En el gráfico de rango de percentiles vs. corriente RMS, se puede ver que el umbral de percepción medio para los hombres está en 1.1mA, mientras que para las mujeres es 0.7mA.

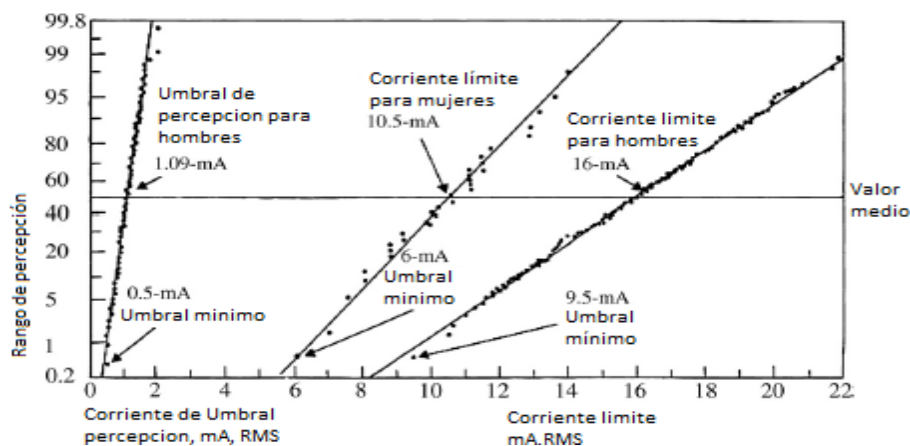


Figura 1.2. Rango de los umbrales de las corrientes de percepción y de pérdida de control.

(Tomado de: Webster y Cook. Principios de Ingeniería Clínica).

1.2.2 Frecuencia.

La fig. 1.3 muestra la variación de la magnitud de la corriente límite de liberación muscular en función de la frecuencia. Como se puede observar, los valores mínimos de la corriente límite de liberación muscular ocurren a frecuencias de las líneas de electricidad comerciales. Para frecuencias menores a 10Hz y superiores a varios cientos de Hertz, las cotas para la corriente límite de liberación muscular se incrementan.

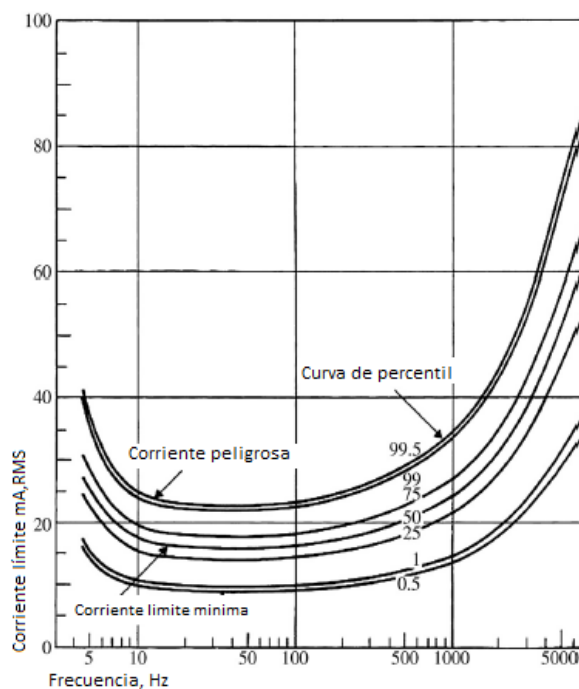


Figura 1.3. Curva Corriente de pérdida de control vs. frecuencia.

(Tomado de: Webster y Cook. Principios de Ingeniería Clínica).

1.2.3 Duración.

La fig. 1.4 muestra la forma en que el umbral de corriente para la fibrilación disminuye, dependiendo de la duración del pulso de corriente. Un pulso eléctrico simple puede inducir a la fibrilación ventricular, si éste se produce en el periodo cardiaco de repolarización (onda T). Para transitorios de gran amplitud, de duración menor a 100uSeg, el umbral se aproxima a una constante de densidad de transferencia carga de $3.5\mu C * m^{-2}$.

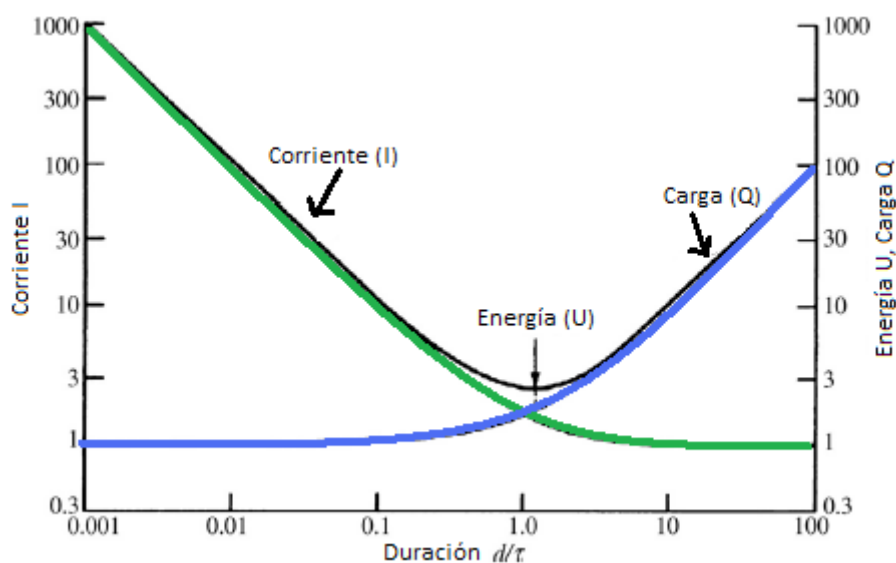


Figura 1.4. Curva de corriente de fibrilación vs. tiempo del pulso eléctrico.

1.2.4 Peso del cuerpo.

Varios estudios con animales de varios tamaños han demostrado que el umbral de fibrilación se incrementa con el peso del cuerpo.

1.2.5 Puntos de aplicación de la corriente.

La fig.1.5a muestra como cuando una corriente es aplicada en dos puntos de la superficie del cuerpo, sólo una fracción de dicha corriente fluye hacia el corazón; esta gran corriente aplicada es lo que se conoce como "Macroshock".

La magnitud de la corriente que se necesita para fibrilar el corazón, es mucho más grande cuando la corriente se aplica en la

superficie del cuerpo, que si la corriente estuviera aplicada directamente al corazón.

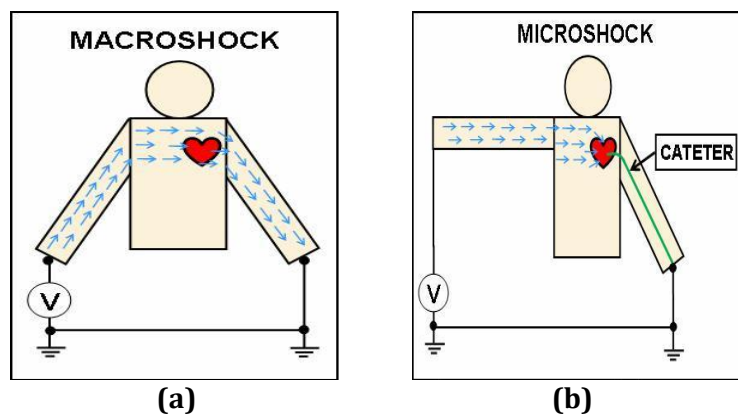


Figura 1.5. Efectos de los puntos de entrada en la distribución de la corriente por el cuerpo.

(Tomado de: <http://www.portalbiomedico.com/qa/-/mantenimiento-preventivo-biomedico/seguridad-electrica/efectos-fisiologicos-de-la-corriente-conceptos-basicos.html>).

También podemos apreciar en la fig.1.5b el otro caso; cuando el paciente es vulnerable a una descarga eléctrica, si un dispositivo invasivo se coloca en contacto directo con el corazón.

Si un dispositivo provee de un camino de conducción hacia el corazón, que está aislado, entonces muy pequeñas corrientes, llamadas “Microshock”, podrían inducir la fibrilación ventricular.

1.3 DISTRIBUCIÓN DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA.

La electricidad es necesaria en las instalaciones de salud, no sólo para la operación de instrumentos médicos, sino también para iluminación, aplicaciones de mantenimiento, comodidades de los pacientes (televisores por ejemplo), relojes botones de llamada de enfermeras y una lista sin fin de otros dispositivos eléctricos. Un primer paso en proveer seguridad eléctrica, es controlar la disponibilidad de energía eléctrica y las conexiones a tierra en los ambientes de pacientes.

Un diagrama simplificado de la distribución de la energía eléctrica se muestra en la fig1.6. Alto voltaje ($13800V_{ac}$) entra al edificio vía cables subterráneos; un transformador reductor lo convierte a $230V_{ac}$. Este secundario tiene el tap central aterrizado para proveer circuitos de $115V_{ac}$ entre el neutro aterrizado y cada extremo del devanado secundario. Algunos dispositivos de trabajo pesado, como acondicionadores de aire, secadoras eléctricas, máquinas de rayos x que requieren $230V_{ac}$, son conectados a través del devanado del secundario completo. Ordinariamente los tomacorrientes de las paredes y las luces operan a $115V_{ac}$, que se obtienen de cualquiera de las terminales de línea viva, y el tap central aterrizado que es el neutro o retorno. Adicionalmente, para instalaciones médicas se requiere que todos los

tomacorrientes sean de grado hospitalario y, deben estar conectados por un cable de tierra separado en configuración “copo de nieve”.

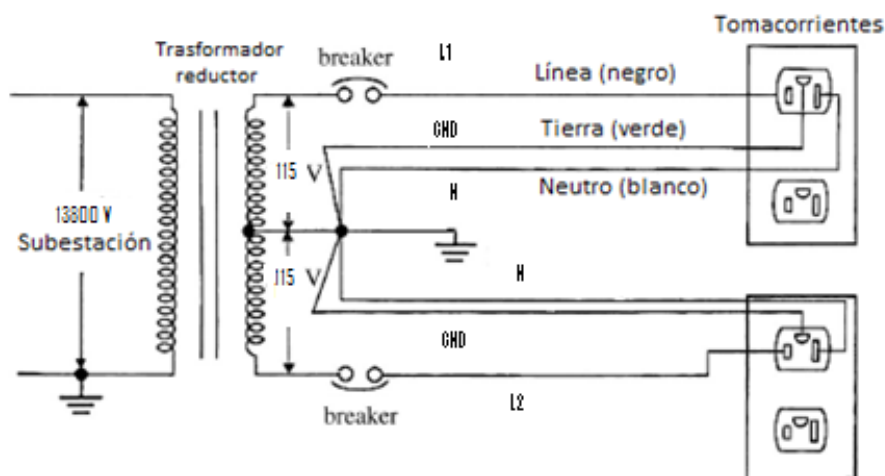


Figura 1.6. Esquema simplificado de la distribución eléctrica.

(Tomado de: Walter Olson. Seguridad eléctrica).

1.4 RIESGO DE MACROSHOCK.

Para exponerse al peligro de un Macroschock eléctrico, una persona debe entrar en contacto simultáneamente con ambos conductores eléctricos: el activo (línea) y el neutro (retorno), o dos activos a diferentes potenciales. No obstante, como el conductor neutro está conectado a tierra, existe el mismo peligro entre el conductor activo y cualquier objeto conductor, que de alguna manera esté conectado a tierra.

1.4.1 Resistencia de piel y cuerpo.

La resistencia de la piel limita la corriente que puede fluir, a través del cuerpo de una persona, cuando esa persona entra en contacto con una fuente de voltaje. La resistencia de la piel varía ampliamente con la cantidad de agua y aceite natural presente y, es inversamente proporcional al área de contacto, la mayor parte de la resistencia de la piel está en la capa superior de la epidermis; para un centímetro cuadrado de contacto eléctrico, con la piel seca, la resistencia puede variar de $15\text{k}\Omega$ a casi $1\text{M}\Omega$, dependiendo de la parte del cuerpo y la humedad o sudor presente. Si la piel está húmeda o herida, la resistencia puede reducirse tanto como el 1 % del valor de la piel seca. Por contraste, la resistencia interna del cuerpo está cerca de los 200Ω para las extremidades y 100Ω para el tronco. Así, la resistencia interna del cuerpo, entre cualquiera de las 2 extremidades, está cerca de los 200Ω . Estos valores son probablemente más altos para pacientes con obesidad, debido a que la resistencia específica de la grasa es alta.

Cualquier procedimiento médico, que reduce o elimina la resistencia de la piel, incrementa posiblemente el flujo de corriente, y vuelve al paciente más vulnerable al Macroshock. Por ejemplo, el gel conductor usado para electrocardiografía reduce la

resistencia de la piel; los termómetros electrónicos colocados en la boca o en el recto, acortan la resistencia de la piel, así como también, catéteres intravenosos pueden actuar como conductores. Entonces, los pacientes en las instalaciones médicas son mucho más susceptibles al Macroshock que la población en general.

1.4.2 Fallas eléctricas en equipos.

Todos los dispositivos eléctricos son, por supuesto, diseñados para minimizar los riesgos de voltajes peligrosos en humanos. Sin embargo, muchos dispositivos tienen chasis de metal, que el personal médico y paciente podrían tocar.

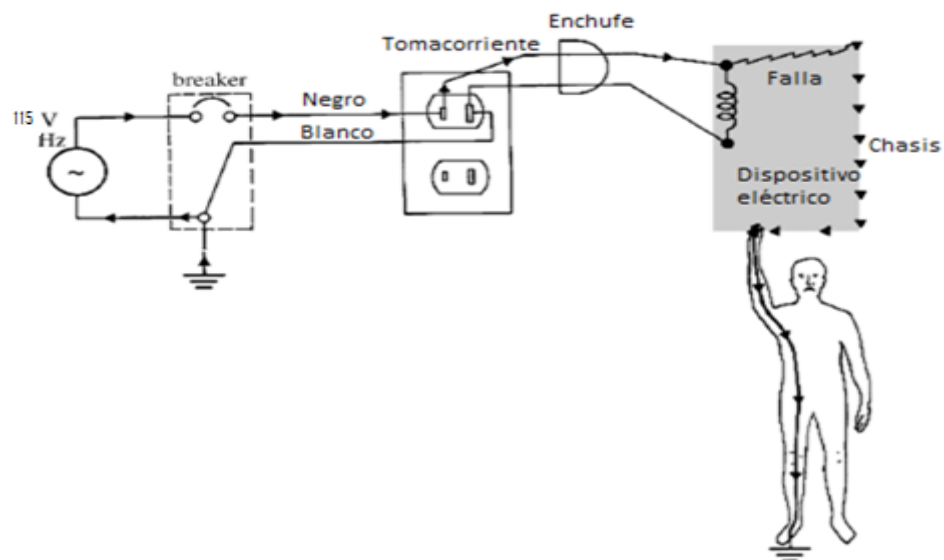


Figura 1.7. Riesgo de Macroshock -la corriente de falla fluye por el paciente-.

(Tomado de: Walter Olson. Seguridad eléctrica).

Si el chasis no está aterrizado como se muestra en la fig.1.7, entonces una falla de aislamiento o cortocircuito entre la línea viva y el chasis resulta en un potencial de $115V_{ac}$. Si una persona simultáneamente toca el chasis y cualquier objeto aterrizado, ocurrirá un Macroshock.

En la fig1.8, el chasis está aterrizado por medio de un cable verde. Este cable de tierra se conecta al neutro y a la tierra del panel de distribución.

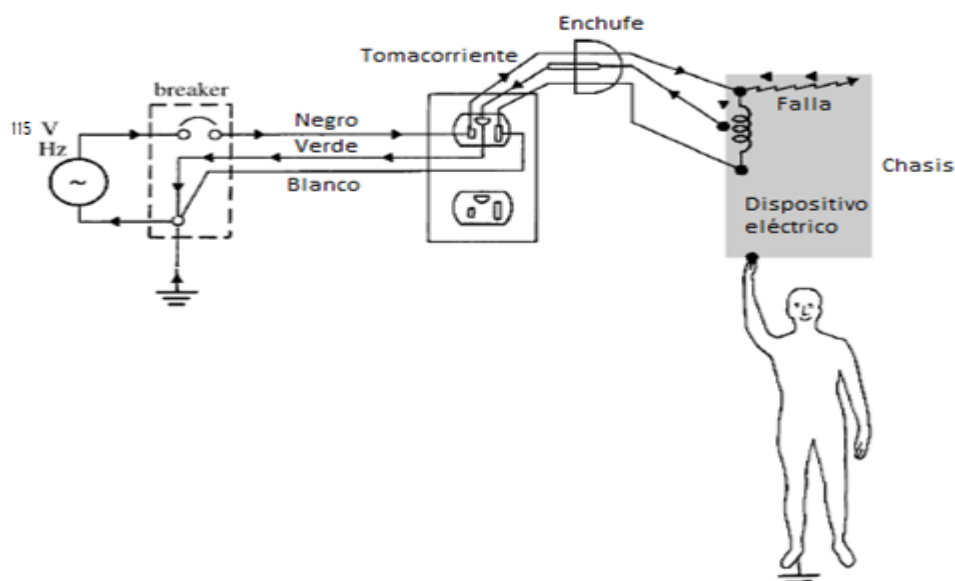


Figura 1.8. Riesgos de Macroshock -la corriente de falla fluye por cable de tierra.

(Tomado de: Walter Olson. Seguridad eléctrica).

Luego, cuando una falla ocurre entre una línea viva y el chasis, la corriente fluye con seguridad a tierra por el conductor verde. Si la resistencia del cable de tierra es muy baja, el voltaje entre el chasis y otros objetos aterrizados es despreciable. Si una corriente suficientemente grande fluye a través del cable de tierra para abrir el disyuntor del circuito, esto llamará la atención de la gente porque el disyuntor ha actuado.

Note que una falla directa entre línea viva y tierra no es común. Sea pequeña o no, la corriente fluye a través del conductor de tierra durante la operación normal de los dispositivos eléctricos. El conductor de tierra no se necesita contra riesgos de Macroshock hasta que una falla peligrosa aparece. Así, un cable de tierra roto o una mala conexión de la tierra de un tomacorriente, no es detectada durante la operación normal de un dispositivo. Por esta razón, la continuidad del cable de tierra en los dispositivos y en los tomacorrientes deber ser verificada periódicamente.

1.5 RIESGO DE MICROSHOCK.

Aunque el riesgo de Macroshock sólo se produce por lo general como consecuencia de una pérdida del aislamiento, el riesgo de Microshock se puede presentar en equipos con aislamiento en perfecto estado. El acople capacitivo, entre la línea y la caja en el equipo eléctrico, puede crear

corrientes de magnitud suficiente para presentar un riesgo de Microshock.

Un Microshock es generalmente el resultado de corrientes de fuga en equipos que trabajan con corriente alterna o, de superficies conductivas aterrizadas que se hallan a diferentes potenciales, debido a grandes corrientes en los sistemas de tierra.

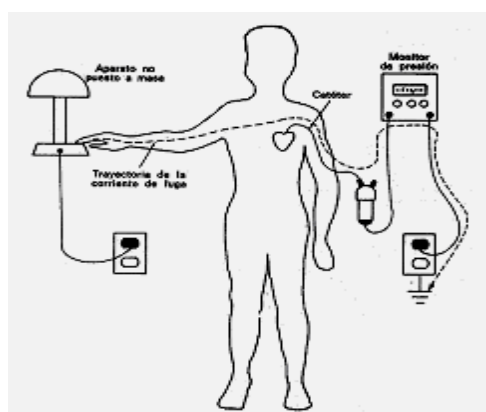


Figura 1.9. Riesgo de Microshock.

(Tomado de: http://www.equiposylaboratorio.com/sitio/contenidos_mo.php?it=3141).

Las principales causas que pueden provocar un riesgo de Microshock son las siguientes:

1. Defecto o ruptura del conductor de puesta a tierra.
2. Superficies metálicas cercanas al paciente y no conectadas a tierra.

3. Equipos conectados a diferentes potenciales de tierra.

1.5.1 Corrientes de fuga.

Las pequeñas corrientes, usualmente en el orden de los microamperios, que fluyen inevitablemente entre conductores aislados adyacentes a diferentes potenciales, son llamadas corrientes de fuga. Aunque la mayoría de las corrientes de fuga, en equipos que funcionan con AC, fluyen a través de las capacitancias parásitas entre los dos conductores, alguna corriente de fuga resistiva fluye a través del aislamiento, el polvo y la humedad.

Las más importantes corrientes de fuga son las que fluyen, desde todos los conductores en el dispositivo eléctrico, hacia los cables conectados al chasis o al paciente. La corriente de fuga que fluye al chasis, fluye a tierra con seguridad si un cable de baja resistencia está disponible, tal como se muestra en la fig. 1.10(a).

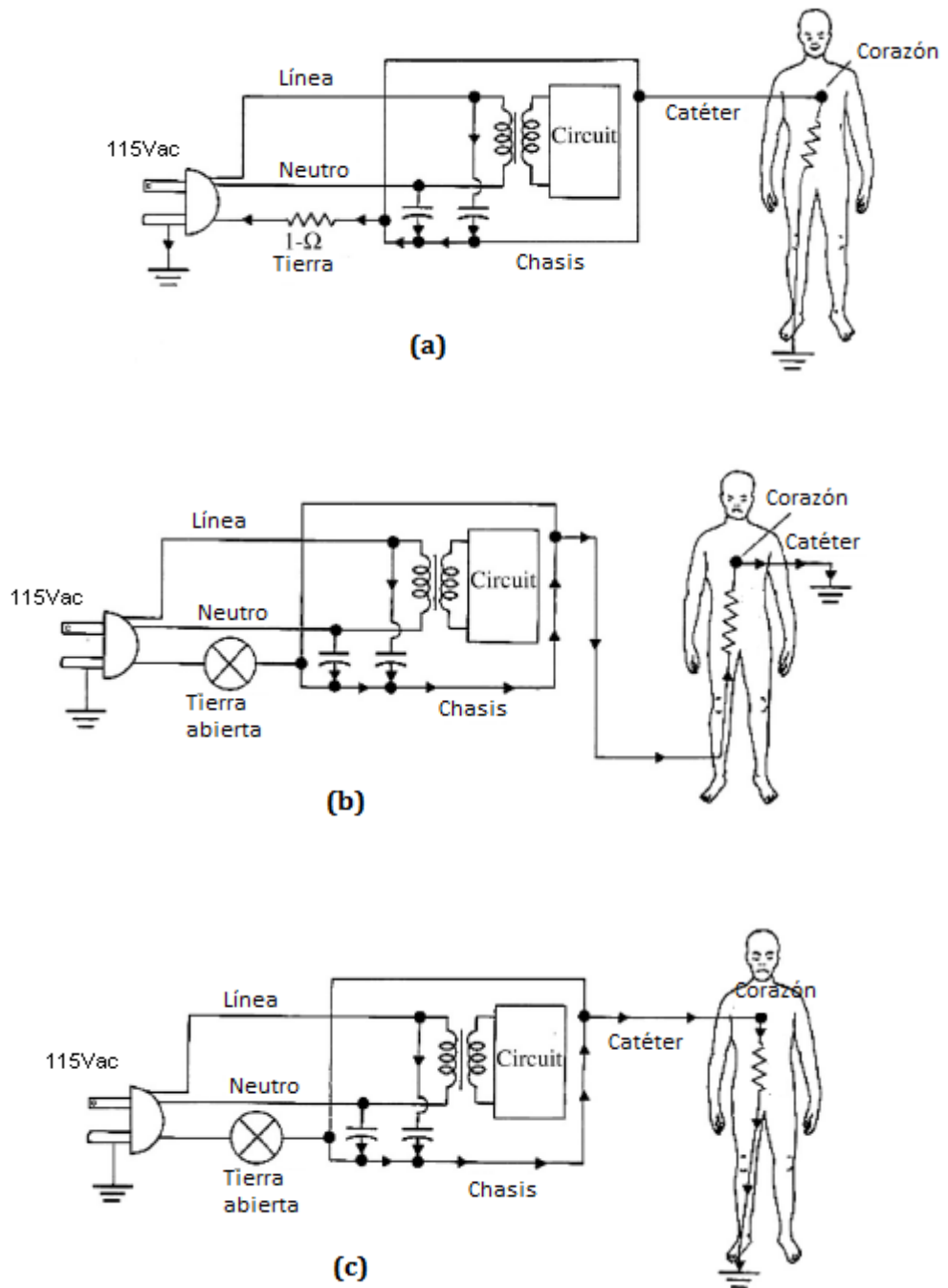


Figura 1.10. Corrientes de fuga debidas a capacitancias parásitas entre los cables de alimentación.

(Tomado de: <http://www.unc.edu/~finley/BME422/Webster/c14.pdf>).

Si el cable de tierra está roto, entonces el potencial del chasis se eleva por encima del valor del potencial de tierra; y un paciente que toca el chasis, y tiene una conexión eléctrica aterrizada al corazón, podría recibir un Microshock como en la fig. 1.10(b). Si hay una conexión desde el chasis al corazón del paciente, y una conexión a tierra en cualquier parte del cuerpo, se podría provocar también un Microshock como en la fig. 1.10(c).

1.6 TIPOS DE CORRIENTES DE FUGA.

1.6.1 Corriente de fuga permanente.

Es generada principalmente por:

1. Las características de los aislantes.
2. Las frecuencias de las corrientes empleadas.
3. Los condensadores de filtros capacitivos.

1.6.2 Corriente de fuga transitoria o debida a perturbaciones.

Es generada principalmente por:

1. Sobretensiones de maniobra.
2. Sobretensiones atmosféricas (rayos).

1.6.3 Corriente de fuga a tierra.

Es la corriente que se mide a través del conductor de protección o puesta a tierra desde la red.

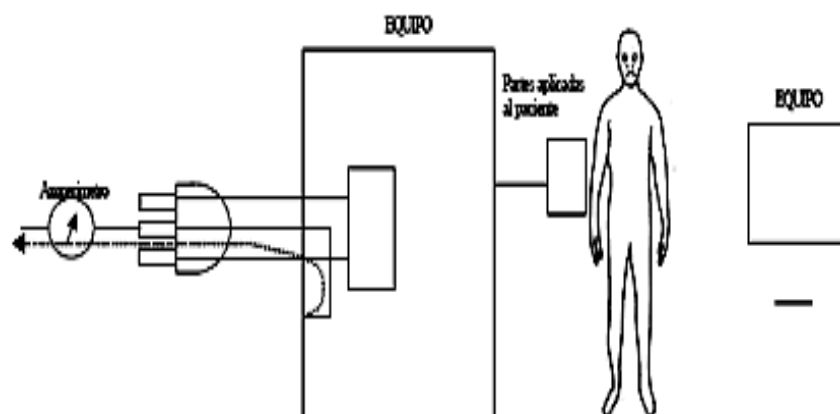


Figura 1.11. Corriente de fuga a tierra.

(Tomado de: Rodríguez, E. y otros. Seguridad eléctrica en el diseño de Equipos Electro-médicos I. Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones).

1.6.4 Corriente de fuga del chasis.

Es la que fluye del chasis a través de un camino conductor a tierra u otra parte del chasis, pero no por el conductor de protección.

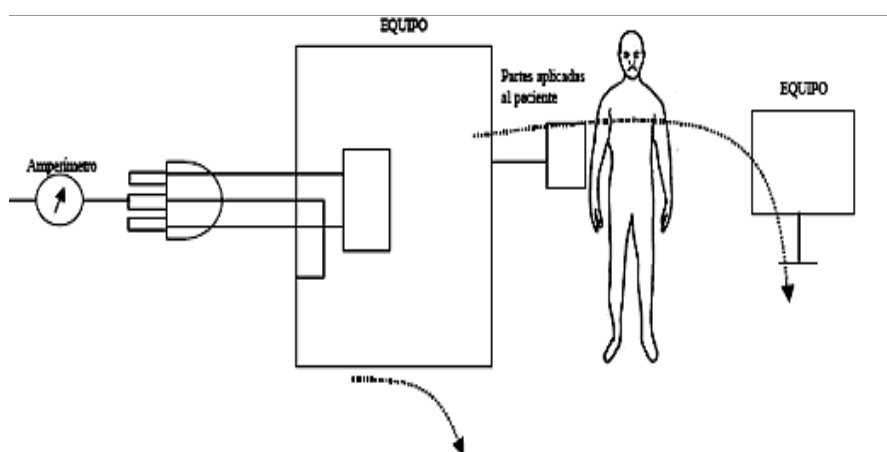


Figura 1.12. Corriente de fuga del chasis.

(Tomado de: Rodríguez, E. y otros. Seguridad eléctrica en el diseño de Equipos Electro-médicos I. Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones).

1.6.5 Corriente de fuga del paciente.

Es la que fluye de una parte aplicada del equipo al paciente a través de aquél hacia tierra, o de otro conductor a través del paciente a un equipo flotante.

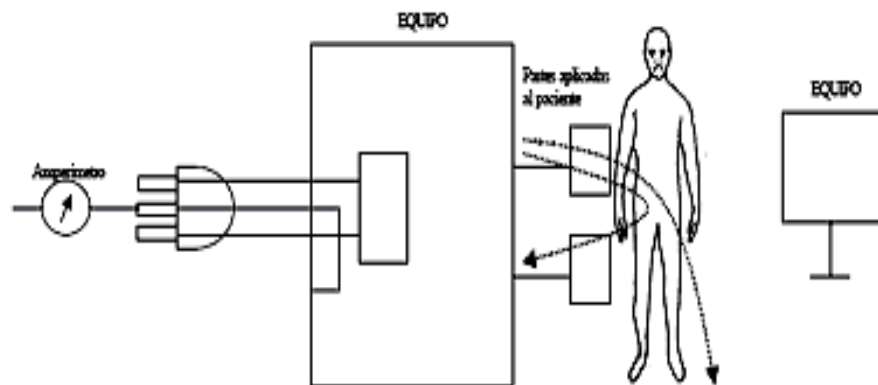


Figura 1.13. Corriente de fuga del paciente.

(Tomado de Rodríguez, E. y otros. Seguridad eléctrica en el diseño de Equipos Electro-médicos Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones).

1.6.6 Corriente auxiliar del paciente.

Es la que fluye a través del paciente entre aparatos aplicados en funcionamiento normal sin intentar producir efectos fisiológicos.

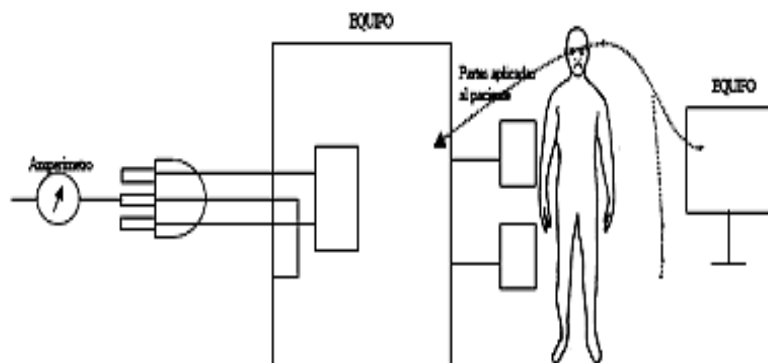


Figura 1.14. Corriente auxiliar del paciente.

(Tomado de: Rodríguez, E. y otros. Seguridad eléctrica en el diseño de Equipos Electro-médicos I. Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones).

1.6.7 Corriente funcional del paciente.

Es la que fluye a través del paciente entre aparatos aplicados en funcionamiento normal intentando conseguir un efecto fisiológico, como por ejemplo en el caso de utilización de un electro bisturí.

Tabla 1.1. Límites en las corrientes de fuga para aparatos eléctricos.

Aparato eléctrico	Fuga de chasis (uA)	Fuga de líneas de paciente(uA)
Aparatos no diseñados para contacto con paciente	100	No aplicable
Aparatos no diseñados para contacto con paciente y falla simple	500	No aplicable
Aparatos con líneas de pacientes no aisladas	100	10
Aparatos con líneas de paciente no aisladas y falla simple	300	100
Aparatos con líneas de paciente aisladas	100	10
Aparatos con líneas de paciente aisladas y falla simple	300	50

1.7 SISTEMA DE ATERRIZADO.

Los sistemas de tierra de baja resistencia que puedan llevar la corriente a los rangos de disparo de los breakers, son claramente esenciales para proteger a los pacientes. La fig. 1.15 muestra la importancia de tierras adecuadas para la protección contra los Macroshocks; el aterrizado es igualmente significativo a la hora de prevenir Microshock. Un sistema de tierras o de aterrizado, protege a los pacientes al mantener todas las superficies conductivas y tierras de los tomacorrientes, en ambientes de pacientes al mismo potencial. También protege a los pacientes de fallas de tierra en otros lugares.

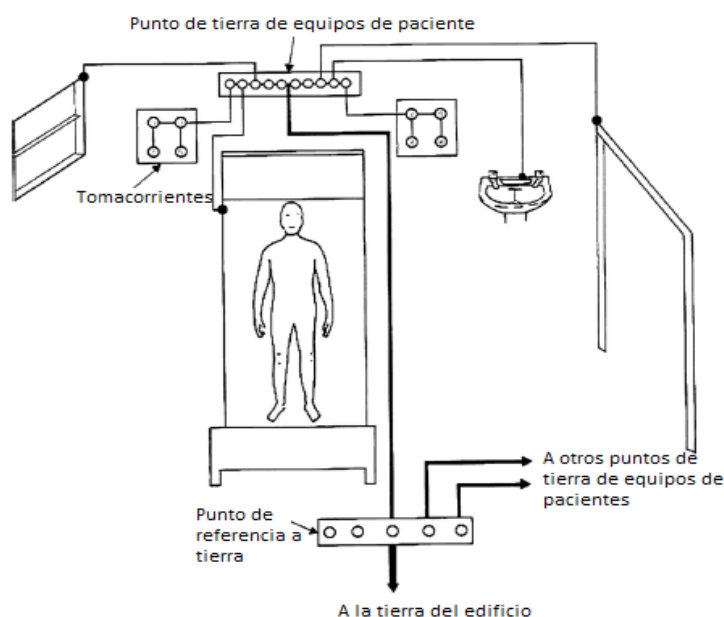


Figura 1.15. Sistema correctamente aterrizado.

(Tomado de: <http://www.unc.edu/~finley/BME422>

/Webster/c14.pdf).

Los sistemas de tierra tienen un punto de tierra para equipos de paciente, un punto de referencia a tierra y conexiones como se muestra en la fig. 1.15.

El punto de tierra de los equipos de pacientes es conectado individualmente a todas las tierras de los receptáculos del ambiente. Estas conexiones no deberían exceder los 0.15 ohmios; la diferencia de potencial entre receptáculos y superficies conductoras no debería de exceder de 40mV. Cada equipo de paciente debe estar conectado individualmente a un punto de referencia, que está conectado a la tierra del edificio.

1.8 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA.

En los ambientes hospitalarios, es fundamental preservar la seguridad de los pacientes en todos los aspectos. Debido a la naturaleza eléctrica de los equipos médicos, éstos podrían representar un riesgo para los seres vivos, debido a diversos escenarios; ya sea por el envejecimiento del equipo, o por el mal manejo de parte de los operarios, lo cual podría llevar al mal funcionamiento de los mismos y convertirlos en un peligro potencial.

La meta del proyecto, es la construcción de un dispositivo capaz, de detectar las principales anomalías que representan un riesgo en

áreas hospitalarias, las cuales son: las corrientes de fuga que podrían circular desde los equipos, a través de los pacientes hacia tierra; la impedancia del cable de tierra y el correcto cableado de los tomacorrientes de las instalaciones hospitalarias, que podrían poner en riesgo a los equipos, y por consiguiente a los pacientes.

Las características que el módulo, debe tener son las siguientes:

- 1.-El módulo debe ser de fácil manejo y comprensión para el usuario.
- 2.-El módulo debe ser capaz de analizar receptáculos, e indicar en que condición se encuentra su cableado y el voltaje en sus terminales.
- 3.-El módulo debe simular las corrientes de fuga del equipo a prueba, que podrían atravesar al paciente. El módulo solamente estará pensado para hacer medición de la corriente de fuga, desde el chasis hasta el paciente y, desde las líneas de los electrocardiógrafos al paciente.
- 4.-El módulo debe permitir la medición de las corrientes de fuga en los diversos escenarios a los que los equipos podrían estar sometidos; ya sea:
 1. la polaridad invertida
 2. el neutro abierto o
 3. el cable de tierra abierto

De modo que se pueda tener una idea clara de la magnitud de las corrientes de fuga que podría experimentar un paciente, en contacto con dicho equipo

5.-El módulo debe ser capaz de medir la impedancia del cable de tierra al que está conectado, a razón de conocer que tan bueno es el camino que tiene la corriente de fuga a través de él.

CAPÍTULO 2

DISEÑO DEL CIRCUITO DEL MÓDULO.

A continuación se procede a la explicación detallada de las etapas del módulo.

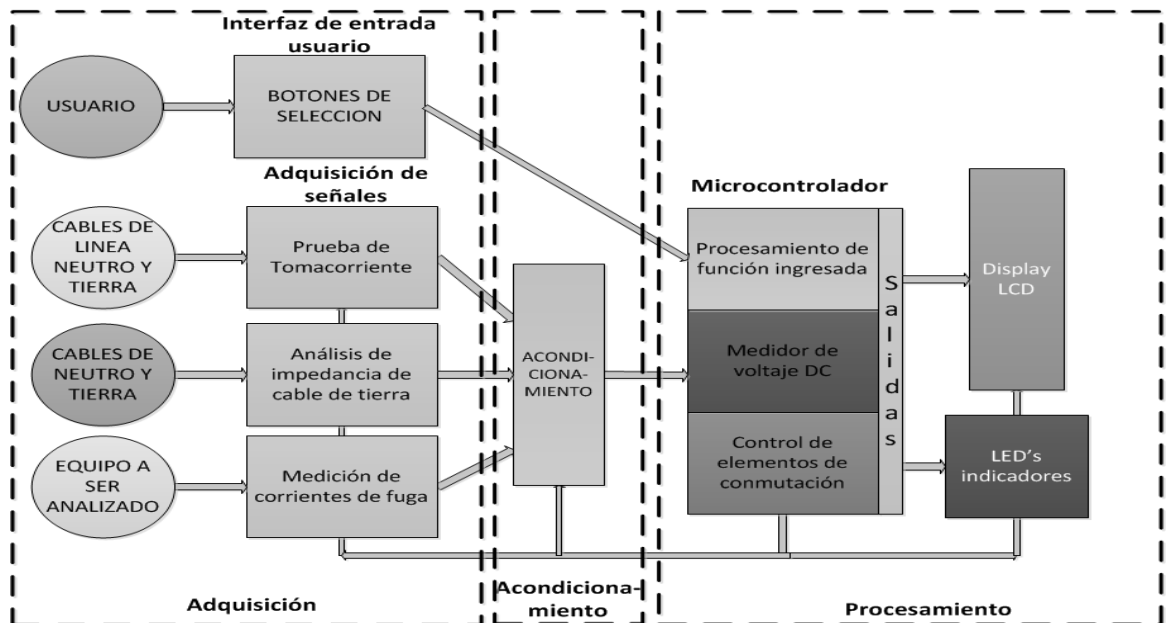


Figura 2.1. Diagrama de bloques del módulo.

2.1 PRUEBA DE TOMACORRIENTES.

Para la resolución del problema del análisis de un tomacorriente, es necesaria la implementación de un circuito, que pueda responder a los diversos escenarios en los que puede encontrarse el tomacorriente.

Esta sección del módulo, está destinada a la comprobación del correcto cableado en los receptáculos en instalaciones médicas, alimentados con $115V_{ac}$, y así determinar si los receptáculos son eléctricamente seguros para los equipos médicos a conectarse en ellos.

2.1.1 Principio de funcionamiento.

La empresa eléctrica provee, a nivel de áreas hospitalarias de pacientes, con acometidas de $230V_{ac}$, mediante dos fases de $115V_{ac}$ y un neutro, que son derivadas principalmente a áreas con equipos que funcionan a $115V_{ac}$ de la siguiente manera:

1. Una fase que se encuentra a $115V_{ac}$ con respecto al neutro.
2. Un neutro aterrizado el cual es el camino de retorno para las corrientes de los equipos conectados a los tomacorrientes.
3. Una línea de tierra para el aterrizado de los chasis de los equipos.

Un tomacorriente es un componente electromecánico diseñado para proveer de electricidad a los equipos que se conectan en él, de forma segura.

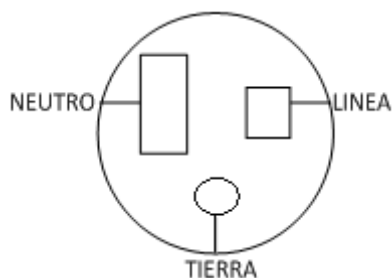


Figura 2.2. Asignación de los cables de acometida en los tomacorrientes.

1. La ranura más corta está destinada para ser conectada a la LÍNEA del sistema.
2. La ranura más larga está destinada, para ser conectada al NEUTRO del sistema.
3. La ranura circular está destinada para ser conectada a la TIERRA del sistema.

El voltaje entre los terminales LÍNEA y NEUTRO es siempre mayor que entre LÍNEA y TIERRA, debido al voltaje que cae en el cable de TIERRA, que es producto de las corrientes de falla del chasis que lo atraviesan.

Como consecuencia de esto, se tiene una disposición definida de los cables de la acometida en el tomacorriente, y una diferencia clara entre el NEUTRO y la TIERRA que se aprovechará para el diseño del circuito.

2.1.2 Descripción del circuito.

El circuito mostrado en la fig. 2.3a consta de un arreglo de resistencias, diodos y LED's, que permite comprobar los principales escenarios posibles, para el cableado de tomacorrientes; con la excepción de que no diferencia entre una condición de "Cableado correcto" y otra de "Neutro y Tierra invertidos".

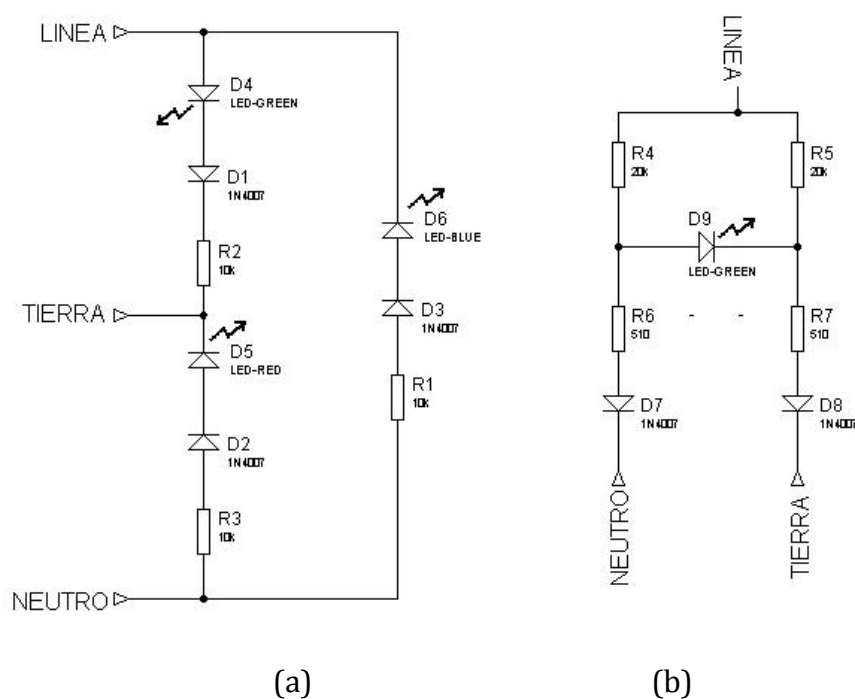


Figura 2.3. Probador de tomacorrientes.

El circuito mostrado, en la fig. 2.3b presenta la característica de responder con un voltaje DC diferencial positivo o negativo, el cual mantiene encendido o apagado un LED, en respuesta a si el cable Neutro y el cable de Tierra están invertidos en el tomacorriente; terminando así con la ambigüedad anteriormente mencionada.

Para el caso de la conexión correcta del tomacorriente, el circuito probador de tomacorriente funcionaría de la siguiente manera:

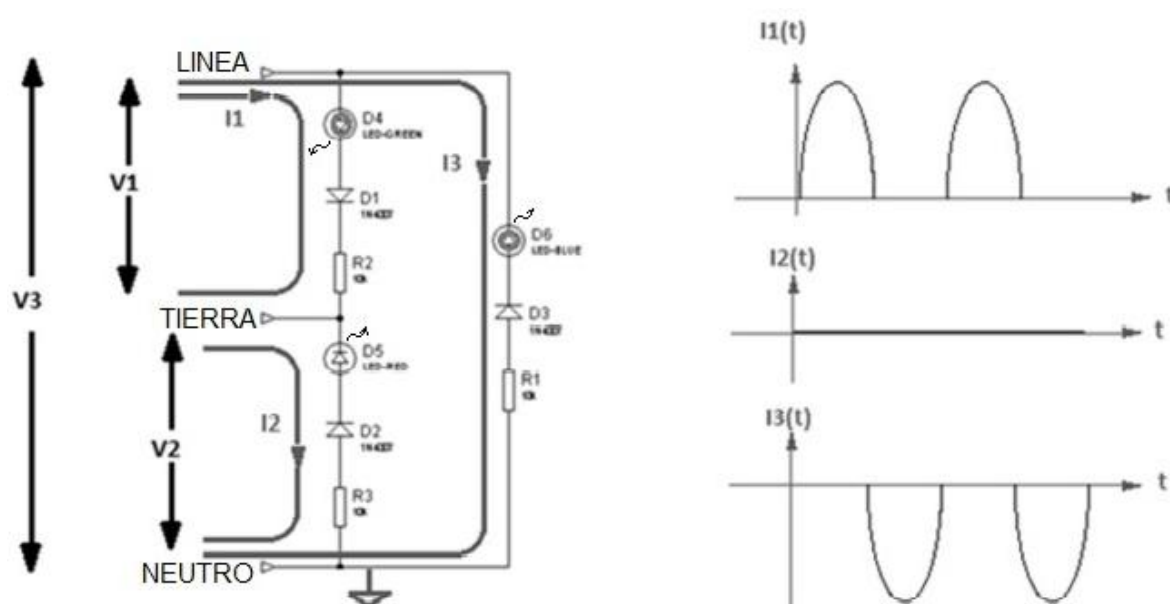


Figura 2.4. Comportamiento del circuito probador de tomacorrientes, bajo una condición de cableado correcto.

Debido a que los cables de acometida estarían conectados al circuito probador, como se muestra en la fig. 2.4, entonces:

$$V_1 = V_{linea} - V_{tierra} = 115V_{RMS} - V_{tierra}; \quad V_{tierra} \cong 0$$

$$V_2 = V_{tierra} - V_{neutro} = V_{tierra} - 0; \quad V_{tierra} \cong 0$$

$$V_3 = V_{linea} - V_{neutro} = 115V_{RMS} - 0;$$

Donde el voltaje referencial para los cálculos es el neutro de la acometida, aproximando el comportamiento de los diodos, a los de unos diodos ideales. Los valores pico aproximados para las corrientes en cada ramal serían:

$$I_{1pico} = \frac{V_1 - V_{D1} - V_{D4}}{10k\Omega} \cong \frac{162.6V_{pico}}{10k\Omega}$$

$$\therefore I_{1pico} \cong 16,26mA \rightarrow \text{enciende } D1$$

$$I_{2pico} = \frac{V_{tierra} - V_{D2} - V_{D5}}{10k\Omega} \cong 0$$

$$\therefore I_{2pico} \cong 0mA \rightarrow \text{apagado } D2$$

$$I_{3pico} = \frac{V_3 - V_{D3} - V_{D6}}{10k\Omega} \cong \frac{162.6V_{pico}}{10k\Omega}$$

$$\therefore I_{3pico} \cong 16,26mA \rightarrow \text{enciende } D3$$

Se añade como observación, que los diodos de los ramales 1 y 3 se encienden, siempre que I_1 e I_3 sean mayores que cero. Esto quiere

decir que, el circuito no discrimina si el cable neutro y tierra están invertidos; razón por la que se necesita añadir una circuitería adicional, para comprobar el cableado correcto en los tomacorrientes.

Para el segundo arreglo, asumiendo que todos los diodos son ideales se tiene que:

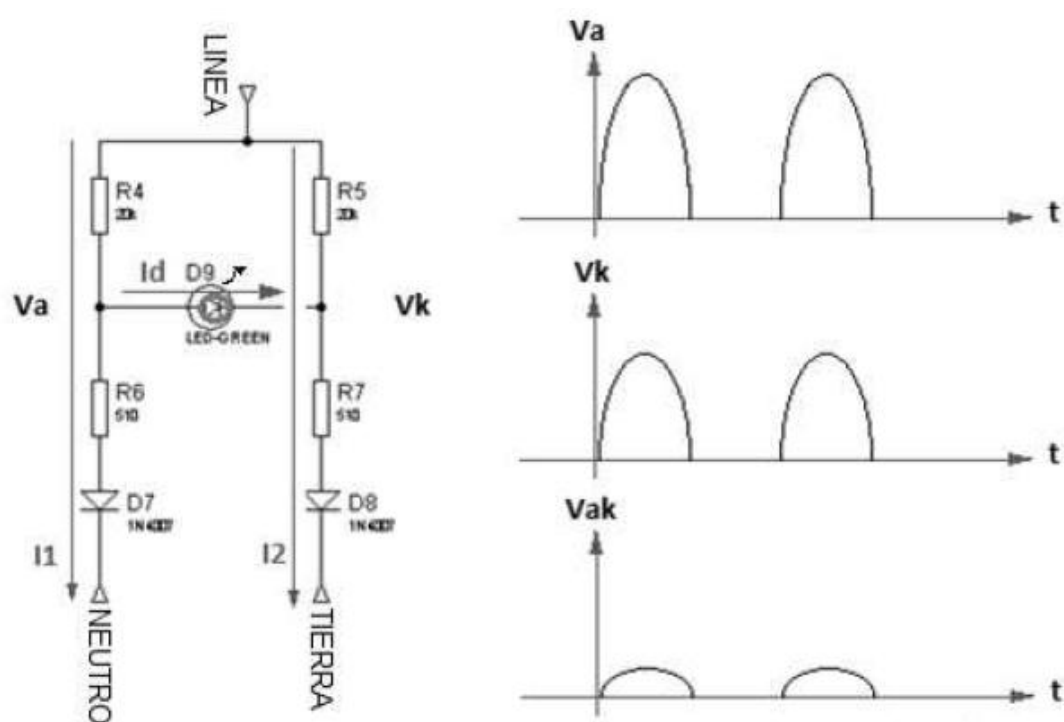


Figura 2.5. Comportamiento del segundo arreglo del circuito probador de tomacorrientes, bajo una condición de cableado correcto.

$$V_a = (V_{linea} - V_{neutro}) \frac{R_6}{R_4 + R_6}$$

$$V_k = (V_{linea} - V_{tierra}) \frac{R_7}{R_5 + R_7}$$

Donde, $R_6 = R_7$ y $R_4 = R_5$

Como se ha dicho antes, $V_{tierra} > V_{neutro}$; por lo tanto tenemos que:

$$V_a > V_k$$

Con lo cual el LED está encendido para la condición de un correcto cableado del tomacorriente.

Se puede ver fácilmente que, si el cable de neutro y el de tierra estuviesen invertidos, $V_a < V_k$ y el LED estuviese apagado, de este modo el circuito comprueba con certeza el correcto cableado de los tomacorrientes.

Los casos restantes se deducen con el mismo razonamiento. En la siguiente tabla se anota el resultado de algunas de las condiciones que el dispositivo puede detectar.

Tabla 2.1. Algunas de las combinaciones más importantes que puede detectar el probador de tomacorrientes.

Estado del tomacorriente	LED 1	LED 2	LED 3	LED 4
<i>Línea abierta</i>	OFF	OFF	OFF	#
<i>Neutro abierto</i>	ON	OFF	OFF	#
<i>Posible no cableado</i>	OFF	ON	OFF	#
<i>Línea abierta</i>	OFF	OFF	ON	#
<i>Cables de Línea y tierra invertidos</i>	ON	ON	OFF	#
<i>Correcto cableado</i>	ON	OFF	ON	ON
<i>Línea y neutro invertidos</i>	OFF	ON	ON	#
<i>Línea abierta y neutro en línea</i>	ON	ON	ON	#

2.2 ANÁLISIS DE IMPEDANCIA DE TIERRA.

Para la realización del análisis de impedancia de tierra, es fundamental distinguir que impedancia no es lo mismo que resistencia; aunque ambas tienen las mismas unidades (ohmios), la impedancia es una magnitud en el dominio de la frecuencia. Con esta premisa, el diseño del circuito, es abordado de la forma siguiente.

2.2.1 Principio de funcionamiento.

Por la Ley de Ohm se conoce que la corriente entre dos puntos, es directamente proporcional al voltaje entre dichos puntos, e inversamente proporcional a la impedancia entre dichos puntos.

$$V = \frac{I}{Z}$$

Si se inyecta una corriente alterna de valor fijo, a través de una carga de interés, y se mide el valor de voltaje entre sus terminales, se puede calcular su impedancia.

Así, la medición de impedancia se hace de manera indirecta, mediante la inyección de una corriente alterna de valor conocido ($1A_{pico}$ a 60Hz), a través del cable tierra; midiendo posteriormente la caída de tensión en el cable, que es proporcional a la impedancia del mismo. Luego mediante la ley de Ohm se realiza el cálculo del resultado.

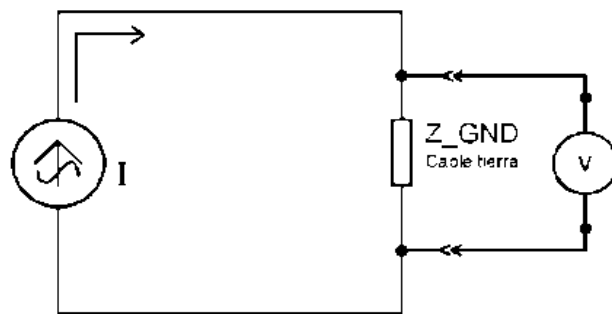


Figura 2.6. Esquema simple de la medición de impedancia.

2.2.2 Descripción del circuito.

El circuito de esta etapa es un arreglo capaz de tomar la señal del voltaje que cae en el cable tierra, producto de una corriente

conocida. El circuito generador de la corriente fija de $1A_{pico}$, es una fuente de corriente alterna, la cual se conecta entre el cable de tierra y el cable neutro. Donde la señal de interés para el análisis es la diferencia de voltaje generada entre neutro y tierra, producto de la corriente a través de la impedancia del cable.

La fuente de corriente alterna a 60Hz se compone de dos etapas fundamentales. La primera es un oscilador sinusoidal trabajando a 60Hz. Y la segunda etapa consiste de una fuente de corriente que es controlada por la señal de voltaje generada en el oscilador.

Oscilador astable.- El circuito oscilador es realizado con un temporizador NE555 en régimen astable. Para el oscilador de la fig. 2.7, la frecuencia de trabajo viene dada mediante la siguiente fórmula:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_{21} + 2R_{22})C_7}$$

Y el ciclo de trabajo del oscilador, por la ecuación siguiente:

$$D = \frac{R_{22}}{R_{21} + 2R_{22}}$$

Como la fuente de corriente necesita una señal de control senoidal a 60Hz, se escogen los parámetros, de modo que se obtenga una señal de 60Hz y un ciclo de trabajo cercano al 50%.

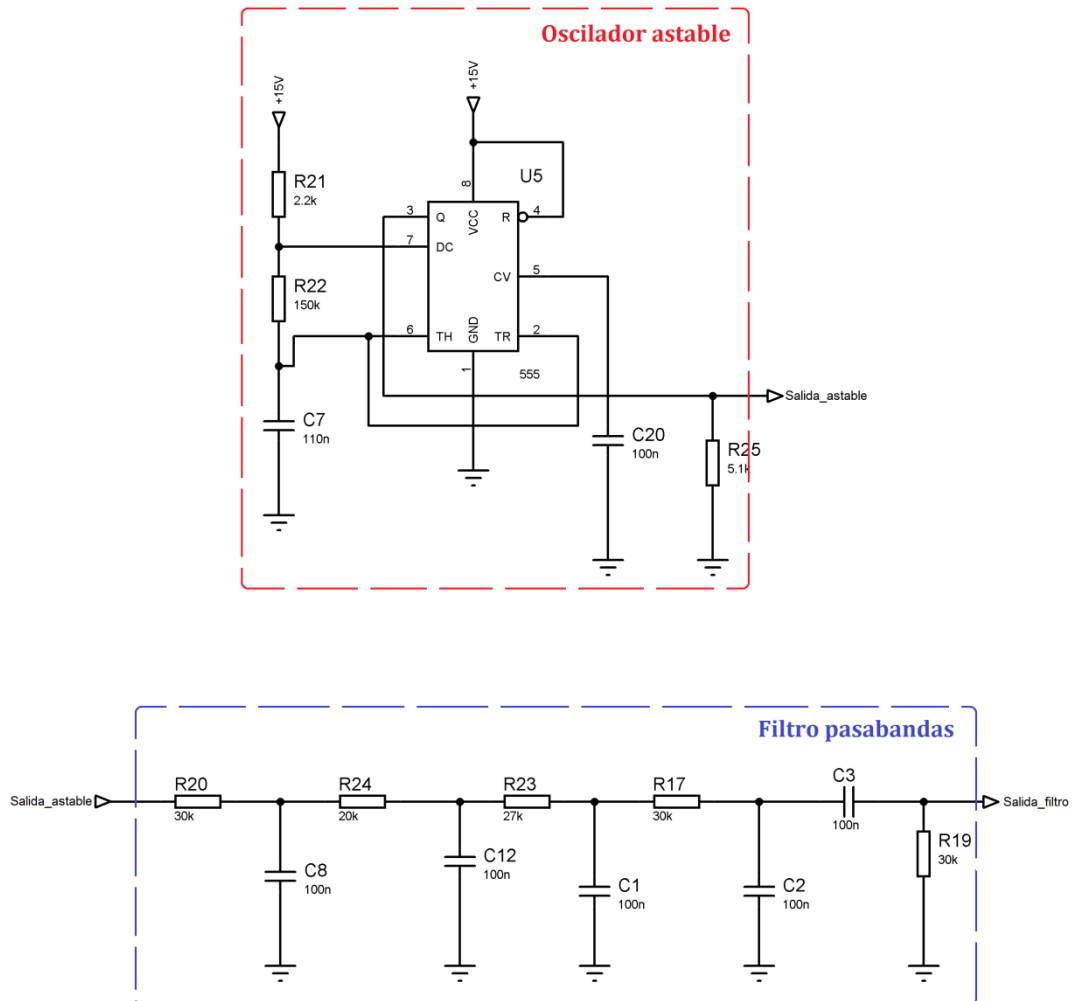


Figura 2.7. Oscilador sinusoidal.

Para valores de capacitancia de $C7=100\text{nF}$, $R21=2.2\text{k}\Omega$ y $R22=120\text{k}\Omega$, de las ecuaciones anteriores, se obtiene como resultado lo siguiente:

$$f = \frac{1.44}{(2.2k + 2(120k))100n} = 59,45[Hz]$$

$$D = \frac{120k}{2.2k + 2(120k)} \times 100\% = 49.5\%$$

Muy cercanos a los requerimientos del circuito.

Filtro pasabandas.- Éste es un filtro pasivo pasa-bandas sintonizado a 60Hz, por medio del cual la señal de onda cuadrada generada en el oscilador astable, será filtrada hasta tener una señal sinusoidal de voltaje.

El filtro pasa-bandas es un arreglo en cascada de cuatro filtros pasa-bajos y uno pasa-altos. El objetivo de su uso es filtrar todos los armónicos presentes en la onda cuadrada, y sólo mantener la componente fundamental (60Hz).

Las frecuencias de corte de sus etapas de filtrado son las siguientes:

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi R_{20} C_8} = \frac{1}{2\pi(30k)(100n)} = 53,05[Hz]$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi R_{24} C_{12}} = \frac{1}{2\pi(20k)(100n)} = 79,58[Hz]$$

$$f_{L3} = \frac{1}{2\pi R_{23}C_1} = \frac{1}{2\pi(27k)(100n)} = 58,94[Hz]$$

$$f_{L4} = \frac{1}{2\pi R_{17}C_2} = \frac{1}{2\pi(30k)(100n)} = 53,05[Hz]$$

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi R_{19}C_3} = \frac{1}{2\pi(30k)(100n)} = 53,05[Hz]$$

Las pruebas del circuito fueron realizadas con el simulador PSPICE, en las que se observa su desempeño, conforme a las necesidades del diseño.

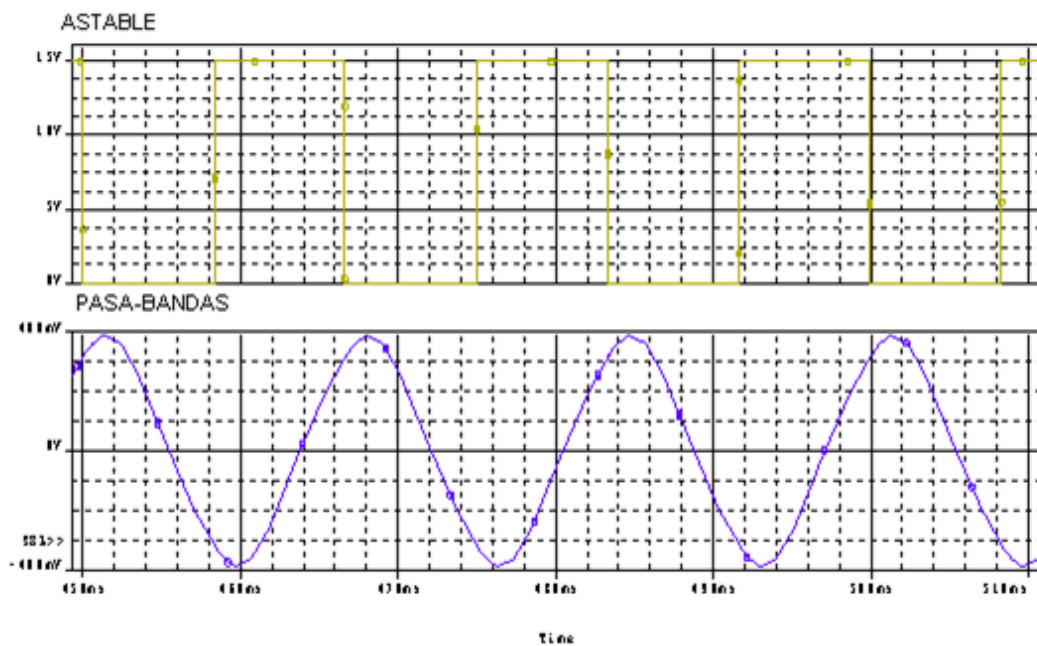


Figura 2.8. Señal de salida del oscilador astable y a la salida del filtro pasa-bandas.

La fig. 2.8 muestra el proceso de filtrado a través del filtro pasa-bandas. La señal en la etapa de salida es prácticamente sinusoidal. El gráfico de la Transformada Rápida de Fourier en PSPICE de la fig. 2.9, muestra la diferencia entre la señal a la salida del oscilador astable (gris claro), que contiene la fundamental a 60Hz y una gran cantidad de armónicos, y la señal a la salida del filtro pasa-bandas (gris oscuro). Como se puede observar, ésta tiene sólo la componente de la frecuencia de interés y una pequeña componente armónica, en las cercanías de los 200Hz. Esta señal será la que se usará para controlar la oscilación en la fuente de corriente.

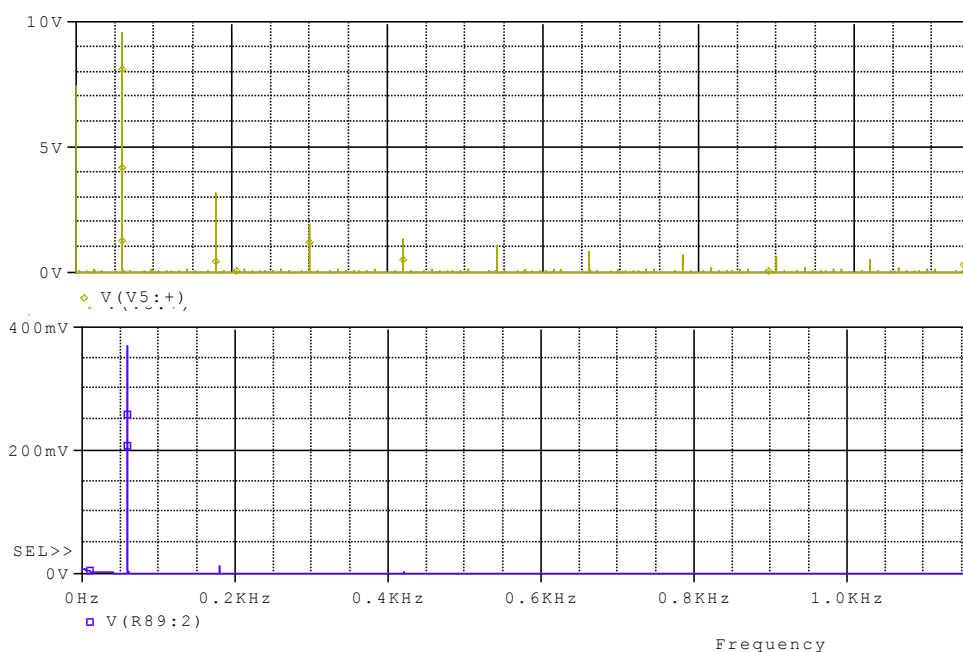


Figura 2.9. Gráficas de la Transformada de Fourier a la entrada y a la salida del filtro pasa-bandas.

La simulación del circuito muestra que la señal, después del filtro pasa-bajos, es muy pequeña en magnitud (cercana a los 400mV), de modo que necesitará ser amplificada.

Por ahora, para facilidad de comprensión, se abordará el problema de la fuente de corriente, y luego se retomará el problema de la magnitud de la señal de control.

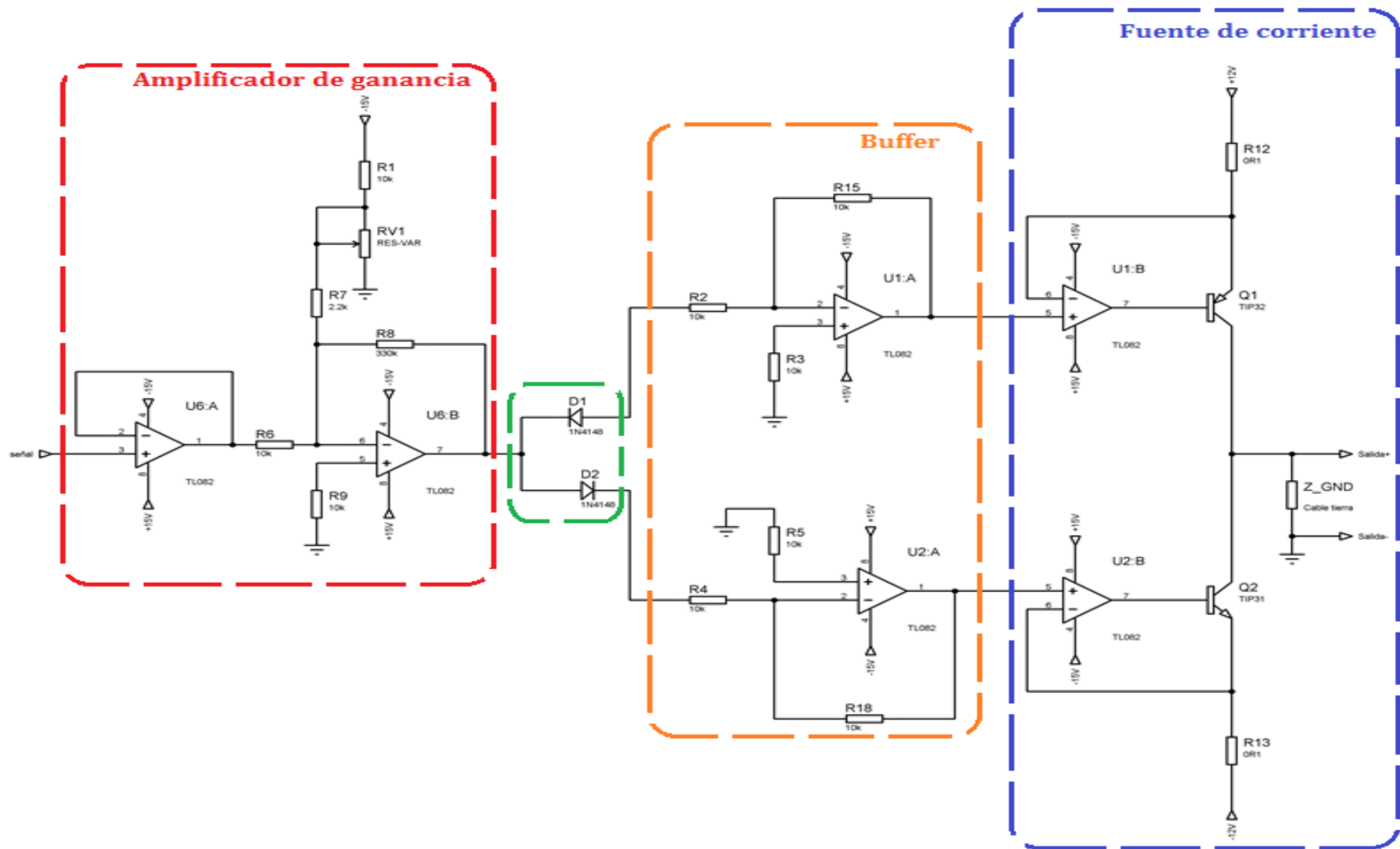


Figura 2.10. Fuente de corriente controlada por voltaje.

Fuente de corriente.- Para la construcción de la fuente de corriente, se aprovecha la propiedad que tienen los transistores bipolares de alta ganancia de corriente, de reproducir en el colector la corriente presente en el emisor de manera constante, y aproximadamente igual a la corriente del emisor. Los transistores que serán utilizados son el NPN TIP31 y su complementario PNP el TIP32, cuyas ganancias de corriente β son de 50.

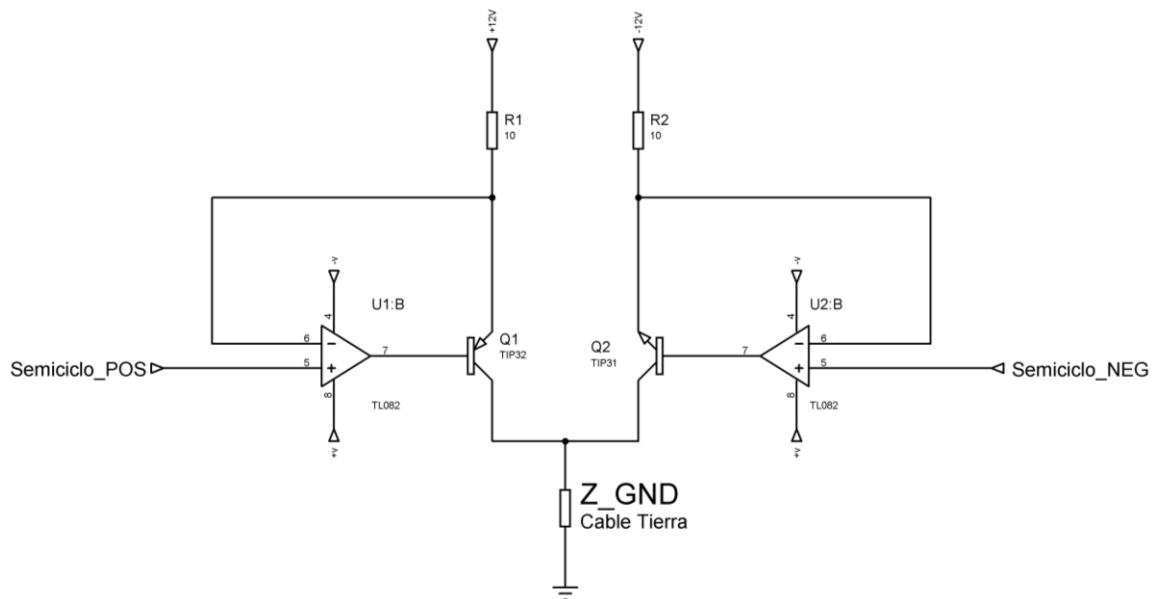


Figura 2.11. Fuente de corriente.

La razón de usar transistores complementarios conectados por el colector yace en que el transistor PNP entregará a la carga

conectada a la fuente, la corriente del semiciclo positivo; mientras que el transistor NPN, lo hará en el semiciclo negativo.

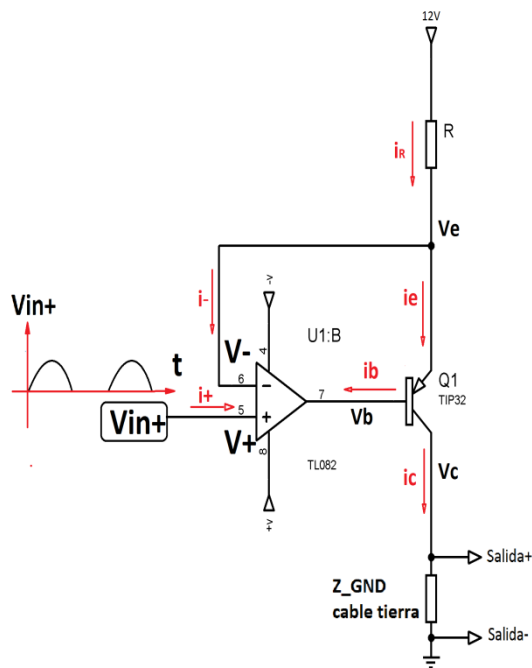
Aplicando la Ley de Kirchhoff a los transistores tenemos que:

$$I_e = I_c + I_b ; \text{ siendo } I_c = \beta I_b = 50I_b$$

$$I_e = \beta I_b + I_b = (\beta + 1)I_b = 51I_b$$

$$\therefore I_c = 0.98I_e$$

Se puede concluir que la corriente en el emisor de los transistores, es prácticamente igual a la del colector.



$$V_{in+} = V_+$$

Opamp en realimentación

negativa

$$V_+ = V_- \text{ y } I_+ = I_- = 0$$

$$V_{in+} = V_+ = V_-$$

$$\therefore V_{in+} = V_e$$

Figura 2.12. Análisis del circuito de la fuente de corriente.

El Opamp se encuentra en realimentación negativa a través del diodo emisor-base del transistor; y recibe en su entrada no-inversora el semiciclo positivo, de una señal sinusoidal. Al estar el Opamp en realimentación negativa, el voltaje en su entrada no-inversora, es igual al de la entrada inversora conectada al emisor del transistor; esto hace que la corriente a través de la resistencia R sea:

$$I_R = \frac{12 - V_{in+}}{R}$$

Si la amplitud de V_{in+} alcanza el voltaje de polarización de la red (12V), se obtiene un voltaje de 0V, en la resistencia R. Por el contrario, si la amplitud de V_{in+} alcanza el voltaje de 0V, se obtiene un voltaje máximo de 12V, aplicado a la resistencia R; esto a su vez genera un semiciclo oscilante positivo sinusoidal de corriente en dicha resistencia. Como el Opamp está en realimentación negativa, la corriente que fluye por sus pines de entrada es despreciable; de modo que $I_R \cong I_e$, que a su vez, es prácticamente igual a la corriente de colector del transistor.

Usando el mismo razonamiento, se deduce que en el colector del transistor NPN habrá un semiciclo negativo sinusoidal de

corriente. Así queda resuelto el problema de la fuente AC de corriente.

Ahora, el problema se reduce a ingresar una señal de $+12V_{pico}$ y $-12V_{pico}$ a las entradas de la fuente de corriente.

Amplificador de ganancia.- Esta parte del circuito consiste en un seguidor de voltaje, para hacer acoplamiento de impedancia de la señal del oscilador sinusoidal, seguido de un amplificador sumador inversor; en el que se suman la señal del oscilador sinusoidal y una señal DC, para compensación de offset en la señal del oscilador (Ver fig. 2.10).

El voltaje de salida del oscilador sinusoidal, es de aproximadamente $400mV_{pico}$; y la señal necesaria para controlar la fuente de corriente necesita ser de $+12V_{pico}$ y $-12V_{pico}$. La razón entre el voltaje de salida y el de entrada en el amplificador debería ser igual a 30, por lo que la señal sinusoidal se amplifica 30 veces.

$$A_{Vseñal} = -\frac{R_f}{R_i} = -\frac{R_8}{R_6} = -\frac{300k}{10k} = -30$$

Diodos.- Los dos diodos en contraposición, mostrados en la fig. 2.10, distribuyen el semiciclo de la señal sinusoidal correspondiente, a cada transistor de la fuente.

Buffer.- Las configuraciones rotuladas como buffer, en la figura 2.10, son amplificadores inversores de ganancia unitaria; cuya única finalidad es acoplar las señales de los semiciclos de la etapa de ganancia, a las entradas de la fuente de corriente. Se podría pensar que estas configuraciones podrían ser omitidas, pero en la práctica se descubre que sin estos arreglos, el circuito no funciona apropiadamente.

Con esto queda explicado el circuito básico para la medición de impedancia de tierra.

2.2.3 Consideraciones adicionales.

1. La corriente eficaz que circula a través de los resistores R1 y R2 mostrados en la fig. 2.11 viene dada por la fórmula:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$$

Para los semiciclos de corriente sinusoidal en R1 y R2 se puede demostrar que dicha corriente es igual a:

$$I_{ef} = \frac{I_{pico}}{2}$$

La potencia promedio disipada en los resistores R1 y R2 sería por lo tanto:

$$P = I_{ef}^2 R = \left(\frac{I_{pico}}{2}\right)^2 R; \quad R = R1 = R2$$

$$P = \left(\frac{1.2A}{2}\right)^2 10\Omega = 3.6W$$

Como resultado de este análisis, se concluye la necesidad del uso de resistores de vatiaje apropiado, para soportar la disipación de energía en forma de calor (resistores de porcelana de 5W o mayor).

Adicionalmente, los transistores y principalmente los reguladores de voltaje presentes en la etapa, están sometidos a un gran consumo de potencia durante la realización de la prueba. Para proteger dichos componentes, se decidió añadir un relé que habilite la polarización de la etapa de corriente, sólo durante la medición como se muestra en la fig. 2.13.

2. La corriente inyectada en el cable de tierra, hace su retorno por el neutro, por lo que el circuito necesita recibir esos dos cables desde el tomacorriente. Debido a que el circuito no conoce la situación en que se encuentra el cableado del tomacorriente desde donde se conecta el módulo, se decidió añadir un relé que ingrese al circuito los cables de neutro y

tierra al circuito, sólo si el tomacorriente se encuentra correctamente cableado. Ver fig. 2.14.

3. Una fuente de corriente ideal entrega el mismo valor de corriente, independientemente de la carga que alimente. En la práctica, el voltaje máximo al que podría alcanzarse en los terminales de la carga, se encuentra limitado al voltaje de salida de los reguladores que la alimentan; y la corriente que entrega la fuente estará en función de la impedancia conectada a sus terminales.

Los resultados obtenidos mediante la simulación del circuito (ver tabla 2.2), muestran una relación de proporcionalidad inversa entre ambas cantidades.

Y se obtiene una función de tipo $Y=mX+b$ para $(1/\text{corriente})$ vs. impedancia. Ver fig. 2.13.

$$Y = 0,0932X + 0,9575$$

$$\frac{1}{I} = 0,0932Z + 0,9575$$

$$\frac{1}{V/Z} = 0,0932Z + 0,9575$$

$$\frac{1}{V} = \frac{0,0932Z + 0,9575}{Z}$$

$$\left(\frac{1}{V} - 0,0932\right) = \frac{0,9575}{Z}$$

Finalmente la impedancia viene dada por la fórmula:

$$Z = \frac{0,9575}{\left(\frac{1}{V} - 0,0932\right)}$$

Tabla 2.2. Corriente para diversos valores de impedancia.

Impedancia	Corriente	1/(Corriente)
0.0001	1.0476	0.95456281
1	0.925921	1.08000575
2	0.855867	1.16840584
3	0.812178	1.23125719
4	0.756422	1.32201337
5	0.709723	1.40900041
6	0.656979	1.52211867
7	0.622729	1.60583496
8	0.590919	1.69227931
9	0.558219	1.79141161
10	0.532876	1.87660919
11	0.50613	1.97577697
13	0.463564	2.15719944
15	0.423201	2.36294338
18	0.381357	2.62221488
20	0.355379	2.81389728
25	0.296795	3.369329
30	0.269064	3.71658788

La cual se incluye en las fórmulas de cálculo en el microcontrolador, donde V es el voltaje medido en cable de tierra.

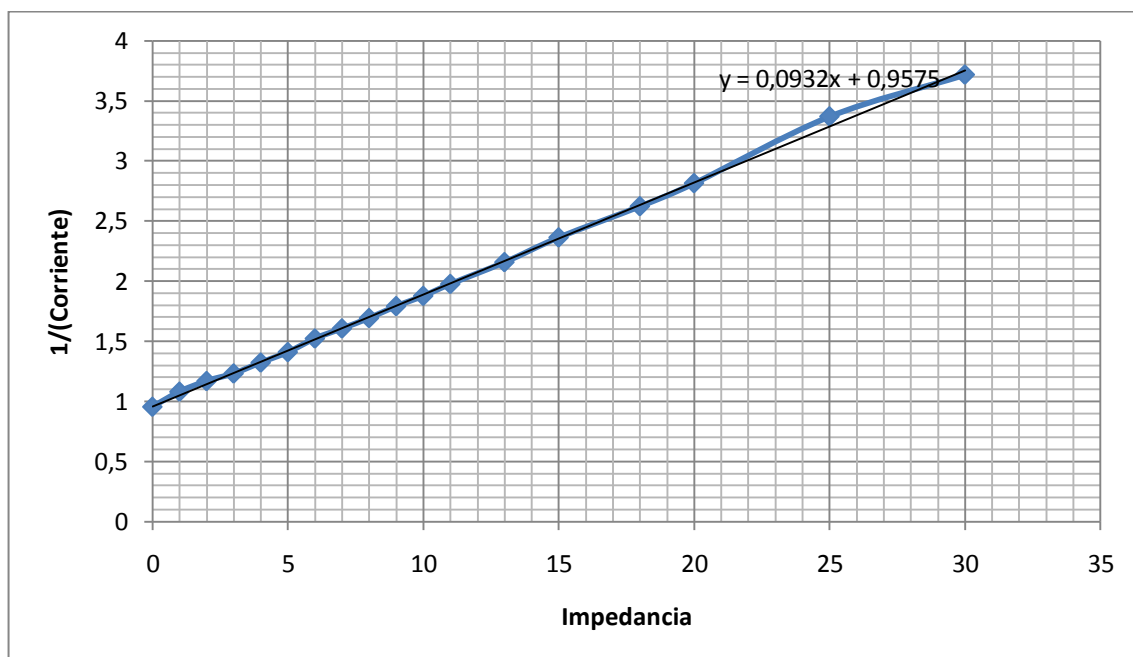


Figura 2.13. Gráfico del inverso de la corriente vs. la impedancia de carga conectada a la fuente AC de corriente.

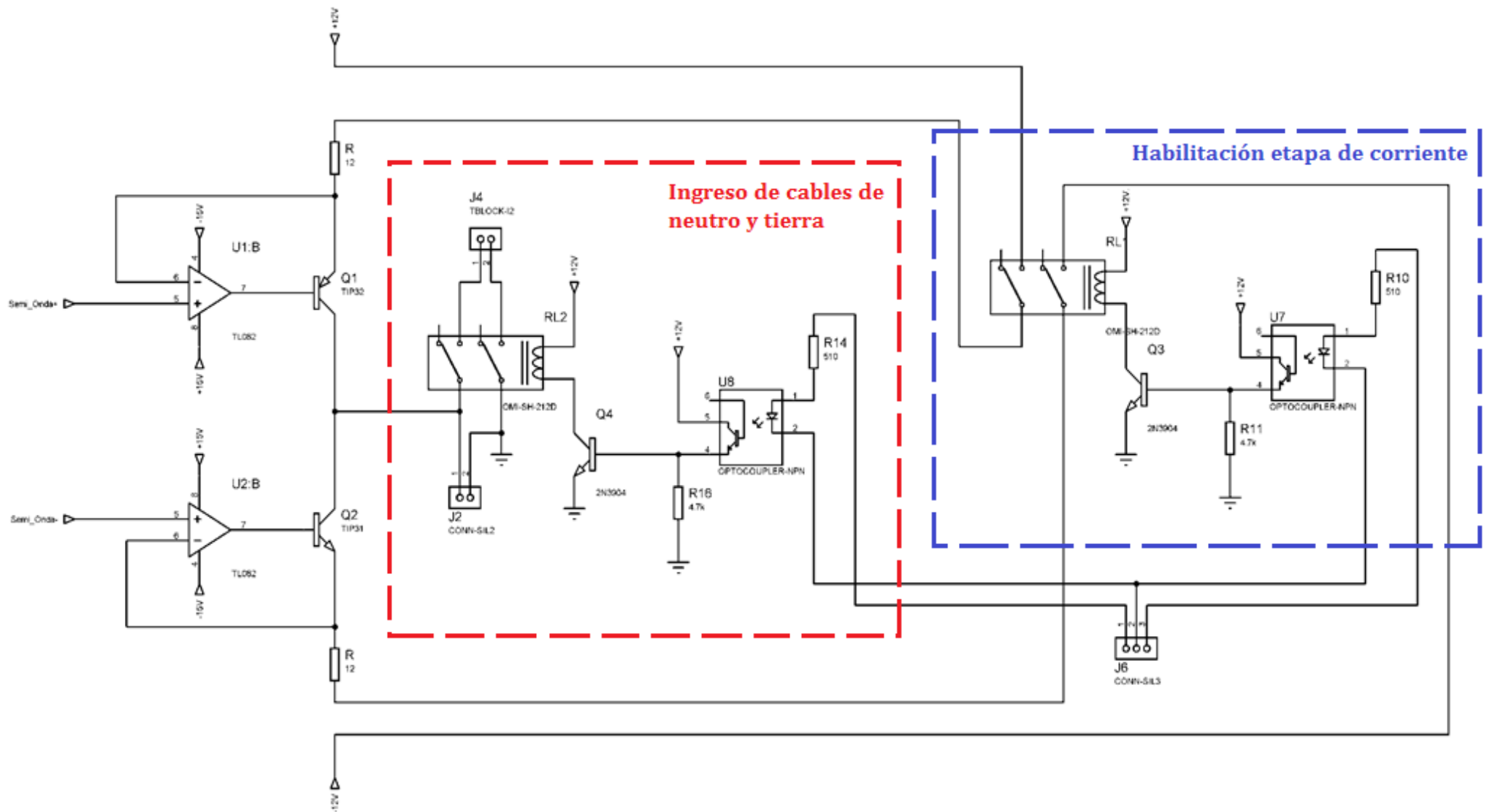


Figura 2.14. Control de activación de la fuente de corriente y paso de cables de acometida mediante relés.

2.3 MEDICIÓN DE CORRIENTES DE FUGA.

Para la resolución del problema de la medición de corrientes de fuga en equipos médicos, es necesaria la implementación de un circuito, que sea capaz de simular al paciente sometido a contacto con el equipo; y además, que pueda adquirir como resultante, una señal de voltaje proporcional a la corriente, la cual pueda ser posteriormente procesada en el microcontrolador.

Esta sección del módulo, está destinada a realizar la medición de corrientes de fuga, tanto para el chasis de los equipos, como para las de las líneas de paciente de los electrocardiógrafos en instalaciones médicas, con servicio a 115Vac para posteriormente determinar, si estas corrientes representan algún riesgo para los pacientes.

2.3.1 Principio de funcionamiento.

La corriente de fuga, por definición, es cualquier corriente de falla que circula sea por el cable de tierra, o por cualquier otro elemento conductor hacia tierra. Las corrientes de fuga de chasis y de electrocardiógrafos son corrientes que tienen por camino conductor a los seres humanos. Dado este principio, la solución al problema consiste en colocar un elemento sensor de corriente en el camino de la corriente de fuga, que fluye desde el chasis, o las líneas del

equipo electrocardiógrafo; a través de una impedancia equivalente de paciente, hasta el potencial de tierra.

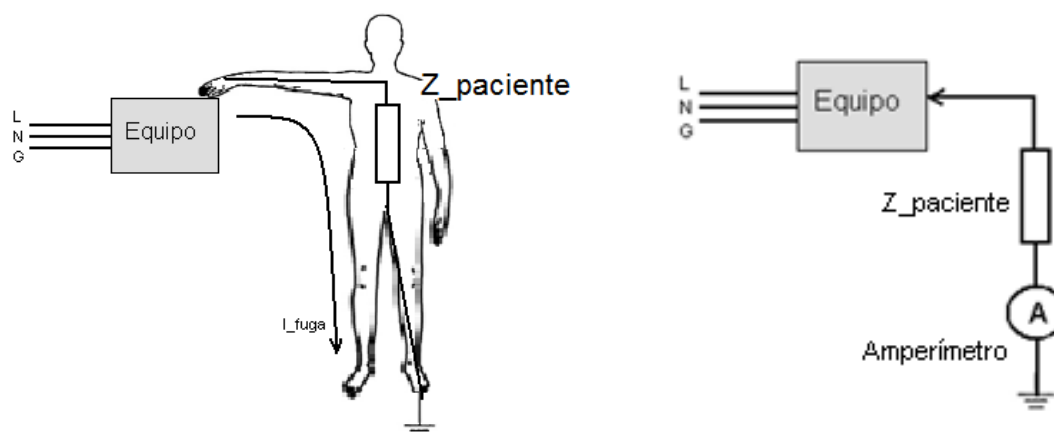


Figura 2.15. Principio de funcionamiento de la medición de corrientes de fuga.

2.3.2 Descripción del circuito.

El circuito consiste, en una red que simula la impedancia del paciente conectada a tierra, a través de la cual pasará la corriente de fuga.

La red que se muestra en la figura 2.16, es una red equivalente de paciente del estándar UL544, para equipos médicos y dentales, diseñado por la empresa Underwriters Laboratories.

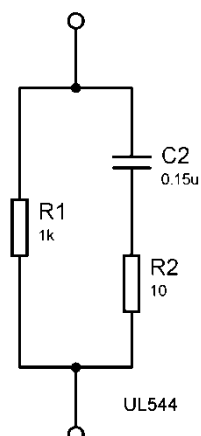


Figura 2.16. Red paciente (estándar UL544).

A la red UL544, le será añadida una resistencia de derivación (shunt) cuyo valor es despreciable en relación al resto del circuito, en cuyos terminales se tendrá un voltaje proporcional a la corriente que circula a través de la red.

Adicionalmente, al circuito se le añade un tomacorriente de 115Vac para conectar los equipos que van a ser probados en el módulo, cuyos terminales están cableados a un switch para invertir la polaridad de la alimentación del equipo. Se usa otro switch para abrir el cable de tierra y un tercer switch para abrir el cable neutro. Todo esto con el fin de poder simular posibles fallas de cableado en el equipo y tomar mediciones de corriente bajo esas condiciones (ver fig. 2.17).

Esta circuitería es la misma para realizar, tanto la medición de las corrientes de fuga en el chasis del equipo, como para las líneas de paciente de los electrocardiógrafos. La conmutación entre las dos es realizada mediante los contactos de un relé, el cual es gobernado por el microcontrolador, dependiendo de la prueba que se desee realizar. La señal de salida del circuito, es el voltaje en la resistencia de derivación (shunt) (ver fig2.17).

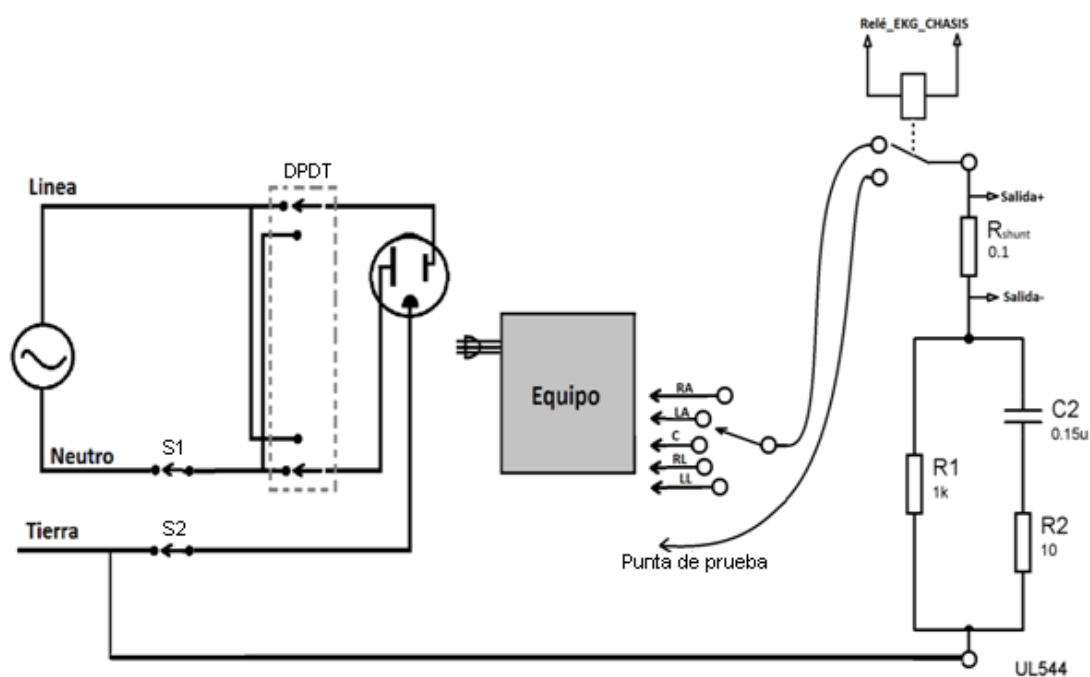


Figura 2.17. Circuito de la etapa de medición de corrientes de fuga.

2.4 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES.

Las configuraciones mencionadas anteriormente son las encargadas de adquirir las señales, desde las tres etapas encargadas de realizar las

pruebas. Estas señales resultantes son tomadas desde las líneas de acometida, por lo que no son apropiadas para ser procesadas directamente; en consecuencia, necesitan de tratamiento para que sean seguras para entrar en el microcontrolador.

Por otro lado, las señales resultantes del medidor de corrientes de fuga y del medidor de impedancia de tierra, en determinados casos, suelen ser de muy pequeña magnitud y necesitan amplificación.

Debido a la arquitectura centralizada del módulo, todas las señales correspondientes a las pruebas que puede realizar el módulo, convergen hacia una sola unidad de procesamiento de datos.

El diagrama de bloques de la fig. 2.18 muestra las etapas, por las cuales, las señales deben pasar antes de ser procesadas en el microcontrolador.

Los cuatro bloques de opto-acopladores corresponden a las señales de los LED's del probador de tomacorrientes; mientras que los amplificadores de instrumentación corresponden a las pruebas de medición de impedancia de tierra y medición de corrientes de fuga. La finalidad de estas etapas es el aislamiento y la adquisición de las señales provenientes de las pruebas.

El bloque selector de señales es un multiplexor analógico, el cual selecciona individualmente la señal que pasará a la siguiente etapa, para después ser analizada en el microcontrolador.

El bloque amplificador de ganancia variable, es el encargado de adaptar la amplitud de la señal desde el selector, a niveles en los que se aproveche de manera adecuada el convertidor AC/DC de 10 bits, integrado en el microcontrolador.

Finalmente, el bloque convertidor AC/DC, convierte las señales amplificadas alternas del bloque anterior en una señal DC, la cual ingresa directamente a la unidad de procesamiento (microcontrolador).

2.4.1 Descripción del circuito.

Acondicionamiento de señales del probador de tomacorrientes.-Se realiza mediante el remplazo de todos los LED's del circuito del epígrafe 2.1, por opto-aisladores 4N25. Éste es un opto-aislador compuesto por un LED infrarrojo a la entrada, acoplado ópticamente a un transistor de salida. Sus características son:

Para el LED infrarrojo (valores máximos)

1. Voltaje de polarización inversa: 3V.

2. Corriente polarización directa: 60mA.

Y para el foto-transistor (valores máximos)

1. Voltaje de colector emisor: 30V.
2. Corriente de colector: 150mA.

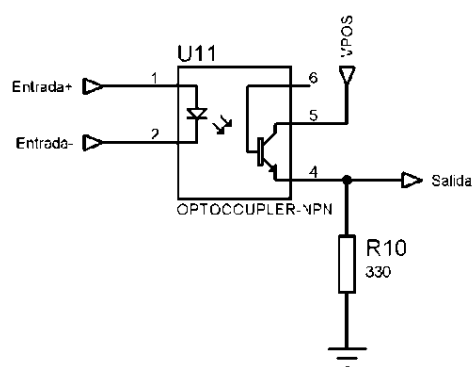


Figura 2.19. Aislamiento de señal del probador de tomacorrientes por medio de opto- aisladores.

La etapa de entrada del opto-aislador mostrada en la fig. 2.19, es conectada en lugar de cada LED presente en la prueba de tomacorrientes; a la salida, la red foto-transistor y resistor es polarizada con 9V, cuya salida es el voltaje de emisor del transistor.

Los cálculos realizados para los LED's, en el probador de tomacorrientes en el epígrafe 2.1, muestran que no se excede el valor de corriente máxima para los LED's en esta aplicación; y que

la corriente máxima que podría circular por el transistor del circuito de salida es:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{9V}{330\Omega} = 27.27mA$$

De modo, que no se exceden los rangos máximos del optoacoplador.

Si bien el probador de tomacorrientes se podría construir como una sola prueba, independiente de las demás, es importante mencionar que, la interfaz de usuario mediante el display LCD, permite la visualización del estado del tomacorriente, de manera más comprensible.

Además, el resultado de la prueba de tomacorriente decide si se le permite al usuario, realizar la prueba de medición de impedancia de tierra dentro del procesador.

Acondicionamiento de señal del medidor de corrientes de fuga.- Se realiza ingresando la señal diferencial de salida, de la prueba, a un amplificador de instrumentación. La razón de usar un amplificador de instrumentación se debe a su alto CMMR. Las corrientes de fuga permitidas para chasis y líneas de paciente están en el orden de los microamperios, y la señal de voltaje en la

resistencia de derivación (shunt) está en microvoltios; por lo tanto, es necesaria la inmunidad al ruido al momento de la amplificación.

La máxima corriente que debe ser capaz de medir la etapa de acondicionamiento de señales, es la que circula cuando el chasis o cualquier cable de paciente están puestos al potencial de línea ($115V_{ac}$). Como el voltaje en la línea está sujeto a variaciones, debido a factores como la cantidad de cargas que están conectadas al secundario de un mismo transformador, o un incremento en el voltaje del primario; se ha escogido como máximo voltaje medible un valor de $200V_{pico}$ ($141V_{ac}$). A este valor la corriente aproximada que circula por la red paciente de la fig. 2.17 es aproximadamente $200mA_{pico}$, la cual produce un voltaje en la resistencia de derivación (shunt) de $20mV_{pico}$. La polarización del amplificador de instrumentación es de +9V y -9V, razón por la cual se busca amplificar la señal de entrada solamente hasta $7V_{pico}$ debido al voltaje de excursión de cada Opamp.

Como conclusión, la ganancia deseada sería:

$$A_v = \frac{V_0}{V_i} = \frac{7V}{20mV} = 350$$

Para el amplificador de instrumentación que se muestra en la fig. 2.20, la ganancia de voltaje viene dada por la ecuación:

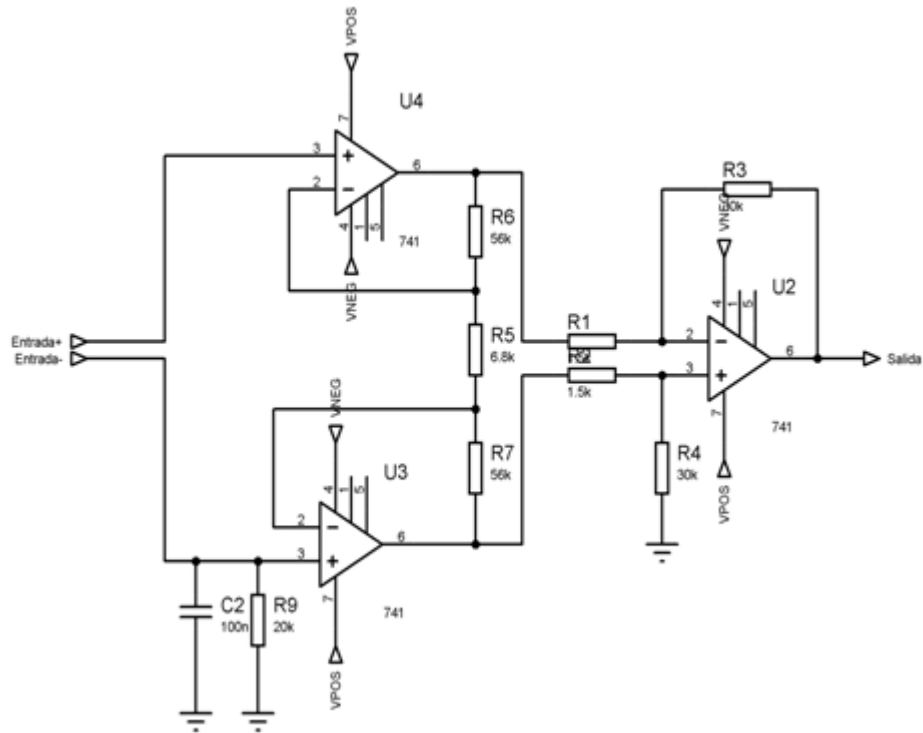


Figura 2.20. Amplificador de instrumentación para la señal del medidor de corrientes de fuga.

$$A_v = \frac{R_a}{R_b} \left(1 + \frac{2R_x}{R_y} \right)$$

Siendo $R_a = R_3 = R_4$, $R_b = R_1 = R_2$, $R_x = R_6 = R_7$ y $R_y = R_5$

$$A_v = \frac{30k}{1.5k} \left(1 + \frac{2 \times 56k}{6.8k} \right) = 349.41$$

que es muy cercana al valor deseado.

Acondicionamiento de señal del medidor de impedancia de tierra.-Se realiza mediante el uso de un amplificador de instrumentación; es un amplificador cuya finalidad es tomar la señal diferencial del medidor de impedancia de tierra.

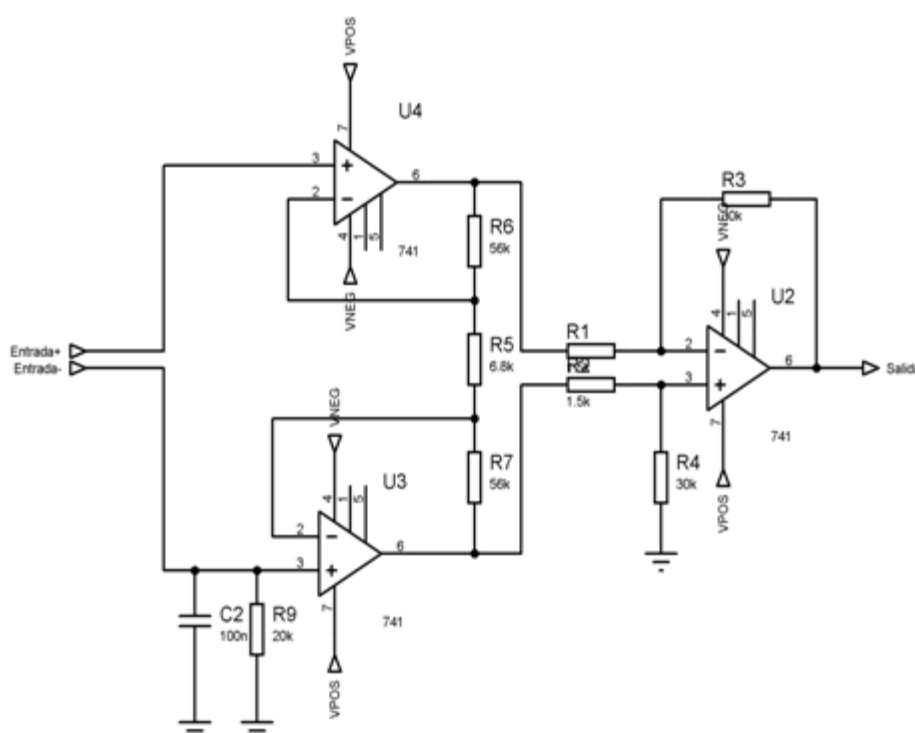


Figura 2.21. Amplificador de instrumentación para la señal del medidor de impedancia de cable de tierra.

El voltaje de polarización del amplificador es de +9V y -9V; como la señal del medidor de impedancia de tierra, en algunas situaciones posibles, alcanza los $12V_{pico}$; se la hace pasar primero a través de un divisor de tensión, de modo que la señal no se sature en el amplificador.

La ganancia del amplificador es:

$$A_v = \frac{35k}{47k} \left(1 + \frac{2 \times 33k}{120k} \right) = 1.088$$

que es aproximadamente ganancia unitaria, de modo que el voltaje a la entrada del multiplexor analógico sea máximo de $6V_{pico}$.

Selector de señales.-Este bloque está implementado únicamente por un circuito integrado de la familia de los CMOS llamado CD4051, el cual es un multiplexor analógico de ocho canales con entradas de control A, B y C; las señales de control, seleccionan 1 de los 8 ocho canales, conectando una de las ocho entradas a la salida.

En su esquema más básico, es un conjunto de switches analógicos controlado digitalmente por señales digitales de 0 y 5V, manejadas por el microcontrolador. Sus características más importantes son:

1. Baja impedancia de encendido.
2. Alta impedancia de apagado.
3. Amplio rango para niveles de señal analógica ($20V_{pp}$).

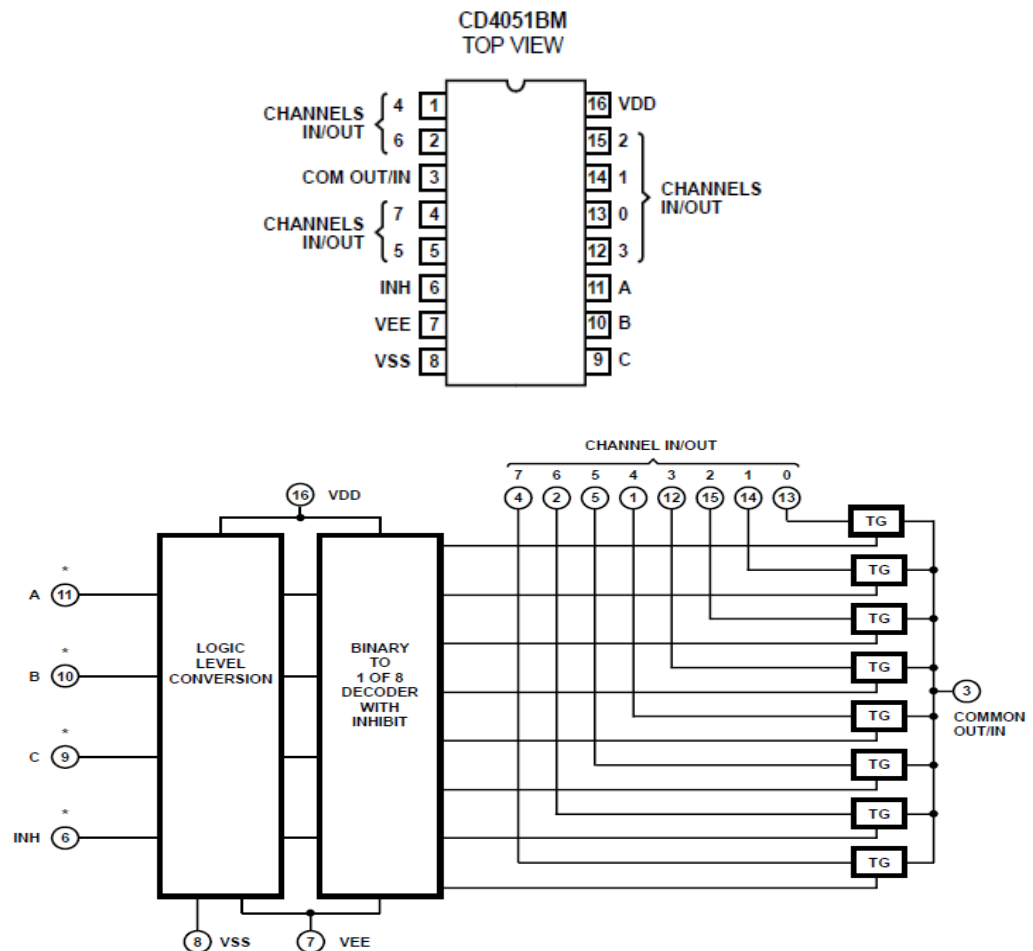


Figura 2.22. Asignación de pines y diagrama de bloques del CD4051. (Tomado de la hoja de especificaciones Intersil CD4051, CD4052, CD4053).

La polarización del multiplexor se realiza los pines Vdd(16) y Vss(8); mientras que el máximo voltaje de excursión de la señales en el multiplexor, viene dado por la diferencia entre el voltaje de los pines Vdd(16) y Vee(7). Por ejemplo, en el caso del las señales tomadas desde las etapas anteriores, éstas pueden alcanzar un voltaje máximo de $7V_{pico}$ ($14V_{pp}$); así que se polariza al multiplexor

con $V_{dd}=9V$, $V_{ss}=0$ y $V_{ee}=-9V$, de modo que el voltaje máximo que podría manejar el multiplexor sea de $18V_{pp}$ (o sea $9V_{pico}$).

En la figura 2.23 se observa como se disponen las señales de control en los pines del multiplexor; las señales en los canales cero y siete se ponen a cero voltios; y las señales de salida de las etapas de las pruebas comienzan a contarse desde el canal uno del multiplexor.

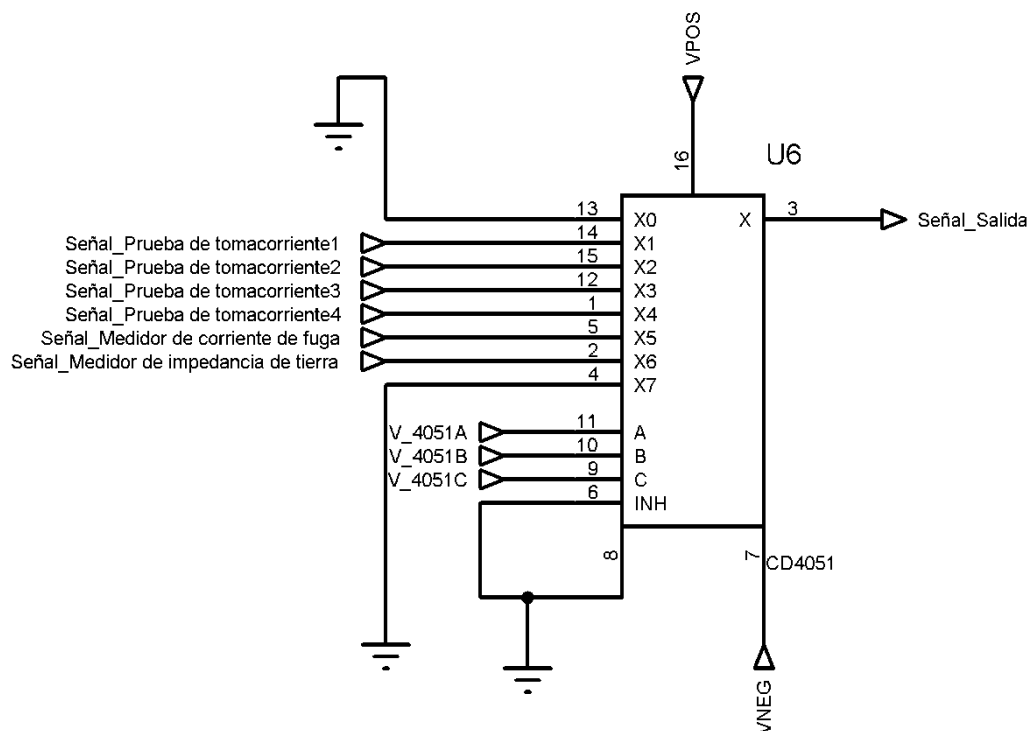


Figura 2.23. Asignación de señales resultantes de las etapas de adquisición a los canales del multiplexor.

Amplificador de ganancia variable.-El circuito consiste en dos amplificadores inversores en cascada, cuyas resistencias en

seleccionan uno de los cuatro pares de canales y conectan la señal analógica de entrada en la salida.

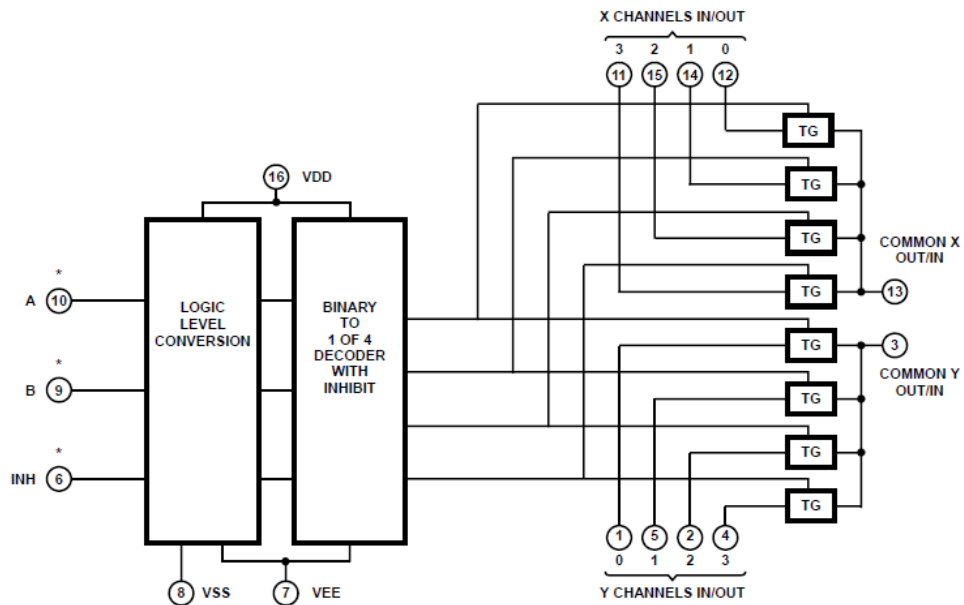


Figura 2.24. Diagrama de bloques del CD4052 (Tomado de la hoja de especificaciones Intersil CD4051, CD4052, CD4053).

Las señales A y B controlan de este modo la amplificación de la señal de entrada dependiendo de qué prueba se esté realizando de acuerdo a la programación del microcontrolador. A continuación se presenta una tabla con los valores de ganancia para las combinaciones de las señales A y B.

Tabla 2.3. Posibles ganancias del amplificador de acuerdo a las señales de control del multiplexor CD4052.

B	A	Ganancia $A_v = \frac{R_{f1}}{R_{i1}} \times \frac{R_{f2}}{R_{i2}}$
0	0	$A_v = \frac{1k}{1k} \times \frac{1k}{1k} = 1$
0	1	$A_v = \frac{1k}{1k} \times \frac{10k}{1k} = 10$
1	0	$A_v = \frac{10k}{1k} \times \frac{10k}{1k} = 100$
1	1	$A_v = \frac{22k}{1k} \times \frac{22k}{1k} = 484$

Convertidor AC/DC.- Este circuito fue tomado de un manual de amplificadores operacionales de TEXAS INSTRUMENTS. Consiste de un rectificador de onda completa, seguido por un filtro para suavizar la señal rectificada.

La función de conversión es:

$$V_{0Promedio} = 0,9V_{iRMS}$$

Para valores de voltajes de entrada desde 6mV a 6V RMS, a frecuencias de 10 a 1000 Hertz.

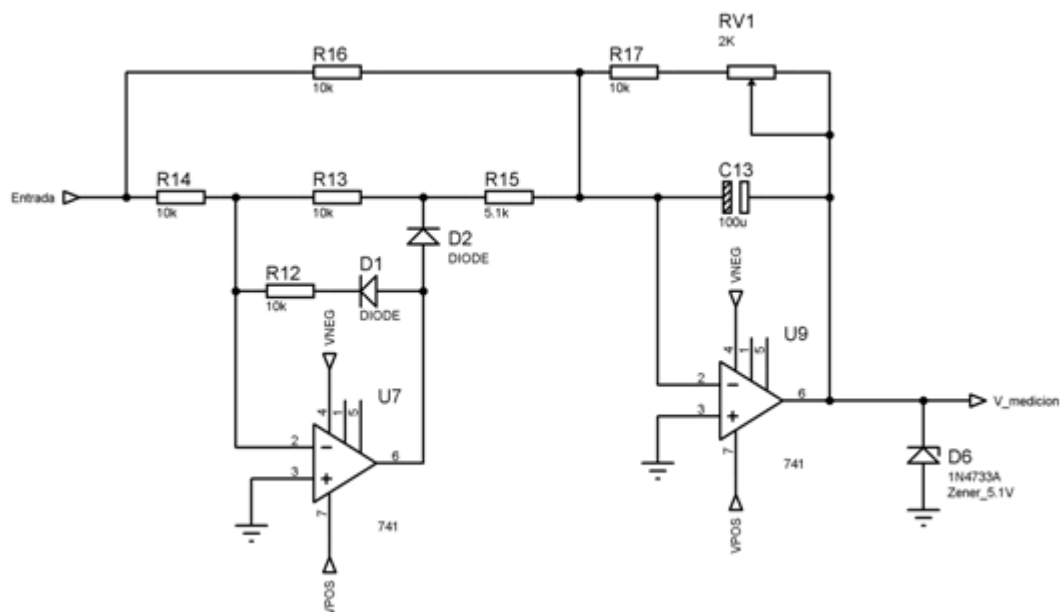


Figura 2.26. Convertidor AC/DC.

El zener de 5,1V, colocado a la salida del convertidor, es una protección para el pin del convertidor ADC del microcontrolador, que trabaja a 5V, en caso que la salida del convertidor exceda ese valor.

2.5 MICROCONTROLADOR.

Esta parte del módulo es el centro encargado de procesar las señales de entrada y devolver los resultados de las pruebas, que es capaz de realizar el módulo.

El microcontrolador a usarse será el PIC18F4550; perteneciente a la gama alta de los microcontroladores de Microchip. Básicamente, el

manejo de las diversas operaciones lógicas del proyecto, no requiere de un microcontrolador de las prestaciones del 18F4550. Pero debido a la gran cantidad de operaciones matemáticas, la disponibilidad y el manejo de variables de gran tamaño, como son las de punto flotante, surgió la necesidad de utilizar un microcontrolador con mayor cantidad de memoria.

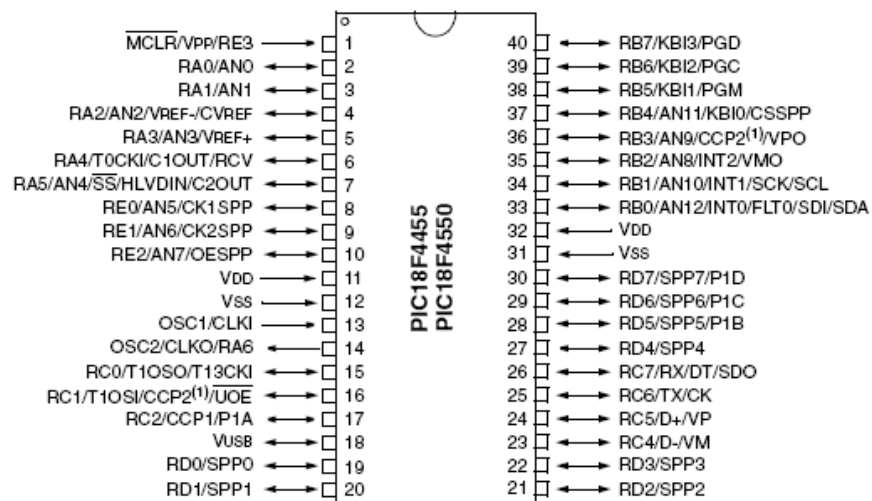


Figura 2.27. Microcontrolador PIC18F4550.

Las características más importantes de este chip son:

1. 40 pines.
2. Memoria de programa de 32kBytes.
3. Memoria de datos 2kBytes.
4. Memoria EPROM de 256Bytes.

5. Convertidor analógico/digital de 10 bits.
6. Puertos de comunicación EUSART y USB.

El pin RA0 del microcontrolador se usa como entrada analógica para la adquisición de las señales a ser procesadas en el módulo.

Los pines RA1, RA2, RA3 y RA4 son dedicados a recibir las señales de entrada, de las botoneras de selección de la función que realizará el módulo.

El pin RA5 es una salida digital encargada de manejar los contactos de un relé, que controla la polarización de la fuente de corriente controlada por voltaje, de la etapa de medición de impedancia de tierra mencionada anteriormente.

Los pines RB0, RB1 y RB2 son tres salidas digitales, encargadas de manejar al multiplexor 4051 de la etapa de acondicionamiento de señales, explicada anteriormente, con las cuales se decide qué señales de la entrada se deben procesar, dependiendo de la prueba que se esté realizando.

Los pines RB3, RB4 son las salidas digitales encargadas de manejar el multiplexor analógico 4052, que controla la ganancia del amplificador de

ganancia variable de la etapa de acondicionamiento de señales explicada anteriormente.

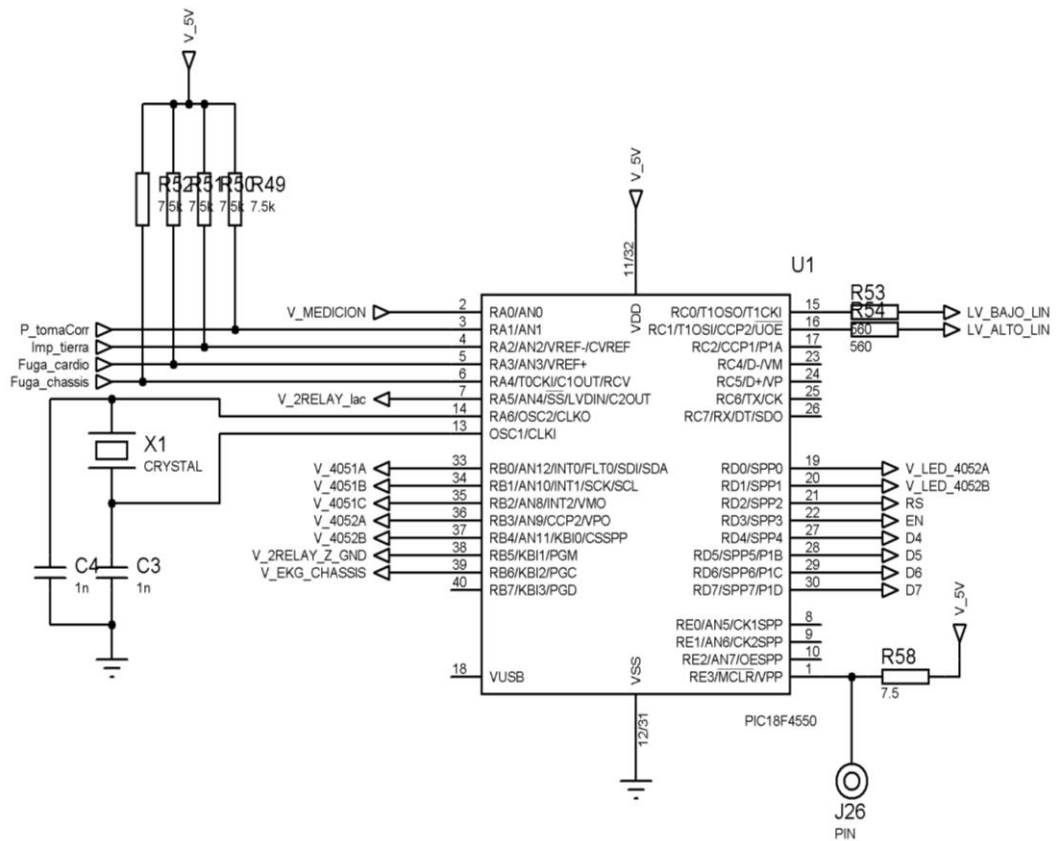


Figura 2.28. Asignación de pines del microcontrolador PIC18F4550.

El pin RB5 es una salida digital que maneja la activación de un relé, que es el encargado de conectar y desconectar los cables que van a la fuente de corriente, dependiendo de la condición en que se encuentre el tomacorriente.

El pin RB6 es una salida digital que maneja la activación de un relé, que es el encargado de seleccionar el camino desde donde se realizará la

medición de la corriente de fuga; sea desde el chasis de un equipo o desde las líneas de un electrocardiógrafo (EKG).

Los pines RC0 y RC1 son salidas digitales que manejan dos diodos LED's indicadores del correcto nivel de voltaje, en la prueba de tomacorriente explicada anteriormente.

Los pines RD0 y RD1 son salidas digitales, encargadas de manejar un multiplexor 4052, encargado de manejar el encendido de cuatro LED's indicadores, dependiendo de la prueba que se esté ejecutando.

Los pines RD2, RD3, RD4, RD5, RD6 y RD7 son salidas digitales encargadas de manejar el display LCD del módulo.

El pin RE1, es de uso exclusivo para el RESET general de todo el proyecto.

2.6 FUENTES DE ALIMENTACIÓN DEL MÓDULO.

Debido a la forma en que ha sido estructurado el proyecto, y la necesidad de una etapa totalmente aislada, dedicada a la realización de las mediciones tomadas directamente desde la etapa de 115Vac del medidor de corrientes de fuga; y de las necesidades de voltaje y corriente de las etapas de:

1. Fuente de corriente ($15V_{dc}$ y $12V_{dc}$ requiriendo en ocasiones un máximo aproximado de 1A)

2. Acondicionamiento de señales ($9V_{dc}$)
3. Microcontrolador($5V_{dc}$)

Se ha visto la necesidad de construir dos fuentes DC reguladas, totalmente separadas.

Para el caso de la fuente de corriente se requiere de dos niveles de distintos voltajes para operar, debido a que después se obtiene la señal sinusoidal básica. Ésta necesita ser amplificada hasta un nivel de $12V_p$, que es el voltaje adecuado para manejar la fuente de corriente de 1A, para generar la señal a ser usada en la medición del cable de tierra.

Se podría suponer apresuradamente que un regulador de $+12/-12V$ (7812 o 7912) resolvería el inconveniente, pero refiriéndonos a las hojas de especificaciones de los Opamps, se encuentra que presentan un voltaje de excursión de salida máximo, que está a uno o dos voltios por debajo del voltaje de polarización, cuando éste es polarizado como se ha propuesto.

Con el fin de superar este inconveniente, se decidió que las etapas de amplificación debieran ser alimentadas con una fuente de 15V, construida con reguladores fijos 7815 y 7915 de modo que, el voltaje de excursión alcanza casi los 13V; así la fuente de corriente puede ser manejada de

forma idónea. El transformador a utilizarse será un transformador de 115/30Vac con tap central.

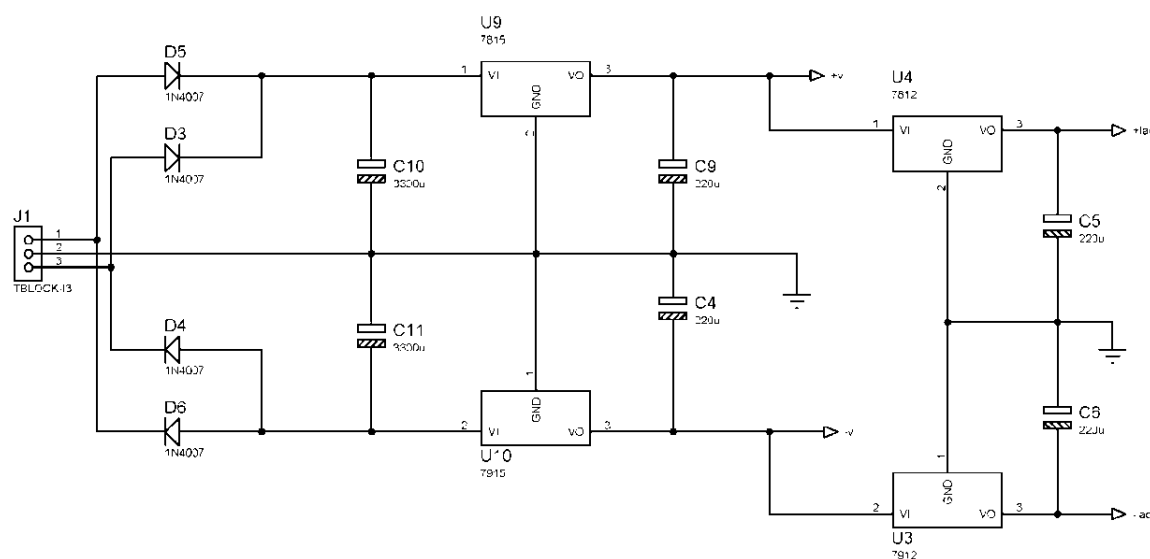


Figura 2.29. Fuente de alimentación del módulo con 7815, 7915 y 7812, 7912.

La fuente de corriente controlada por voltaje, necesita ser alimentada de modo de poder generar la corriente alterna suficiente ($1 A_{ac}$), para realizar la medición de impedancia del cable de tierra. Para el valor de resistencia de 12Ω y con un voltaje en los emisores de los TIP32 y TIP31 de +12V y -12V respectivamente, se concluye que la alimentación de la fuente de corriente necesita de +12V y -12V. Estos voltajes son obtenidos por medio de los reguladores fijos 7812 y 7912 alimentados por medio de la etapa anterior de reguladores de +15V y -15V. Adicionalmente, los 7812 y 7912 se encargan de alimentar los relés que controlan el paso de

los cables, sobre los que se realiza el análisis y la energización misma de la fuente de corriente.

La necesidad de construir la segunda fuente de voltaje, surge del problema de construcción de un medidor de voltaje, en el cual, dependiendo de la situación en la que se encuentran los equipos a ser analizados, pondrán a los circuitos del módulo que intervienen, en la adquisición a diversos potenciales. Si se utilizara una fuente con un transformador común, debido a una inapropiada impedancia entre el primario y secundario del mismo, podrían circular corrientes peligrosas, debido a la forma en que se adquieren las señales de la medición de corrientes de fuga, en la cual, en el peor de los casos, se podría tener el voltaje de línea en la etapa de acondicionamiento y del microcontrolador, y los problemas consecuentes (cortocircuitos, posible destrucción del transformador e incendio).

Por lo tanto, la alimentación de las etapas de acondicionamiento y del microcontrolador deberá estar correctamente aislada.

Para esta fuente hemos usado un transformador de aislamiento, como medida para evitar los problemas ya mencionados. Las características del mismo son las siguientes:

1. Transformador de 115V/9V sin tap central.

2. Corriente máxima en el secundario 2A.
3. Voltaje máximo de aislamiento de 5000V.

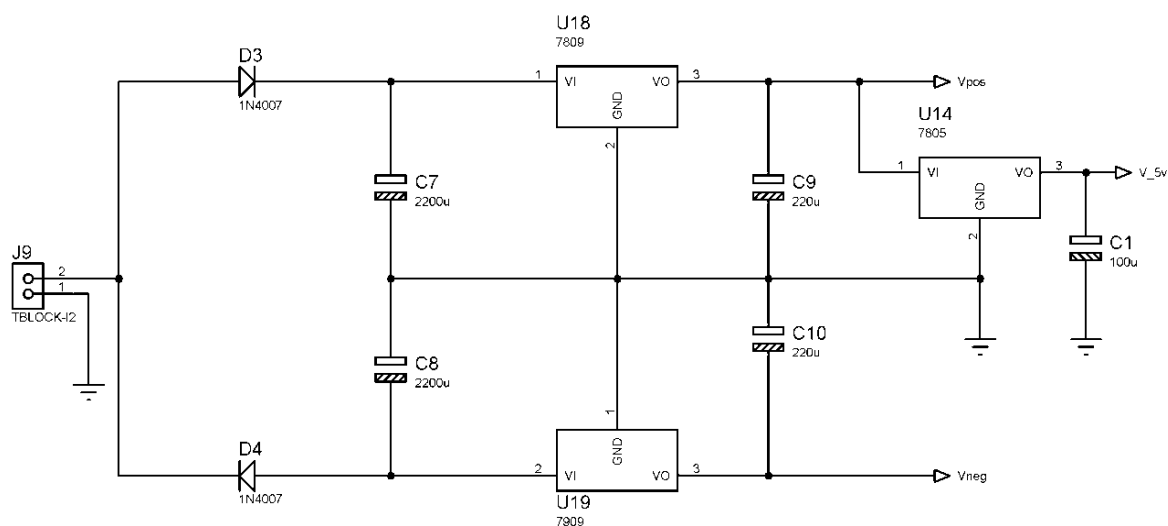


Figura 2.30. Fuente de alimentación de las etapas de acondicionamiento y microcontrolador.

Este transformador de aislamiento, debido a la ausencia de tap central, lleva a la construcción de dos rectificadores de media onda; los cuales proveerán del voltaje de alimentación de dos reguladores complementarios de +9V/-9V (7809 y 7909).

Las salidas de estos reguladores serán los encargados de polarizar los amplificadores de instrumentación, los opto-acopladores, el amplificador de ganancia variable, los multiplexores analógicos y el convertidor AC/DC de la etapa de acondicionamiento de señales.

También, un regulador de +5V (7805) será energizado desde la salida del regulador de +9V, el cual proveerá del nivel de voltaje apropiado al microcontrolador, y a la bobina de un relé utilizado en la conmutación, entre la punta de prueba para chasis de equipos y el switch de las líneas de los electrocardiógrafos (EKG), que comparten el circuito de adquisición de señal para la medición de corrientes de fuga.

CAPÍTULO 3

PROGRAMACIÓN DEL MICROCONTROLADOR PIC18F4550.

3.1 SOFTWARE Y HARDWARE USADO PARA LA PROGRAMACIÓN.

3.1.1 Software para la escritura del código fuente.

“MikroC PRO” es una herramienta de desarrollo para la programación de microcontroladores PIC, la cual es conformada por un entorno de desarrollo, un compilador del lenguaje de programación ANSI C, y una amplia librería de funciones dedicadas al manejo de módulos externos (como display LCD) e internos (interfaz USB), en lenguaje de alto nivel.

2. Button.- Para el manejo de las botoneras externas usadas en el proyecto.
3. Conversions.- Contiene un juego de funciones pensadas para la conversión entre los distintos tipos de datos que usa el lenguaje de programación.
4. LCD.- Contiene funciones para el manejo del display LCD 16x2 utilizado para la muestra de resultados.

3.1.2 Software para la depuración del código.

Debido a las limitaciones del depurador del MikroC PRO, las pruebas del correcto funcionamiento del código se hicieron, utilizando el simulador del diseñador de circuitos Proteus dentro del cual, se incluyen componentes animados entre los que se encuentra el microcontrolador 18F4550 utilizado en el módulo.

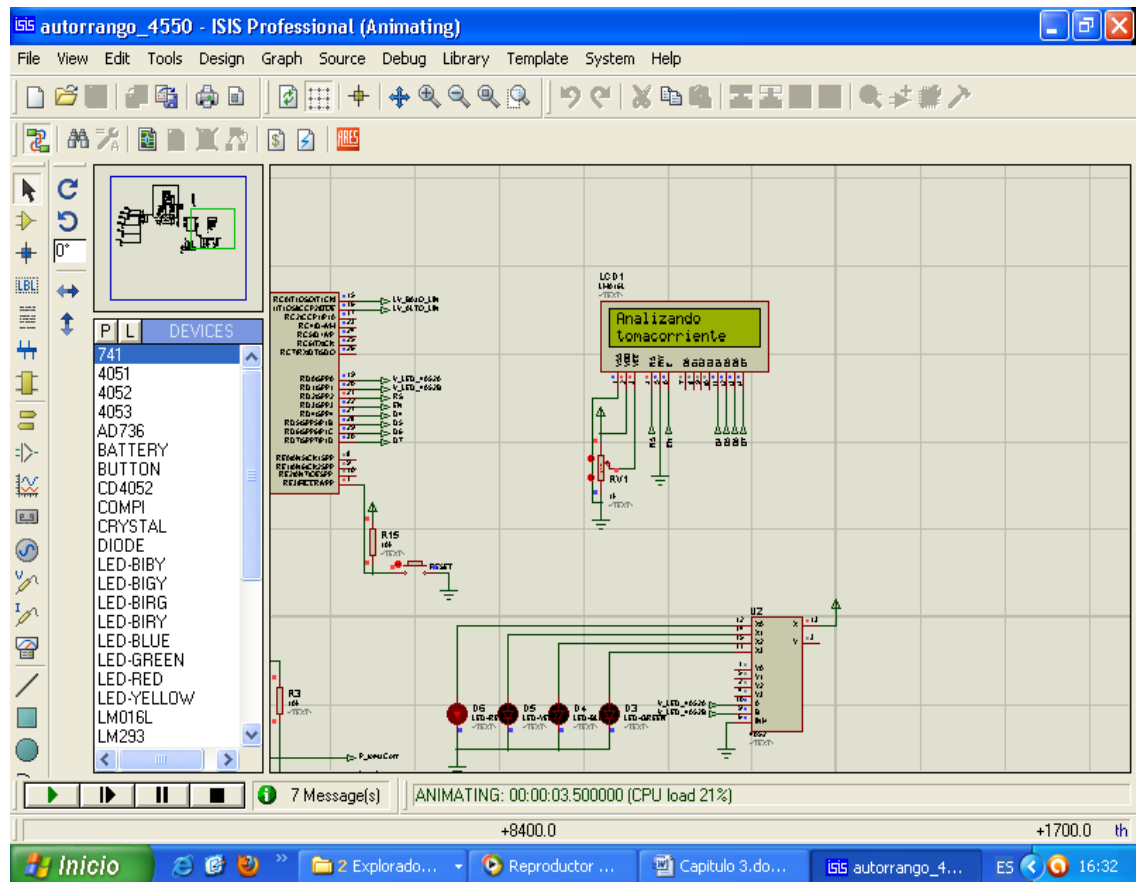


Figura 3.2 Simulación del programa del microcontrolador en Proteus.

3.1.3 Programación física del microcontrolador 18F4550.

Para la programación física del microcontrolador se ha utilizado el programador PICKIT 2 de Microchip. Éste es un programador ICSP (In Circuit Serial Programming) capaz de programar la mayoría de los PIC's con memoria flash. Éste se conecta a la computadora mediante interfaz USB, y realiza la escritura del chip utilizando el software de programación del mismo nombre (Pickit2 v2.61).

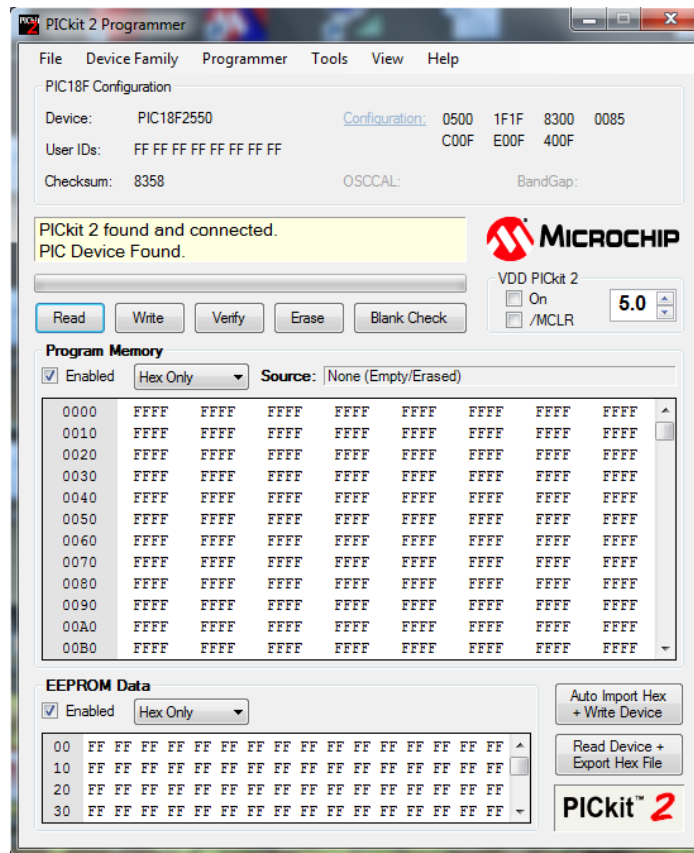


Figura 3.3. PICKIT 2 versión 2.61.

La programación serial del microcontrolador se hace usando cinco señales, enviadas desde el programador a cinco pines distintos del microcontrolador:

1. V_{pp} es una señal de 13V que pone al microcontrolador en modo de programación.
2. V_{ad} target es el voltaje para la alimentación del microcontrolador a ser programado.
3. V_{ss} (ground) es la referencia de la alimentación del chip.

4. ICSPDAT/PGD es la señal que envía los datos de programación serial al microcontrolador.
5. ICSPCLK/PGC es la señal de reloj que sincroniza la transmisión de los datos al microcontrolador.

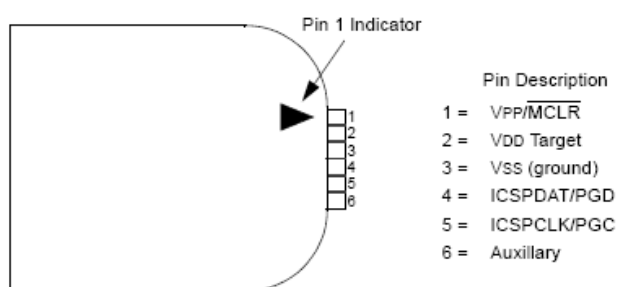


Figura 3.4. Salidas del programador PICKIT 2.

3.2 DIAGRAMAS DE FLUJO.

3.2.1 Función principal.

Ésta es la función principal del proyecto; primeramente se configuran los puertos del microcontrolador, ya sea como entrada o salida y se decide que el pin RA0 sea una entrada analógica; luego se deshabilitan los comparadores en RC2 y RB3 para usarlos como entradas y salidas digitales; se inicializa el LCD, y finalmente se muestra el mensaje " Proyecto de Graduación ". Después de un retardo de 2 segundos, si es la primera vez que se enciende el módulo, automáticamente se pasa a realizar la prueba de tomacorriente. Una vez finalizada la prueba de tomacorriente, el

módulo se mantiene en un lazo infinito, a la espera de la selección de una de las cuatro subrutinas de las pruebas, por parte del usuario. La razón de llamar automáticamente a la prueba de tomacorriente, es para poder asegurar la protección del circuito medidor de impedancia de tierra, el cual podría dañarse si recibe el voltaje de línea (115Vac).

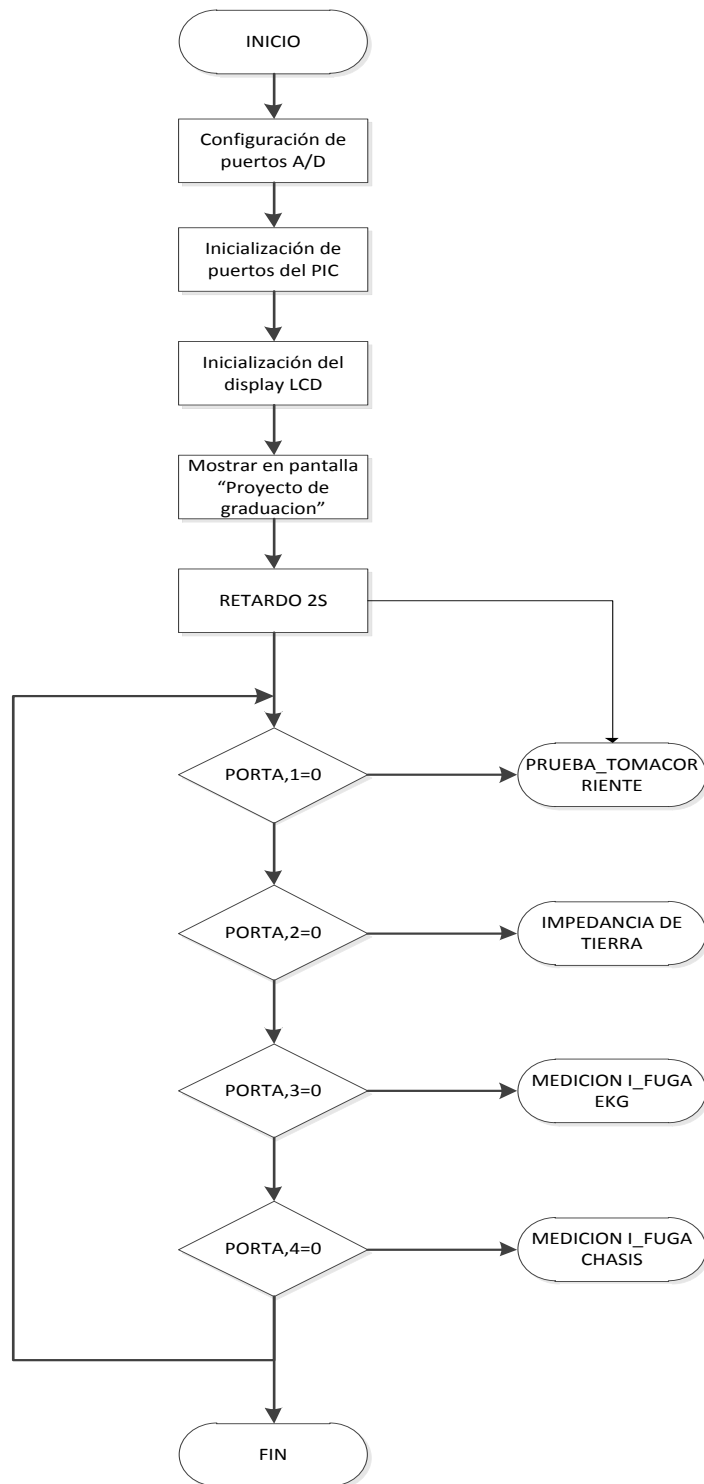


Figura 3.5. Función principal.

3.2.2 Subrutina prueba_TC().

Primero se inicializan las variables Led_1=0, Led_2=0, Led_3=0, Led_4=0, que son las encargadas de guardar los valores tomados por el convertidor analógico digital, que llegan desde los emisores de los opto-acopladores del circuito de prueba de tomacorrientes.

Luego inicializamos PORTD.RD0=0, PORTD.RD1=0, que son las señales de control del multiplexor CD4052, que permite el paso de 5V a uno de los 4 LED's indicadores, dependiendo de la prueba que realiza el módulo. En este caso se encenderá el LED, indicando que se está realizando la prueba de tomacorriente.

A continuación se muestra el mensaje "Analizando tomacorriente", luego se escribe en los bits de control del multiplexor del amplificador de ganancia PORTB.RB3 y PORTB.RB4 con 0, para dar ganancia unitaria a las señales de la prueba (ver epígrafe 2.4.5), y después el programa entra a un lazo que realiza varias acciones, dependiendo del valor actual de la variable "i". Si la condición es $i=0$, se envían las señales de control que habilitan, la señal del canal 1 del multiplexor analógico con la señal del primer LED, que corresponde al circuito probador de tomacorriente; se deja un retardo de 8Seg para la estabilización del convertidor, y toma la lectura del primer LED. Si la variable $i=1$ se habilita, el

paso de la señal del canal 2 del multiplexor analógico con la señal del segundo LED. Nuevamente, se deja un retardo de 8Seg para la estabilización del convertidor, y se toma la lectura del segundo LED; y así sucesivamente con las siguientes condiciones, hasta que se cumpla que $i > 4$, o sea cuando el programa sale del lazo.

A la salida del lazo $i < 4$ se entra a la siguiente condicional, en la cual se pregunta por $Led_1 > 1000$, $Led_2 > 1000$, $Led_3 > 1000$; si cualquiera de éstos es mayor que 1000, significa que se tiene un nivel alto de voltaje en el tomacorriente, entonces se asignan los bits PORTC, 1 con 1 y PORTC, 2 con 0, que encienden el LED indicador de nivel de voltaje alto. Si no se cumple, entra en la siguiente condicional y pregunta si $Led_1 < 800$, $Led_2 < 800$, $Led_3 < 800$; si cualquiera de éstos es menor que 800, entonces se asignan los bits PORTC,1 con 0 y PORTC,2 con 1, que encienden el LED que indica que se tiene un nivel bajo de voltaje; si no se cumple ninguna de las dos condiciones anteriores, se asignan PORTC,1 con 0, y PORTC,2 con 0, y ambos LED's se apagan.

En este lazo se vuelve a preguntar por $Led_1 > 100 \ \&\& \ Led_2 < 100 \ \&\& \ Led_3 > 100 \ \&\& \ Led_4 > 100$; si esto se cumple indica que están encendidos el LED1, LED3 y LED4; entonces se inicializa el display LCD y se muestra el mensaje "Cableado OK" y se escribe el bit

PORTB.RB5=1 que maneja el relé que conecta los cables de neutro y tierra a la fuente de corriente (ver epígrafe 2.2.1). Si no es así, continúa con la siguiente condicional y pregunta por `Led_1>100 && Led_2<100 && Led_3>100 && Led_4<100`; si el enunciado es verdadero se inicializa el display y muestra el mensaje “neut. y GND invert”; si no se cumple, pasa a la siguiente condicional y así sucesivamente con todas las restantes condiciones posibles para el tomacorriente, hasta encontrar cual se cumple de acuerdo al tomacorriente analizado. Al final del análisis, las variables de las señales de los LED's son puestas a cero.

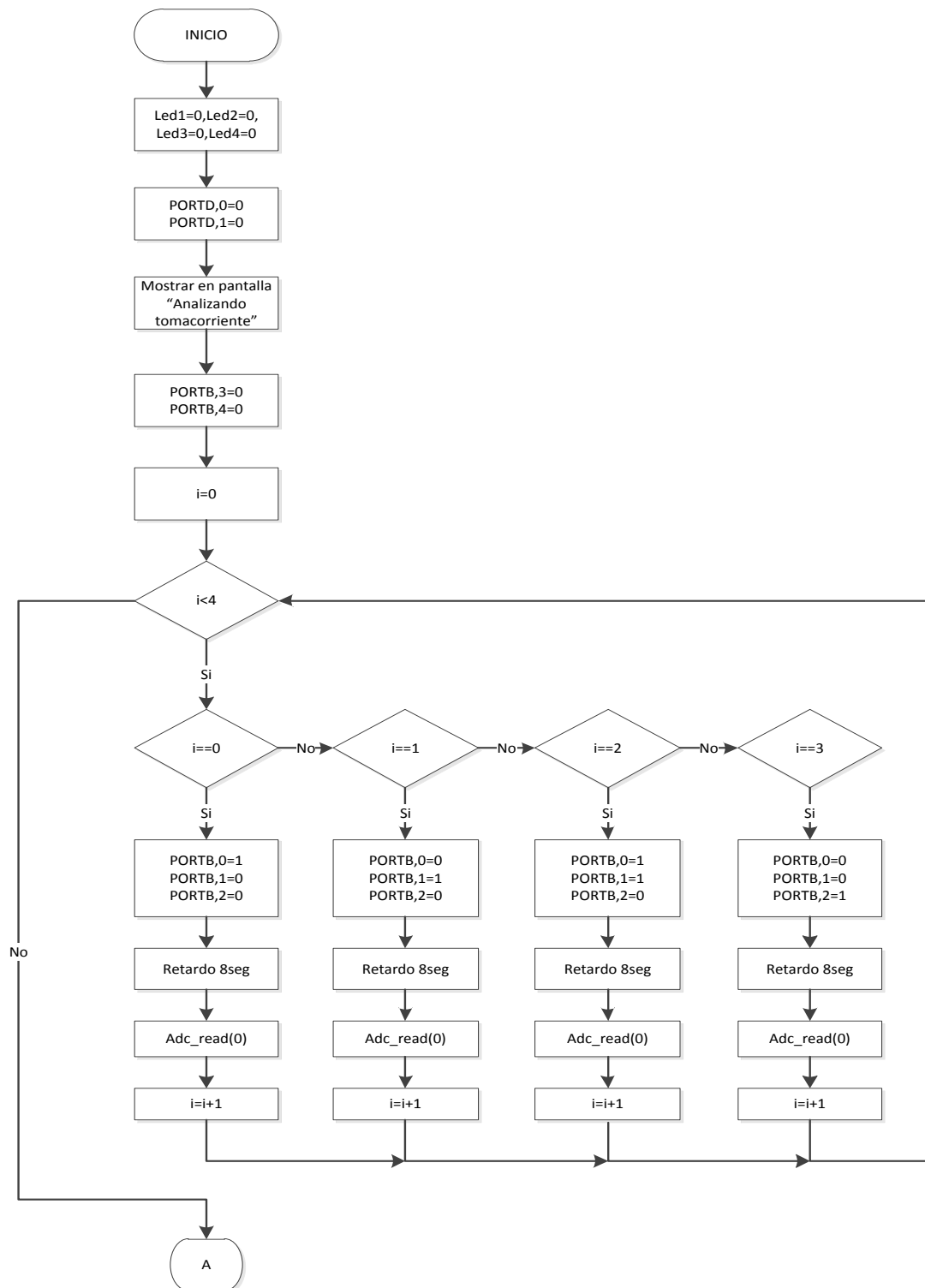


Figura3.6.Probador de tomacorrientes (parte A).

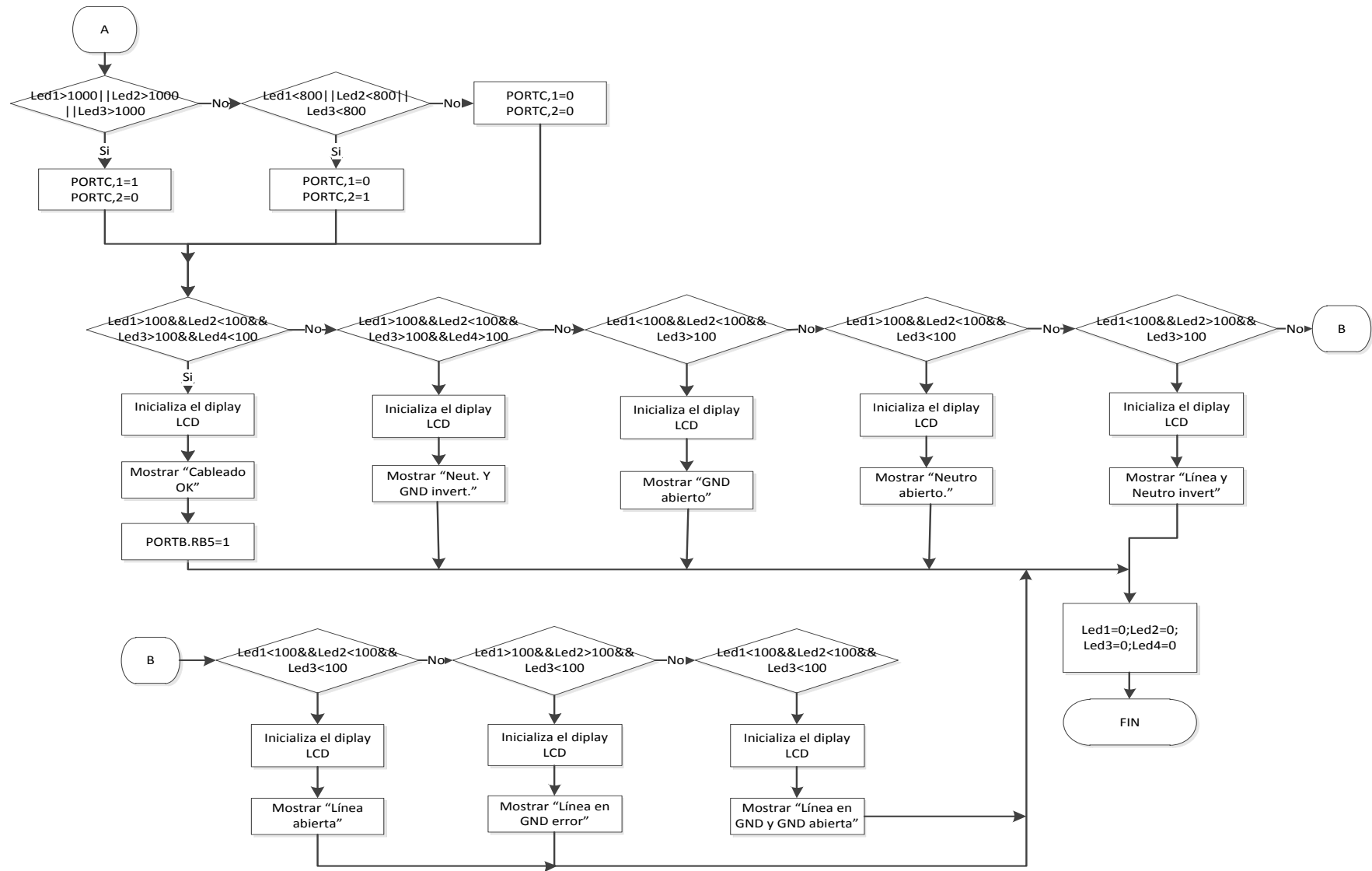


Figura3.6.Probador de tomacorrientes (parte B).

3.2.3 Subrutina impedancia_GND().

Se inicializan las variables de la subrutina, y se asignan los bits PORTD.RD0=0 y PORTD.RD1=1 que encienden el LED indicador correspondiente a la prueba; luego se selecciona el canal 6, del multiplexor correspondiente a la prueba actual, por medio de las variables PORTB.RB0=0, PORTB.RB1=1, PORTB.RB2=1. Se realiza la prueba sí y sólo sí el estado del bit PORTB.RB5 es igual a 1, si la condicional se cumple entonces PORTA.RA5=1. Esto habilita la fuente de corriente y el display muestra "Z_GND (ohms)". Después se pasa a un lazo de cuatro iteraciones. Mientras r<4 se cumple, se asigna un retardo de 8Seg para la estabilización del convertidor AC/DC, y en cada iteración se llama a la función s=autorango(), mediante la cual, la señal desde el multiplexor es amplificada de forma que se aproveche, de mejor forma, el convertidor ADC del microcontrolador. Finalmente, se lee la señal en el convertidor ADC t=adc_read(0), y se hace el cálculo de la impedancia en función del voltaje recibido en el convertidor ADC; y por último, se muestran sus resultados en la pantalla del LCD. Si el estado de PORTB.RB5 es igual a 0, entonces el display mostrará en pantalla "ERROR Z_GND FAIL PRUEBA_TC".

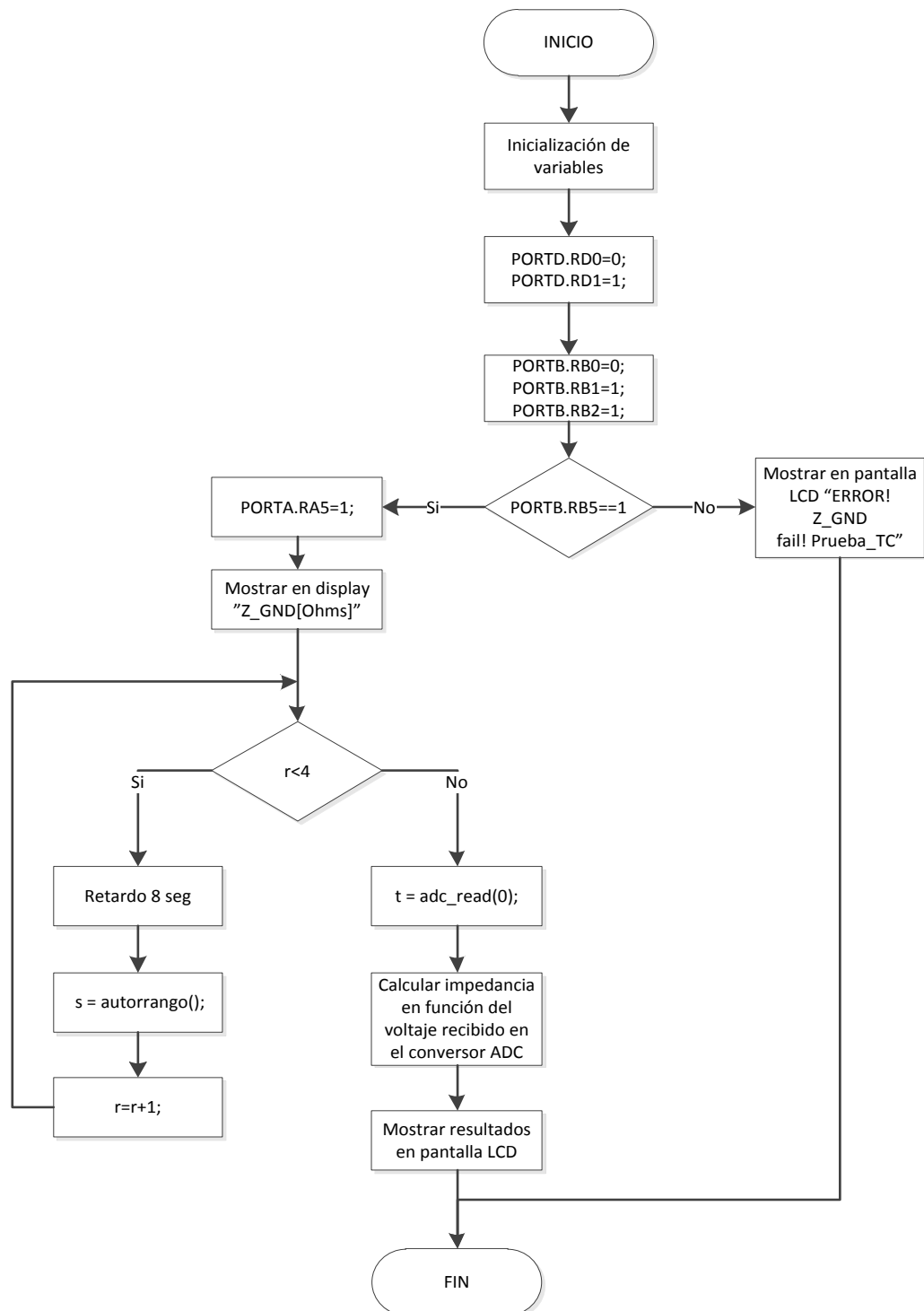


Figura 3.7. Subrutina impedancia_GND.

3.2.3 Subrutina fuga_Chasis ()

Se inicializan las variables de la subrutina y asignamos los bits PORTD.RD0=1, PORTD.RD1=0, que encienden el LED indicador correspondiente a la prueba, luego se selecciona el canal 5 del multiplexor correspondiente a la prueba con las variables PORTB.RB0=1, PORTB.RB1=0, PORTD.RB2=1. A continuación se selecciona la punta de prueba; para esto se asigna la variable PORTB.RB6=1 que maneja un relé selector, entre la punta de prueba para chasis y un switch de 5 pasos para la prueba de EKG, y se inicializa el display LCD y se muestra en pantalla "I_Fuga CHS (mA)". Después se asigna `gain=autorango()`, se introduce un retardo de 8Seg para que se estabilice el convertidor ADC, y se toma la lectura del mismo. Se hace el cálculo del valor inicial de la corriente de fuga; entonces entra a un lazo donde mientras no se presione ningún botón de función, la subrutina continuará ejecutándose, caso contrario se termina la subrutina.

Si la subrutina continúa ejecutándose, se muestra en la segunda línea del display LCD una fila sin caracteres, luego mediante la sentencia `Gain=autorrango()`, se tomará el valor de la ganancia a la que se encuentra el amplificador de ganancia variable (ver epígrafe 2.4.5), si el resultado de `Gain` es 0, entonces se muestra en

el display “fuera de rango”, caso contrario, se da un retardo de 10mSeg para luego tomar lectura del convertidor ADC mediante `med=adc_read(0)`; se hace el cálculo de la corriente de fuga y finalmente se muestra el resultado en el display.

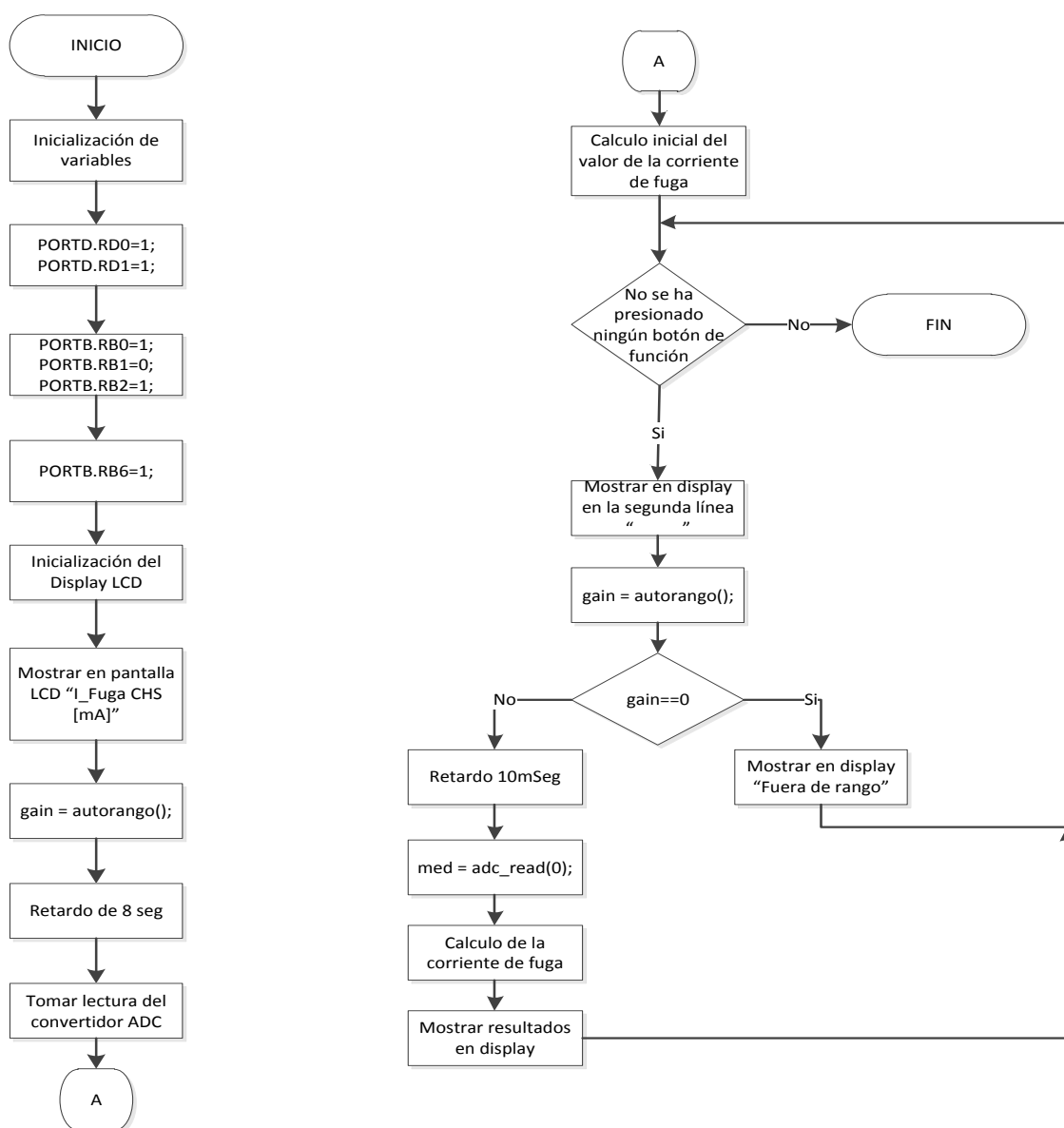


Figura 3.8. Subrutina fuga_Chasis.

3.2.4 Subrutina fuga_EKG ().

Esta subrutina es idéntica a la subrutina fuga_Chasis, salvo por los bits PORTD.RD0=1 y PORTD.RD1=1, que se encargan de encender el LED indicador de la prueba, y el bit PORTB.RB6=0, que habilita la perilla selectora de 5 pasos de esta prueba. Además de que el resultado de la medición se muestra en microamperios.

3.2.5 Subrutina autorango ().

Se inicializan las variables de la subrutina, luego de esto se verifica en qué valor de ganancia se encuentra el amplificador de ganancia variable, mediante los bits de control del multiplexor (PORTB.RB3 y PORTB.RB4). Si PORTB.RB3==0 y PORTB.RB4==0 se tiene ganancia 1; si PORTB.RB3==1 y PORTB.RB4==0 se tiene ganancia 10, si PORTB.RB3==0 y PORTB.RB4==1 se tiene 100, y si PORTB.RB3==1 y PORTB.RB4==1 se tiene ganancia 484.

Dentro del siguiente lazo, se hace la lectura del valor del convertidor ADC, si el valor está por debajo del 10% se habilita el siguiente nivel de ganancia; y si es mayor del 99.8% se habilita el nivel anterior y se retorna como resultado la ganancia actual a la que se encuentra el amplificador.

Si estando el amplificador en ganancia 1, el valor del convertidor se encuentra en 99.8% (1022) o más, los bits de control del multiplexor se mantienen en ganancia 1 (PORTB.RB3==0 y PORTB.RB4==0); y retorna GainV=0 que indica que la medición se ha salido del rango posible de medición del equipo.

Si estando el amplificador en ganancia 484, el valor del convertidor se encuentra al 10% o menos, los bits de control del multiplexor se mantienen en ganancia 484 (PORTB.RB3==1 y PORTB.RB4==1); y retorna GainV=484 y se mantiene así para señales de magnitudes inferiores al 10%.

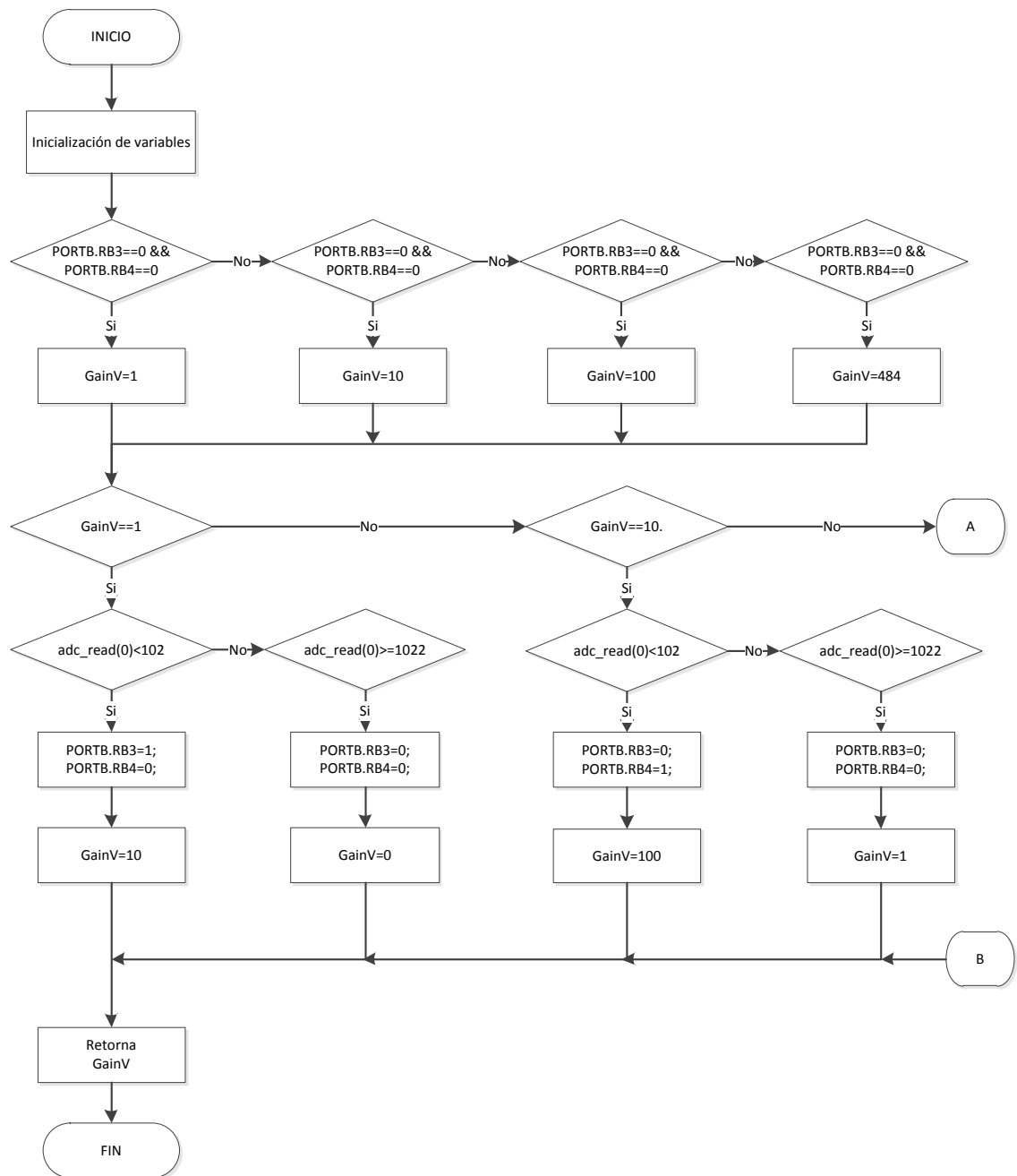


Figura 3.9. Subrutina autorango (parte A).

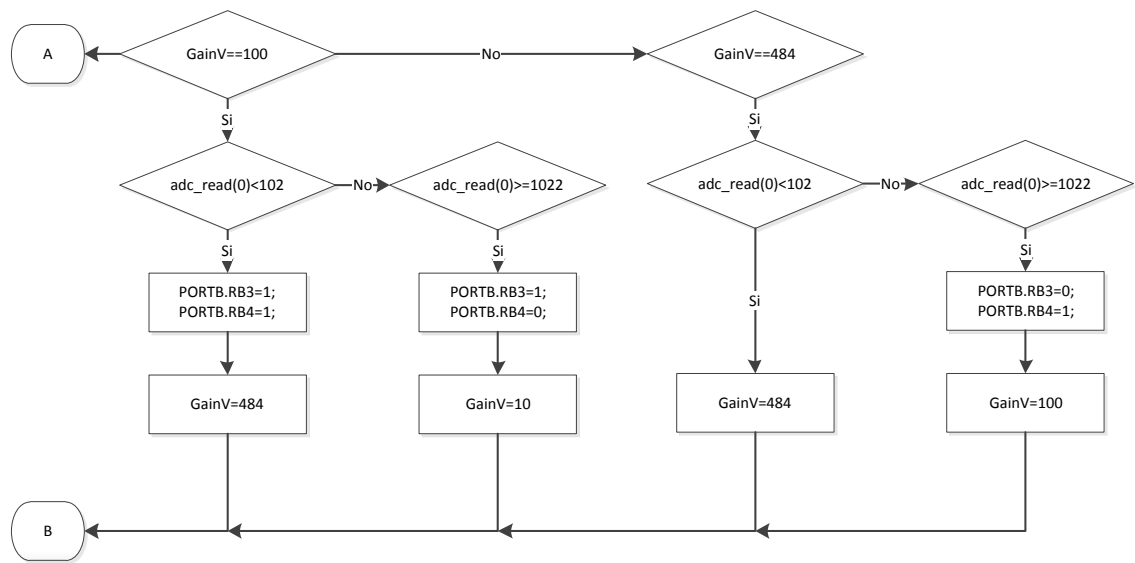


Figura 3.10. Subrutina autorango (parte B).

CAPÍTULO 4

MANUAL DE USUARIO DEL EQUIPO.

El proyecto que se ha construido permite de manera fácil la realización de las siguientes pruebas:

1. Análisis de receptáculo (tomacorriente).
2. Medición de impedancia del cable de tierra.
3. Medición de corrientes de fuga para chasis de equipos.
4. Medición de corrientes de fuga para Electrocardiógrafo (EKG)

A continuación, se explica el procedimiento para efectuar las pruebas ya mencionadas.

4.1 ANÁLISIS DEL RECEPTÁCULO (TOMACORRIENTE).

Conecte el analizador al tomacorriente donde se desea hacer las diversas pruebas.

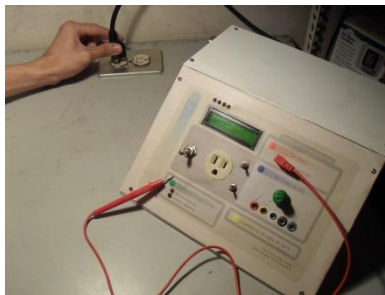


Figura 4.1. Módulo conectado al tomacorriente.

Presione el interruptor del analizador.

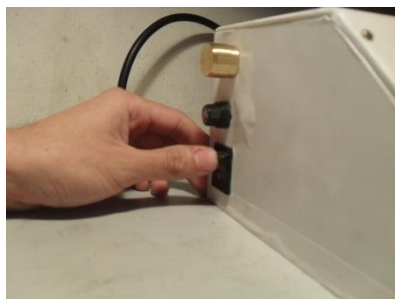


Figura 4.2. Interruptor del módulo.

El módulo automáticamente analizará el tomacorriente y mostrará en el display, en qué condición se encuentra el cableado y el nivel de voltaje. También puede, mediante la botonera que se encuentra rotulada con el nombre, "Prueba de tomacorriente", volver a realizar esta prueba.



Figura 4.3. Mensaje del módulo.



Figura 4.4 Módulo realizando prueba.

Una vez comprobado el correcto cableado del tomacorriente, internamente se habilita la realización de la prueba de Impedancia de tierra.



Figura 4.5. Módulo indicando cableado correcto del tomacorriente.

4.2 MEDICIÓN DE LA IMPEDANCIA DE CABLE DE TIERRA.

Presione el botón "Impedancia de cable de tierra," espere unos 15 segundos, y en el display aparecerá el valor de impedancia del cable de tierra indicado en $m\Omega$.



Figura 4.6. Botón impedancia de tierra.



Figura 4.7. Valor impedancia de tierra.

Nota: si el análisis de receptáculo realizado automáticamente, en el arranque del equipo, muestra que el cableado es no es correcto, el botón

“Impedancia de cable de tierra” será deshabilitado, debido al riesgo que conllevaría que se conecte la línea viva al circuito de medición.

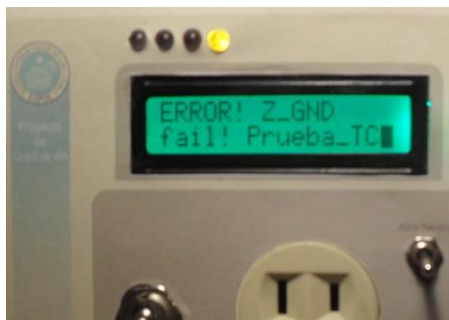


Figura 4.8. Mensaje de error de impedancia de tierra por falla de prueba de tomacorriente.

4.3 MEDICIÓN DE LAS CORRIENTES DE FUGA.

4.3.1 Medición de corrientes de fuga para chasis de equipos.

Conecte el equipo a ser analizado al receptáculo para dispositivos de prueba del proyecto.



Figura 4.9. Conexión del EKG al módulo.

Conecte la punta de prueba a la bornera “punta de prueba”.

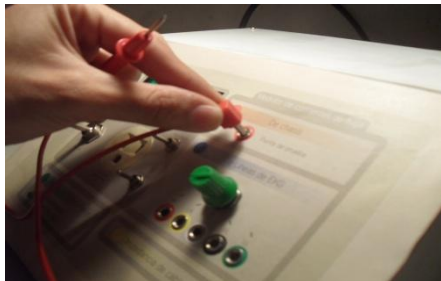


Figura 4.10. Conexión de punta de prueba.

Presione el botón “De chasis”.



Figura 4.11. Botón de prueba de chasis.

Con la punta de prueba hacer contacto con la superficie del equipo a ser analizado, ver en el display el valor de corriente de fuga.

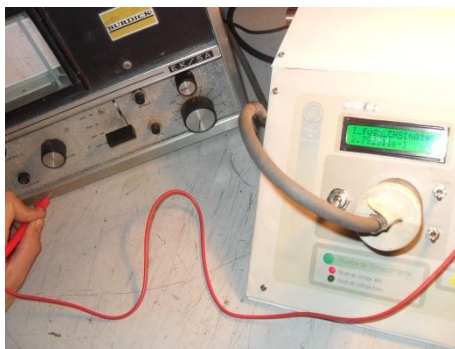


Figura4.12. Punta de prueba al EKG

En el panel frontal del proyecto se encuentran 3 interruptores los cuales están rotulados como; “Abrir Neutro”, “Abrir GND”, e “Invertir polaridad”, con los que se modifica la condición del cableado del tomacorriente en el panel frontal. Éstos son utilizados durante las pruebas de medición de corrientes de fuga, con el fin de tomar mediciones de corriente del equipo conectado bajo condiciones de cableado incorrecto.



Figura4.13. Switch invertir polaridad.



Figura4.14. Switch abrir tierra.

En un posible caso de inhibición, el equipo puede reiniciarse mediante la botonera de RESET ubicada en el lado izquierdo del analizador.



Figura 4.15. Botón de reset.

En caso de baja resolución del display, el contraste puede ser ajustado mediante el potenciómetro ubicado en el lado izquierdo del analizador.



Figura 4.16. Potenciómetro de ajuste de contraste del display.

4.3.2 Medición de corrientes de fuga para Electrocardiógrafo (EKG).

Conecte el electrocardiógrafo al receptáculo para dispositivo de prueba, del que consta el analizador; conecte las líneas del electrocardiógrafo a las borneras respectivas, para comenzar a realizar las pruebas.



Figura 4.17. Conexión del EKG al módulo.



Figura 4.18. Conexión de las derivaciones del EKG al módulo.

A continuación se presiona el botón “De EKG”



Figura 4.19. Botón del EKG.

Gire la perilla selectora en dirección a la línea del electrocardiógrafo a ser analizada. En el display se podrá observar el valor de corrientes de fuga de la línea seleccionada.

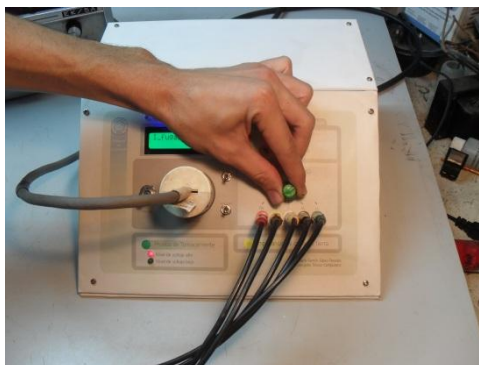


Figura 4.20. Perilla selectora de línea del EKG.

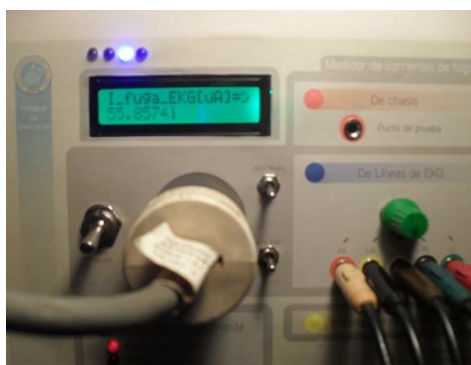


Figura 4.21. Valor de corriente de fuga según la derivación seleccionada.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

CONCLUSIONES.

1. La seguridad eléctrica hospitalaria es un tema extenso, pero meritorio de ser tomado en cuenta y de suma importancia si lo que se busca es la calidad en el sistema hospitalario del país.
2. Los circuitos integrados CD4051 y CD4052 tienen unas interesantes características para el manejo de señales múltiples, lo que permite la construcción de circuitería común entre las señales y aprovechar de mejor manera los pines del microcontrolador.
3. Partiendo de los conocimientos adquiridos a lo largo de la vida estudiantil y de las aptitudes desarrolladas durante la misma, se ha logrado dar

solución a una problemática en el área de la seguridad eléctrica hospitalaria.

4. Se requiere de un largo periodo de tiempo de investigación, pruebas, mediciones y replanteamiento de ciertas etapas del circuito previo a la construcción final del módulo.
5. El módulo construido, aunque pensado para ser usado en áreas hospitalarias, puede también ser utilidad en los hogares y edificios de instituciones. Se puede, antes de la instalación de un equipo a la red eléctrica, hacer una revisión de los parámetros de seguridad mencionados y así estar seguros de que el aparato está funcionando correctamente, lo que hace que la vida útil del equipo no disminuya. Además previene de riesgos de Macroshock (como en las refrigeradoras), que suelen presentarse frecuentemente en instalaciones no hospitalarias.

RECOMENDACIONES.

1. Se recomienda que haya al menos un equipo como el descrito en este proyecto en hospitales, clínicas y laboratorios particulares, con el fin de garantizar la seguridad tanto de equipos como de los pacientes.
2. Se recomienda a los estudiantes y profesores lectores de este documento, enfocar su atención en las prestaciones y utilidad de los multiplexores analógicos, los cuales, siendo económicos (su costo es menor a 0.4 dólares) permiten la construcción de circuitos muy interesantes y útiles.

3. En las etapas de medición de corrientes de fuga y de impedancia de chasis, se recomienda el uso de amplificadores de instrumentación integrados en un solo chip, para lograr una reducción de la densidad de componentes de la placa de circuito impreso.
4. Se recomienda el uso de mascarilla para evitar inhalar los vapores tóxicos producto de la soldadura, y gafas para evitar la irritación de los ojos.
5. Se recomienda a los lectores interesados en microcontroladores revisar las prestaciones y características del microcontrolador PIC18F4550, dado que es muy versátil y su costo es asequible (10 dólares en el medio local, o 5 dólares si lo compra por Internet).

El diseño del módulo construido es aún básico; es solamente un prototipo y puede ser mejorado en un futuro trabajo en varios aspectos tales como:

6. Mejores prestaciones para el usuario, durabilidad, precisión y optimización de la circuitería.
7. El uso de un convertidor AC/DC de mayor velocidad en la etapa de acondicionamiento de señales del módulo.
8. El uso de elementos de mayor precisión en la construcción del módulo (resistores, capacitores, circuitos integrados lineales) a fin de evitar realizar calibraciones mediante software.

ANEXOS.

ANEXO A.

Hojas de especificaciones de los componentes.

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by 4N25/D



The 4N25/A, 4N26, 4N27 and 4N28 devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Most Economical Optoisolator Choice for Medium Speed, Switching Applications
- Meets or Exceeds All JEDEC Registered Specifications
- **To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.**

Applications

- General Purpose Switching Circuits
- Interfacing and coupling systems of different potentials and impedances
- I/O Interfacing
- Solid State Relays

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

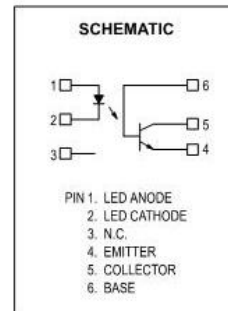
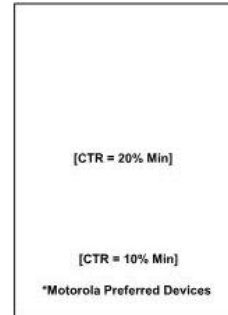
Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V _R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I _F	60	mA
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C	P _D	120	mW
		1.41	mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector–Emitter Voltage	V _{CEO}	30	Volts
Emitter–Collector Voltage	V _{ECO}	7	Volts
Collector–Base Voltage	V _{CBO}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I _C	150	mA
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C	P _D	150	mW
		1.76	mW/°C
TOTAL DEVICE			
Isolation Surge Voltage ⁽¹⁾ (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V _{ISO}	7500	Vac(pk)
Total Device Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	250	mW
		2.94	mW/°C
Ambient Operating Temperature Range ⁽²⁾	T _A	–55 to +100	°C
Storage Temperature Range ⁽²⁾	T _{stg}	–55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T _L	260	°C

1. Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.
For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.
2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.
GlobalOptoisolator is a trademark of Motorola, Inc.

REV 5

© Motorola, Inc. 1995



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)⁽¹⁾

Characteristic	Symbol	Min	Typ ⁽¹⁾	Max	Unit	
INPUT LED						
Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$)	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	V_F	— — —	1.15 1.3 1.05	1.5 — —	Volts
Reverse Leakage Current ($V_R = 3\text{ V}$)		I_R	—	—	100	μA
Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)		C_J	—	18	—	pF
OUTPUT TRANSISTOR						
Collector–Emitter Dark Current ($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	4N25,25A,26,27 4N28	I_{CEO}	— —	1 1	50 100	nA
($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 100^\circ\text{C}$)	All Devices	I_{CEO}	—	1	—	μA
Collector–Base Dark Current ($V_{CB} = 10\text{ V}$)		I_{CBO}	—	0.2	—	nA
Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1\text{ mA}$)		$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	Volts
Collector–Base Breakdown Voltage ($I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$)		$V_{(BR)CBO}$	70	100	—	Volts
Emitter–Collector Breakdown Voltage ($I_E = 100\text{ }\mu\text{A}$)		$V_{(BR)ECO}$	7	7.8	—	Volts
DC Current Gain ($I_C = 2\text{ mA}$, $V_{CE} = 5\text{ V}$)		h_{FE}	—	500	—	—
Collector–Emitter Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CE} = 0$)		C_{CE}	—	7	—	pF
Collector–Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CB} = 0$)		C_{CB}	—	19	—	pF
Emitter–Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{EB} = 0$)		C_{EB}	—	9	—	pF
COUPLED						
Output Collector Current ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$)	4N25,25A,26 4N27,28	I_C (CTR) ⁽²⁾	2 (20) 1 (10)	7 (70) 5 (50)	— —	mA (%)
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 2\text{ mA}$, $I_F = 50\text{ mA}$)		$V_{CE(sat)}$	—	0.15	0.5	Volts
Turn–On Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\text{ }\Omega$) ⁽³⁾		t_{on}	—	2.8	—	μs
Turn–Off Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\text{ }\Omega$) ⁽³⁾		t_{off}	—	4.5	—	μs
Rise Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\text{ }\Omega$) ⁽³⁾		t_r	—	1.2	—	μs
Fall Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\text{ }\Omega$) ⁽³⁾		t_f	—	1.3	—	μs
Isolation Voltage ($f = 60\text{ Hz}$, $t = 1\text{ sec}$) ⁽⁴⁾		V_{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
Isolation Resistance ($V = 500\text{ V}$) ⁽⁴⁾		R_{ISO}	10^{11}	—	—	Ω
Isolation Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$) ⁽⁴⁾		C_{ISO}	—	0.2	—	pF

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical limits (where applicable).

2. Current Transfer Ratio (CTR) = $I_C/I_F \times 100\%$.

3. For test circuit setup and waveforms, refer to Figure 11.

4. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.



UA741

GENERAL PURPOSE SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIER

- LARGE INPUT VOLTAGE RANGE
- NO LATCH-UP
- HIGH GAIN
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SAME PIN CONFIGURATION AS THE UA709

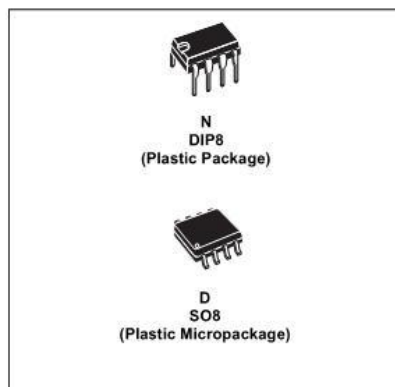
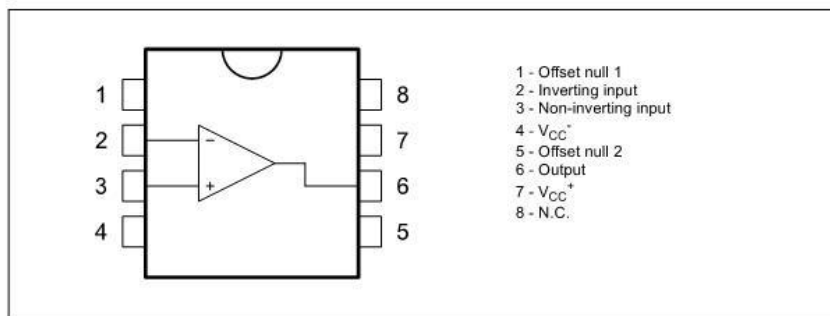
DESCRIPTION

The UA741 is a high performance monolithic operational amplifier constructed on a single silicon chip. It is intended for a wide range of analog applications.

- Summing amplifier
- Voltage follower
- Integrator
- Active filter
- Function generator

The high gain and wide range of operating voltages provide superior performances in integrator, summing amplifier and general feedback applications. The internal compensation network (6dB/octave) insures stability in closed loop circuits.

PIN CONNECTIONS (top view)



ORDER CODE

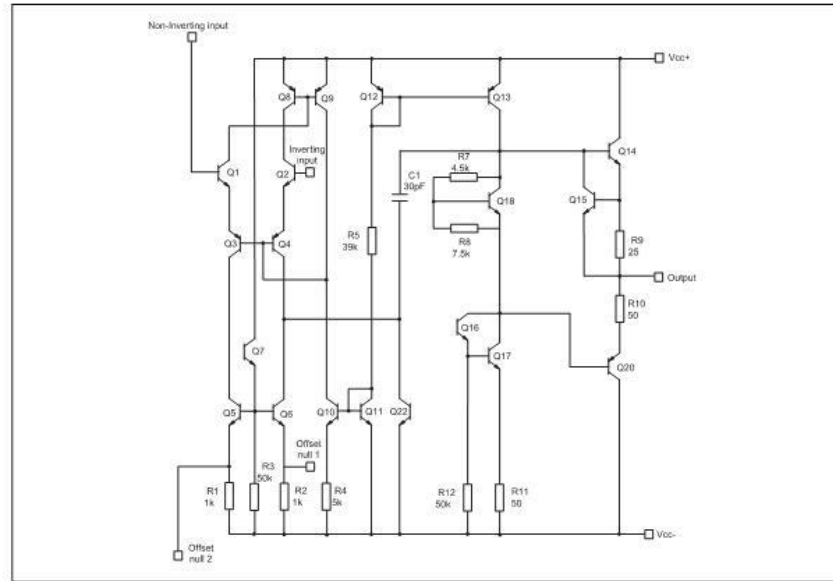
Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
UA741C	0°C, +70°C	•	•
UA741I	-40°C, +105°C	•	•
UA741M	-55°C, +125°C	•	•

Example : UA741CN

N = Dual in Line Package (DIP)
 D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)

UA741

SCHMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	UA741M	UA741I	UA741C	Unit
V_{CC}	Supply voltage		± 22		V
V_{id}	Differential Input Voltage		± 30		V
V_i	Input Voltage		± 15		V
P_{tot}	Power Dissipation ¹⁾		500		mW
	Output Short-circuit Duration		Infinite		
T_{oper}	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to +150		°C

1. Power dissipation must be considered to ensure maximum junction temperature (Tj) is not exceeded.

UA741

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1	5 6	mV
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		2	30 70	nA
I_{ib}	Input Bias Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		10	100 200	nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($V_O = \pm 10V$, $R_L = 2k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	77 77	90		dB
I_{CC}	Supply Current, no load $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1.7	2.8 3.3	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	± 12 ± 12			V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	70 70	90		dB
I_{OS}	Output short Circuit Current	10	25	40	mA
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$				V
	$R_L = 10k\Omega$	12	14		
	$R_L = 2k\Omega$	10	13		
	$R_L = 10k\Omega$	12			
	$R_L = 2k\Omega$	10			
SR	Slew Rate $V_i = \pm 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity Gain	0.25	0.5		V/ μs
t_r	Rise Time $V_i = \pm 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity Gain		0.3		μs
K_{ov}	Overshoot $V_i = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity Gain		5		%
R_i	Input Resistance	0.3	2		M Ω
GBP	Gain Bandwidth Product $V_i = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$	0.7	1		MHz
THD	Total Harmonic Distortion $f = 1kHz$, $A_v = 20dB$, $R_L = 2k\Omega$, $V_o = 2V_{pp}$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$		0.06		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $f = 1kHz$, $R_s = 100\Omega$		23		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
ϕ_m	Phase Margin		50		Degrees



CD4051BMS, CD4052BMS CD4053BMS

CMOS Analog
Multiplexers/Demultiplexers*

December 1992

Features

- Logic Level Conversion
- High-Voltage Types (20V Rating)
- CD4051BMS Signal 8-Channel
- CD4052BMS Differential 4-Channel
- CD4053BMS Triple 2-Channel
- Wide Range of Digital and Analog Signal Levels:
 - Digital 3V to 20V
 - Analog to 20Vp-p
- Low ON Resistance: 125Ω (typ) Over 15Vp-p Signal Input Range for VDD - VEE = 15V
- High OFF Resistance: Channel Leakage of ±100pA (typ) at VDD - VEE = 18V
- Logic Level Conversion:
 - Digital Addressing Signals of 3V to 20V (VDD - VSS = 3V to 20V)
 - Switch Analog Signals to 20Vp-p (VDD - VEE = 20V); See Introductory Text
- Matched Switch Characteristics: RON = 5Ω (typ) for VDD - VEE = 15V
- Very Low Quiescent Power Dissipation Under All Digital Control Input and Supply Conditions: 0.2μW (typ) at VDD - VSS = VDD - VEE = 10V
- Binary Address Decoding on Chip
- 5V, 10V and 15V Parametric Ratings
- 100% Tested for Quiescent Current at 20V
- Maximum Input Current of 1μA at 18V Over Full Package Temperature Range; 100nA at 18V and +25°C
- Break-Before-Making Switching Eliminates Channel Overlap

Applications

- Analog and Digital Multiplexing and Demultiplexing
- A/D and D/A Conversion
- Signal Gating

* When these devices are used as demultiplexers the "CHANNEL IN/OUT" terminals are the outputs and the "COMMON OUT/IN" terminals are the inputs.

Description

CD4051BMS, CD4052BMS and CD4053BMS analog multiplexers/demultiplexers are digitally controlled analog switches having low ON impedance and very low OFF leakage current. Control of analog signals up to 20V peak-to-peak can be achieved by digital signal amplitudes of 4.5V to 20V (if VDD-VSS = 3V, a VDD-VEE of up to 13V can be controlled; for VDD-VEE level differences above 13V, a VDD-VSS of at least 4.5V is required). For example, if VDD = +4.5V, VSS = 0, and VEE = -13.5V, analog signals from -13.5V to +4.5V can be controlled by digital inputs of 0 to 5V. These multiplexer circuits dissipate extremely low quiescent power over the full VDD-VSS and VDD-VEE supply voltage ranges, independent of the logic state of the control signals. When a logic "1" is present at the inhibit input terminal all channels are off.

The CD4051BMS is a single 8 channel multiplexer having three binary control inputs, A, B, and C, and an inhibit input. The three binary signals select 1 of 8 channels to be turned on, and connect one of the 8 inputs to the output.

The CD4052BMS is a differential 4 channel multiplexer having two binary control inputs, A and B, and an inhibit input. The two binary input signals select 1 of 4 pairs of channels to be turned on and connect the analog inputs to the outputs.

The CD4053BMS is a triple 2 channel multiplexer having three separate digital control inputs, A, B, and C, and an inhibit input. Each control input selects one of a pair of channels which are connected in a single pole double-throw configuration.

The CD4051BMS, CD4052BMS and CD4053BMS are supplied in these 16 lead outline packages:

Braze Seal DIP	*H4X	†H4T
Frit Seal DIP	H1E	
Ceramic Flatpack	H6W	
*CD4051B Only	†CD4052B, CD4053 Only	

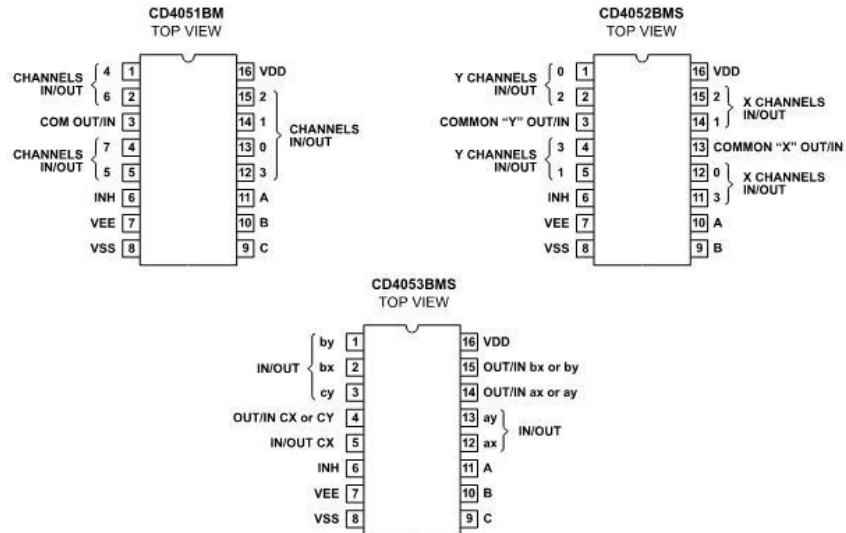
CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Procedures.
1-888-INTERSIL or 321-724-7143 | Copyright © Intersil Corporation 1999

7-937

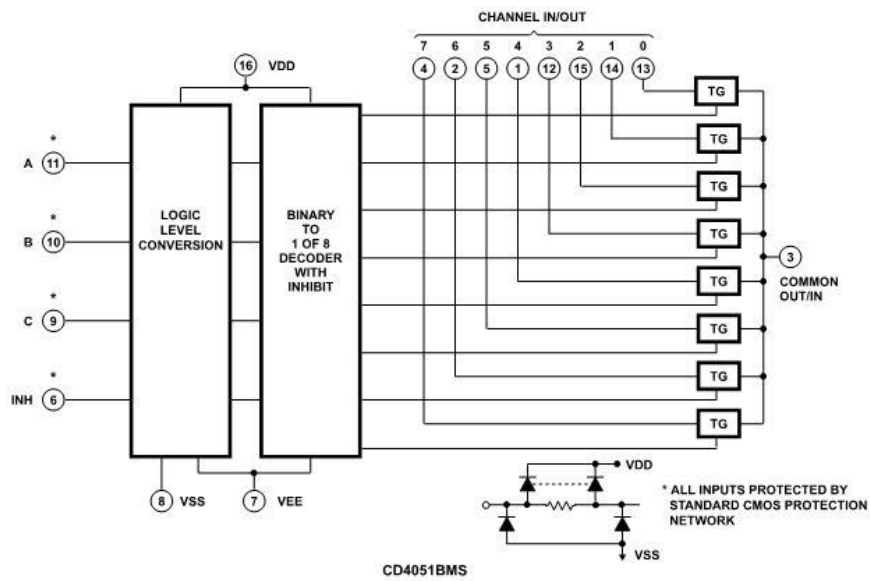
File Number **3316**

CD4051BMS, CD4052BMS, CD4053BMS

Pinouts

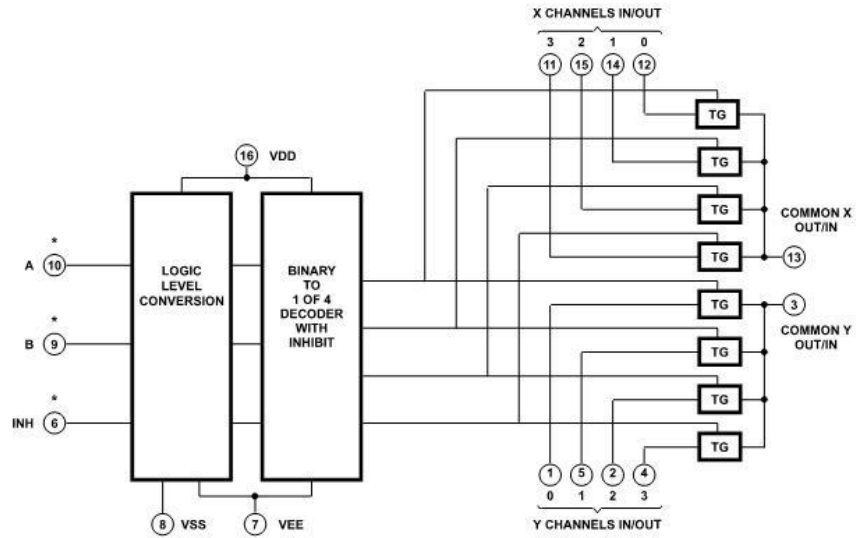


Functional Diagrams

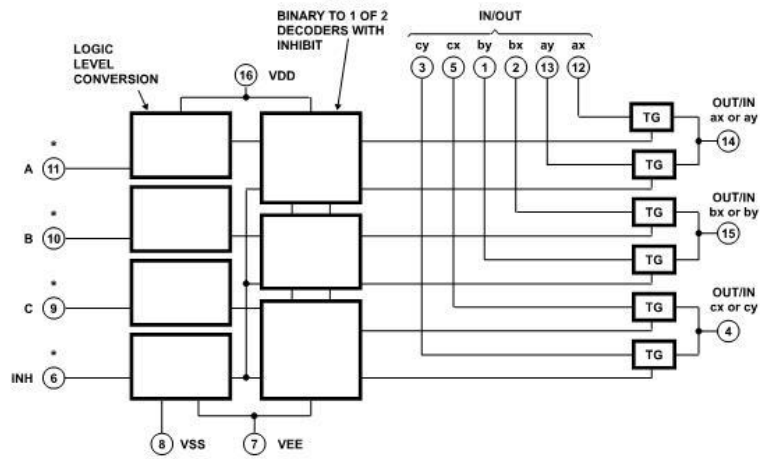
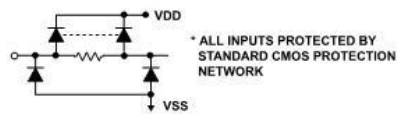


CD4051BMS, CD4052BMS, CD4053BMS

Functional Diagrams (Continued)



CD4052BMS



CD4053BMS

Specifications CD4051BMS, CD4052BMS, CD4053BMS

Absolute Maximum Ratings		Reliability Information	
DC Supply Voltage Range, (VDD)	-0.5V to +20V (Voltage Referenced to VSS Terminals)	Thermal Resistance	θ_{ja} θ_{jc}
Input Voltage Range, All Inputs	-0.5V to VDD +0.5V	Ceramic DIP and FRIT Package	80°C/W 20°C/W
DC Input Current, Any One Input	±10mA	Flatpack Package	70°C/W 20°C/W
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	Maximum Package Power Dissipation (PD) at +125°C	
Storage Temperature Range (TSTG)	-65°C to +150°C	For TA = -55°C to +100°C (Package Type D, F, K)	500mW
Lead Temperature (During Soldering)	+265°C	For TA = +100°C to +125°C (Package Type D, F, K)	Derate
At Distance 1/16 ± 1/32 Inch (1.59mm ± 0.79mm) from case for 10s Maximum		Linearity at 12mW/°C to 200mW	
		Device Dissipation per Output Transistor	100mW
		For TA = Full Package Temperature Range (All Package Types)	
		Junction Temperature	+175°C

TABLE 1. DC ELECTRICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS (NOTE 1)	GROUP A SUBGROUPS	TEMPERATURE	LIMITS		UNITS	
					MIN	MAX		
Supply Current	IDD	VDD = 20V, VIN = VDD or GND	1	+25°C	-	10	μA	
			2	+125°C	-	1000	μA	
		VDD = 18V, VIN = VDD or GND	3	-55°C	-	10	μA	
Input Leakage Current	IIL	VIN = VDD or GND	VDD = 20	1	+25°C	-100	-	nA
				2	+125°C	-1000	-	nA
		VDD = 18V	3	-55°C	-100	-	nA	
Input Leakage Current	IIH	VIN = VDD or GND	VDD = 20	1	+25°C	-	100	nA
				2	+125°C	-	1000	nA
		VDD = 18V	3	-55°C	-	100	nA	
On-State Resistance RL = 10K Returned to VDD - VSS/2	RON	VDD = 5V VIS = VSS to VDD	1	+25°C	-	1050	Ω	
			2	+125°C	-	1300	Ω	
			3	-55°C	-	800	Ω	
		VDD = 10V VIS = VSS to VDD	1	+25°C	-	400	Ω	
			2	+125°C	-	550	Ω	
			3	-55°C	-	310	Ω	
		VDD = 15V VIS = VSS to VDD	1	+25°C	-	240	Ω	
			2	+125°C	-	320	Ω	
			3	-55°C	-	220	Ω	
N Threshold Voltage	VNTH	VDD = 10V, ISS = -10μA	1	+25°C	-2.8	-0.7	V	
P Threshold Voltage	VPTH	VSS = 0V, IDD = 10μA	1	+25°C	0.7	2.8	V	
Functional (Note 4)	F	VDD = 2.8V, VIN = VDD or GND	7	+25°C	VOH > VDD/2	VOL < VDD/2	V	
		VDD = 20V, VIN = VDD or GND	7	+25°C				
		VDD = 18V, VIN = VDD or GND	8A	+125°C				
		VDD = 3V, VIN = VDD or GND	8B	-55°C				
Input Voltage Low (Note 2)	VIL	VDD = 5V = VIS thru 1k, VEE = VSS	1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	-	1.5	V	
Input Voltage High (Note 2)	VIH	RL = 1k to VSS, IIS < 2μA OFF Channels	1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	3.5	-	V	
Input Voltage Low (Note 2)	VIL	VDD = 15V = VIS thru 1K VEE = VSS	1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	-	4	V	
Input Voltage High (Note 2)	VIH	RL = 1K to VSS, ISS < 2μA On All OFF Channels	1, 2, 3	+25°C, +125°C, -55°C	11	-	V	
Off Channel Leakage Any Channel OFF Or All Channels Off (Common Out/In)	IOZL	VIN = VDD or GND VOUT = 0V	VDD = 20V	1	+25°C	-0.1	-	μA
			VDD = 18V	2	+125°C	-1.0	-	μA
			VDD = 18V	3	-55°C	-0.1	-	μA
	IOZH	VIN = VDD or GND VOUT = VDD	VDD = 20V	1	+25°C	-	0.1	μA
			VDD = 18V	2	+125°C	-	1.0	μA
			VDD = 18V	3	-55°C	-	0.1	μA

NOTES: 1. All voltages referenced to device GND, 100% testing being implemented.
 2. Go/No Go test with limits applied to inputs.
 3. For accuracy, voltage is measured differentially to VDD. Limit is 0.050V max.
 4. VDD = 2.8V/3.0V, RL = 200k to VDD
 VDD = 20V/18V, RL = 10k to VDD

Specifications CD4051BMS, CD4052BMS, CD4053BMS

TABLE 2. AC ELECTRICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS (Notes 1, 2)	GROUP A SUBGROUPS	TEMPERATURE	LIMITS		UNITS
					MIN	MAX	
Propagation Delay (Note 1) Address to Signal Out Channels On or Off	TPHL TPLH	VDD = 5V, VIN = VDD or GND VEE = VSS = 0V	9	+25°C	-	720	ns
			10, 11	+125°C, -55°C	-	972	ns
Propagation Delay (Note 1) Inhibit to Signal Out (Channel Turning On)	TPZH TPZL	VDD = 5V, VIN = VDD or GND VEE = VSS = 0V	9	+25°C	-	720	ns
			10, 11	+125°C, -55°C	-	972	ns
Propagation Delay (Note 1) Inhibit to Signal Out (Channel Turning Off)	TPHZ TPLZ	VDD = 5V, VIN = VDD or GND VEE = VSS = 0V	9	+25°C	-	450	ns
			10, 11	+125°C, -55°C	-	608	ns

NOTES:

- 55°C and +125°C limits guaranteed, 100% testing being implemented.
- CL = 50pF, RL = 10KΩ, Input TR, TF < 20ns.

TABLE 3. ELECTRICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	NOTES	TEMPERATURE	LIMITS		UNITS	
					MIN	MAX		
Supply Current	IDD	VDD = 5V, VIN = VDD or GND	1, 2	-55°C, +25°C	-	5	μA	
				+125°C	-	150	μA	
		VDD = 10V, VIN = VDD or GND	1, 2	-55°C, +25°C	-	10	μA	
				+125°C	-	300	μA	
		VDD = 15V, VIN = VDD or GND	1, 2	-55°C, +25°C	-	10	μA	
				+125°C	-	600	μA	
Input Voltage Low	VIL	VDD = VIS = 10V, VEE = VSS RL = 1K to VSS	1, 2	+25°C, +125°C, -55°C	-	3	V	
Input Voltage High	VIH	[IIS], 2μA On/Off Channel	1, 2	+25°C, +125°C, -55°C	+7	-	V	
Propagation Delay Address to Signal Out (Channels On or Off)	TPHL TPLH	VDD = 10V	VEE = VSS = 0V	1, 2, 3	+25°C	-	320	ns
		VDD = 15V		1, 2, 3	+25°C	-	240	ns
		VDD = 5V VEE = -5V		1, 2, 3	+25°C	-	450	ns
Propagation Delay Inhibit to Signal Out (Channel Turning On)	TPZH TPZL	VDD = 10V	VEE = VSS = 0V	1, 2, 3	+25°C	-	320	ns
		VDD = 15V		1, 2, 3	+25°C	-	240	ns
		VDD = 5V VEE = -10V		1, 2, 3	+25°C	-	400	ns
Propagation Delay Inhibit to Signal Out (Channel Turning Off)	TPHZ TPLZ	VDD = 10V	VEE = VSS = 0V	1, 2, 3	+25°C	-	210	ns
		VDD = 15V		1, 2, 3	+25°C	-	160	ns
		VDD = 5V VEE = -15V		1, 2, 3	+25°C	-	300	ns
Input Capacitance	CIN	Any Address or Inhibit Input	1, 2	+25°C	-	7.5	pF	

NOTES:

- All voltages referenced to device GND.
- The parameters listed on Table 3 are controlled via design or process and are not directly tested. These parameters are characterized on initial design release and upon design changes which would affect these characteristics.
- CL = 50pF, RL = 10K, Input TR, TF < 20ns.

Specifications CD4051BMS, CD4052BMS, CD4053BMS

TABLE 4. POST IRRADIATION ELECTRICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	NOTES	TEMPERATURE	LIMITS		UNITS
					MIN	MAX	
Supply Current	IDD	VDD = 20V, VIN = VDD or GND	1, 4	+25°C	-	25	μA
N Threshold Voltage	VNTH	VDD = 10V, ISS = -10μA	1, 4	+25°C	-2.8	-0.2	V
N Threshold Voltage Delta	ΔVTN	VDD = 10V, ISS = -10μA	1, 4	+25°C	-	±1	V
P Threshold Voltage	VTP	VSS = 0V, IDD = 10μA	1, 4	+25°C	0.2	2.8	V
P Threshold Voltage Delta	ΔVTP	VSS = 0V, IDD = 10μA	1, 4	+25°C	-	±1	V
Functional	F	VDD = 18V, VIN = VDD or GND	1	+25°C	VOH > VDD/2	VOL < VDD/2	V
		VDD = 3V, VIN = VDD or GND					
Propagation Delay Time	TPHL	VDD = 5V	1, 2, 3, 4	+25°C	-	1.35 x +25°C Limit	ns
	TPLH						

NOTES: 1. All voltages referenced to device GND. 3. See Table 2 for +25°C limit.
 2. CL = 50pF, RL = 200K, Input TR, TF < 20ns. 4. Read and Record

TABLE 5. BURN-IN AND LIFE TEST DELTA PARAMETERS +25°C

PARAMETER	SYMBOL	DELTA LIMIT
Supply Current - MSI-2	IDD	± 1.0μA
ON Resistance	RONDEL10	± 20% x Pre-Test Reading

TABLE 6. APPLICABLE SUBGROUPS

CONFORMANCE GROUP	MIL-STD-883 METHOD	GROUP A SUBGROUPS	READ AND RECORD
Initial Test (Pre Burn-In)	100% 5004	1, 7, 9	IDD, IOL5, IOH5A, RONDEL10
Interim Test 1 (Post Burn-In)	100% 5004	1, 7, 9	IDD, IOL5, IOH5A, RONDEL10
Interim Test 2 (Post Burn-In)	100% 5004	1, 7, 9	IDD, IOL5, IOH5A, RONDEL10
PDA (Note 1)	100% 5004	1, 7, 9, Deltas	
Interim Test 3 (Post Burn-In)	100% 5004	1, 7, 9	IDD, IOL5, IOH5A, RONDEL10
PDA (Note 1)	100% 5004	1, 7, 9, Deltas	
Final Test	100% 5004	2, 3, 8A, 8B, 10, 11	
Group A	Sample 5005	1, 2, 3, 7, 8A, 8B, 9, 10, 11	
Group B	Subgroup B-5	1, 2, 3, 7, 8A, 8B, 9, 10, 11, Deltas	Subgroups 1, 2, 3, 9, 10, 11
	Subgroup B-6	1, 7, 9	
Group D	Sample 5005	1, 2, 3, 8A, 8B, 9	Subgroups 1, 2, 3

NOTE: 1. 5% Parametric, 3% Functional; Cumulative for Static 1 and 2.

TABLE 7. TOTAL DOSE IRRADIATION

CONFORMANCE GROUPS	MIL-STD-883 METHOD	TEST		READ AND RECORD	
		PRE-IRRAD	POST-IRRAD	PRE-IRRAD	POST-IRRAD
Group E Subgroup 2	5005	1, 7, 9	Table 4	1, 9	Table 4

TABLE 8. BURN-IN AND IRRADIATION TEST CONNECTIONS

FUNCTION	OPEN	GROUND	VDD	9V ± -0.5V	OSCILLATOR	
					50kHz	25kHz
PART NUMBER CD4051BMS						

Specifications CD4051BMS, CD4052BMS, CD4053BMS

TABLE 8. BURN-IN AND IRRADIATION TEST CONNECTIONS

FUNCTION	OPEN	GROUND	VDD	9V ± 0.5V	OSCILLATOR	
					50kHz	25kHz
Static Burn-In 1 Note 1	3	1, 2, 4 - 6, 7, 8, 9 - 15	16			
Static Burn-In 2 Note 1	3	7, 8	1, 2, 4 - 6, 9 - 16			
Dynamic Burn-In Note 1	-	4 - 6, 7, 8, 9, 12, 14	1, 2, 13, 15, 16	3	11	10
Irradiation Note 2	3	7, 8	1, 2, 4 - 6, 9 - 16			
PART NUMBER CD4052BMS						
Static Burn-In 1 Note 1	3, 13	1, 2, 4 - 6, 7, 8, 9 - 12, 14, 15	16			
Static Burn-In 2 Note 1	3, 13	7, 8	1, 2, 4 - 6, 9 - 12, 14 - 16			
Dynamic Burn-In Note 1	-	4 - 6, 7, 8, 12, 15	1, 2, 11, 14, 16	3, 13	10	9
Irradiation Note 2	3, 13	7, 8	1, 2, 4 - 6, 9 - 12, 14 - 16			
PART NUMBER CD4053BMS						
Static Burn-In 1 Note 1	4, 14, 15	1 - 3, 5 - 8, 9 - 13	16			
Static Burn-In 2 Note 1	4, 14, 15	7, 8	1 - 3, 5, 6, 9 - 13, 16			
Dynamic Burn-In Note 1	-	1, 5 - 8, 12	2, 3, 13, 16	4, 14, 15	9 - 11	
Irradiation Note 2	4, 14, 15	7, 8	1 - 3, 5, 6, 9 - 13, 16			

NOTE:

- Each pin except pin 7 VDD and GND will have a series resistor of 10K ± 5%, VDD = 18V ± 0.5V
- Each pin except pin 7 VDD and GND will have a series resistor of 47K ± 5%; Group E, Subgroup 2, sample size is 4 dice/wafer, 0 failures, VDD = 10V ± 0.5V

Typical Performance Characteristics

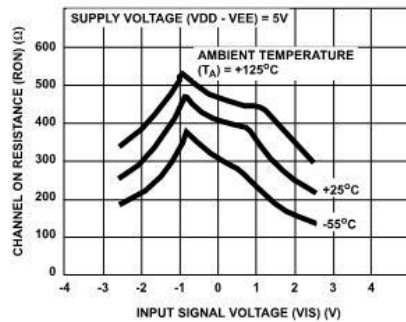


FIGURE 1. TYPICAL CHANNEL ON RESISTANCE vs INPUT SIGNAL VOLTAGE (ALL TYPES)

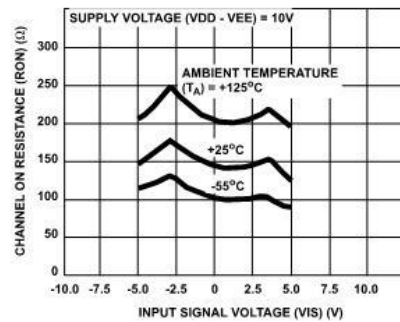


FIGURE 2. TYPICAL CHANNEL ON RESISTANCE vs INPUT SIGNAL VOLTAGE (ALL TYPES)

1N 4728 ... 1N 4764
SILICON PLANAR POWER ZENER DIODES

Type	Zener Voltage range ³⁾		Maximum Zener Impedance ¹⁾			Reverse leakage current		Surge current at T _A = 25 °C I _R mA	Maximum regulator current ²⁾ I _{ZM} mA
	V _{Znom} V	I _{ZT} mA	r _{ZT}		I _R at V _R				
			Ω	Ω	μA	V			
1N4728	3.3	76	10	400	1.0	150	1	1375	275
1N4729	3.6	69	10	400	1.0	100	1	1260	252
1N4730	3.9	64	9	400	1.0	100	1	1190	234
1N4731	4.3	58	9	400	1.0	50	1	1070	217
1N4732	4.7	53	8	500	1.0	10	1	970	193
1N4733	5.1	49	7	550	1.0	10	1	890	178
1N4734	5.6	45	5	600	1.0	10	2	810	162
1N4735	6.2	41	2	700	1.0	10	3	730	146
1N4736	6.8	37	3.5	700	1.0	10	4	660	133
1N4737	7.5	34	4.0	700	0.5	10	5	605	121
1N4738	8.2	31	4.5	700	0.5	10	6	550	110
1N4739	9.1	28	5.0	700	0.5	10	7	500	100
1N4740	10	25	7	700	0.25	10	7.6	454	91
1N4741	11	23	8	700	0.25	5	8.4	414	83
1N4742	12	21	9	700	0.25	5	9.1	380	76
1N4743	13	19	10	700	0.25	5	9.9	344	69
1N4744	15	17	14	700	0.25	5	11.4	304	61
1N4745	16	15.5	16	700	0.25	5	12.2	285	57
1N4746	18	14	20	750	0.25	5	13.7	250	50
1N4747	20	12.5	22	750	0.25	5	15.2	225	45
1N4748	22	11.5	23	750	0.25	5	16.7	205	41
1N4749	24	10.5	25	750	0.25	5	18.2	190	38
1N4750	27	9.5	35	750	0.25	5	20.6	170	34
1N4751	30	8.5	40	1000	0.25	5	22.8	150	30
1N4752	33	7.5	45	1000	0.25	5	25.1	135	27
1N4753	36	7.0	50	1000	0.25	5	27.4	125	25
1N4754	39	6.5	60	1000	0.25	5	29.7	115	23
1N4755	43	6.0	70	1500	0.25	5	32.7	110	22
1N4756	47	5.5	80	1500	0.25	5	35.8	95	19
1N4757	51	5.0	95	1500	0.25	5	38.8	90	18
1N4758	56	4.5	110	2000	0.25	5	42.6	80	16
1N4759	62	4.0	125	2000	0.25	5	47.1	70	14
1N4760	68	3.7	150	2000	0.25	5	51.7	65	13
1N4761	75	3.3	175	2000	0.25	5	56.0	60	12
1N4762	82	3.0	200	3000	0.25	5	62.2	55	11
1N4763	91	2.8	250	3000	0.25	5	69.2	50	10
1N4764	100	2.5	350	3000	0.25	5	76.0	45	9

¹⁾ The Zener Impedance is derived from the 60 Hz AC voltage which results when an AC current having an RMS value equal to 10% of the Zener current (I_{ZT} or I_{ZK}) is superimposed on I_{ZT} or I_{ZK}. Zener Impedance is measured at two points to insure a sharp knee on the breakdown curve and to eliminate unstable units.

²⁾ Valid provided that leads at a distance of 8 mm from case are kept at ambient temperature.

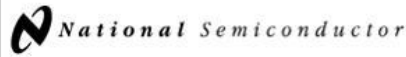
³⁾ Measured under thermal equilibrium and DC test conditions.



SEMTECH ELECTRONICS LTD.

(wholly owned subsidiary of HONEY TECHNOLOGY LTD.)





November 1984

TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

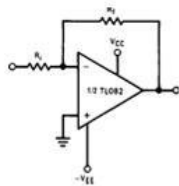
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL082 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and most LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

Features

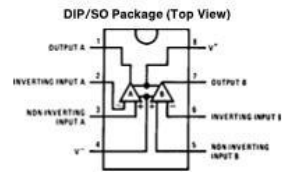
- Internally trimmed offset voltage 15 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16nV/√ Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√ Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 3.6 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20 V_p - p$, $BW = 20 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$ < 0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection



TL/H/8357-1

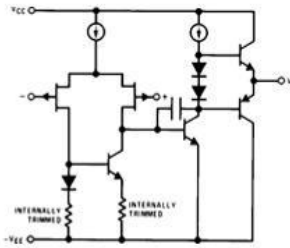
Connection Diagram



TL/H/8357-3

Order Number TL082CM or TL082CP
See NS Package Number M08A or N08E

Simplified Schematic



TL/H/8357-2

BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corp.

TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

Absolute Maximum Ratings						
If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.				Differential Input Voltage	± 90V	
Supply Voltage				± 18V	± 15V	
Power Dissipation				(Note 1)	Continuous	
Operating Temperature Range				0°C to +70°C	- 65°C to +150°C	
$T_{ij}(MAX)$				150°C	260°C	
ESD rating to be determined.						
DC Electrical Characteristics (Note 4)						
Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		5	15 20	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$		10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	Input Offset Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 4, 5) $T_j \leq 70^\circ\text{C}$		25	200 4	pA nA
I_B	Input Bias Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 4, 5) $T_j \leq 70^\circ\text{C}$		50	400 6	pA nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_j = 25^\circ\text{C}$		10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10\text{V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ Over Temperature	25	100		V/mV
			15			V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 12	± 13.5		V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	± 11	+ 15 - 12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	70	100		dB
I_S	Supply Current			3.6	5.6	mA
AC Electrical Characteristics (Note 4)						
Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ Hz}$ - 20 kHz (Input Referred)		- 120		dB
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	8	13		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S = 100\Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$		25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $f = 1000\text{ Hz}$		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
<p>Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W junction to ambient for the N package.</p> <p>Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.</p> <p>Note 3: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.</p> <p>Note 4: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.</p> <p>Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. $T_j = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.</p> <p>Note 6: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.</p> <p>$V_S = \pm 6\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$.</p>						



www.fairchildsemi.com

MC78XX/LM78XX/MC78XXA

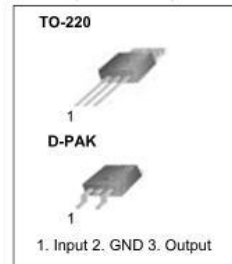
3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

Features

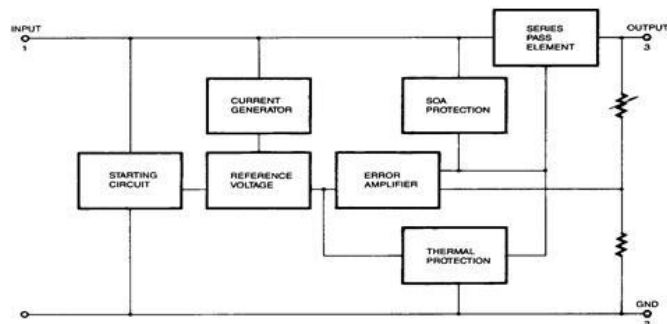
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

Description

The MC78XX/LM78XX/MC78XXA series of three terminal positive regulators are available in the TO-220/D-PAK package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



Internal Block Diagram



Rev. 1.0.1

MC78XX/LM78XX/MC78XXA

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (for $V_O = 5V$ to $18V$) (for $V_O = 24V$)	V_I	35	V
	V_{I1}	40	V
Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)	$R_{\theta JC}$	5	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)	$R_{\theta JA}$	65	$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range	T_{OPR}	0 ~ +125	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 ~ +150	$^{\circ}C$

Electrical Characteristics (MC7805/LM7805)(Refer to test circuit, $0^{\circ}C < T_J < 125^{\circ}C$, $I_O = 500mA$, $V_I = 10V$, $C_I = 0.33\mu F$, $C_O = 0.1\mu F$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MC7805/LM7805			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}C$	4.8	5.0	5.2	V	
		$5.0mA \leq I_O \leq 1.0A$, $P_O \leq 15W$ $V_I = 7V$ to $20V$	4.75	5.0	5.25		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}C$	$V_O = 7V$ to $25V$	-	4.0	100	mV
			$V_I = 8V$ to $12V$	-	1.6	50	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}C$	$I_O = 5.0mA$ to $1.5A$	-	9	100	mV
			$I_O = 250mA$ to $750mA$	-	4	50	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}C$	-	5.0	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5mA$ to $1.0A$	-	0.03	0.5	mA	
		$V_I = 7V$ to $25V$	-	0.3	1.3		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5mA$	-	-0.8	-	mV/ $^{\circ}C$	
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10Hz$ to $100KHz$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	42	-	$\mu V/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$ $V_O = 8V$ to $18V$	62	73	-	dB	
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = 1A$, $T_J = +25^{\circ}C$	-	2	-	V	
Output Resistance	r_O	$f = 1KHz$	-	15	-	$m\Omega$	
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35V$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	230	-	mA	
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}C$	-	2.2	-	A	

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

Electrical Characteristics (MC7809)(Refer to test circuit ,0°C < T_J < 125°C, I_O = 500mA, V_I =15V, C_I= 0.33μF, C_O= 0.1μF, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MC7809			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	V _O	T _J =+25°C	8.65	9	9.35	V	
		5.0mA ≤ I _O ≤ 1.0A, P _O ≤ 15W V _I = 11.5V to 24V	8.6	9	9.4		
Line Regulation (Note1)	Regline	T _J =+25°C	V _I = 11.5V to 25V	-	6	180	mV
			V _I = 12V to 17V	-	2	90	
Load Regulation (Note1)	Regload	T _J =+25°C	I _O = 5mA to 1.5A	-	12	180	mV
			I _O = 250mA to 750mA	-	4	90	
Quiescent Current	I _Q	T _J =+25°C	-	5.0	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI _Q	I _O = 5mA to 1.0A	-	-	0.5	mA	
		V _I = 11.5V to 26V	-	-	1.3		
Output Voltage Drift	ΔV _O /ΔT	I _O = 5mA	-	-1	-	mV/°C	
Output Noise Voltage	V _N	f = 10Hz to 100KHz, T _A =+25°C	-	58	-	μV/V _O	
Ripple Rejection	RR	f = 120Hz V _I = 13V to 23V	56	71	-	dB	
Dropout Voltage	V _{Drop}	I _O = 1A, T _J =+25°C	-	2	-	V	
Output Resistance	r _O	f = 1KHz	-	17	-	mΩ	
Short Circuit Current	I _{SC}	V _I = 35V, T _A =+25°C	-	250	-	mA	
Peak Current	I _{PK}	T _J = +25°C	-	2.2	-	A	

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

MC78XX/LM78XX/MC78XXA

Electrical Characteristics (MC7812)(Refer to test circuit, $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{mA}$, $V_I = 19\text{V}$, $C_I = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MC7812			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	11.5	12	12.5	V	
		$5.0\text{mA} \leq I_O \leq 1.0\text{A}$, $P_O \leq 15\text{W}$ $V_I = 14.5\text{V to } 27\text{V}$	11.4	12	12.6		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 14.5\text{V to } 30\text{V}$	-	10	240	mV
			$V_I = 16\text{V to } 22\text{V}$	-	3.0	120	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{mA to } 1.5\text{A}$	-	11	240	mV
			$I_O = 250\text{mA to } 750\text{mA}$	-	5.0	120	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	5.1	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5\text{mA to } 1.0\text{A}$	-	0.1	0.5	mA	
		$V_I = 14.5\text{V to } 30\text{V}$	-	0.5	1.0		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5\text{mA}$	-	-1	-	mV/°C	
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10\text{Hz to } 100\text{kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	76	-	$\mu\text{V}/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$ $V_I = 15\text{V to } 25\text{V}$	55	71	-	dB	
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = 1\text{A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2	-	V	
Output Resistance	r_O	$f = 1\text{kHz}$	-	18	-	$\text{m}\Omega$	
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	230	-	mA	
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2.2	-	A	

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

Electrical Characteristics (MC7815)(Refer to test circuit, $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{mA}$, $V_I = 23\text{V}$, $C_I = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MC7815			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	14.4	15	15.6	V	
		$5.0\text{mA} \leq I_O \leq 1.0\text{A}$, $P_O \leq 15\text{W}$ $V_I = 17.5\text{V to } 30\text{V}$	14.25	15	15.75		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 17.5\text{V to } 30\text{V}$	-	11	300	mV
			$V_I = 20\text{V to } 26\text{V}$	-	3	150	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{mA to } 1.5\text{A}$	-	12	300	mV
			$I_O = 250\text{mA to } 750\text{mA}$	-	4	150	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	5.2	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5\text{mA to } 1.0\text{A}$	-	-	0.5	mA	
		$V_I = 17.5\text{V to } 30\text{V}$	-	-	1.0		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5\text{mA}$	-	-1	-	mV/°C	
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10\text{Hz to } 100\text{KHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	90	-	$\mu\text{V}/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$ $V_I = 18.5\text{V to } 28.5\text{V}$	54	70	-	dB	
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = 1\text{A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2	-	V	
Output Resistance	r_O	$f = 1\text{KHz}$	-	19	-	$\text{m}\Omega$	
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	250	-	mA	
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2.2	-	A	

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

Timer

NE/SA/SE555/SE555C

DESCRIPTION

The 555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays, or oscillation. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200 mA.

FEATURES

- Turn-off time less than 2 μ s
- Max. operating frequency greater than 500 kHz
- Timing from microseconds to hours
- Operates in both astable and monostable modes
- High output current
- Adjustable duty cycle
- TTL compatible
- Temperature stability of 0.005% per $^{\circ}$ C

APPLICATIONS

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation

PIN CONFIGURATION

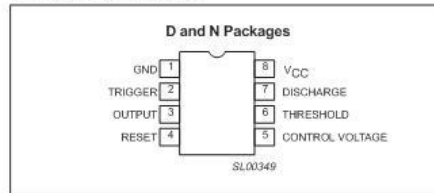


Figure 1. Pin configuration

BLOCK DIAGRAM

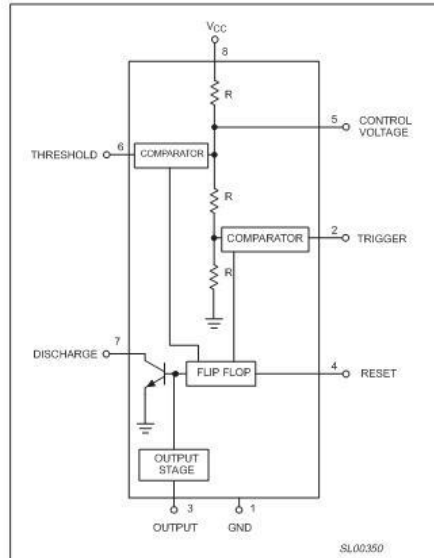


Figure 2. Block Diagram

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70 $^{\circ}$ C	NE555D	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70 $^{\circ}$ C	NE555N	SOT97-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40 $^{\circ}$ C to +85 $^{\circ}$ C	SA555D	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40 $^{\circ}$ C to +85 $^{\circ}$ C	SA555N	SOT97-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C	SE555CN	SOT97-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C	SE555N	SOT97-1

Timer

NE/SA/SE555/SE555C

EQUIVALENT SCHEMATIC

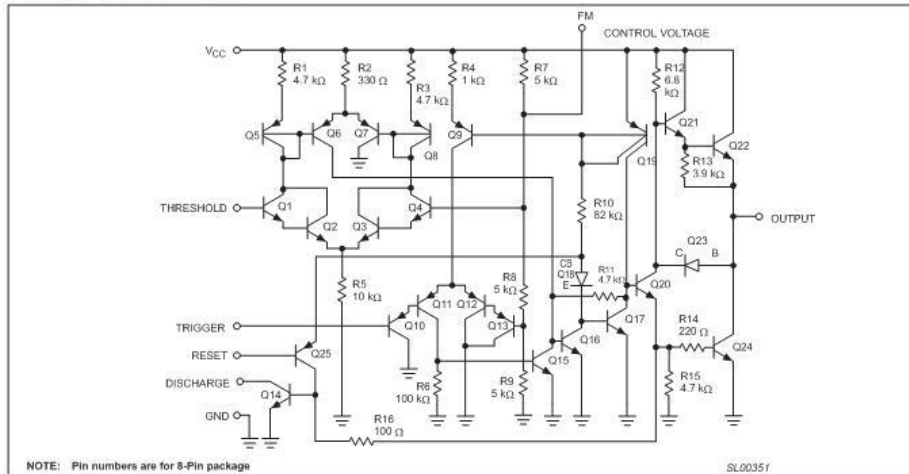


Figure 3. Equivalent schematic

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V _{CC}	Supply voltage	+18	V
	SE555 NE555, SE555C, SA555	+16	V
P _D	Maximum allowable power dissipation ¹	600	mW
T _{amb}	Operating ambient temperature range	NE555	0 to +70
		SA555	-40 to +85
		SE555, SE555C	-55 to +125
T _{stg}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T _{SOLD}	Lead soldering temperature (10 sec max)	+230	°C

NOTE:

- The junction temperature must be kept below 125 °C for the D package and below 150 °C for the N package. At ambient temperatures above 25 °C, where this limit would be derated by the following factors:
 D package 160 °C/W
 N package 100 °C/W

Timer

NE/SA/SE555/SE555C

DC AND AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{ V}$ to $+15\text{ V}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE555			NE555/SA555/SE555C			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{CC}	Supply voltage		4.5		18	4.5		16	V
I_{CC}	Supply current (low state) ¹	$V_{CC} = 5\text{ V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{ V}$, $R_L = \infty$		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
t_M $\Delta t_M/\Delta T$ $\Delta t_M/\Delta V_S$	Timing error (monostable) Initial accuracy ² Drift with temperature Drift with supply voltage	$R_A = 2\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$ $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$		0.5 30 0.05	2.0 100 0.2		1.0 50 0.1	3.0 150 0.5	% ppm/ $^{\circ}\text{C}$ %/V
t_A $\Delta t_A/\Delta T$ $\Delta t_A/\Delta V_S$	Timing error (astable) Initial accuracy ² Drift with temperature Drift with supply voltage	$R_A, R_B = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$ $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ $V_{CC} = 15\text{ V}$		4 0.15	6 500 0.6		5 0.3	13 500 1	% ppm/ $^{\circ}\text{C}$ %/V
V_C	Control voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$ $V_{CC} = 5\text{ V}$	9.6 2.9	10.0 3.33	10.4 3.8	9.0 2.6	10.0 3.33	11.0 4.0	V V
V_{TH}	Threshold voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$ $V_{CC} = 5\text{ V}$	9.4 2.7	10.0 3.33	10.6 4.0	8.8 2.4	10.0 3.33	11.2 4.2	V V
I_{TH}	Threshold current ³			0.1	0.25		0.1	0.25	μA
V_{TRIG}	Trigger voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$ $V_{CC} = 5\text{ V}$	4.8 1.45	5.0 1.67	5.2 1.9	4.5 1.1	5.0 1.67	5.6 2.2	V V
I_{TRIG}	Trigger current	$V_{TRIG} = 0\text{ V}$		0.5	0.9		0.5	2.0	μA
V_{RESET}	Reset voltage ⁴	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{TH} = 10.5\text{ V}$	0.3		1.0	0.3		1.0	V
I_{RESET}	Reset current Reset current	$V_{RESET} = 0.4\text{ V}$ $V_{RESET} = 0\text{ V}$		0.1 0.4	0.4 1.0		0.1 0.4	0.4 1.5	mA mA
V_{OL}	LOW-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$ $I_{SINK} = 10\text{ mA}$ $I_{SINK} = 50\text{ mA}$ $I_{SINK} = 100\text{ mA}$ $I_{SINK} = 200\text{ mA}$		0.1 0.4 2.0 2.5	0.15 0.5 2.2		0.1 0.4 2.0 2.5	0.25 0.75 2.5	V V V V
		$V_{CC} = 5\text{ V}$ $I_{SINK} = 8\text{ mA}$ $I_{SINK} = 5\text{ mA}$		0.1 0.05	0.25 0.2		0.3 0.25	0.4 0.35	V V
V_{OH}	HIGH-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{ mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{ mA}$		13.0 13.3			12.5 13.3		V V
		$V_{CC} = 5\text{ V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{ mA}$		3.0 3.3			2.75 3.3		V
t_{OFF}	Turn-off time ⁵	$V_{RESET} = V_{CC}$		0.5	2.0		0.5	2.0	μs
t_R	Rise time of output			100	200		100	300	ns
t_F	Fall time of output			100	200		100	300	ns
	Discharge leakage current			20	100		20	100	nA

NOTES:

- Supply current when output high typically 1 mA less.
- Tested at $V_{CC} = 5\text{ V}$ and $V_{CC} = 15\text{ V}$.
- This will determine the max value of $R_A + R_B$, for 15 V operation, the max total R = 10 M Ω , and for 5 V operation, the max. total R = 3.4 M Ω .
- Specified with trigger input HIGH.
- Time measured from a positive-going input pulse from 0 to $0.8 \times V_{CC}$ into the threshold to the drop from HIGH to LOW of the output. Trigger is tied to threshold.

ANEXO B.

Detalle del código del microcontrolador.

```

1: /*****
2:                                     ***O****
3:      Proyecto de seminario de graduación PRINCIPIOS DE INGENIERÍA CLÍNICA.
4:      Titulo: Diseño y construcción de un módulo medidor de corrientes de fuga y
5:             analizador de tomacorrientes en instalaciones médicas.
6:
7:      Director: Ing. Miguel Yapur Auad.
8:
9:      Integrantes: David Salao Paredes.
10:                 Jaime Tinoco Campuzano.
11:                 ***O****
12: *****/
13:
14: // Conexiones del módulo LCD en el PORTD
15: sbit LCD_RS at RD2_bit;
16: sbit LCD_EN at RD3_bit;
17: sbit LCD_D4 at RD4_bit;
18: sbit LCD_D5 at RD5_bit;
19: sbit LCD_D6 at RD6_bit;
20: sbit LCD_D7 at RD7_bit;
21: sbit LCD_RS_Direction at TRISD2_bit;
22: sbit LCD_EN_Direction at TRISD3_bit;
23: sbit LCD_D4_Direction at TRISD4_bit;
24: sbit LCD_D5_Direction at TRISD5_bit;
25: sbit LCD_D6_Direction at TRISD6_bit;
26: sbit LCD_D7_Direction at TRISD7_bit;
27:
28: int adc_rd;
29: char *text;
30:
31: void prueba_TC();
32: void impedancia_GND();
33: void fuga_Chasis();
34: void fugaEKG();
35: int autorango();
36:
37: /*****
38: Esta es la función principal del programa del PIC en ella configuramos los bits
39: de los puertos de éste, ya sea como entradas o salidas y decidimos que RA0 sea
40: una entrada analógica, deshabilitamos los comparadores para usar sus bit como
41: entradas y salidas digitales e implementamos un lazo infinito en el
42: que espera un cambio de estado cualquiera de las cuatro bit's RA1,RA2,RA3,RA4
43: correspondiente a los cuatro analisis que realiza el modulo.
44: */
45:
46: void main(){
47:
48:   trisa=0x1F;
49:   trisb=0x00;
50:   trisc=0x00;
51:   trisd=0x00;
52:
53:   PORTA=0;
54:   PORTE=0;
55:   PORTC=0;
56:   PORTD=0;
57:
58:   adcon1=0x0E;
59:   cmcon=0x07;
60:
61:
62:   Lcd_Init(); // Inicialización del visualizador LCD

```

```

63:  Lcd_Cmd(_LCD_CURSOR_OFF); // Comando LCD (apagar el cursor)
64:  Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR); // Comando LCD (borrar el LCD)
65:
66:  text = "Proyecto de "; // Definir el primer mensaje
67:  Lcd_Out(1,1,text); // Escribir el primer mensaje en la primera linea
68:
69:  text = "Graduacion"; // Definir el segundo mensaje
70:  Lcd_Out(2,1,text); // Definir el primer mensaje
71:
72:  Delay_ms(2000); // Muestra mensaje durante dos segundos
73:
74:  Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR);
75:  goto primera_vez; //Manda hacer la prueba de tomacorriente cuando se enciende el
  } modulo
76:
77:  Delay_ms(1000);
78:
79:  while (1) {
80:      if(button(&PORTA,1,5,0))
81:  primera_vez:
82:          prueba_TC();
83:      else
84:          if (button(&PORTA,2,5,0))
85:              impedancia_GND();
86:      else
87:          if (button(&PORTA,3,5,0))
88:              fugaERK();
89:      else
90:          if (button(&PORTA,4,5,0))
91:              fuga_Chasis();
92:  }
93:
94: }
95:
96: /*****
97: Esta funcion analiza 4 señales de la entrada analógica RA0 del PIC a las 3
98: primeras hacen la verificación básica del receptáculo y la cuarta comprueba q la
99: condicion correcta no tenga la tierra y el neutro invertidos.
100: Señales q controla:
101: -V_4051A(RA5)  -V_4051B(RB0)  -V_4051C(RB1)  Señal real
102:      0          0          0          GND
103:      1          0          0          Led_1
104:      0          1          0          Led_2
105:      1          1          0          Led_3
106:      0          0          1          Led_4
107: Ganancia del medidor: Av=1
108: -V_4052A(RB2) = 0
109: -V_4052B(RB3) = 0
110:
111: */
112: void prueba_TC()
113: {
114:
115:     int i=0;
116:     int led_1=0,led_2=0,led_3=0,led_4=0;
117:
118:     PORTC.RC0=0;
119:     PORTC.RC1=0; //Bit's de indicador de nivel de voltaje de prueba_TC
120:
121:     PORTE.RD0=0;
122:     PORTE.RD1=0; //Enciende led indicador correspondiente a la prueba
123:

```



```

124: text = "Analizando "; // Definir el primer mensaje
125: Lcd_Out(1,1,text); // Escribir el primer mensaje en la primera línea
126: text = "tomacorriente "; // Definir el segundo mensaje
127: Lcd_Out(2,1,text); // Definir el primer mensaje
128:
129: PORTE.RB3=0; // Encendido del led indicador de la prueba.
130: PORTE.RB4=0;
131: for(i=0;i<4;i++)
132: {
133:     if (i==0)
134:     {
135:
136:         PORTE.RB0=1; // Selecciona la entrada del multiplexor analogico
137:         PORTE.RB1=0; //con la señal del primer LED.
138:         PORTE.RB2=0;
139:         delay_ms(8000); //Retardo para estabilizacion del conversor.
140:         led_1 = adc_read(0); // Toma lectura de la señal del primer LED.
141:
142:     }
143:     if (i==1)
144:     {
145:
146:         PORTE.RB0=0; // Selecciona la entrada del multiplexor analogico
147:         PORTE.RB1=1; //con la señal del segundo LED.
148:         PORTE.RB2=0;
149:         delay_ms(8000);
150:         led_2 = adc_read(0); // Toma lectura de la señal del segundo LED.
151:
152:     }
153:     if (i==2)
154:     {
155:
156:         PORTE.RB0=1; // Selecciona la entrada del multiplexor analogico
157:         PORTE.RB1=1; //con la señal del tercer LED.
158:         PORTE.RB2=0;
159:         delay_ms(8000);
160:         led_3 = adc_read(0); // Toma lectura de la señal del tercer LED.
161:
162:     }
163:     if (i==3)
164:     {
165:         PORTE.RB0=0; // Selecciona la entrada del multiplexor analogico
166:         PORTE.RB1=0; //con la señal del cuarto LED.
167:         PORTE.RB2=1;
168:         delay_ms(8000);
169:         led_4 = adc_read(0); // Toma lectura de la señal del cuarto LED.
170:
171:     }
172: }
173: /*Si cualquiera de los valores registrados en las variables desde
174: el convertidor ADC led_1,led_2,led_3 es mayor a 1000; se encendera el
175: led indicador en PORTC.RC0 correspondiente a nivel de voltaje alto*/
176: if(led_1>1000 || led_2>1000 || led_3>1000)
177: {
178:     PORTC.RC0=1;
179:     PORTC.RC1=0;
180: }
181: /*Si cualquiera de los valores registrados en las variables desde
182: el convertidor ADC led_1,led_2,led_3 es menor a 800; se encendera el
183: led indicador en PORTC.RC1 correspondiente a nivel de voltaje bajo*/
184: if(led_1<800 || led_2<800 || led_3<800)
185: {

```



```

186:         PORTC.RC0=0;
187:         PORTC.RC1=1;
188:     }
189:     Lcd_Init(); //Limpiar mensaje anterior.
190:
191:     /*
192:     Esta serie de lazos if hacen el prueba del tomacorriente mediante el analisis
193:     de las cuatro señales anteriores dependiendo del estado de cada una de éstas
194:     se muestra por el display LCD el estado del cableado del tomacorriente.
195:     Si se cumple la primera condicion dentro del primer lazo el cableado del
196:     tomacorriente esta correcto*/
197:     if(led_1>100 && led_2<100 && led_3>100 && led_4<100)
198:     {
199:         Lcd_Cmd( LCD_CLEAR);
200:         Lcd_Init(); //Limpiar mensaje anterior.
201:         text="Cableado";
202:         Lcd_Out(1,1,text); // Escribir el primer mensaje en la primera línea.
203:         text="OK!";
204:         Lcd_Out(2,1,text); // Definir el primer mensaje.
205:         PORTE.RB5=1; //Habilita la medicion de impedancia de tierra.
206:     } else
207:     if(led_1>100 && led_2<100 && led_3>100 && led_4>100)
208:     {
209:         Lcd_Cmd( LCD_CLEAR);
210:         Lcd_Init(); //Limpiar mensaje anterior.
211:         text="Neut. y GND ";
212:         Lcd_Out(1,1,text); // Escribir el primer mensaje en la primera línea
213:         text="invert";
214:         Lcd_Out(2,1,text); // Definir el primer mensaje
215:     } else
216:     if(led_1<100 && led_2<100 && led_3>100 )
217:     {
218:         Lcd_Cmd( LCD_CLEAR);
219:         Lcd_Init(); //Limpiar mensaje anterior.
220:         text="GND";
221:         Lcd_Out(1,1,text); // Escribir el primer mensaje en la primera línea
222:         text="abierto";
223:         Lcd_Out(2,1,text); // Definir el primer mensaje
224:     } else
225:     if(led_1>100 && led_2<100 && led_3<100)
226:     {
227:         Lcd_Cmd( LCD_CLEAR);
228:         Lcd_Init(); //Limpiar mensaje anterior.
229:         text="Neutro";
230:         Lcd_Out(1,1,text); // Escribir el primer mensaje en la primera línea
231:         text="abierto";
232:         Lcd_Out(2,1,text); // Definir el primer mensaje
233:     } else
234:     if(led_1<100 && led_2>100 && led_3>100)
235:     {
236:         Lcd_Cmd( LCD_CLEAR);
237:         Lcd_Init(); //Limpiar mensaje anterior.
238:         text="Línea y neutro";
239:         Lcd_Out(1,1,text); // Escribir el primer mensaje en la primera línea
240:         text="invert";
241:         Lcd_Out(2,1,text); // Definir el primer mensaje
242:     } else
243:
244:     if(led_1<100 && led_2<100 && led_3<100)
245:     {
246:         Lcd_Cmd( LCD_CLEAR);
247:         Lcd_Init(); //Limpiar mensaje anterior.

```

```

248:         text="Linea";
249:         Lcd_Out(1,1,text); // Escribir el primer mensaje en la primera linea
250:         text="abierto";
251:         Lcd_Out(2,1,text); // Definir el primer mensaje
252:     } else
253:     if(led_1>100 && led_2>100 && led_3<100)
254:     {
255:         Lcd_Cmd( LCD_CLEAR);
256:         Lcd_Init(); //Limpiar mensaje anterior.
257:         text="Lin en GND";
258:         Lcd_Out(1,1,text); // Escribir el primer mensaje en la primera linea
259:         text="error";
260:         Lcd_Out(2,1,text); // Definir el primer mensaje
261:     } else
262:     if(led_1>100 && led_2>100 && led_3>100)
263:     {
264:         Lcd_Cmd( LCD_CLEAR);
265:         Lcd_Init(); //Limpiar mensaje anterior.
266:         text="Lin en GND y ";
267:         Lcd_Out(1,1,text); // Escribir el primer mensaje en la primera linea
268:         text="GND abierta";
269:         Lcd_Out(2,1,text); // Definir el primer mensaje
270:     }
271:     led_1=0;
272:     led_2=0;
273:     led_3=0;
274:     led_4=0; //Al final del analisis las variables de las señales son
275: } //puestas a cero.
276:
277:
278: /*****
279: Esta funcion realiza la medicion de impedancia del cable de tierra. Recibe una
280: señal de voltaje DC resultado del acondicionamiento de una señal de voltaje AC
281: producto de la inyeccion de corriente alterna a traves del cable de tierra lo
282: cual genera una caída de tension en funcion de la impedancia de clable y asi se
283: obtiene el resultado.
284: */
285: void impedancia_GND()
286: {
287:     int r,s,t;
288:     float ans,z_gnd;
289:     char out[11];
290:
291:     PORTC.RC0=0;
292:     PORTC.RC1=0; //Bit's de indicador de nivel de voltaje de prueba_TC
293:
294:     PORTE.RD0=0;
295:     PORTE.RD1=1; //Enciende led indicador correspondiente a la prueba
296:
297:     PORTE.RB0=0;
298:     PORTE.RB1=1;
299:     PORTE.RB2=1; //Seleccion de canal del multiplexor correspondiente a la
300: //la prueba
301:
302: /*Se realiza la prueba sólo si la prueba de tomacorriente ha dado como
303: resultado un cableado correcto*/
304: if(PORTE.RB5==1)
305: {
306:     PORTA.RA5=1; //Habilita la polarizacion de la fuente de corriente.
307:     lcd_cmd( lcd_clear);
308:     text="Z_GND[m Ohms]=";
309:     Lcd_Out(1,1,text);

```

```

310:         for(r=0;r<4;r++)
311:         {
312:             delay_ms(8000); //Retardo de estabilizacion para el convertidor AC/DC
313:             s=autorango(); //llama a la funcion de autorango
314:         }
315:
316:         t = adc_read(0);
317:         ans = (5*(float)t)/(920.7*(float)s); //Impedancia de cable de tierra
318:         z_gnd = 957.5/(1.0/ans-0.0932); //en funcion del voltaje medido
319:         floatToStr(z_gnd,out);
320:         Lcd_Out(2,1,out); //muestra el resultado en la segunda linea del LCD
321:     }else
322:     {
323:         lcd_cmd(_lcd_clear); // En caso de no haberse superado la prueba de
324:         text="ERROR! Z_GND"; // tomacorriente se muestra este mensaje en el
325:         Lcd_Out(1,1,text); // display.
326:         text="fall! Prueba_TC";
327:         Lcd_Out(2,1,text);
328:     }
329:
330:
331:     PORTA.RA5=0;
332:
333: }
334: /*****
335: Las siguientes dos funciones son practicamente iguales; la razon de haberlas
336: separado es solo por razones de funcionalidad
337: */
338: void fuga_Chasis()
339: {
340:     char salida[11];
341:     float resultado;
342:     int gain,med,aux;
343:
344:     PORTC.RC0=0;
345:     PORTC.RC1=0; //Bit's de indicador de nivel de voltaje de prueba_TC
346:
347:     PORTE.RD0=1;
348:     PORTE.RD1=0; //Enciende el LED indicador correspondiente de la prueba.
349:
350:     PORTE.RB0=1;
351:     PORTE.RB1=0;
352:     PORTE.RB2=1; //Selecciona el canal del multiplexor para la prueba.
353:
354:     PORTE.RB6=1; //Selecciona la punta de prueba para chasis
355:     lcd_cmd(_lcd_clear);
356:     lcd_cmd(_lcd_cursor_off);
357:     text="I_Fuga_CHS[mA]=";
358:     Lcd_Out(1,1,text);
359:
360:     gain = autorango();
361:     delay_ms(8000);
362:     med = adc_read(0);
363:     aux=5000*(float)med/(35805*(float)gain);
364:
365:     while(!(button(&PORTA,4,5,0) || button(&PORTA,3,5,0) || button(&PORTA,2,5,0)
|| button(&PORTA,1,5,0)))
366:     {
367:         Lcd_Out(2,1,"");
368:         gain = autorango();
369:         if(gain == 0)
370:         {

```

```

371:         Lcd_Out(2,1,"fuera_de_rango"); //Si el voltaje supera el valor de
372:     }else //entrada del convertidor ADC.
373:     {
374:         delay_ms(10);
375:         med = adc_read(0);
376:         resultado = 5000*(float)med/(35805*(float)gain)-aux; //Formula de calc
culo de la prueba
377:         floatToStr(resultado,salida);
378:         Lcd_Out(2,1,salida);
379:     }
380:
381: }
382: }
383: void fugaEKG()
384: {
385:     char salida[11];
386:     float resultado;
387:     int gain,med,aux1;
388:
389:     PORTC.RC0=0;
390:     PORTC.RC1=0; //Bit's de indicador de nivel de voltaje de prueba_TC
391:
392:     PORTE.RD0=1;
393:     PORTE.RD1=1; //Enciende el LED indicador correspondiente de la prueba.
394:
395:     PORTE.RB0=1;
396:     PORTE.RB1=0;
397:     PORTE.RB2=1; //Selecciona el canal del multiplexor para la prueba.
398:
399:     PORTE.RB6=0; //Selecciona el switch para las lineas del EKG
400:     lcd_cmd( lcd_clear);
401:     lcd_cmd( lcd_cursor_off);
402:     text="I fuga EKG[uA]=";
403:     Lcd_Out(1,1,text);
404:
405:     gain = autorango();
406:     delay_ms(8000);
407:     med = adc_read(0);
408:     aux1=5000000*(float)med/(35805*(float)gain);
409:
410:     while(!(button(&PORTA,4,5,0) || button(&PORTA,3,5,0) || button(&PORTA,2,5,0)
|| button(&PORTA,1,5,0)))
411:     {
412:         Lcd_Out(2,1,"");
413:         gain = autorango();
414:         if(gain == 0)
415:         {
416:             Lcd_Out(2,1,"fuera_de_rango");
417:         }else
418:         {
419:             delay_ms(10);
420:             med = adc_read(0);
421:             resultado = 5000000*(float)med/(35805*(float)gain)-aux1;//Formula de c
calculo de la prueba
422:             floatToStr(resultado,salida);
423:             Lcd_Out(2,1,salida);
424:         }
425:     }
426: }
427: }
428: /*Esta funcion hace automaticamente el control de la ganancia del amplificador
429: principal del proyecto. La ganancia del amplificador puede ser ajustada a

```

```

430: 1, 10, 100 o 1000 veces. Cuando gainV es cero indica que la señal medida ha
431: salido del rango al que puede trabajar el amplificado y el conversor ADC.
432: */
433: int autorango()
434: {
435:     int gainV; //Esta variable es el resultado de la funcion e informa a que
436:               //valor de ganancia esta trabajando el amplificador.
437:
438:     /*
439:     Inicialmente lo primero es verificar en valor de ganancia se encuentra el
440:     amplificador.
441:     */
442:     if(PORTE.RB3==0 && PORTE.RB4==0)
443:         gainV = 1;
444:     else
445:         if(PORTE.RB3==1 && PORTE.RB4==0)
446:             gainV = 10;
447:     else
448:         if(PORTE.RB3==0 && PORTE.RB4==1)
449:             gainV = 100;
450:     else
451:         if(PORTE.RB3==1 && PORTE.RB4==1)
452:             gainV = 484;
453:
454:     /*
455:     Dentro de este lazo se toman muestras del valor al que se encuentra el
456:     conversor ADC si se encuentra a menos del 10% habilita el siguiente nivel de
457:     de ganancia; caso contrario pasa al nivel anterior.
458:     */
459:
460:     switch (gainV) // Los casos indican la ganancia actual del amplificador
461:     {
462:     case 1:
463:     {
464:         if(adc_read(0)<102)
465:         {
466:
467:             PORTE.RB3=1;
468:             PORTE.RB4=0; //Señales de control al multiplexor para ganancia 10
469:             gainV = 10;
470:             break;
471:         }else if (adc_read(0)>=1022)
472:         {
473:
474:             PORTE.RB3=0;
475:             PORTE.RB4=0; //Señales de control al multiplexor para ganancia 1
476:             gainV = 0; //Esta fuera de rango de medicion.
477:             break;
478:         }
479:     }
480:     case 10:
481:     {
482:         if(adc_read(0)<102)
483:         {
484:             PORTE.RB3=0;
485:             PORTE.RB4=1; //Señales de control al multiplexor para ganancia 100
486:             gainV = 100;
487:             break;
488:         }else if (adc_read(0)>=1022)
489:         {
490:             PORTE.RB3=0;
491:             PORTE.RB4=0; //Señales de control al multiplexor para ganancia 1

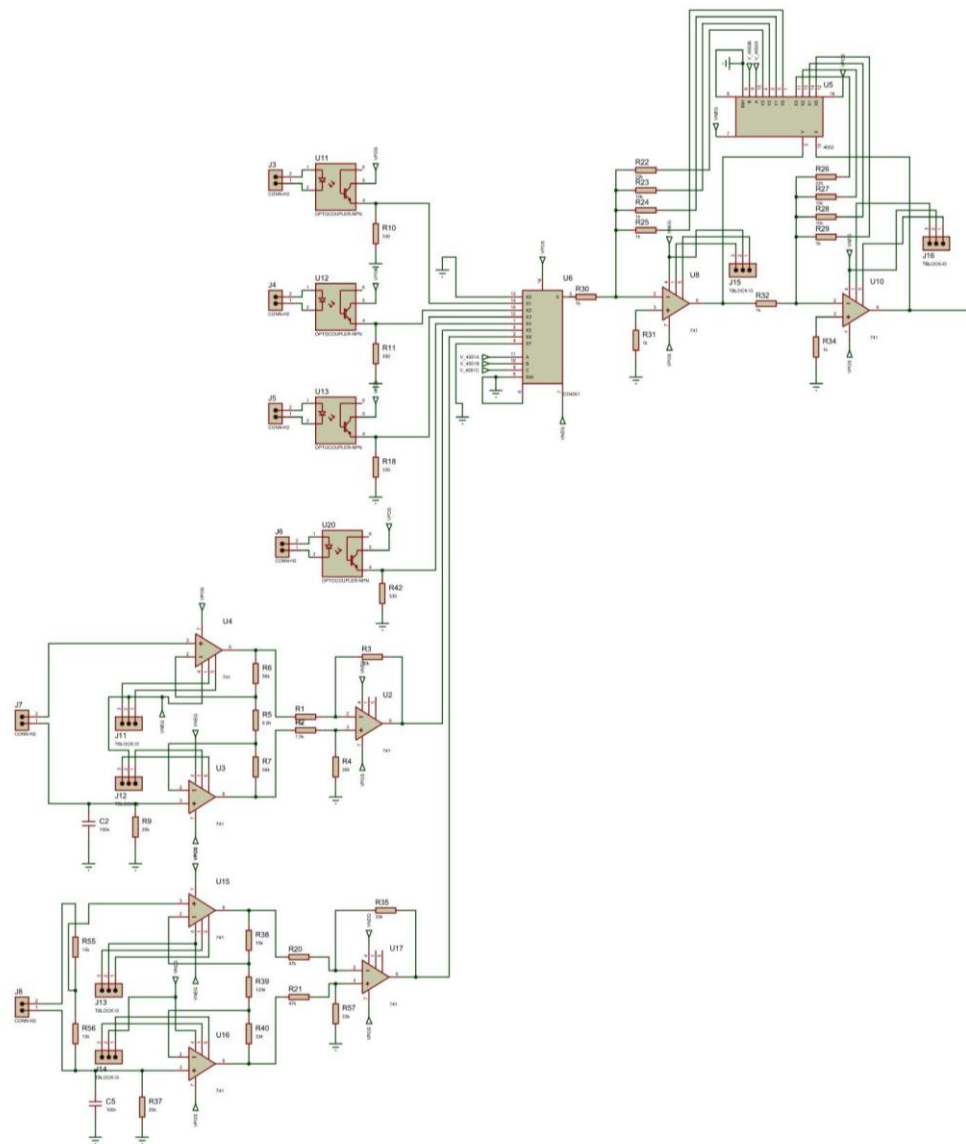
```



```

492:         gainV = 1;
493:         break;
494:     }
495: }
496: case 100:
497: {
498:     if(adc_read(0)<102)
499:     {
500:         PORTE.RB3=1;
501:         PORTE.RB4=1; //Señales de control al multiplexor para ganancia 1000
502:         gainV = 484;
503:         break;
504:     }else if (adc_read(0)>=1022)
505:     {
506:         PORTE.RB3=1;
507:         PORTE.RB4=0; //Señales de control al multiplexor para ganancia 10
508:         gainV = 10;
509:         break;
510:     }
511: }
512: case 484:
513: {
514:     if(adc_read(0)<102)
515:     {
516:         gainV = 484; // Se ha alcanzado la maxima amplificación
517:         break;
518:     }else if (adc_read(0)>=1022)
519:     {
520:         PORTE.RB3=0;
521:         PORTE.RB4=1; //Señales de control al multiplexor para ganancia 100
522:         gainV = 100;
523:         break;
524:     }
525: }
526: }
527: return gainV; // Regresa como resultado la ganancia a la que se encuentra
528: } // operando el amplificador.

```

ANEXO C.**Esquemáticos del circuito del módulo.****Placa principal.****Figura A. Placa principal 1de 2.**

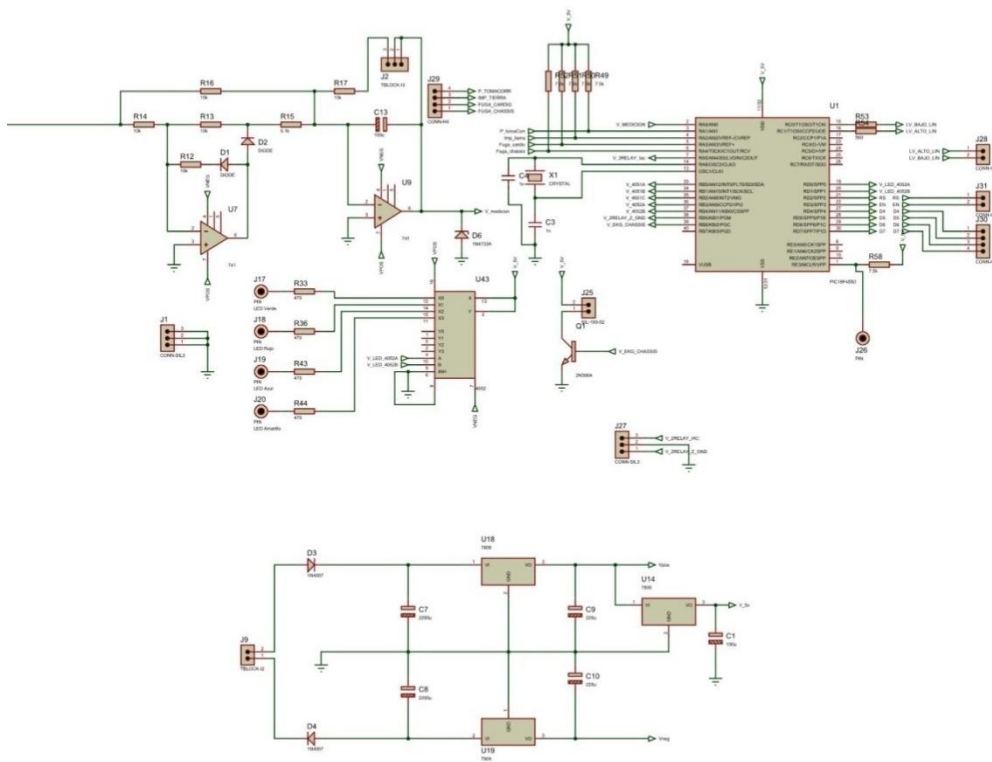


Figura B. Placa principal 2de 2.

Placa de fuente de corriente alterna.

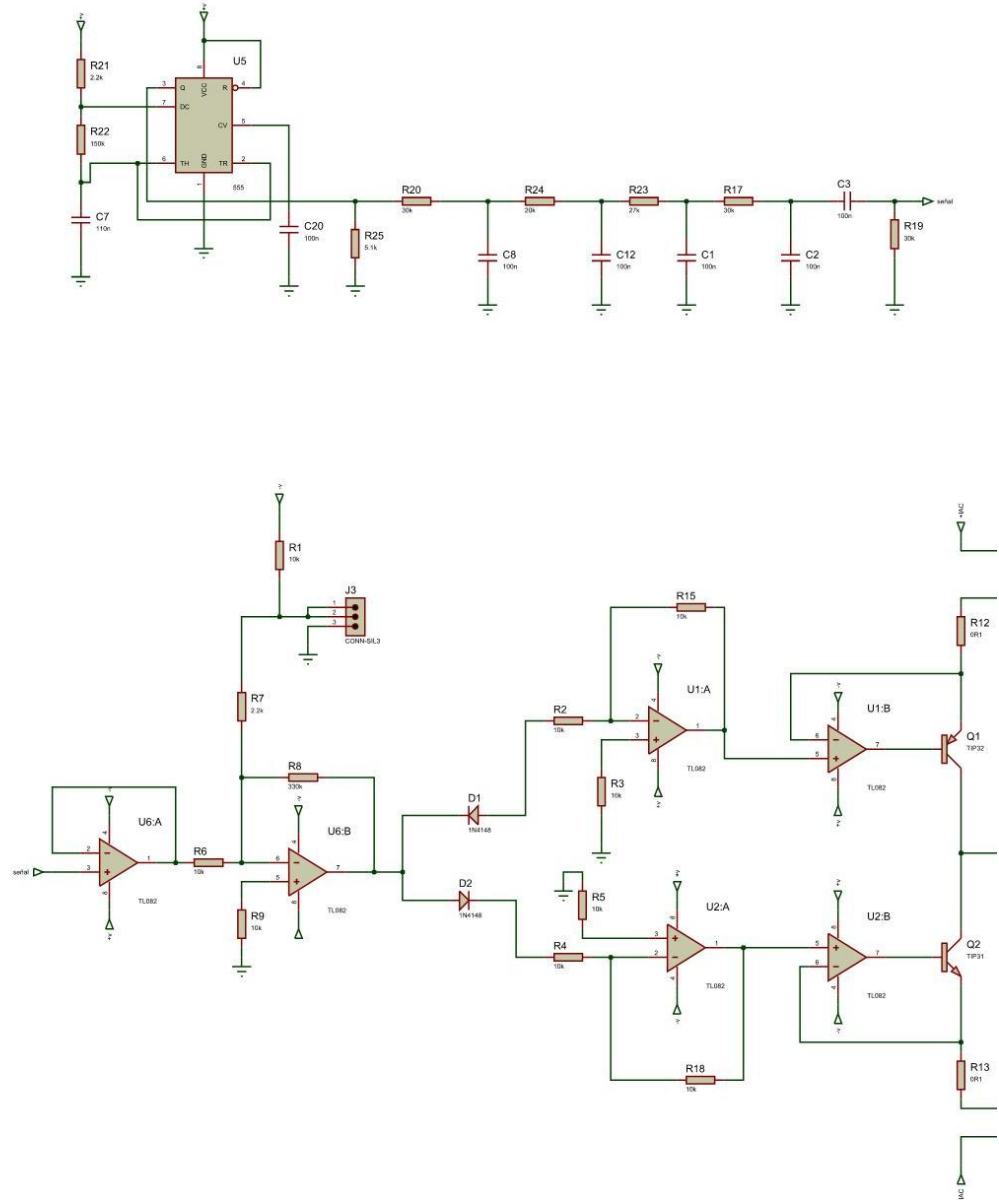


Figura C. Placa de fuente de corriente alterna 1 de 2.

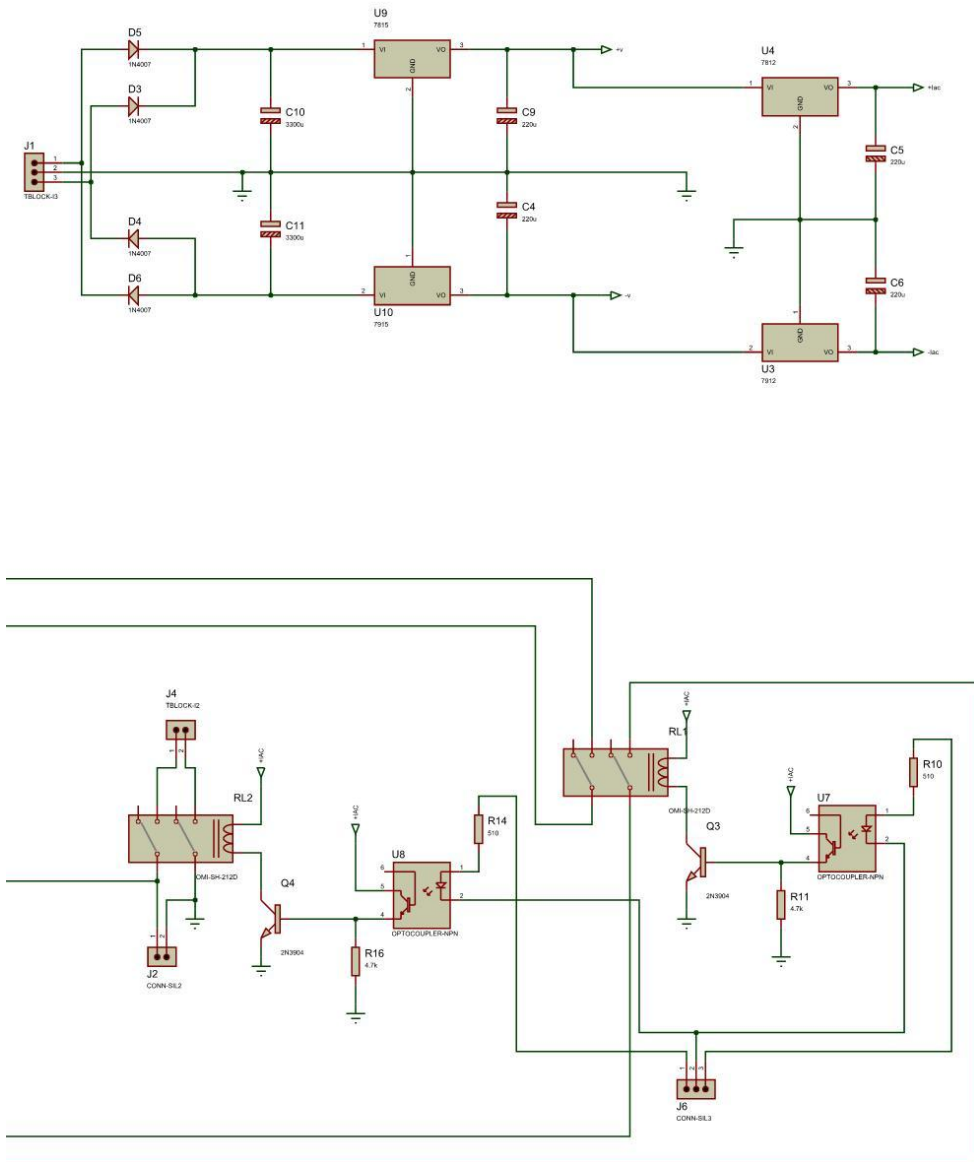


Figura D. Placa de fuente de corriente alterna 2 de 2.

Placa de prueba de tomacorriente y medidor de corrientes de fuga.

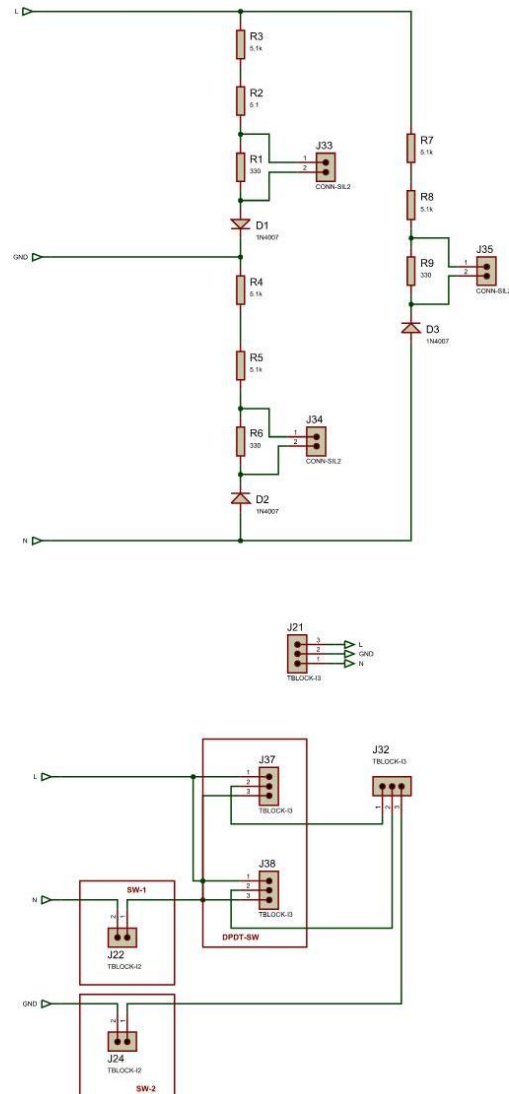


Figura E. Placa de prueba de tomacorriente y medidor de corriente de fuga.1 de 2.

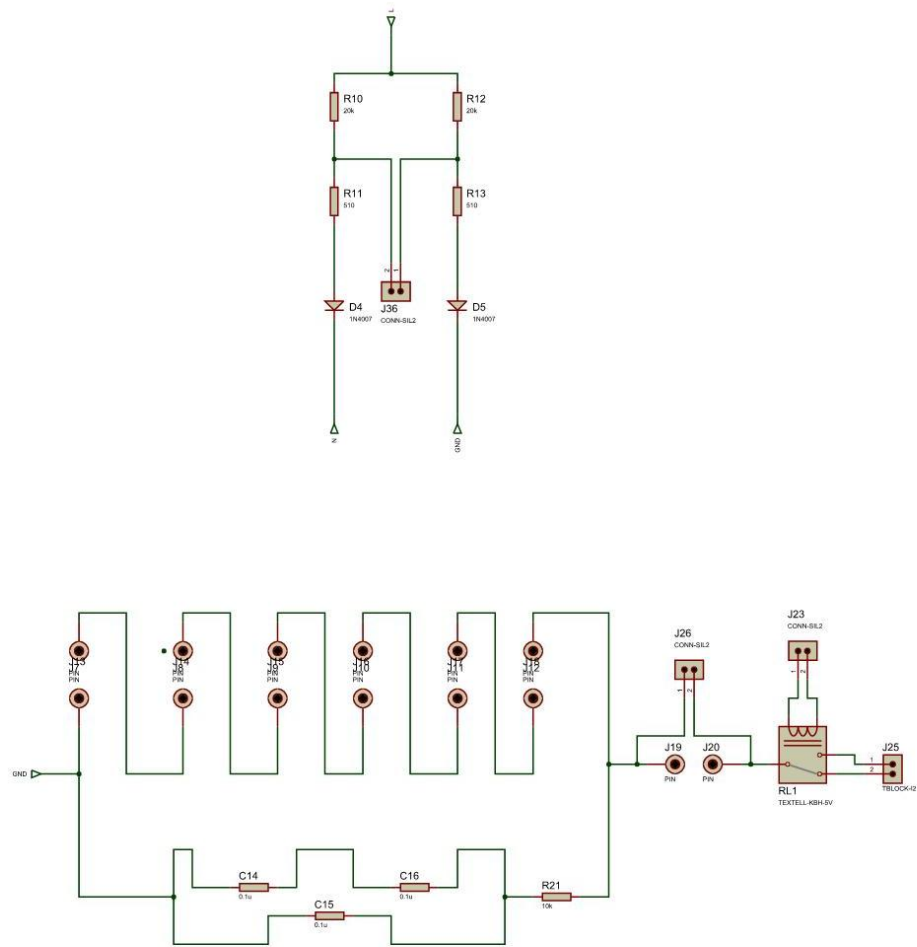
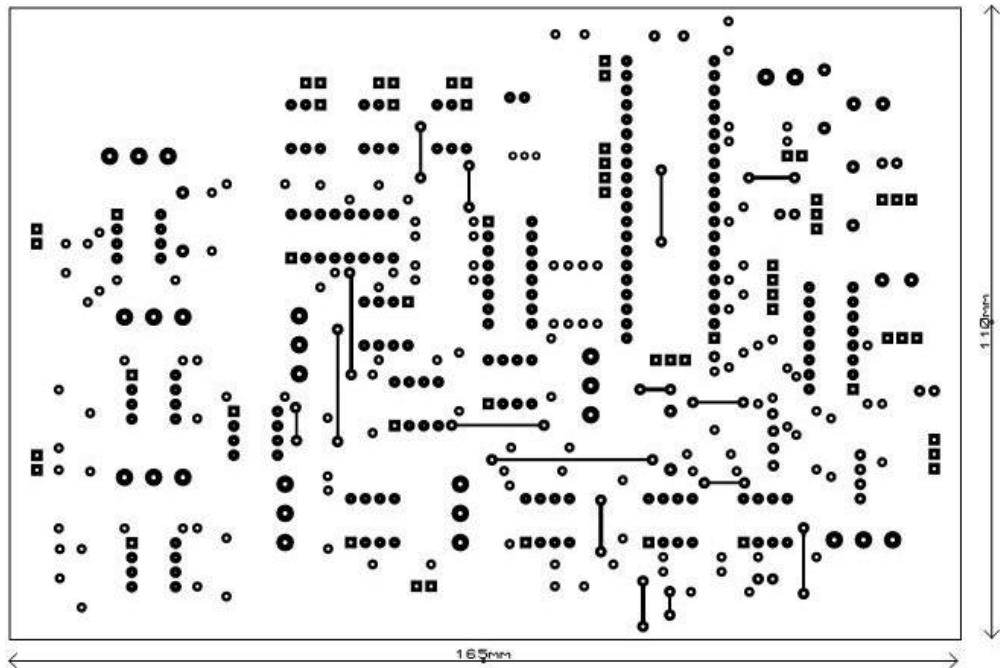


Figura F. Placa de prueba de tomacorriente y medidor de corriente de fuga.2 de 2.

ANEXO D.**Diseño de las placas del módulo.**

Placa principal.

**Figura G. Placa principal cara superior.**

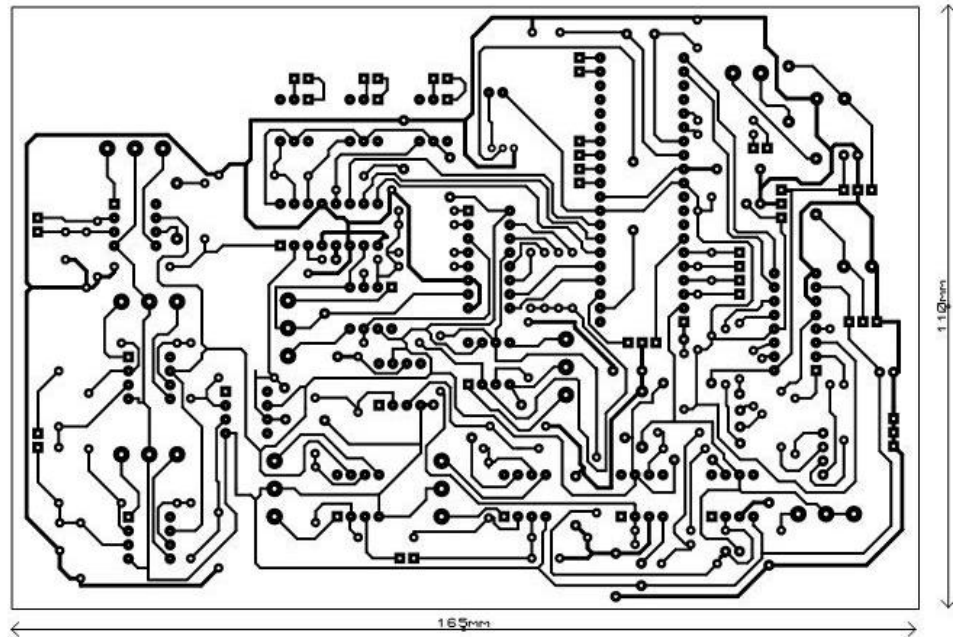


Figura H. Placa principal cara inferior.

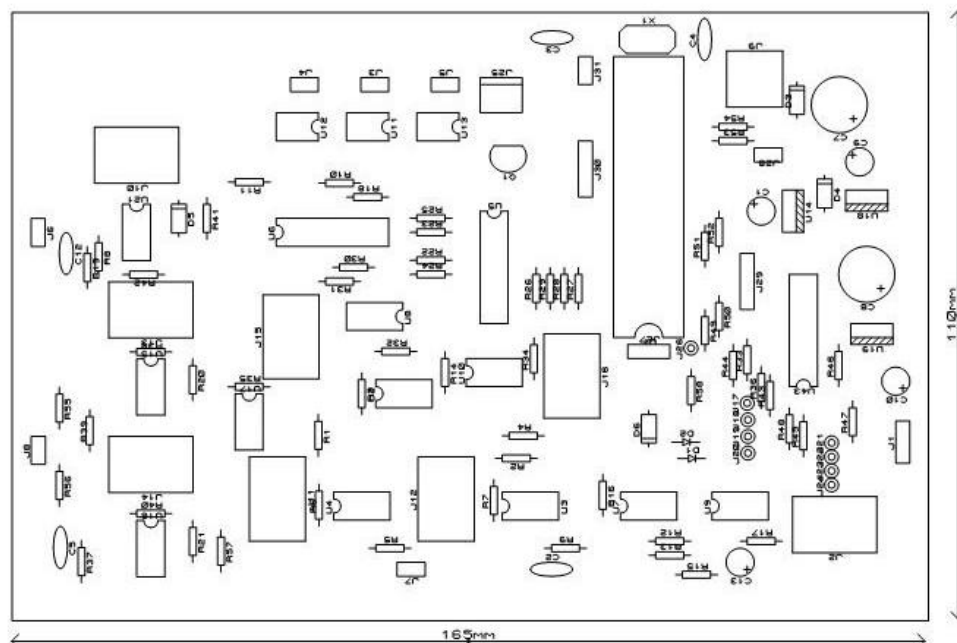


Figura I. Detalle de componentes de la placa principal.

Placa de prueba de tomacorriente y medidor de corrientes de fuga.

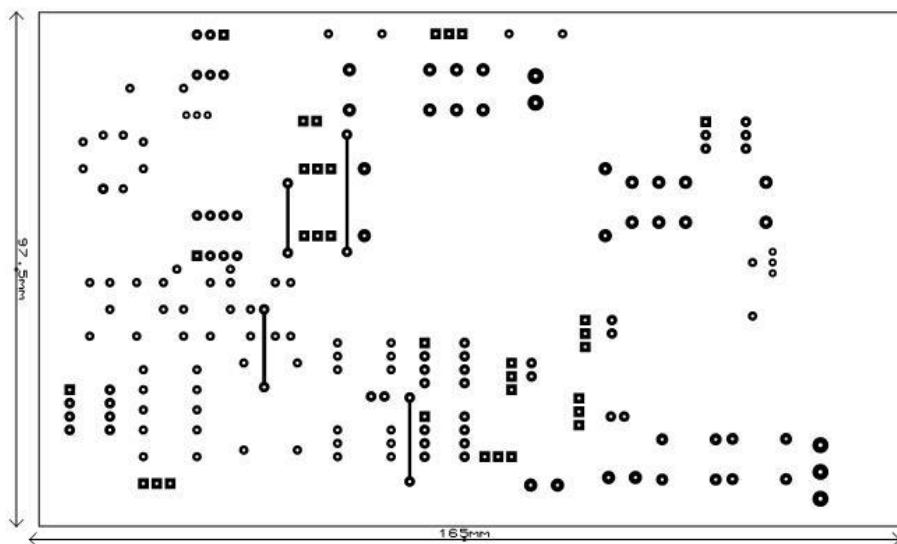


Figura J. Placa de prueba de tomacorriente y medidor de corrientes de fuga cara superior.

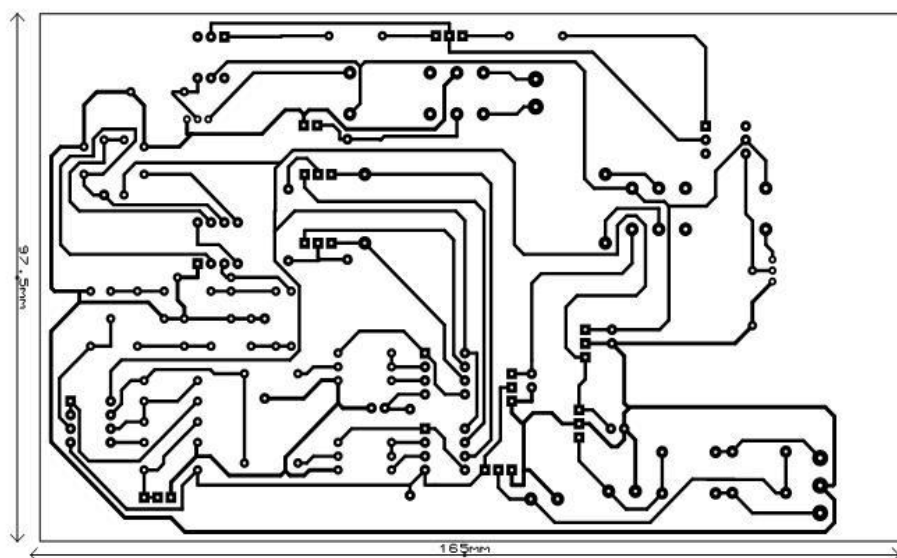


Figura K. Placa de prueba de tomacorriente y medidor de corrientes de fuga cara inferior.

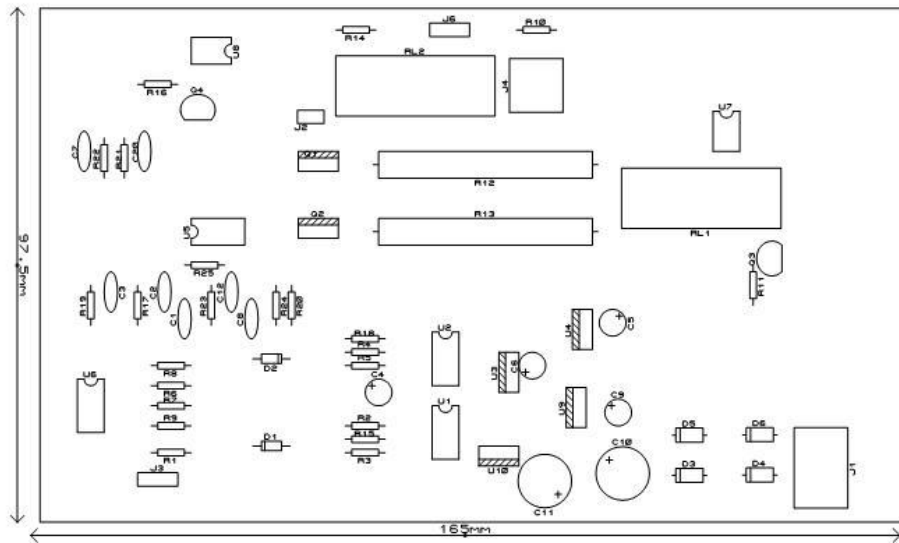


Figura L. Detalle de componentes de la cara superior.

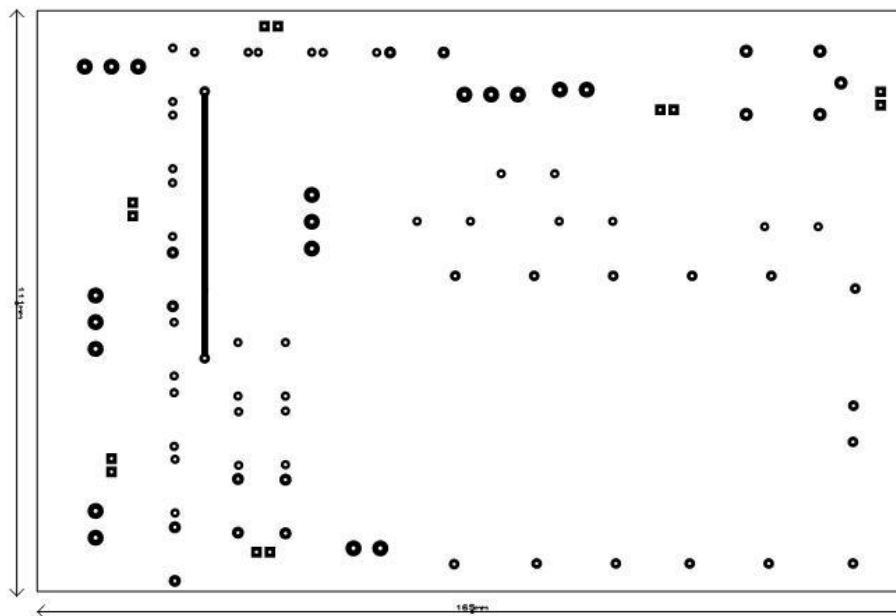


Figura M. Placa de prueba de tomacorriente y medidor de corrientes de fuga cara superior.

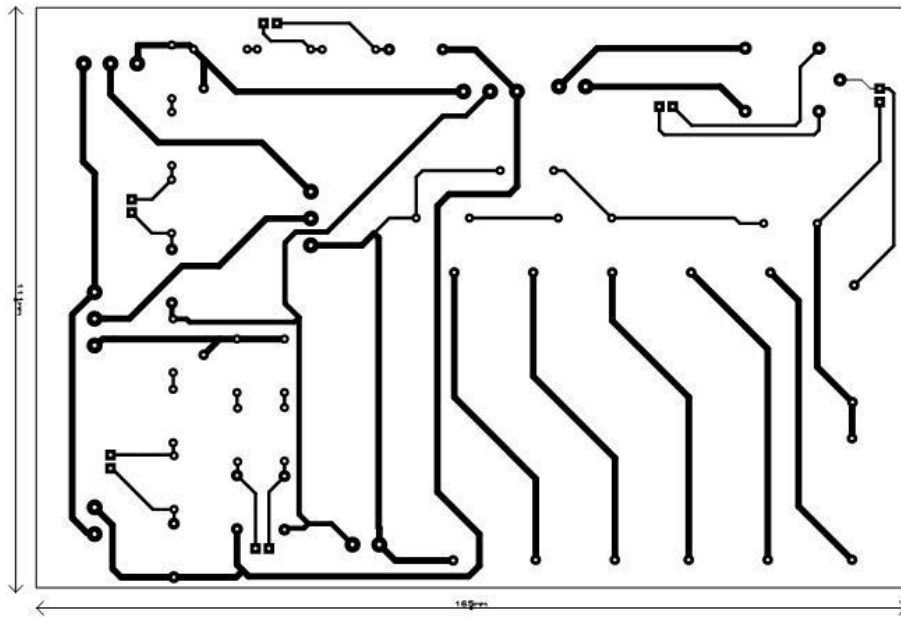


Figura N. Placa de prueba de tomacorriente y medidor de corrientes de fuga cara inferior.

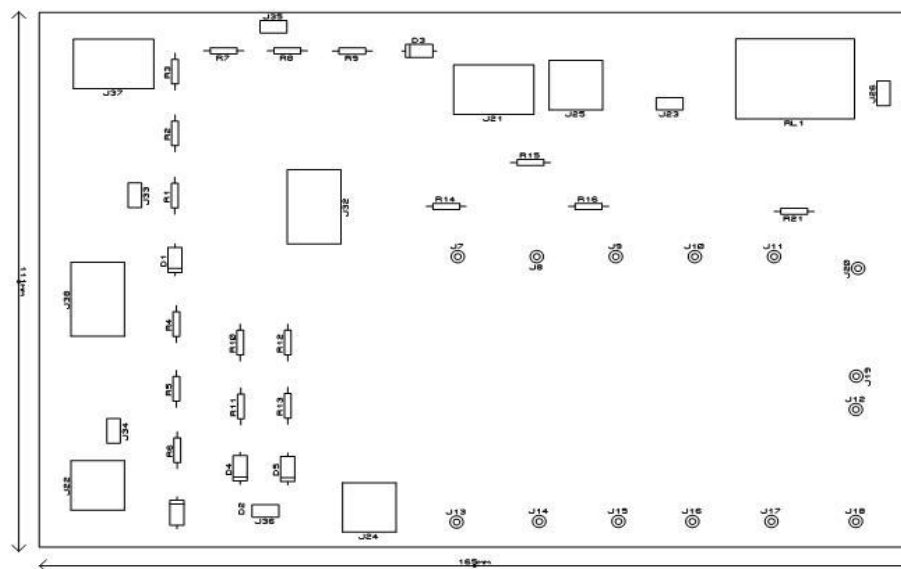


Figura O. Detalle de componentes de prueba de tomacorriente y medidor de corrientes de fuga.

BIBLIOGRAFÍA.

- [1] W. Olson. Cap 14 Seguridad Eléctrica (del libro: Instrumentación Médica, Aplicación y Diseño. 4 ed.)
- [2] Webster y Cook, Principios de Ingeniería Clínica, 3 ed.
- [3] Hayt, Kemmerly, Durbin, Análisis de Circuitos en Ingeniería, 7 ed.
- [4] B. Carter y T. Brown, Manual de aplicaciones de Amplificadores Operacionales (octubre 2001 www.ti.com).
- [5] R. Mancini, OpAmps para todos, (agosto 2002 www.ti.com).
- [6] F. Driscoll y R. Coughlin, Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales, 2 ed.