

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA AGRARIA
“ANTONIO NARRO”**

DIVISIÓN DE INGENIERÍA



***Evaluación de sensor de conductividad y capacitancia
eléctrica bajo condiciones de campo***

POR:

Moisés Guadarrama Espinoza

TESIS

**Presentada como requisito parcial para
obtener el título de:**

INGENIERO MECÁNICO AGRÍCOLA

Buenavista, Saltillo, Coahuila, México

Febrero del 2013

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA AGRARIA

“ANTONIO NARRO”

DIVISIÓN DE INGENIERÍA

DEPARTAMENTO DE MAQUINARIA AGRÍCOLA

***Evaluación de sensor de conductividad eléctrica y capacitancia eléctrica
bajo condiciones de campo***

POR:

Moisés Guadarrama Espinoza

TESIS

Que Somete a Consideración del H. Jurado Examinador Como Requisito Parcial
para Obtener el Título de:

INGENIERO MECÁNICO AGRÍCOLA

Aprobado por el comité de tesis

Asesor Principal

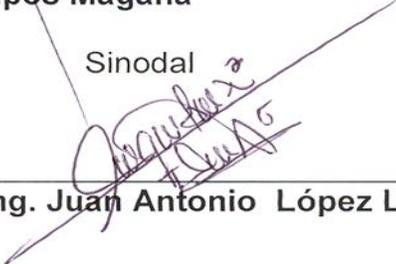
Dr. Santos Gabriel Campos Magaña

Co-director

Sinodal

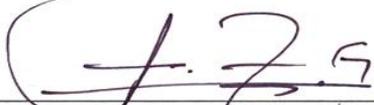


Dr. Martin Cadena Zapata



Ing. Juan Antonio López López

Universidad Autónoma Agraria
“ANTONIO NARRO”
Coordinador de la división de ingeniería



M.C. Luis Rodríguez Gutiérrez


**Coordinación de
Ingeniería**

AGRADECIMIENTOS

A DIOS:

Por darme la oportunidad de vivir, de pertenecer a una familia, por haber concluido una etapa más de mi vida.

A MI ALMA TERRA MATER UNIVERSIDAD AUTÓNOMA AGRARIA ANTONIO NARRO

Por pertenecer a esta gran institución estos cuatro años, por formarme como profesionalista, por pertenecer a la CXIV generación de ingeniero mecánico agrícola.

A MI ASESOR Dr. SANTOS GABRIEL CAMPO MAGAÑA:

Por el apoyo, atención, por la paciencia y por el tiempo dedicado para culminar con un escalón más en mi vida.

A MIS MAESTROS:

Por los consejos, llamadas de atención y regaños que me dieron, pero que me enseñaron a mejorar como profesionalista y como persona.

A MIS AMIGOS Y COMPAÑEROS

IVAN (La excelsa)

REYNALDO (Kenan)

OMAR (El tamal)

JUAN CARLOS (Yancarlo)

Por su amistad, por estar con todos ustedes durante cuatro años y por ser la generación CXIV de Ingeniero Mecánico Agrícola.

A LA FAMILIA GUADARRAMA ESPINOZA:

Por su apoyo y por permitir superarme día a día, por estar conmigo en cada una de las etapas de mi vida y por ser la mejor familia.

AL EQUIPO DE FUT BOL AMERICANO.

Por apoyarme académica y socialmente. Mis más sinceros agradecimientos a mis entrenadores: Juan Javier Gonzalez EL BRUJO, y Sergio Rubén Reséndiz que me enseñaron a jugar y a valorar el esfuerzo de mis compañeros, por enseñarme a ser un verdadero ¡BUITRE!

DEDICATORIAS

A MIS PADRES:

A MI MADRE: *por darme la vida y permitir que fuera un integrante más de la familia, por los consejos que me has dado, por el apoyo incondicional y por ser la mejor mamá del mundo.*

A MI PADRE: *porque gracias a ti he aprendido a trabajar y a ser una persona de bien, porque además de ser mi padre has sido mi amigo, por confiar en mí, porque eres un ejemplo a seguir.*

A MIS HERMANOS

RUTH: *por todos los momentos que hemos pasado, no solo como hermanos sino como amigos, porque has demostrado ser una persona que sabe triunfar en la vida.*

ARMANDO Y FAMILIA: *por el apoyo y consejos que me han dado, por toda la atención que me han brindado en Saltillo y donde quiera que he necesitado, porque eres un ejemplo a seguir.*

A MI ESPOSA ZAYRA YADIRA LUNA CHÁVEZ

Por estar conmigo en los momentos más difíciles, por apoyarme en cada una de mis decisiones, por su paciencia, por su apoyo, comprensión, amor y por ser la persona más importante en mi vida, por darme el regalo más grande de esta vida nuestra hija Yaretzy

A MI HIJA YARETZY

Por ser la niña más linda, por llegar a nuestras vidas y hacernos muy felices a tu mamá y a mí, porque de hoy en adelante no te hará falta nada y siempre contarás conmigo.

ÍNDICE DE CONTENIDO

ÍNDICE DE FIGURAS	III
ÍNDICE DE CUADROS	IV
RESUMEN	VII
I. INTRODUCCIÓN	1
1.1 <i>Objetivos específicos</i>	3
1.2 <i>Hipótesis</i>	3
II. REVISIÓN DE LITERATURA.....	4
2.1 <i>Agricultura de precisión</i>	4
2.2 <i>Calidad de Suelos</i>	6
2.3 <i>Conductividad Eléctrica</i>	14
2.3.1 <i>Conductividad Eléctrica de un Suelo</i>	17
2.3.2 <i>Conductividad Eléctrica a Granel del Suelo (CEG)</i>	18
2.4 <i>Medida de la resistividad eléctrica del suelo</i>	23
2.4.1 <i>Método de Frank Wenner</i>	23
2.4.2 <i>Método de Schlumberger</i>	24
2.5 <i>Determinación de humedad</i>	31
2.6 <i>Eficacia de un Sensor de Capacitancia para Medir Simultáneamente Salinidad y Contenido Hídrico</i>	31
2.7 <i>Self Balance Impedance Bridge, un método alternativo al TDR para la determinación de la humedad edáfica</i>	33
2.8 <i>Decibeles y Ruido magnético</i>	37
2.9 <i>Filtros de señal</i>	40
2.9.1 <i>Clasificación de los filtros</i>	41
2.9.2 <i>Características de un filtro paso bajo con respuesta BUTTERWORTH</i>	43
2.9.3 <i>Características de los filtros BESSEL</i>	43
2.9.4 <i>Características de los filtros CHEBYSHEV</i>	45
2.10 <i>Amplificadores Operacionales</i>	46
III. MATERIALES Y MÉTODOS	48
3.1 <i>Determinación de la Conductividad Eléctrica (CE) y humedad del suelo</i>	48

3.2	<i>Método de medición de la conductividad eléctrica</i>	50
3.3	<i>Método de la determinación de humedad del suelo</i>	50
3.4	<i>Acondicionamiento del amplificador AD620</i>	51
3.5	<i>Prueba de linealidad de capacitores</i>	53
3.6	<i>Acondicionamiento y pruebas de los filtros</i>	54
IV.	RESULTADOS	60
4.1	<i>Resultados de las pruebas realizadas para el funcionamiento del amplificador AD620</i>	61
4.1.1	<i>Resultados del amplificador a una ganancia de dos veces el voltaje de entrada</i>	62
4.1.2	<i>Resultados del amplificador a una Ganancia de cinco veces el voltaje de entrada</i>	63
4.1.3	<i>Resultados del amplificador a una ganancia de diez veces</i>	65
4.1.4	<i>Resultados del amplificador configurado como filtro</i>	66
4.2	<i>Resultados para la simulación de capacitancia y el amplificador AD620</i>	68
4.2.1	<i>Resultados de prueba de calibración del LM2907 y amplificador AD620</i>	68
4.3	<i>Resultados de pruebas realizadas en laboratorio para capacitancias</i>	69
4.4	<i>Resultados del LM2907 con los filtros LM324, MF4CN-50 Y MF6CN-50 y amplificador AD620</i>	71
4.4.1	<i>Resultados del amplificador LM324 configurado como filtro</i>	72
4.4.2	<i>Resultados del filtro MF6CN-50</i>	74
4.4.3	<i>Resultados para el filtro MF4CN-50</i>	75
4.5	<i>Resultados de la rectificación de la señal de los filtros con distintos % de humedad</i>	77
V.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	84
VI.	LITERATURA CITADA	86
VII	ANEXOS	93

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 2. 1 Principales componentes de la calidad de suelo Doran y Parkin, (1994).</i>	7
<i>Figura 2. 2 Triángulo Moebius para las tres dimensiones implícitas en el concepto sostenibilidad. (Hünнемeyer et al. 1997).</i>	10
<i>Figura 2. 3 Enfoque para la definición de indicadores de calidad de suelo Hünнемeyer et al. (1997).</i>	11
<i>figura 2. 4 Principio físico de la conductividad eléctrica. Calderón Sáenz. F. 2000.</i>	15
<i>Figura 2. 5 Resistividad y conductividad grane –ceg- del suelo Vs humedad. Calderón Sáenz, F. (2005).</i>	19
<i>Figura 2. 6 Conductividad granel-ceg- y resistividad de un suelo Vs. % de sales en la solución del mismo. Para una humedad constante del 15% p/p Calderón Sáenz F. 2005.</i>	19
<i>Figura 2. 7 Relación entre resistividad, conductividad y temperatura de un suelo con una humedad del 15.2%. Calderón Sáenz F. 2005.</i>	20
<i>Figura 2. 8 Actinómetro de HANNA Instruments (HI993310): para medir la conductividad eléctrica de una disolución (W) ó la actividad del suelo (S).</i>	23
<i>Figura 2. 9 Método de Wenner para medir la conductividad eléctrica del suelo. Cancha Q.R.W, (2005).</i>	24
<i>Figura 2. 10 Método Schlumberger para medir la conductividad eléctrica del suelo (Cancha. Q.R.W. 2005).</i>	24
<i>Figura 2. 11 Primera prueba del desarrollo del circuito de un Conductivímetro. Calderón Sáenz F, (2005).</i>	25
<i>Figura 2. 12 Comprobación de electrodos</i>	26
<i>Figura 2. 13 Frecuencia de Conductivímetro Beckman Solubridge.</i>	27
<i>Figura 2. 14 El conductivímetro Beckman Solubridge utiliza onda Cuadrada completamente simétrica.</i>	28
<i>Figura 2. 15 Diagrama de bloques de cómo puede quedar conformado un conductivímetro.</i>	29
<i>Figura 2. 16 Diagrama electrónico de conductivímetro propuesto por Calderón Sáenz F (2005).</i>	29
<i>Figura 2. 17 Comportamiento eléctrico de electrodos inmersos en un material</i>	34
<i>Figura 2. 18 Puentes de Impedancias (Magan 2002).</i>	35
<i>Figura 2. 19 Tipos de respuesta a filtros</i>	41
<i>Figura 2. 20 Onda resultante del filtro Bessel.</i>	44
<i>Figura 2. 21. Características de respuesta de los filtros.</i>	45
<i>Figura 2. 22 Tipos de onda filtrada con los diferentes filtros.</i>	46
<i>Figura 2. 23 Diagrama del amplificador Operacional</i>	47
<i>Figura 3. 1 Circuito integrado XR2206 para medir conductividad eléctrica.</i>	48
<i>Figura 3. 2 Circuito integrado LM2907 para determinar capacitancia.</i>	49
<i>Figura 3. 3 Diseño en Pro E de barra porta electrodos para pruebas en laboratorio.</i>	50
<i>Figura 3. 4 Diseño en Pro E de la barra porta electrodos para prueba de humedad.</i>	51

<i>Figura 3. 5 Diagrama de conexión del amplificador AD620.</i>	52
<i>Figura 3. 6 Diagrama de conexión del amplificador AD620 como utilizado como filtro.</i>	52
<i>Figura 3. 7 Protoboard donde se montaron los filtros para las pruebas.</i>	55
<i>Figura 3. 8 Diagrama de conexión del filtro LM324.</i>	55
<i>Figura 3. 9 Diagrama de conexión del filtro MF4CN-50.</i>	57
<i>Figura 3. 10 Diagrama de conexión del filtro MF6CN-50.</i>	57
<i>Figura 4. 1 Diseño del circuito en sus cuatro presentaciones, a) esquemático, b) 3D y c) real.</i>	61
<i>Figura 4. 2 equipo utilizado para el registro de los datos.</i>	61
<i>Figura 4. 3 curva de respuesta para el amplificador con una ganancia e dos veces.</i>	63
<i>Figura 4. 4 Curva de respuesta para el amplificador con una ganancia de cinco veces.</i>	64
<i>Figura 4. 5 Curva de respuesta para el amplificador para una ganancia de diez.</i>	66
<i>Figura 4. 6 Conexión del amplificador AD620 como utilizado como filtro</i>	66
<i>Figura 4. 7 La figura (a) muestra el voltaje de entrada la figura (b) muestra el voltaje de salida filtrado.</i>	67
<i>Figura 4. 8 Línea de respuesta respecto a la simulación de humedad y el amplificador AD620.</i>	69
<i>Figura 4. 9 Línea de respuesta de las pruebas realizadas en laboratorio para capacitores.</i>	71
<i>Figura 4. 10 Equipo utilizado para las pruebas con los filtros MF4CN-50, MF6CN-50 Y LM324</i>	72
<i>Figura 4. 11 Línea de respuesta de las pruebas del amplificador LM324 como filtro.</i>	73
<i>Figura 4. 12 Línea de respuesta del filtro MF6CN-50.</i>	75
<i>Figura 4. 13 Línea de respuesta del filtro MF4CN-50.</i>	76
<i>Figura 4. 14 Líneas de resultados de los circuitos evaluados a una humedad de 8.72%...</i>	78
<i>Figura 4. 15 Líneas de resultados de los circuitos evaluados a una humedad de 9%.</i>	79
<i>Figura 4. 16 Líneas de resultados de los circuitos evaluados a una humedad de 16.30%.</i>	80
<i>Figura 4. 17 Líneas de resultados de los circuitos evaluados a una humedad de 22.43%.</i>	81
<i>Figura 4. 18 Líneas de resultados de los circuitos evaluados a una humedad de 25.89%.</i>	82
<i>Figura 5. 1 Circuito modificado para determinar la permisividad eléctrica.</i>	85

ÍNDICE DE CUADROS

<i>Cuadro 2. 1 Conjunto de indicadores físicos, químicos y biológicos propuesto para monitorear los cambios que ocurren en el suelo (Larson y Pierce, 1991; Doran y Parkin, 1994; Seybold et al., 1997).</i>	12
<i>Cuadro 2. 2 Muestra los Valores de conductividad eléctrica en micro Siemens por centímetro ($\mu\text{S}/\text{cm}$) de algunas muestras típicas de soluciones acuosas. Calderón Sáenz. F. 2005.</i>	15

Cuadro 2. 3 Parámetros (a, b) y coeficiente de determinación (r^2) de la ecuación lineal ($y = a + b \cdot x$) que relaciona la concentración (y, mM) de una disolución acuosa de fertilizantes comúnmente utilizados en fertirrigación, con su conductividad eléctrica (x, $mS \cdot cm^{-1}$). (Duran et, al, 2013).....	22
Cuadro 2. 4 Conductividad Eléctrica de Soluciones de KCl.....	26
Cuadro 2. 5 Frecuencias obtenidas con diferentes conductivímetros.	28
Cuadro 2. 6 Conductancias equivalentes iónicas a dilución infinita (mS/cm por cada meq/l) en disoluciones acuosas a 25 °C para los iones más usuales en agronomía.(Duran et, al , 2013).	30
Cuadro 2. 7 Diferencia de CE (mS/cm a 25°C) real y teórica sin considerar las fuerzas interiónicas, para cuatro aguas de riego de diferente composición. (Duran et al, 2013).	30
Cuadro 2. 8 Comparación de voltaje y potencia.	39
Cuadro 2. 9 Tabla de dB versus voltaje y potencia.	40
Cuadro 3. 1 Valores de los capacitores conectados en serie para la calibración del circuito LM2907.	54
Cuadro 4. 1 Resultados de la primera prueba del amplificador donde los voltajes variaron desde 10mv hasta 250mv.	62
Cuadro 4. 2 Análisis de varianza para el amplificador con una ganancia de dos veces. ...	63
Cuadro 4. 3 Resultados de la segunda prueba del amplificador donde los voltajes variaron desde 10mv hasta 250mv.	63
Cuadro 4. 4 Análisis de varianza para el amplificador con una ganancia de cinco veces ..	64
Cuadro 4. 5 Resultados de la primer prueba del amplificador donde los voltajes variaron desde 10mv hasta 250mv.	65
Cuadro 4. 6 Análisis de varianza para el amplificador con una ganancia de diez veces	65
Cuadro 4. 7 resultados de la resistencia y capacitor a una frecuencia de 60hz	67
Cuadro 4. 8 Valores del amplificador para determinar el el porcentaje de ruido que sale del filtro para una ganancia de 10.	67
Cuadro 4. 9 Resultados de las pruebas para calibración empleando un puente de wheastone y el amplificador AD620 con ganancia de 4.3.	68
Cuadro 4. 10 Análisis de varianza para la prueba de calibración del amplificador AD620.	69
Cuadro 4. 11 Resultados de las pruebas en laboratorio para capacitores.	70
Cuadro 4. 12 Análisis de varianza de respuesta de las pruebas realizadas en laboratorio para capacitores.	70
Cuadro 4. 13 Resultados del filtro LM324.	72
Cuadro 4. 14 Resultados de las pruebas del amplificador LM324 configurado como filtro.	72
Cuadro 4. 15 Análisis de varianza para la prueba del amplificador LM324 configurado como filtro.	73
Cuadro 4. 16 Resultado del filtro MF6CN-50.....	74

<i>Cuadro 4. 17 Análisis de varianza para el filtro MF6CN-50</i>	74
<i>Cuadro 4. 18 Resultados de las pruebas para el filtro MF4CN-50</i>	75
<i>Cuadro 4. 19 Análisis de varianza para el filtro MF4CN-50</i>	76
<i>Cuadro 4. 20 Resultados de rectificación de señal para para un porcentajes de humedad de 8.72%</i>	77
<i>Cuadro 4. 21 Resultados de rectificación de señal para para un porcentaje de humedad del 9%</i>	78
<i>Cuadro 4. 22 Resultados de rectificación de señal para para un porcentajes de humedad del 16.30%</i>	80
<i>Cuadro 4. 23 Resultados de rectificación de señal para para un porcentajes de humedad del 22.43%</i>	81
<i>Cuadro 4. 24 Resultados de rectificación de señal para para un porcentajes de humedad del 25.89%</i>	82
<i>Cuadro 4. 25 Valores medios de voltaje, % de ruido y %humedad</i>	83

RESUMEN

El presente trabajo de investigación fue desarrollado en “El Departamento de Maquinaria Agrícola de la UAAAN” y forma parte del proyecto titulado: “Desarrollo de equipos, sensores e instrumentos para agricultura de precisión y labranza de conservación”, que dentro de sus objetivos destaca, el desarrollo de equipo para la generación de mapas: de las variables geo-referenciadas conductividad eléctrica, resistencia al corte y penetración del suelo. Los objetivos que se consideraron en esta tesis fueron: evaluar arreglos de capacitores y filtros para medir la linealidad de respuesta del sensor de humedad y reducir el nivel de ruido en la medición de la permisividad eléctrica respectivamente, para lo cual se desarrollaron y evaluaron los circuitos electrónicos LM2709, XR2206 para humedad del suelo, un amplificador de instrumentación AD620 y los filtros de señal LM324, MF4CN-50 Y MF6CN-50.

Los resultados obtenidos durante la evaluación muestran una alta linealidad del amplificador AD620 con un coeficiente de correlación del 100%. La respuesta del circuito integrado LM2907 para medir capacitancia presenta una línea de respuesta con un coeficiente de correlación del 99.9% en un rango de $0.024\mu\text{F}$ a $0.098\mu\text{F}$. Las ecuaciones de respuesta de voltaje-humedad empleando el LM2907 en combinación con los cuatro filtros empleados presentaron el mismo coeficiente de correlación del 85.5%. El menor nivel de ruido obtenido fue del 3.2% con la combinación del LM2907 y el filtro MF4CN-50.

Palabras claves: conductividad eléctrica, humedad de suelo, sensores, diagnóstico de suelo.

I. INTRODUCCIÓN

A nivel nacional existe una alta demanda en la producción de alimentos de los cuales aproximadamente diez millones de hectáreas pertenecen a cultivos básicos (maíz, trigo, frijol), mismos granos en el que nuestro país presenta una producción deficitaria (FAO 2009). El problema se presenta en el uso de la labranza tradicional, donde el laboreo primario de suelos se realiza de manera homogénea en estas extensiones de terreno, lo que genera una respuesta de cosecha o rendimiento con alta variabilidad, poca productiva y por ende poco rentable. La preparación de los suelos se destaca como la actividad agrícola más costosa que consume más energía o combustible. La reducción del uso de energía en los sistemas de producción agrícola es un tema de gran importancia en el mundo, pues contribuye al éxito económico de los mismos, no obstante, si se plantean cambios tecnológicos apropiados como el diagnóstico de algunas propiedades físicas, químicas y biológicas es posible reducir el uso de esta energía fósil.

Una forma de contrarrestar estos efectos y corregir algunas de sus causas es mediante el uso de la agricultura de precisión (AP) la cual representa una alternativa de optimización mediante el uso de herramientas que permiten la obtención y análisis de datos geo-referenciados, mejorando el diagnóstico, la toma de decisiones y la eficiencia en el uso de insumos en tiempo real. Para la aplicación de esta tecnología se requiere de una **fase de diagnóstico previo de rendimiento**, combinado con **muestreo de ambientes a nivel de sitio** para determinar los factores limitantes de la producción; así como, su localización precisa para poder de ahí realizar las prescripciones en tiempo real y sitio específico de insumos. Se requiere para lo anterior contar con sistemas que se integren entre otros por Geo-posicionador Diferencial con Aplicación en la Agricultura (AgDGPS), sensores de ambientes, sistemas de Información Geográfica (SIG), así como equipos de dosificación variables de insumos.(Dávila, 2010)

A nivel mundial como un indicador existen alrededor de 20 países que han incorporado estos sistemas inteligentes y automatizados en la aplicación de insumos agrícolas, entre los que destacan Estados Unidos con 30 000 unidades de producción, Argentina con 1200, Brasil con 250, Reino Unido con 400, Paraguay con 4 y México con Cero unidades. Actualmente la “Universidad Autónoma Agraria Antonio Narro” carece de maquinaria, equipos e instrumentos automatizados para la docencia e investigación, así como la aplicación de mecanización para la agricultura de precisión (López 2012). Por tal motivo durante la convocatoria interna 2009, para proyectos de Investigación de la Universidad Autónoma Agraria Antonio Narro fue presentado y autorizado un proyecto de investigación denominado:

“DESARROLLO DE EQUIPOS, SENSORES E INSTRUMENTOS PARA AGRICULTURA DE PRECISIÓN Y LABRANZA DE CONSERVACIÓN”.

Cuyos objetivos planteados fueron:

1. Fortalecer la enseñanza e investigación en agricultura de precisión.
2. Evaluación de calidad de equipos agrícolas de labranza de conservación.
3. Desarrollo de un sistema de simulación de dosis variable de semillas.
4. Sistema de dosificación variable de semillas en tiempo real.
5. **Desarrollo de equipo para la generación de mapas de las variables conductividad eléctrica, resistencia al corte y penetración del suelo.**
6. Desarrollo de un sistema integral para el monitoreo de fuerzas en equipos de labranza.

El presente trabajo de tesis se circunscribe en el objetivo número 5, con los siguientes objetivos específicos:

1.1 Objetivos específicos

- A) Evaluar arreglos de capacitores desde $0.01\mu\text{f}$ hasta $0.1\mu\text{f}$ para medir la linealidad de respuesta del sensor de humedad.
- B) Reducir el nivel de ruido en la medición de la permisividad eléctrica.
- C) Desarrollar circuitos electrónicos para la determinación de la humedad.

1.2 Hipótesis

Es factible desarrollar un sensor que permita determinar la Conductividad Eléctrica (CE) y la humedad del suelo en forma dinámica bajo condiciones de campo, sin que exista una diferencia mayor del 10% con respecto a los instrumentos de laboratorio.

II. REVISIÓN DE LITERATURA

2.1 Agricultura de precisión

Bongiovanniet *al.*, (2006) mencionan que la agricultura de precisión está basada en la existencia de la variabilidad en campos, la cual ha requerido de tecnología tal como un sistema de posición global (GPS), sensores, satélites, e imágenes satelitales y sistema de información geográfica(SIG) para estimar y evaluar dichas variaciones. Menciona que los equipos geo-posicionadores están integrados de un sistema de navegación y orientación cuyo funcionamiento es la de procesar y recibir información, la cual proviene de los satélites ubicados a diferentes alturas sobre la superficie terrestre, cada satélite de GPS emite continuamente dos códigos.

Los datos son transmitidos por medio de señales de radio. Uno de los códigos está reservado para los militares y no puede ser captado por los receptores GPS civiles. El otro código, transmite dos series de datos conocidos como ALMANAQUE y EFEMÉRIDES. Los datos ofrecidos por el almanaque y las efemérides informan sobre el estado operativo de funcionamiento del satélite, su situación orbital, la fecha, hora. [http://es.wikipedia.org/wiki/Sistema_de_Informaci%C3%B3n_Geogr%C3%](http://es.wikipedia.org/wiki/Sistema_de_Informaci%C3%B3n_Geogr%C3%BA)

Bolstad, P. (2005) menciona que el sistema de información geográfica (GIS) está integrado por un hardware y un software los cuales capturan y almacenan manipulan, analizan y despliegan información geográficamente referenciada.

En la página <http://www.soildoctor.com/Abrate.PDF> se describe un sistema de monitoreo de la conductividad eléctrica denominado “soil doctor” que al principio fue utilizado para dirigir el manejo de nitrógeno solo en maíz ,elaborando los datos así obtenidos en combinación con una serie de parámetros prefijados en la

configuración introducida al sistema por el operador, según la estrategia de aplicación o siembra que decida los datos pueden ser guardados en una tarjeta y ya después pueden ser relacionados con un GPS para posteriormente mapear y así estudiar los lotes. El equipo está integrado por un sistema de adquisición y procesamiento de datos y determinación de dosis.

En relación al desarrollo y perfeccionamiento de métodos para el sensoramiento de la conductividad eléctrica (CE) Corwin y Rhoades (1981), indican que por el método no invasivos de la CE del suelo, constituye un tema de gran importancia en los esfuerzos que se realizan para la implementación de métodos de agricultura de precisión, la aplicación de un campo magnético al suelo ha sido empleado en el desarrollo de métodos y medios para el sensoramiento de la CE del suelo parámetros que correlaciona con la salinidad y otras propiedades del suelo.

Haynes, M. W. (2012), menciona que en general, el flujo de electricidad a través de un conductor es debido a un transporte de electrones. Según la forma de llevar a cabo este transporte, los conductores eléctricos pueden ser de dos tipos: conductores metálicos o electrónicos y conductores iónicos o electrolíticos. La conductividad eléctrica (CE) de una disolución puede definirse como la aptitud de ésta para transmitir la corriente eléctrica, y dependerá, además del voltaje aplicado, del tipo, número, carga y movilidad de los iones presentes y de la viscosidad del medio.

En la página, <http://usuarios.lycos.es/zandoli/web3/Capacidad%20de%20intercambio%20cationico.html>. Se describe que los sitios de intercambio de cationes, son encontrados principalmente sobre la superficie de la arcilla y la Materia Orgánica (MO). El rango normal de CE en suelos debería ser desde < 3 miliequivalentes (meq)/100g, para suelos arenosos, bajos en MO, a > 25 meq/100g para suelos con alto contenido en ciertos tipos de arcilla y MO. La MO desarrollará una mayor CE en suelos con pH cercano al neutro, que en condiciones ácidas. Adiciones de un material orgánico, incrementarán ligeramente

la CE en suelo. La CE del suelo puede disminuir con el tiempo, a través de la descomposición de la MO y la acidificación.

2.2 Calidad de Suelos

La calidad y la salud del suelo son conceptos equivalentes, no siempre considerados sinónimos Doran y Parkin-, (1994). La calidad debe interpretarse como la utilidad del suelo para un propósito específico en una escala amplia de tiempo Carter *et al.*, (1997). El estado de las propiedades dinámicas del suelo como contenido de materia orgánica, diversidad de organismos, o productos microbianos en un tiempo particular constituye la salud del suelo Romiget *al.*, (1995).

La preocupación por la calidad del suelo no es nueva Lowdermilk, 1953; Doran *et al.*, 1996; Karlen *et al.*, 1997; Singer y Ewing, (2000). En el pasado, este concepto fue equiparado con el de productividad agrícola por la poca diferenciación que se hacía entre tierras y suelo. Tierras de buena calidad eran aquéllas que permitían maximizar la producción y minimizar la erosión. Para clasificarlas se generaron sistemas basados en esas ideas Doran y Parkin, (1994). Ellos incluían términos como tierras agrícolas de primera calidad.

El concepto de calidad del suelo ha estado asociado con el de sostenibilidad, pero éste último tiene varias acepciones. Para Budd (1992), es el número de individuos que se pueden mantener en un área dada en cambio, para Buol (1995), el uso del suelo se debe basar en la capacidad de éste para proporcionar elementos esenciales, pues éstos son finitos y limitan, por ende, la productividad.

La calidad del suelo, ha sido percibida de muchas formas desde que este concepto se popularizó en la década de los 80's Karlen *et al.*, (1997) y se le ha relacionado con la capacidad del suelo para funcionar, incluye atributos como fertilidad, productividad potencial, sostenibilidad y calidad ambiental.

Simultáneamente, calidad del suelo es un instrumento que sirve para comprender la utilidad y salud de este recurso. El término calidad del suelo se empezó a acotar al reconocer las funciones del suelo: (1) promover la productividad del sistema sin perder sus propiedades físicas, químicas y biológicas (productividad biológica sostenible); (2) atenuar contaminantes ambientales y patógenos (calidad ambiental); y (3) favorecer la salud de plantas, animales y humanos Doran y Parkin, (1994); Karlen *et al.*, (1997) como se muestra en la Fig. 2.1.

Al desarrollar este concepto, también se ha considerado que el suelo es el substrato básico para las plantas; capta, retiene y emite agua; y es un filtro ambiental efectivo Larson y Pierce, (1991); Buol, (1995). En consecuencia, este concepto refleja la capacidad del suelo para funcionar dentro de los límites del ecosistema del cual forma parte y con el que interactúa Parret *et al.*, (1992).

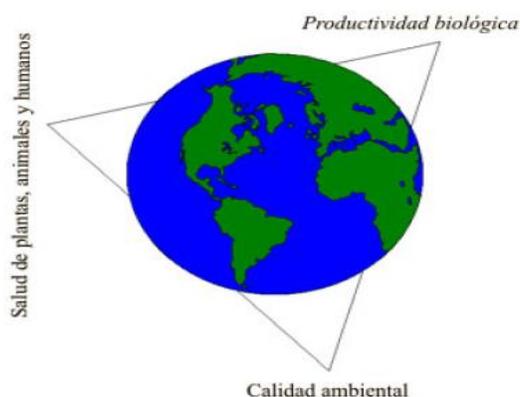


Figura 2. 1 Principales componentes de la calidad de suelo Doran y Parkin, (1994).

Para Gregorichet *al.* (1994), la calidad de suelo es una medida de su capacidad para funcionar adecuadamente con relación a un uso específico. Arshad y Coen (1992) le dieron a este concepto una connotación más ecológica; la definieron como su capacidad para aceptar, almacenar y reciclar agua, minerales y energía para la producción de cultivos, preservando un ambiente sano.

Las definiciones más recientes de calidad del suelo se basan en la multifuncionalidad del suelo y no sólo en un uso específico, pero este concepto continúa evolucionando. Singer y Ewing, (2000). Estas definiciones fueron sintetizadas por el Comité para la Salud del Suelo de la SoilScienceSociety of América Karlen *et al.*, (1997) como la capacidad del suelo para funcionar dentro de los límites de un ecosistema natural o manejado, sostener la productividad de plantas y animales, mantener o mejorar la calidad del aire y del agua, y sostener la salud humana y el hábitat.

Según Sojka y Upchurch (1999), las definiciones de calidad del suelo son contextuales y subjetivas. Estos autores consideran necesaria la unificación de criterios sobre su significado, importancia y medición, como lo hacen Singer y Ewing (2000). Su principal objeción es que ninguna evaluación de la calidad edáfica considera, de manera objetiva y simultánea, los resultados potenciales, positivos o negativos, de todos los indicadores empleados en la evaluación de los elementos de la multifuncionalidad (producción, sostenibilidad y calidad ambiental, etc.).

A menudo, se reconocen sólo los resultados positivos de ciertos indicadores, tales como el contenido de materia orgánica y la cantidad de lombrices, o sólo los negativos de aspectos como la salinidad o la compactación Sojka y Upchurch, (1999). Así, la materia orgánica proporciona muchos beneficios al suelo, pero también puede tener impactos negativos ambientales y agrícolas, rara vez considerados en la evaluación de la calidad edáfica. Al incrementarse la materia orgánica se deben aumentar las dosis de aplicación de muchos pesticidas, lo que conlleva obvias repercusiones negativas económicas, ambientales y de salud. Otro ejemplo de efectos negativos, escasamente reconocidos en el contexto de la calidad edáfica, es la cantidad de lombrices.

Por una parte, estos invertebrados benefician de manera importante la producción agrícola, pero por otra, incrementan el flujo y movimiento rápido de contaminantes

aplicados superficialmente hacia el subsuelo y actúan como vectores de enfermedades vegetales Sojka y Upchurch, (1999).

A pesar de la preocupación creciente acerca de la degradación del suelo, de la disminución en su calidad y de su impacto en el bienestar de la humanidad y el ambiente, aún no hay criterios universales para evaluar los cambios en la calidad del suelo Arshad y Coen, (1992). Para hacer operativo este concepto, es preciso contar con variables que puedan servir para evaluar la condición del suelo. Estas variables se conocen como indicadores, pues representan una condición y conllevan información acerca de los cambios o tendencias de esa condición Dumanski *et al.*, (1998). Según Adriaanse (1993) los indicadores son instrumentos de análisis que permiten simplificar, cuantificar y comunicar fenómenos complejos.

Tales indicadores se aplican en muchos campos del conocimiento (economía, salud, recursos naturales, etc.). Los indicadores de calidad del suelo pueden ser propiedades físicas, químicas y biológicas, o procesos que ocurren en él SQI, (1996). Para Dumanski *et al.* (1998) dichos indicadores, no podrían ser un grupo seleccionado *ad hoc* para cada situación particular, sino que deben ser los mismos en todos los casos, con el propósito de facilitar y hacer válidas las comparaciones a nivel nacional e internacional.

Algunos autores sostienen que los indicadores que se empleen deben reflejar las principales restricciones del suelo, en congruencia con la función o las funciones principales que se evalúan, como lo ha sugerido Astier *et al.* (2002). Hünemeyer *et al.* (1997) que establecieron que los indicadores deberían permitir:

- Analizar la situación actual e identificar los puntos críticos con respecto al desarrollo sostenible
- Analizar los posibles impactos antes de una intervención.
- Monitorear el impacto de las intervenciones entrópicas.

- Ayudar a determinar si el uso del recurso es sostenible.

Hay tres elementos implícitos en el concepto sostenibilidad: la dimensión económica, la social y la ecológica Goodland y Daly, 1996; Hünne Meyer *et al.*, (1997) Fig. 2.2.

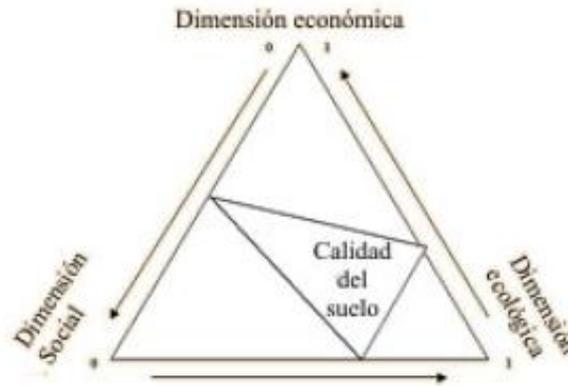


Figura 2. 2 Triángulo Moebius para las tres dimensiones implícitas en el concepto sostenibilidad. (Hünne Meyer *et al.* 1997).

La sostenibilidad ecológica se refiere a las características fundamentales para la supervivencia que deben mantener los ecosistemas a través del tiempo en cuanto a componentes e interacciones.

La sostenibilidad económica implica la producción a una rentabilidad razonable y estable a través del tiempo, lo cual haga atractivo continuar con dicho manejo, y la sostenibilidad social aspira a que la forma de manejo permita a la organización social un grado aceptable de satisfacción de sus necesidades. El manejo sostenible puede, por lo tanto, significar distintas cosas según la función principal del recurso o del momento histórico en que se hace una evaluación.

El desarrollo agrícola sostenible abarca las tres vertientes. No parece posible optimizar simultáneamente cada uno de los tres componentes de la definición anterior, lo más conveniente es definir ciertos límites aceptables para cada uno de ellos y optimizar primero uno, procurando que la intensidad de los otros dos se

ubique en el límite aceptable para ese momento y condición particulares. Con el transcurso del tiempo, los tres objetivos deberían ir acercándose a los óptimos ideales para cada uno de los tres componentes.

La Fig.2.3 muestra un enfoque para la definición de indicadores propuesto por Hünemeyer *et al.* (1997). Este enfoque hace que los indicadores de calidad del suelo puedan considerarse dinámicos en el tiempo. Por lo que para cada momento histórico o situación particular habría que buscar un equilibrio entre los tres objetivos del desarrollo sostenible.

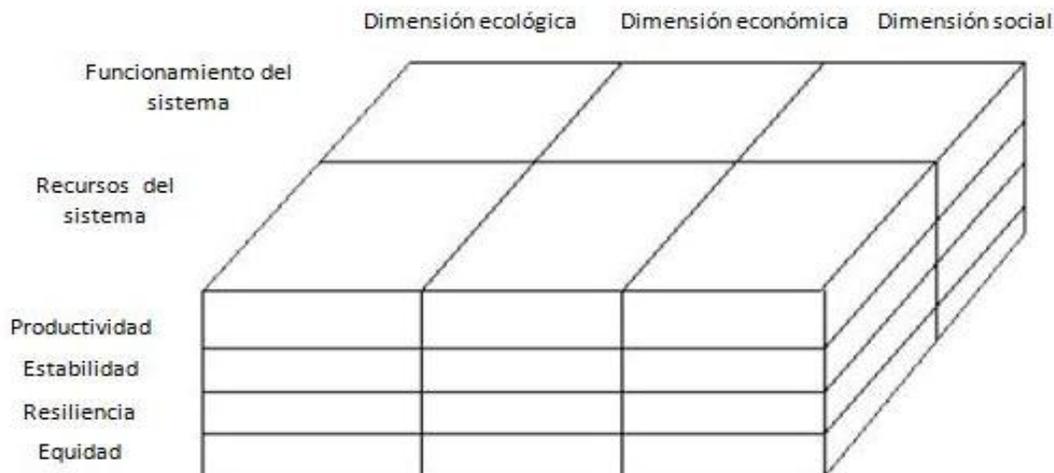


Figura 2. 3 Enfoque para la definición de indicadores de calidad de suelo Hünemeyer *et al.* (1997).

Para que las propiedades físicas, químicas y biológicas del suelo sean consideradas indicadores de calidad deben cubrir las siguientes condiciones Doran y Parkin, (1994):

- a) Describir los procesos del ecosistema.
- b) Integrar propiedades físicas, químicas y biológicas del suelo.
- c) Reflejar los atributos de sostenibilidad que se quieren medir.

- d) Ser sensitivas a variaciones de clima y manejo.
- e) Ser accesibles a muchos usuarios y aplicables a condiciones de campo.
- f) Ser reproducibles.
- g) Ser fáciles de entender.
- h) Ser sensitivas a los cambios en el suelo que ocurren como resultado de la degradación antropogénica.
- i) Cuando sea posible, ser componentes de una base de datos del suelo ya existente.

En virtud de que existen muchas propiedades alternativas para evaluar la calidad del suelo, Larson y Pierce (1991); Doran y Parkin (1994) y Seybold *et al.* (1997) plantearon un conjunto mínimo de propiedades del suelo para ser usadas como indicadores para evaluar los cambios que ocurren en el suelo con respecto al tiempo (**Cuadro 2.1**).

Cuadro 2.1 Conjunto de indicadores físicos, químicos y biológicos propuesto para monitorear los cambios que ocurren en el suelo (Larson y Pierce, 1991; Doran y Parkin, 1994; Seybold *et al.*, 1997).

Propiedad	Relación con la condición y función del suelo	Valores o unidades relevantes ecológicamente; comparaciones para evaluación.
Físicas		
<i>Textura</i>	Retención y transporte de agua y compuestos químicos; erosión del suelo	% de arena, limo y arcilla; pérdida del sitio o posición del paisaje
<i>Profundidad del suelo, suelo superficial y raíces</i>	Estima la productividad potencial y la erosión	cm o m
<i>Infiltración y densidad aparente</i>	Potencial de lavado; productividad y erosividad	minutos/2.5 cm de agua y g/cm ³
<i>Capacidad de retención de agua</i>	Relación con la retención de agua, transporte, y erosividad; humedad aprovechable, textura y materia orgánica	% (cm ³ /cm ³), cm de humedad aprovechable/30 cm; intensidad de precipitación

Químicas		
<i>Materia orgánica (N y C total)</i>	Define la fertilidad del suelo; estabilidad; erosión	kg de C o N ha ⁻¹
<i>Ph</i>	Define la actividad química y Biológica	comparación entre los límites superiores e inferiores para la actividad vegetal y microbiana
<i>Conductividad eléctrica</i>	Define la actividad vegetal y Microbiana	dSm ⁻¹ ; comparación entre los límites superiores e inferiores para la actividad vegetal y microbiana
<i>P, N, y K extractables</i>	Nutrientes disponibles para la planta, pérdida potencial de N; productividad e indicadores de la calidad ambiental	kg ha ⁻¹ ; niveles suficientes para el desarrollo de los cultivos
Biológicas		
<i>C y N de la biomasa microbiana</i>	Potencial microbiano catalítico y depósito para el C y N, cambios tempranos de los efectos del manejo sobre la materia orgánica	kg de N o C ha ⁻¹ relativo al C y N total o CO ₂ producidos
<i>Respiración, contenido de humedad y temperatura</i>	Mide la actividad microbiana; estima la actividad de la biomasa	kg de C ha ⁻¹ d ⁻¹ relativo a la actividad de la biomasa microbiana; pérdida de C contra entrada al reservorio total de C
<i>N potencialmente mineralizable</i>	Productividad del suelo y suministro potencial de N	Kg de N ha ⁻¹ d ⁻¹ relativo al contenido de C y N total

Los indicadores disponibles para evaluar la calidad de suelo pueden variar de localidad a localidad dependiendo del tipo y uso, función y factores de formación del suelo Arshad y Coen, (1992). La identificación efectiva de indicadores apropiados para evaluar la calidad del suelo depende del objetivo, que debe considerar los múltiples componentes de la función del suelo, en particular, el productivo y el ambiental. La identificación es compleja por la multiplicidad de factores químicos, físicos y biológicos que controlan los procesos biogeoquímicos y su variación en intensidad con respecto al tiempo y espacio Doran *et al.*, (1996).

Las características físicas del suelo son una parte necesaria en la evaluación de la calidad de este recurso porque no se pueden mejorar fácilmente Singer y Ewing, (2000). Las propiedades físicas que pueden ser utilizadas como indicadores de la calidad del suelo (**Cuadro 2.1**) son aquellas que reflejan la manera en que este recurso acepta, retiene y transmite agua a las plantas, así como las limitaciones

que se pueden encontrar en el crecimiento de las raíces, la emergencia de las plántulas, la infiltración o el movimiento del agua dentro del perfil y que además estén relacionadas con el arreglo de las partículas y los poros.

La estructura, densidad aparente, estabilidad de agregados, infiltración, profundidad del suelo superficial, capacidad de almacenamiento del agua y conductividad hidráulica saturada son las características físicas del suelo que se han propuesto como indicadores de su calidad.

Los indicadores químicos mostrados en el (**Cuadro 2.1**) se refieren a condiciones de este tipo que afectan las relaciones suelo planta, la calidad del agua, la capacidad amortiguadora del suelo, la disponibilidad de agua y nutrimentos para las plantas y microorganismos SQI, (1996).

Algunos indicadores son la disponibilidad de nutrimentos, carbono orgánico total, carbono orgánico, pH, conductividad eléctrica, capacidad de absorción de fosfatos, capacidad de intercambio de cationes, cambios en la materia orgánica, nitrógeno total y nitrógeno mineralizable.

2.3 Conductividad Eléctrica

(Calderon 2005) menciona que La conductividad eléctrica de un medio, se define como la capacidad que tienen el medio (que por lo general contiene las sales inorgánicas en solución o electrolitos) para conducir la corriente eléctrica. El agua pura, prácticamente no conduce la corriente, sin embargo el agua con sales disueltas conduce la corriente eléctrica. Los iones cargados positiva y negativamente son los que conducen la corriente, y la cantidad conducida dependerá del número de iones presentes y de su movilidad. En la mayoría de las soluciones acuosas, entre mayor sea la cantidad de sales disueltas, mayor será la conductividad. (**Cuadro 2.2**)

Cuadro 2. 2 Muestra los Valores de conductividad eléctrica en micro Siemens por centímetro ($\mu\text{S}/\text{cm}$) de algunas muestras típicas de soluciones acuosas. Calderón Sáenz. F. 2005

	Conductividad a 25°C ($\mu\text{S}/\text{cm}$)
Agua Ultra-pura	0.05
Agua de alimentación a calderas	1 a 5
Agua potable	50 a 100
Solución de suelo	0.5 -2.5
Agua potable	53.0
5% NaOH	223.0

La conductividad eléctrica es el recíproco de la resistencia CA en ohms, medida entre las caras opuestas de un cubo de 1.0 cm de una solución acuosa a una temperatura especificada. Esta solución se comporta como un conductor eléctrico donde se pueden aplicar las leyes físicas de la resistencia eléctrica. Las unidades de la conductividad eléctrica son el Siemens/cm (las unidades antiguas, eran los mhos/cm que son numéricamente equivalentes al S/cm).

En la práctica no se mide la conductividad entre electrodos de 1 cm³ sino con electrodos de diferente tamaño, rectangulares, cilíndricos o de diversa forma, por lo cual, al hacer la medición, en lugar de la conductividad, se mide la conductancia, (I/Vt), la cual al ser multiplicada por una constante (k) de cada celda en particular, se transforma en la conductividad en S/cm. En la Fig. 2.4, se muestra el principio físico de la conductividad eléctrica.

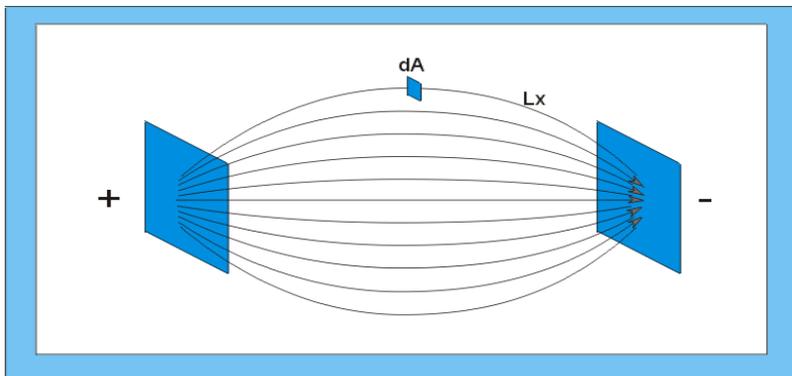


figura 2. 4 Principio físico de la conductividad eléctrica. Calderón Sáenz. F. 2000.

Dónde:

dA = Diferencial de Área.

L_x = Camino o ruta de cada filamento de Corriente Eléctrica.

R_x = Resistencia Eléctrica de cada ruta.

R_t = Resistencia global de todas las rutas.

r = Resistividad del Material

C.E. = Conductividad del material

I_t = Conducción; Intensidad total de corriente que pasa de una placa a la otra.

V_t = Diferencia de Potencial entre las placas.

I_t/V_t = Conductancia, la cual es el inverso de la resistencia o sea $1/R_t$

$$\frac{1}{R_t} = \frac{1}{R_{x_1}} + \frac{1}{R_{x_2}} + \frac{1}{R_{x_3}} \dots + \frac{1}{R_{x_n}} \quad \text{Ecuación 2.1}$$

$$R_x = \frac{rL_x}{dA} \quad \text{Ecuación 2.2}$$

De donde:

$$\frac{1}{R_t} = \frac{dA}{r} \left(\frac{1}{L_{x_1}} + \frac{1}{L_{x_2}} + \frac{1}{L_{x_3}} \dots + \frac{1}{L_{x_n}} \right) \quad \text{Ecuación 2.3}$$

$$\frac{I_t}{V_t} = \frac{1}{R_t} = \frac{1}{r} \int \left(\frac{dA}{L_x} \right) \quad \text{Ecuación 2.4}$$

Por definición

$$C.E. = \frac{1}{r} \quad \text{Ecuación 2.5}$$

Dónde:

$$C.E. = \frac{1}{R_{t_x}} \left(\int \left\{ \frac{dA}{L_x} \right\} \right)^{-1} = \frac{I_t}{V_{t_x}} \left(\int \left\{ \frac{dA}{L_x} \right\} \right)^{-1} \quad \text{Ecuación 2.6}$$

En esta última ecuación, I_t es la conducción eléctrica, I_t/V_t es la conductancia y la ecuación completa es la conductividad. El último término de la ecuación se denomina Constante de Celda y depende únicamente de la geometría de la celda y del espacio circundante. Cuando hay alguna pared o barrera que interrumpa el paso de la corriente por el espacio circundante, esta afectará también la Constante de Celda. Las unidades de la Constante de Celda son usualmente cm^{-1} . En

general, mientras más separados se encuentren los electrodos, menor será el guarismo de la constante de celda.

En la práctica, la conductividad eléctrica de una solución se mide mediante el uso de una corriente alterna (CA) con el fin de evitar los efectos de la polarización. Cuando se usa una corriente continua (CD) los iones vecinos al electrodo emigran hacia este, produciendo un empobrecimiento de electrolitos en el medio. Esto hace que la conductividad se altere como consecuencia de la variación en la concentración. Este fenómeno se llama polarización de los electrodos y hace imposible medir la conductividad por medio de corriente CD. Por tal motivo los conductímetro utilizan una corriente CA, cuya frecuencia varía desde 60 Hz hasta 3000 Hz. En la práctica se recomienda utilizar una corriente alterna con una frecuencia alrededor de 1000 Hz. La forma de señal más utilizada es la onda cuadrada aunque la eficiencia de esta es más baja que la onda sinusoidal y más susceptible a interferencias y/o ruido.

2.3.1 Conductividad Eléctrica de un Suelo

Cuando se habla de conductividad eléctrica de un suelo, usualmente se hace referencia a la conductividad eléctrica de su extracto de saturación, y la conductividad eléctrica, como tal, es determinada en un medio líquido. Se supone, aunque esto aún no ha sido demostrado, que dicha conductividad corresponde a la Conductividad Eléctrica del líquido intersticial del suelo. Esta última aseveración adolece de una falla, para determinar la conductividad eléctrica de un suelo es necesario agregarle más agua y esta última contribuye a diluir el contenido de sales de la solución intersticial, rebajando su conductividad original. (Calderón 2001).

El valor de la conductividad eléctrica en el extracto de equilibrio a capacidad de campo puede ser mayor o menor que el del extracto de saturación, dependiendo de qué tan saturado de sales está el interior de los terrones del suelo. Este tipo de extracto al igual que el obtenido mediante el uso de sondas de succión tiende a

reflejar más el contenido de sales externo a los terrones del suelo mientras que el extracto de saturación incorpora, promedia y homogeniza la totalidad del suelo. Cuando un suelo es “nuevo” y se empieza a fertilizar, el interior de los terrones, siempre es más pobre en nutrientes y por ende más baja su conductividad que la de la solución nutritiva que se está aplicando. Con el paso del tiempo, el suelo se va saturando de nutrientes y el interior de los terrones empieza a ser más rico que el exterior. Estas diferencias hacen que la interpretación de un extracto de saturación a capacidad de campo deba ser realizada cuidadosamente teniendo en cuenta estos factores. (Camacho 2009).

2.3.2 Conductividad Eléctrica a Granel del Suelo (CEG)

Ahora vamos a hablar de la conductividad eléctrica medida directamente en el suelo, considerado este, como un medio poroso parcialmente saturado con agua y con algún contenido de sales disueltas. Esta, es la Conductividad que se denomina Conductividad Eléctrica a Granel (Bulk Conductivity), en lo sucesivo CEG. (Calderon 2002).

La ecuación que define la CEG, es exactamente la misma que define la CE general de cualquier medio. En este caso el medio es directamente el suelo. Como la conducción eléctrica de un suelo se realiza a través de la fase líquida ya que los poros llenos de aire no conducen la corriente eléctrica, entonces la conducción dependerá del volumen de los poros llenos de fase líquida. A medida que se agota la fase líquida se hacen menores los caminos por donde puede ser conducida la corriente eléctrica, entonces la conducción dependerá del contenido de humedad del suelo. La siguiente grafica ilustra esta relación (Calderón 2002).

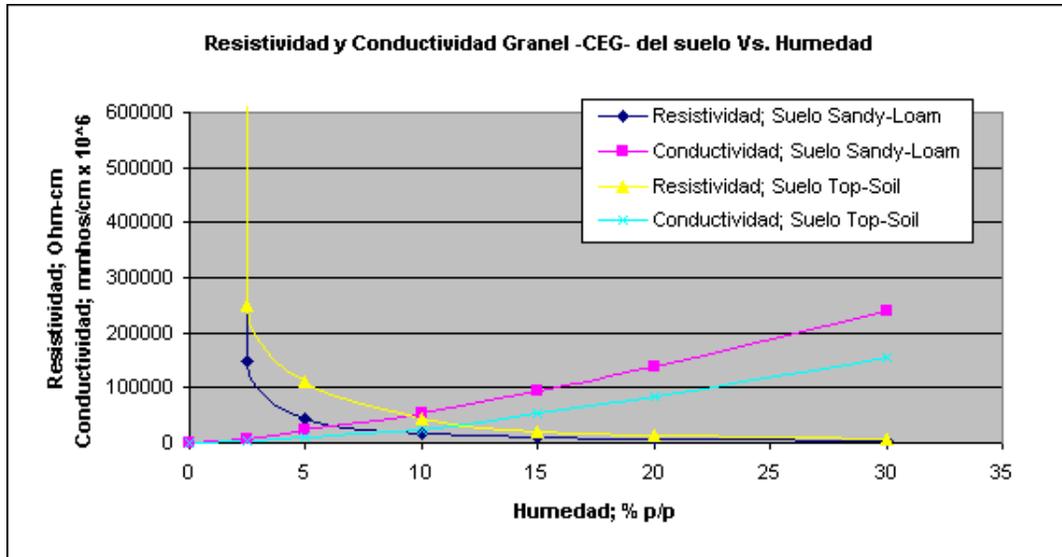


Figura 2. 5 Resistividad y conductividad granel –ceg- del suelo Vs humedad. Calderón Sáenz, F. (2005).

Por otro lado, mientras más conductiva sea la fase líquida, mayor será la conductividad granel del suelo. Para un cierto contenido de humedad, la conductividad granel dependerá del contenido de sales en la solución intersticial. (Calderon 2005).

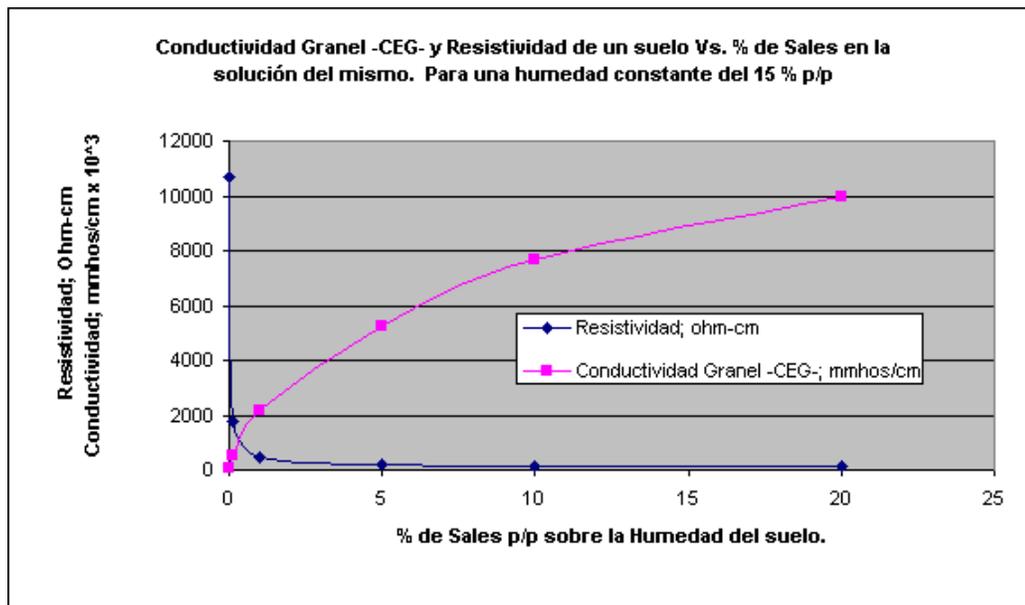


Figura 2. 6 Conductividad granel-ceg- y resistividad de un suelo Vs. % de sales en la solución del mismo. Para una humedad constante del 15% p/p Calderón Sáenz F. 2005.

Adicionalmente a lo anterior, es sabido que la Conductividad Eléctrica de cualquier medio aumenta con la temperatura. Esto es debido a la mayor movilidad iónica. Este efecto puede verse en la gráfica siguiente:

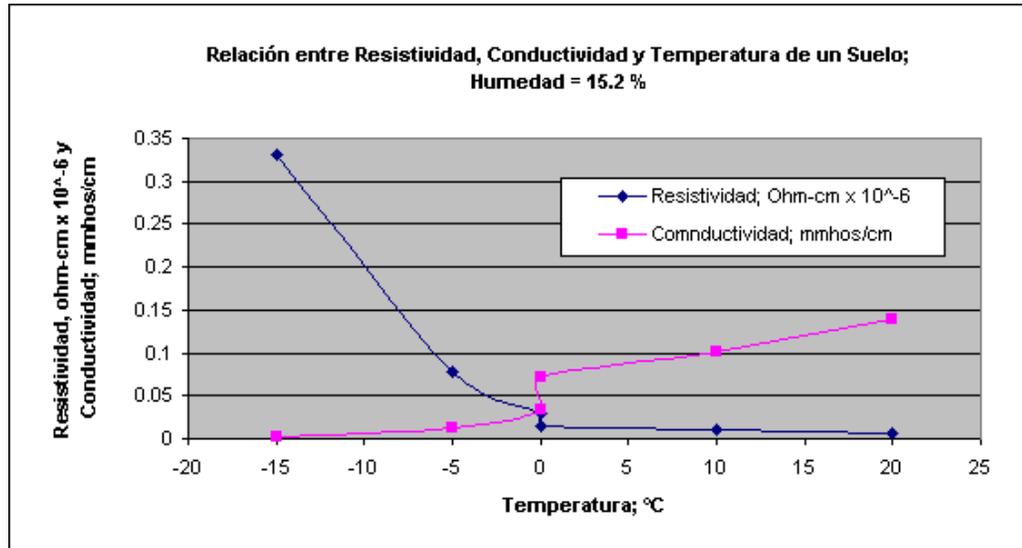


Figura 2. 7Relación entre resistividad, conductividad y temperatura de un suelo con una humedad del 15.2%. Calderón Sáenz F. 2005.

Este efecto, sin embargo es menor que el efecto de la humedad. Como puede verse en las anteriores gráficas, la variación de la conductividad entre 10 y 20 % de humedad, es casi del 300 %, mientras que la variación de la conductividad cuando la temperatura del suelo varía entre 10 °C y 20 °C es tan solo del 40 %. Usualmente la diferencia entre la T. máxima y la T. mínima a 10 cm de profundidad es inferior a 10 °C. <http://www.sws.uiuc.edu/warm> , <http://climate.umn.edu/>.

De lo anterior se desprende que la CEG es una medida que depende fundamentalmente del contenido de humedad del suelo y del contenido de sales disueltas en dicha humedad. También depende secundariamente de otros factores tales como temperatura, tipo de suelo, cantidad y clase de arcillas, porcentaje de saturación de bases del complejo de cambio etc(Calderón 2002).

De los anteriores factores, los únicos que varían en el corto plazo son la humedad y la conductividad de la solución intersticial, permaneciendo los demás relativamente constantes (Calderón 2002).

En la mayoría de los cultivos intensivos, el proceso de disminución de humedad del suelo o sustrato, se debe a la absorción activa de agua por las raíces de las plantas y concomitantemente de iones disueltos, así que la conductividad de la solución intersticial no varía demasiado durante este proceso (Calderón 2002).

Calderón (2005) dice que cuando la conductividad de la solución intersticial se hace permanecer lo más constante posible, como es el caso de los cultivos tecnificados, en los cuales se controla dicha conductividad mediante el uso de sondas de succión, la CEG se convierte en un parámetro que en el corto plazo solamente depende de la humedad, así que:

$$CEG = K_s \times f (\% \text{ volumétrico de Humedad}) \times f (C.E. \text{ Intersticial}) \times K_c$$

Dónde:

K_c = Constante de celda.

K_s = Constante que depende del tipo de suelo o sustrato.

$C.E. \text{ Intersticial}$ = Aproximadamente Constante.

En la anterior ecuación, el término $K_s \times f (\% \text{ volumétrico de Humedad}) \times f (C.E. \text{ Intersticial})$ es la conductancia del suelo comprendido entre los electrodos de medida y es igual a It/Vt .

(Duran et, al 2013) menciona que aunque es frecuente ver expresada la conductividad de una disolución en $S \cdot m^{-1}$ o sus derivados ($dS \cdot m^{-1}$, $mS \cdot cm^{-1}$ ó $\mu S \cdot cm^{-1}$), porque los equipos de medida la muestran como la magnitud que han hallado, en trabajos científicos suelen aparecer dos conceptos nuevos: la conductividad molar y la conductividad equivalente. En las variables anteriormente citadas, la conductividad se relaciona con la concentración molar o equivalente (equivalente gramo) del electrolito que participa en la disolución; en este caso, la

conductividad molar se expresa como:

$$\lambda = \frac{K}{C}$$

Ecuación 2.7

Dónde:

λ = Conductividad molar ($S \cdot m^{-2} \cdot mol^{-1}$).

K = Conductividad específica ($S \cdot m^{-1}$).

C = Concentración ($moles \cdot m^{-3}$).

Continuando con el mismo razonamiento, la conductividad equivalente-gramo se expresa como:

$$\lambda_{eq} = \frac{1000 * K}{C_{eq}}$$

Ecuación 2.8

Dónde:

λ_{eq} = Conductividad equivalente molar ($S \cdot cm^{-1} \cdot eq \cdot g^{-1} \cdot L^{-1}$).

K = Conductividad específica ($S \cdot cm^{-1}$).

C_{eq} = Concentración (equivalentes-gramo $\cdot L^{-1}$).

Desde el punto de vista práctico, resulta interesante estimar la concentración de un determinado electrolito fuerte, en una disolución acuosa, a partir de su conductividad eléctrica. El **(Cuadro 2.3)** muestra algunos parámetros que para los fertilizantes inorgánicos y orgánicos más comúnmente utilizados en fertirrigación.

Cuadro 2.3 Parámetros (a , b) y coeficiente de determinación (r^2) de la ecuación lineal ($y = a + b \cdot x$) que relaciona la concentración (y , mM) de una disolución acuosa de fertilizantes comúnmente utilizados en fertirrigación, con su conductividad eléctrica (x , $mS \cdot cm^{-1}$).
(Duran et, al, 2013)

FERTILIZANTE ⁽¹⁾	$y = a + b \cdot x$			CE ₂₅ (mS·cm ⁻¹)
	a	b	r ²	
KNO ₃	0.1117	0.0493	0.9992	26.4
Mg(NO ₃) ₂	0.1782	0.1020	0.9992	16.3
NH ₄ NO ₃	0.1260	0.0515	0.9997	23.4
Ca(NO ₃) ₂ · 4H ₂ O	0.1813	0.1303	0.9980	15.8
KCl	0.1256	0.0255	0.9999	23.7
K ₂ SO ₄	0.1191	0.0512	0.9995	24.7
MgSO ₄ · 7H ₂ O	0.1288	0.1853	0.9946	21.8
H ₃ PO ₄	0.0703	0.1010	0.9909	-
H ₂ SO ₄	0.2896	0.2335	0.9982	9.6

HANNA Instruments (HI) ha desarrollado un equipo (HI993310) que, a partir de un circuito electrónico común, permite medir tanto la conductividad eléctrica (CE₂₅) de una disolución, como la actividad eléctrica del suelo (A). La Fig. 2.8 muestra el aspecto que adopta el equipo cuando tiene conectada la sonda para medir la actividad eléctrica del suelo. (Duran et al, 3013)



Figura 2. 8 Actinómetro de HANNA Instruments (HI993310): para medir la conductividad eléctrica de una disolución (W) ó la actividad del suelo (S).

2.4 Medida de la resistividad eléctrica del suelo

2.4.1 Método de Frank Wenner

Este método, se basa en la aplicación del principio de caída potencial, donde se toman cuatro electrodos (A, P₁, P₂, B), ubicados en una línea recta, separados a una distancia “a” entre ellos Fig. 2.9 (Cancha. Q.R.W. 2005).

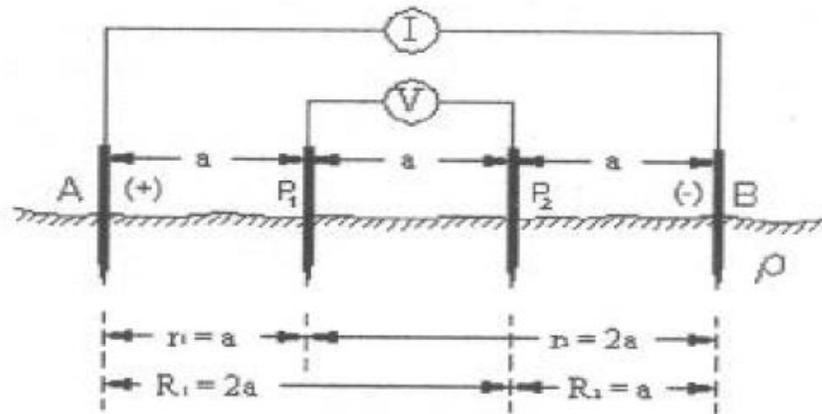


Figura 2. 9 Método de Wenner para medir la conductividad eléctrica del suelo. Cancha Q.R.W, (2005)

Siendo su resistividad:

$$\rho = 2\pi \frac{V}{I} \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{2a} - \frac{1}{2a} + \frac{1}{a} \right)^{-1} = 2\pi \left\{ \frac{Va}{I} \right\} \quad \text{Ecuación 2.9}$$

2.4.2 Método de Schlumberger

En este método los cuatro electrodos se ubican en una línea recta y la distancia de los electrodos detectores de potencia P1 y P2 que permanecen fijos, es mucho menor que los electrodos inyectores de corriente A y B, que son los que se trasladan Fig. 2.10 (Cancha. Q.R.W. 2005).

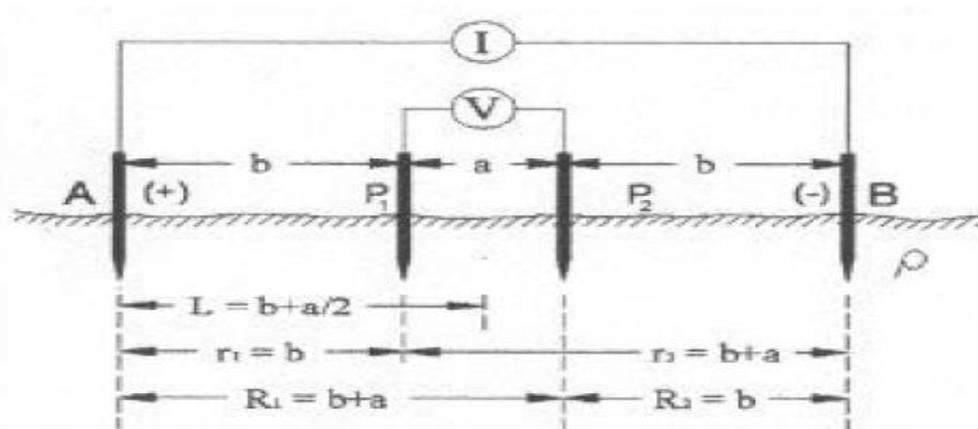


Figura 2. 10 Método Schlumberger para medir la conductividad eléctrica del suelo (Cancha. Q.R.W. 2005).

Siendo su resistividad:

$$\rho = 2\pi \frac{V}{I} \left(\frac{1}{b} - \frac{1}{b+a} + \frac{1}{a} \right)^{-1} = 4\pi R b \left\{ \frac{b+a}{a} \right\} \quad \text{Ecuación 2.10}$$

Calderón (2005) describe el proceso de la construcción de un conductímetro para lo cual fue necesario una investigación previa con el fin de determinar la naturaleza de la variable a medir, con que se va a medir, donde se va a visualizar la medida, en que rango va a trabajar nuestro aparato y todas aquellas variables que van a afectar nuestro entorno de medición. Se debe luego establecer la idea de un circuito de medición y realizar las primeras verificaciones como se muestra en la Fig. 2.11, con el fin de comprobar la idea inicial

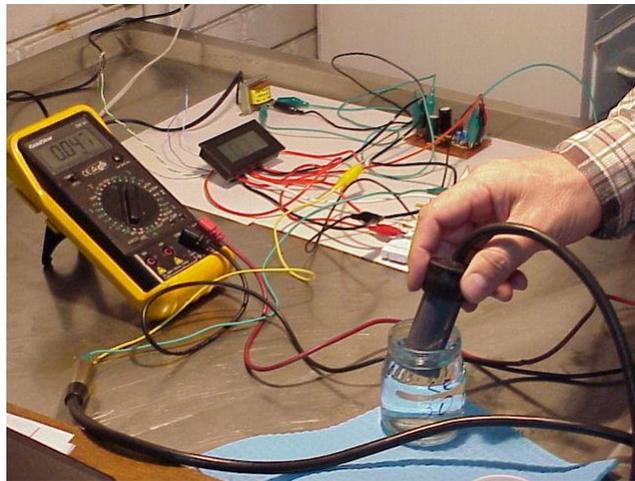


Figura 2.11 Primera prueba del desarrollo del circuito de un Conductímetro. Calderón Sáenz F, (2005).

El pulimento de los electrodos debe ser perfecto para evitar variaciones en su superficie y que esta sea de tamaño constante y predecible. Esto permite construir electrodos con una constante de celda verdaderamente constante. Fig. 2.12



Figura 2. 12 Comprobación de electrodos

Preparación de soluciones de calibración standard. Se prepara una serie de patrones o soluciones standard de conductividad eléctrica conocidas partiendo de Cloruro de Potasio (KCl). Esto es necesario con el fin de verificar la linealidad del instrumento y obtener a su vez la curva (recta) de calibración.

Cuadro 2. 4 Conductividad Eléctrica de Soluciones de KCl

mg/lit de KCl	C.E. uS/cm a 25°C	Fórmula Exponencial	Desviación de la Fórmula con respecto a la Tabla; %
7.455	14.94	17.1	13.7
37.28	73.9	79.7	7.8
74.55	147	154.9	5.4
372.75	717.8	726.6	1.2
745.5	1413	1413.3	0.0
1491	2767	2749.4	-0.6
3727.5	6668	6626.1	-0.6
7455	12900	12889.8	-0.1
37275	58640	60430.7	3.1
74550	111900	117556.5	5.1

Cuadro AOAC Official Method 973.40 and Table 973.40B

Los valores resaltados dentro de las dos primeras columnas del (**Cuadro 2.4**) corresponden a los valores originales declarados en la tabla de la AOAC. Los otros valores fueron obtenidos por el autor mediante interpolación de dicha tabla. La tercera columna fue obtenida por el autor mediante la fórmula empírica:

$$CE = 2.47 \times \text{concKCl}^{0.96 @ 25^\circ\text{C}}$$

Ecuación 2.11

La última columna muestra el grado de ajuste en porcentaje de los valores obtenidos con dicha fórmula con respecto a los valores originales de la Tabla. Como puede observarse, para conductividades comprendidas entre 0.666 y 12.9 mmhos/cm la desviación es menor de $\pm 1.3\%$.

Con el fin de decidir cuál debía ser la frecuencia de operación estudió la frecuencia de oscilación de varios conductivímetros comerciales:

Para estudiar esta frecuencia se utilizó el programa Winscope 2.51 diseñado por KonstantinZeldovich, el cual permite utilizar como entrada la tarjeta de sonido del computador y además hace la Transformada Rápida de Fourier y nos indica la frecuencia de la onda.

Algunas de las frecuencias obtenidas fueron las siguientes:

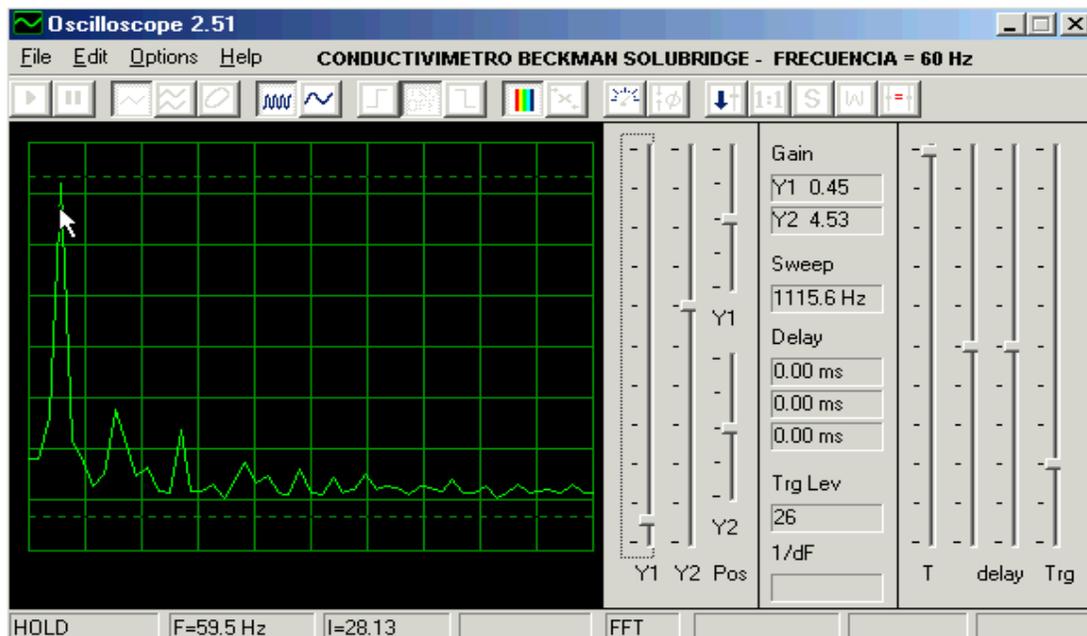


Figura 2. 13 Frecuencia de Conductivímetro Beckman Solubridge.

En conclusión la muestra de conductivímetros ensayados arrojó las siguientes frecuencias dominantes, algunos con señales sinusoidales relativamente puras otros con señales cuadradas algo ruidosas.

Cuadro 2. 5 Frecuencias obtenidas con diferentes conductivímetros.

	Frecuencia Nominal; Hz	Frecuencia Observada; Hz
Conductivímetro Beckman Solubridge	60	59.5
Conductivímetro Beckman Solubridge RD-B15	60	61
Conductivímetro DIST WP-4	N.D	2696.1
Conductivímetro TDS-1	N.D.	7680.8
Conductivímetro TDS Test-4	N.D.	3197.2
Conductivímetro Metrohm 660 a 2 kHz	2000	1866.9
Conductivímetro Metrohm 660 a 300 Hz	300	316.1
Conductivímetro SchottGerate CG-857	N.D.	941.9

La forma de la onda fue necesario investigar con el fin de conocer como es en la mayoría de los conductivímetros comerciales Fig.2.14.

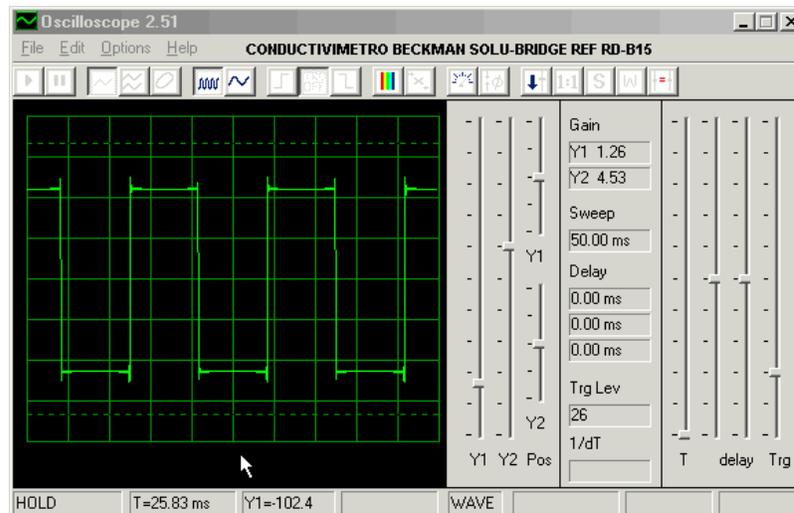


Figura 2. 14 El conductivímetro Beckman Solubridge utiliza onda Cuadrada completamente simétrica.

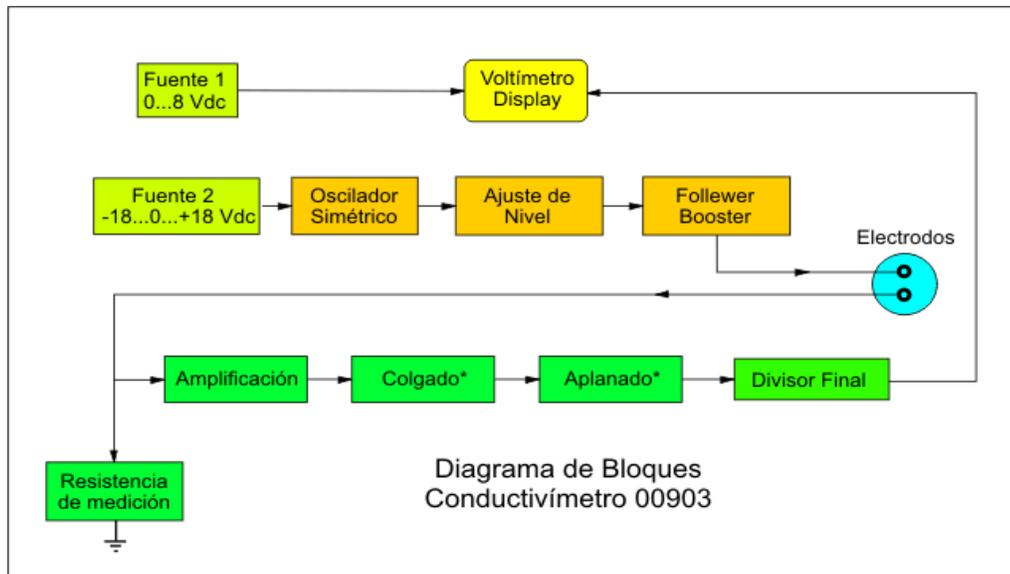


Figura 2. 15 Diagrama de bloques de cómo puede quedar conformado un conductivímetro.

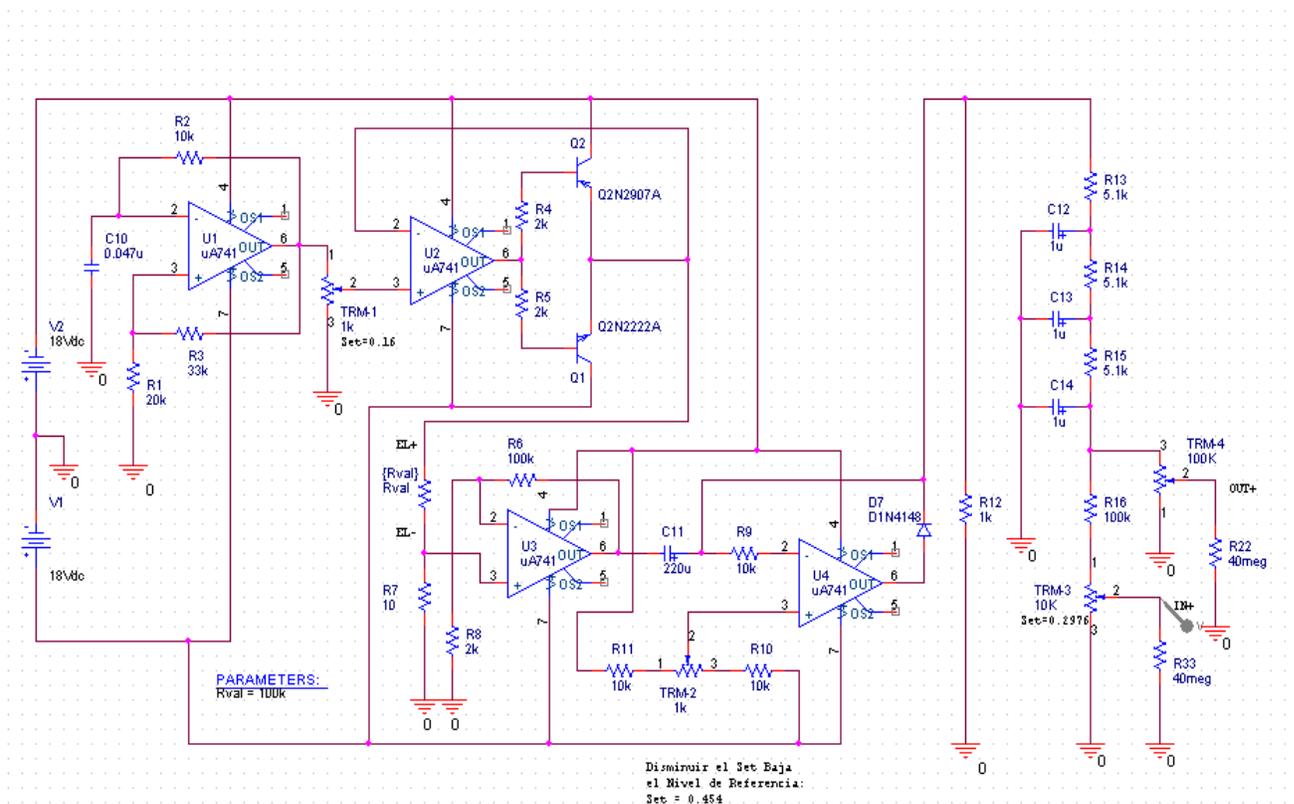


Figura 2. 16 Diagrama electrónico de conductivímetro propuesto por Calderón Sáenz F (2005).

Cuadro 2. 6 Conductancias equivalentes iónicas a dilución infinita (mS/cm por cada meq/l) en disoluciones acuosas a 25 °C para los iones más usuales en agronomía. (Duran et al, 2013).

Cationes	I ^{o+}	Aniones	I ^{o-}
H+	349.7	OH-	198.0
Na+	50.1	Cl-	76.3
K+	73.5	NO ₃ -	71.4
NH ₄ ⁺	73.5	HCO ₃	44.5
Mg ⁺²	53.0	CO ₃ ⁻²	69.3
Ca ⁺²	59.5	SO ₄ ⁻²	80.0
		HPO ₄ ⁻	33
		H ₂ PO ₄ ⁻	33

Handbook of Chemistry and Physics. (Lide. D.R 1992)

Cuadro 2. 7 Diferencia de CE (mS/cm a 25°C) real y teórica sin considerar las fuerzas interiónicas, para cuatro aguas de riego de diferente composición. (Duran et al, 2013).

Iones (meq/l)	Agua 1	Agua 2	Agua 3	Agua 4
Ca ⁺²	1.55	5.50	6.17	31.60
Mg ⁺²	0.07	4.72	9.97	24.82
Na ⁺	1.04	4.12	42.99	10.34
K ⁺	0.34	0.13	1.59	0.32
HCO ₃ ⁻	1.34	2.76	4.62	8.64
Cl ⁻	0.83	4.18	46.90	10.46
SO ₄ ⁻²	0.82	7.58	9.30	48.28
CE teórica	362	1842	7694	9057
CE real	323	1310	5960	4360

Dpto. Producción Agraria (Área Edafología y Química Agrícola) - ETSIA. Universidad Politécnica de Cartagena.(Alarcón).

2.5 Determinación de humedad

La determinación del contenido de agua en el suelo o cualquier otro sustrato es de gran importancia en muchas aplicaciones científicas e industriales tales como la agricultura, medio ambiente, construcción, industria alimentaria, ecología, hidrología y meteorología, entre otras, con el objeto de conocer los procesos de humectación desecación en relación con otros parámetros geo-ecológicos tales como presencia-ausencia de piedras superficiales, vegetación anual y/o perenne, etc. Este dispositivo debía ser una sonda de fácil instalación, coste moderado y volumen de medida reducido con el fin de obtener una resolución espacial óptima (por ejemplo, medición de humedad en raíces de plantas)(Magan et. al, 2002).

Además el sensor debía permitir su utilización en suelos con un alto contenido en sales tales como los oasis de los desiertos o los suelos enarenados de cultivos bajo plástico. Presentamos un método alternativo al TDR (Time Domain Reflectometry) para la determinación de la humedad volumétrica en el suelo. La técnica del Self Balance Impedance Bridge (SBIB) permite separar parte real e imaginaria de la constante dieléctrica para la determinación de la humedad volumétrica y conductividad eléctrica, respectivamente. De esta manera es posible su utilización en suelos muy salinos donde el TDR suele acarrear problemas. Presenta otras ventajas adicionales tales como la corrección de la medida de humedad frente a la temperatura del suelo y un costo reducido (Magan et. al 2002).

2.6 Eficacia de un Sensor de Capacitancia para Medir Simultáneamente Salinidad y Contenido Hídrico.

Ritter y Regalado (2007) Describen un proceso de medición de humedad a través de los sensores dieléctricos de capacitancia constituyen un método alternativo para determinar el contenido hídrico en la zona no saturada, por ser instrumentos

no contaminantes, de fácil manejo y de coste relativamente bajo que proporcionan medidas instantáneas y de forma poco destructiva.

Algunos de estos sensores comerciales han sido adaptados para realizar lecturas simultáneas del contenido volumétrico de agua (θ) y de la conductividad eléctrica aparente del suelo (σ) en el mismo volumen de muestra. Sin embargo, como consecuencia de la baja frecuencia de trabajo que usan estos sensores, se plantean dudas sobre la exactitud con la que estas variables pueden determinarse simultáneamente. Estudios previos han evaluado la eficacia del sensor comercial WET Sensor (Delta-T Devices Ltd., Burwell, Gran Bretaña) en suelos forestales de origen volcánico, encontrando que mientras que el WET Sensor estima de forma correcta la conductividad eléctrica del medio, la lectura de permitividad relativa, y por tanto del contenido de humedad se ve alterada por σ de forma importante.

La estimación de la conductividad eléctrica de la solución (σ_w) a partir θ y σ según el modelo que utiliza el fabricante, tampoco es satisfactoria. En el trabajo desarrollado por Regalado (2007) se estudia si estos resultados obtenidos para suelos volcánicos, para los cuales es conocido su carácter dieléctrico atípico, se producen también en un medio homogéneo tal como una arena gruesa.

Los resultados indican que además de en los suelos volcánicos estudiados, en la arena, la estimación de θ y σ_w , a partir de las lecturas del WET Sensor y de los modelos que propone el fabricante, no es exacta. Sin embargo, en la arena estos errores son inferiores a los que se observan en los suelos volcánicos. Tanto para la arena, como para los suelos volcánicos estudiados, se proponen modelos alternativos a los que utiliza el fabricante para la determinación de θ y σ_w : uno para la estimación de σ_w y otro para determinar θ teniendo en cuenta la influencia de σ sobre la medida de permisividad que se obtiene con el WET sensor.

2.7 Self Balance Impedance Bridge, un método alternativo al TDR para la determinación de la humedad edáfica

La constante dieléctrica global de un material está determinada por el conjunto de constantes dieléctricas de cada uno de sus componentes a través de la ecuación de Hastead (Duran et. al 2012):

$$\varepsilon_m = \left[\varepsilon_h^{L/3} + p \left(\varepsilon_{inc}^{L/3} - \varepsilon_h^{L/3} \right) \right]^3 \quad \text{Ecuación 2.12}$$

Donde

ε_m = es la constante o permisividad dieléctrica global

ε_h = la del sustrato

ε_{inc} = la del material añadido en una proporción p .

Dado que la constante dieléctrica del suelo es baja (entre 2 y 4) y la del agua es muy alta (≈ 78.5), la constante dieléctrica de un suelo húmedo estará muy condicionada por el contenido de agua de dicho suelo. Conocidas las constantes dieléctricas del material añadido y del sustrato, si somos capaces de medir la constante dieléctrica global ε_m , seremos capaces de determinar la proporción del material añadido, agua en nuestro caso (Magan et. al 2002).

Entre las diferentes técnicas para la medición de la constante dieléctrica de un medio se encuentran los sensores capacitivos y las sondas *TDR*. Los primeros consisten en un oscilador controlado por la capacidad equivalente que presentan los electrodos introducidos en el medio a medir. La frecuencia del oscilador será proporcional al contenido de agua del suelo. El principal inconveniente que puede presentar este tipo de dispositivos es la estabilidad del oscilador frente a cambios de temperatura y el efecto parásito de la conductividad del suelo sobre la frecuencia de oscilación. La principal ventaja de este tipo de sensores es su precio moderado (magan et al 2002).

El funcionamiento de las sondas *TDR* se basa en la relación que hay entre la velocidad de propagación de una onda electromagnética y la constante dieléctrica del medio. Para ello se excita la sonda mediante un pulso de corta duración y se mide el tiempo transcurrido hasta que se recibe el eco de la onda reflejada en el extremo final de la sonda. Conociendo la longitud real de la sonda podremos calcular la velocidad de propagación. El principal inconveniente de esta técnica es la necesidad de resolver tiempos extremadamente cortos lo cual encarece la electrónica del dispositivo. Además su uso está restringido a suelos de baja conductividad eléctrica ya que en suelos con un alto contenido salino la atenuación de la señal es tal que apenas puede distinguirse el pulso reflejado. Esto obliga al uso de sondas excesivamente cortas donde la resolución temporal se hace inalcanzable. Por último, las sondas deben tener una longitud mínima que permita resolver con suficiente precisión los intervalos de tiempo de tránsito, obligando a volúmenes de sonda excesivamente grandes para determinadas aplicaciones (Hastead 1973).

La constante dieléctrica de un medio puede ser entendida como una magnitud compleja, es decir, tiene una parte real y otra imaginaria. La parte real de la constante dieléctrica está asociada a las propiedades dieléctricas del material. La parte imaginaria está asociada a pérdidas en el material debidas a la conductividad y a fenómenos de relajación tal y como podemos observar en la (Ecuación 2.12) (Hastead 1973).

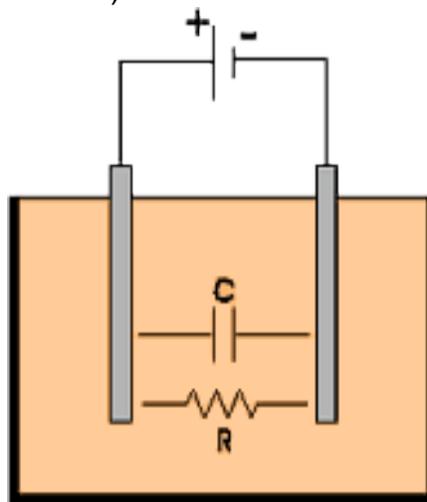


Figura 2. 17 Comportamiento eléctrico de electrodos inmersos en un material

$$Z = \sqrt{\mu / \varepsilon^a}$$

Ecuación 2.13

Dado que la constante dieléctrica es una magnitud compleja, la impedancia y la admitancia ($Y=1/Z$) también lo serán. Expresando la admitancia en forma compleja ($Y=a+jb$) obtenemos una expresión equivalente al circuito de la Fig. 2.17, que formarían un condensador en paralelo con una resistencia (ecuación 2.14)

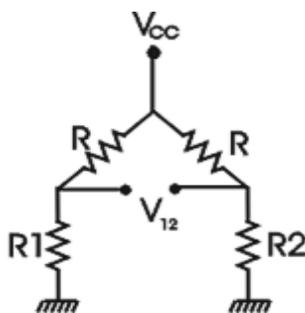
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + j\omega C$$

Ecuación 2.14

La resistencia está asociada a la conductividad del suelo, es decir, a la parte imaginaria de la constante dieléctrica. La capacidad está asociada a las propiedades dieléctricas del material, la parte real de la constante dieléctrica y por tanto a la humedad del suelo. Así, si medimos la impedancia como parte real e imaginaria podemos separar perfectamente las medidas de humedad y conductividad del suelo, Para medir dicha impedancia el SBIB utiliza un puente de impedancias(Simón et al. 1974).

El funcionamiento de este circuito se muestra en la Fig. 2.18 (a) este es equivalente al de una balanza y se utiliza para detectar desequilibrios entre las impedancias R1 y R2. Cuando $R1=R2$ se dice que el puente está equilibrado (la señal de desequilibrio del puente V12 es 0).

a) Resistivo



b) De impedancia

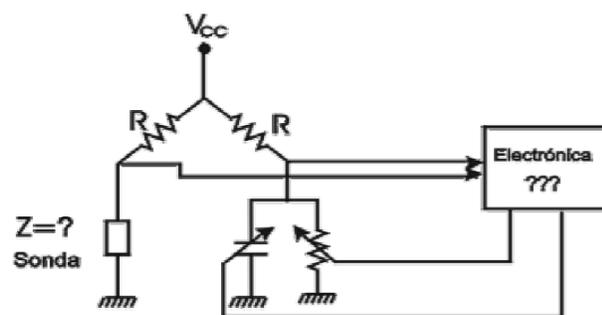


Figura 2. 18 Puentes de Impedancias (Magan 2002).

En la Fig. 2.18 (b) se observa cómo se utiliza el puente de impedancias en el *SBIB* para medir la impedancia (Z) de la sonda. Un circuito electrónico se encarga de medir la señal de desequilibrio del puente (V_{12}) y de actuar sobre un condensador y una resistencia variable. Cuando $V_{12}=0$, es decir, el puente está en equilibrio, las señales de control del condensador y resistencia variables nos indican el valor de la conductividad y la capacidad equivalente. La frecuencia de funcionamiento del *SBIB* es de 50MHz.

De acuerdo con el autor, Esta frecuencia es lo suficientemente alta como para que la parte reactiva y la resistiva de la impedancia tengan valores similares y se alcance el equilibrio del puente con facilidad. Además, es lo suficientemente baja como para no tener pérdidas en el dieléctrico debidas a fenómenos de relajación, correspondiendo la parte resistiva de la constante dieléctrica únicamente a la conductividad del suelo.

Para minimizar efectos parásitos como variaciones con la temperatura u otros efectos como la degradación de los electrodos, el circuito se complementa con un sistema de *chopping* conexión y desconexión de los electrodos a una frecuencia de 300Hz. De esta manera la señal de desequilibrio del puente es amplificada diferencialmente entre el estado de sonda conectada y desconectada. Al realizar una medida diferencial las variaciones debidas a derivas térmicas o envejecimiento se minimizan (Magan 2002).

El *SBIB* está dotado con un sensor de temperatura para corregir las variaciones de la constante dieléctrica del agua con la temperatura. Cualquier método basado en la medición de la constante dieléctrica debería realizar una corrección con la temperatura si quiere alcanzar precisiones por debajo del 1%(Roth et al. 1990).

2.8 Decibeles y Ruido magnético

El decibel (dB) es una unidad relativa de una señal muy utilizada por la simplicidad al momento de comprar y calcular niveles de señales eléctricas. Los logaritmos son muy usados debido a que la señal en decibeles puede ser fácilmente sumada o restada y también por la razón de que el oído humano responde naturalmente a niveles de señal en una forma aproximadamente logarítmica. Utilizado primeramente para medir la intensidad de sonido, el decibel debe su nombre al físico norteamericano Alexander Graham Bell.

Un decibel es la manera adecuada en que los ingenieros describen las relaciones de potencia o voltajes entre la entrada y la salida de un cuádruplo. Las ventajas de especificar relaciones de potencias o de tensiones en unidades de decibeles incluyen:

- ✚ Los decibeles pueden emplearse para describir el rendimiento independiente de voltaje o potencia de operación de una aplicación por lo tanto: es una especificación de un rendimiento “genérico”. Si el cuádruplo presenta una ganancia (salida mayor a la entrada) esta se expresa como un valor en dB de valor positivo, y si presenta una atenuación (salida menos a la entrada) ella se representa como un valor en dB de valor negativo. Cuando el valor en decibeles es 0, representa que el cuádruplo no “gana” ni “atenua” con lo cual el valor de amplitud de la señal de salida es igual al de entrada.
- ✚ El decibel se calcula en una escala logarítmica que permite la especificación del rendimiento a través de un amplio rango de voltaje/potencia.
- ✚ Los decibeles pueden sumarse o restarse (multiplicando y dividiendo sus correspondientes relaciones), facilitando de ese modo los cálculos y soluciones gráficas. Comúnmente, la mayoría de las veces, el rendimiento de una transmisión de especifica en unidades dB.

El bell fue originalmente definido por Alexander Graham Bell para medir relaciones de sonido y usado en líneas telegráficas con impedancia de 600 ohms.

$$B = BEL = \log_{10} \frac{P_s}{P_e}$$

Ecuación 2.15

Ps: potencia de salida.

Pe: potencia de entrada.

Más comúnmente usado es el “decibel” (dB) matemáticamente, el dB es 10 veces el Bel, que se define como 10 veces el logaritmo decimal de la relación entre la potencia de salida a la potencia de entrada de un cuadripolo.

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_s}{P_e}$$

Ecuación 2.16

¿Cuál es la real ventaja de usar un dB? Ella se basa en la facilidad que se tiene para saber si hay una atenuación o ganancia en la función del signo, y además por la posibilidad de hacer cálculos factibles de suma y resta en lugar de complicadas multiplicaciones y divisiones de magnitudes.

A mayor valor positivo en dB, mayor será la ganancia que presente el sistema, y a mayor valor negativo en dB, mayor será la atenuación. Cuando el valor de dB es cero, indica que la relación de potencia es 1, o sea la potencia de salida es igual a la entrada.

Pues que la ganancia total de potencia de dos etapas en cascada de un sistema es de:

$$G = G_1 G_2$$

Ecuación 2.17

$$G_{dB} = G_{1dB} + G_{2dB}$$

Ecuación 2.18

Dónde:

G_{dB} : Ganancia de potencia total en dB.

G_{1dB} : Ganancia de potencia en decibeles de la primera etapa.

G_{2dB} : Ganancia de potencia en decibeles de la segunda etapa.

Para medir el dB, se deben usar instrumentos que en general no miden potencia si no que miden tensión, por lo cual no hay una relación entre la tensión y la potencia, se puede medir en dB, siempre y cuando se tengan en cuenta algunas consideraciones como sigue:

$$P = \frac{V^2}{R} \quad \text{Ecuación 2.19}$$

Al reemplazar la ecuación 2.19 en la ecuación 2.16 se tiene:

$$dB = 10 \log_{10} \frac{V_s^2/Z_s}{V_e^2/Z_e} = 10 \log_{10} \left[\left(\frac{V_s}{V_e} \right)^2 \left(\frac{Z_e}{Z_s} \right) \right] \quad \text{Ecuación 2.20}$$

$$dB = 10 \log_{10} \left(\frac{V_s}{V_e} \right)^2 + 10 \log_{10} \left(\frac{Z_e}{Z_s} \right) \quad \text{Ecuación 2.21}$$

$$dB = 20 \log_{10} \left(\frac{V_s}{V_e} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{Z_e}{Z_s} \right) \quad \text{Ecuación 2.22}$$

Una regla práctica para el uso del dB es aquella que nos dice que si duplicamos el valor de voltaje, se agregan 6 dB. Si duplicamos el valor de la potencia, se incrementan 3 dB el valor inicial.

Por cada 20 dB, el voltaje se incrementa en 10 veces y la potencia 100 veces. Desde el punto de vista de la atenuación, cada 6 dB la potencia reduce $\frac{1}{4}$ y la tensión se reduce la mitad.

Cuadro 2. 8 Comparación de voltaje y potencia.

dB	-12	-9	-6	-3	0	3	6	9	12
-----------	------------	-----------	-----------	-----------	----------	----------	----------	----------	-----------

W (vatios)	0.063	0.125	0.25	0.5	1	2	4	8	16
V (voltios)	0.25	0.355	0.5	0.707	1	1.41	2	3	4

Para determinar los mv correspondientes a un determinado valor de dB se aplica a ecuación:

$$P[mW] = 10^{x_{dB}/10} \quad \text{Ecuación 2.23}$$

Dónde:

x= es el valor en dB que se desea convertir a potencia en mili vatios.

P[mW]= Relación de potencia y voltaje con dB (el valor negativo indica que la potencia o voltaje es menor a la de referencia.

Cuadro 2. 9Tabla de dB versus voltaje y potencia.

dB	Rango de voltaje	Rango de potencia	de dB	Rango de voltaje	de Rango de potencia
0	1 V	1	-13	0.224	0.050
-1	0.891	0.794	-14	0.200	0.040
-2	0.794	0.631	-15	0.178	0.031
-3	0.707	0.500	-16	0.158	0.025
-4	0.631	0.398	-17	0.141	0.020
-5	0.546	0.316	-18	0.125	0.016
-6	0.500	0.250	-19	0.112	0.013
-7	0.447	0.224	-20	0.100	0.010
-8	0.398	0.158	-30	0.032	0.001
-9	0.355	0.12	-40	0.010	0.000
-10	0.316	0.100	-50	0.003	0.000
-11	0.282	0.079	-60	0.001	0.000
-12	0.250	0.063	-80	0.000	0.000

(<http://www.frm.utn.edu.ar/medidase2/varios/dB.pdf>)

2.9 Filtros de señal

Es un circuito electrónico que puede ser usado para: Modificar, cambiar la forma, o manipular el espectro de frecuencia de una señal eléctrica de acuerdo con algunos requerimientos previamente definidos (Jesiotr. et al, 2005).

Los filtros electrónicos son circuitos capaces de discriminar frecuencias. Esto quiere decir que actúan de modo distinto para señales oscilantes a diferentes frecuencias. Un filtro se puede utilizar para amplificar señales, eliminar o aislar frecuencias específicas. Con los filtros se pueden eliminar señales contaminadas con ruidos dentro de los circuitos electrónicos o componentes que puedan interferir, así mismo se puede limitar el ancho de banda de las señales antes del muestreo (Jesiotr, et. al, 2005).

2.9.1 Clasificación de los filtros

Existen diferentes tipos de circuitos que se clasifican por su comportamiento a la salida del mismo, ante una señal a la entrada, o por sus elementos constitutivos. Dentro de la clasificación por su respuesta a distintas frecuencias en la entrada de estos circuitos (Jesiotr. Et al, 2005).

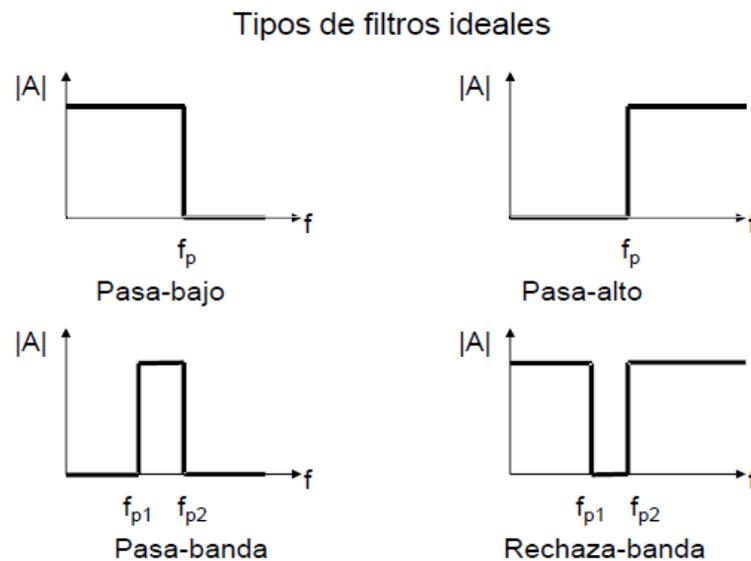


Figura 2. 19 Tipos de respuesta a filtros

Los tipos de filtros según Jesiotr (2005) son:

Filtro pasa bajos: Es aquel que permite el paso de frecuencias bajas, desde frecuencia 0 o continua hasta una frecuencia determinada. Presentan ceros a alta frecuencia y polos a bajas frecuencia.

Filtro pasa altos: Es el que permite el paso de frecuencias desde una frecuencia de corte determinada hacia arriba, sin que exista un límite superior especificado. Presentan ceros a bajas frecuencias y polos a altas frecuencias.

Filtro pasa banda: Son aquellos que permiten el paso de componentes frecuenciales contenidos en un determinado rango de frecuencias, comprendido entre una frecuencia de corte superior y otra inferior.

Filtro elimina banda: Es el que dificulta el paso de componentes frecuenciales contenidos en un determinado rango de frecuencias, comprendido entre una frecuencia de corte superior y otra inferior.

Filtro multibanda: Es el que presenta varios rangos de frecuencias en los cuales hay un comportamiento diferente.

Filtro variable: Es aquel que puede cambiar sus márgenes de frecuencia. En cuanto a la clasificación de los filtros de acuerdo a sus componentes constitutivos se encuentran:

Filtro pasivo: Conformado por elementos pasivos tales como resistencias, bobinas y capacitores.

Filtro activo: Conformado por elementos tanto pasivos como activos (transistores, amplificadores operacionales, etc.) que pueden presentar una ganancia diferente para las distintas frecuencias en la señal de entrada.

2.9.2 Características de un filtro paso bajo con respuesta BUTTERWORTH

El filtro Butterworth también es llamado filtro de máximo plano o filtro plano-plano. Lo anterior debido a que su respuesta en la banda de paso tiende a ser plana otra característica importante es que este tipo de filtro es relativamente fácil lograr que la ganancia en lazo cerrado sea muy cercana a la unidad (Johnson, et al, 1980).

En muchas aplicaciones, es necesario que la ganancia en lazo cerrado este tan próxima como sea posible a 1 dentro del pasa banda. El filtro Butterworth es el más adecuado para este tipo de aplicaciones. El filtro butterworth también se denomina filtro de máximo plano o filtro plano – plano (Coughlin, 1993).

El filtro de Butterworth más básico es el típico filtro paso bajo de primer orden, el cual puede ser modificado a un filtro pasa alto o añadir en serie otros formando un filtro pasa banda o elimina banda y filtros de mayores órdenes. Filtros de Butterworth de varios órdenes. Según lo mencionado antes, la respuesta en frecuencia del filtro es máximamente plana (con las mínimas ondulaciones) en la banda pasante. Visto en un diagrama de Bode con escala logarítmica, la respuesta decae linealmente desde la frecuencia de corte hacia menos infinito. Para un filtro de primer orden son -20 dB por década (aprox. -6dB por octava). El filtro de Butterworth es el único filtro que mantiene su forma para órdenes mayores (sólo con una caída de más pendiente a partir de la frecuencia de corte). Este tipo de filtros necesita un mayor orden para los mismos requerimientos en comparación con otros, como los de Chebyshev o el elíptico.
<http://es.scribd.com/doc/36561535/El-filtro-de-Butterworth-es-uno-de-los-filtroselectronicos-mas-basicos>.

2.9.3 Características de los filtros BESSEL

Los filtros mejores de Bessel son un tipo de filtro electrónico, los cuales son usados frecuentemente en aplicaciones de audio debido a su linealidad. (Monroy et.al, 2009).

Esta es la característica que los hace valiosos para los diseñadores digitales, muy pocos filtros están diseñados con ondas cuadradas en mente. La mayoría de las veces, las señales se filtran las ondas sinusoidales, o lo suficientemente cerca que el efecto de los armónicos puede ser ignorada. Si una forma de onda con alto contenido de armónicos se filtra, como una onda cuadrada, los armónicos pueden retrasarse con respecto a la frecuencia fundamental si se utiliza un Butterworth o la respuesta de Chebyshev. La serie de Fourier de una onda cuadrada. Esto significa que una onda cuadrada es una serie infinita de armónicos impares, o si se resumió juntos para crear la forma cuadrada. Obviamente, si una onda cuadrada se debe transmitir sin distorsión, todos los armónicos - hasta el infinito - debe ser transmitida. Esto significa que la onda cuadrada puede ser filtrada de paso alto, sin distorsión, si el punto de 3 dB del filtro es significativamente menor que la fundamental; si la onda cuadrada es filtrada paso bajo, sin embargo, la situación cambia drásticamente, los armónicos serán eliminados, y producirán distorsiones en la onda cuadrada. Es el trabajo del autor a decidir exactamente cuántos armónicos se debe pasar y lo que puede ser eliminado. Supongamos que el diseñador desea guardar cinco armónicos, La forma de onda resultante será algo como se muestra en la figura. (Johnson, et al, 1980)

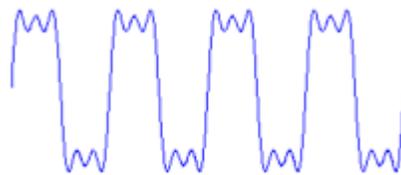


Figura 2. 20 Onda resultante del filtro Bessel.

La aproximación de Bessel tiene una banda de paso suave y la respuesta de banda de detención, como la Butterworth por el orden mismo filtro, la atenuación de la banda pasante a la aproximación de Bessel es mucho menor que el de la aproximación de Butterworth. Las siguientes cifras son representativas de un filtro de paso bajo, Las características de respuesta son espejo fotografiado para los filtros de paso alto. (Moreno 2009)

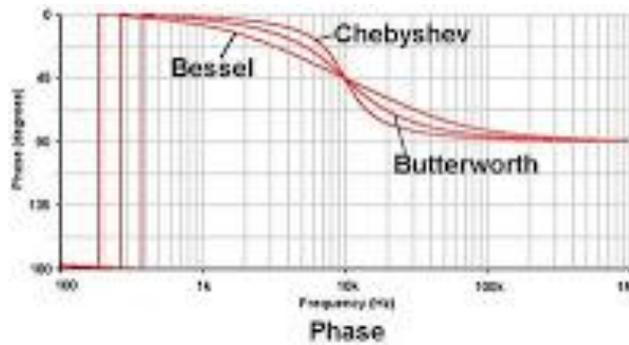


Figura 2. 21. Características de respuesta de los filtros.

2.9.4 Características de los filtros CHEBYSHEV

Estos filtros son nombrados en honor de PafnutyChebyshev, están relacionados con los filtros de Butterworth. Este nombre se debe a que sus características matemáticas se derivan del uso de los polinomios de Chebyshev. Con los filtros de Chebyshev se consigue una caída de la respuesta en frecuencia más pronunciada que en frecuencias bajas debido a que permiten rizado en alguna de sus bandas (paso o rechazo). A diferencia del Filtro de Butterworth donde los polos se distribuyen sobre una circunferencia, los polos del filtro Chebyshev lo hacen sobre una elipse; sus ceros se encuentran en el eje imaginario.

En la figura se ilustran funciones de transmisión representativas para filtros Chebyshev de órdenes par e impar. El filtro Chebyshev exhibe una respuesta igualmente ondulada en la banda pasante y una transmisión monótonamente decreciente en la banda suprimida.

http://www.labc.usb.ve/gceglia/Ec1168/GUIAS/Filtros%20activos_files/Filtros%20Activos.pdf

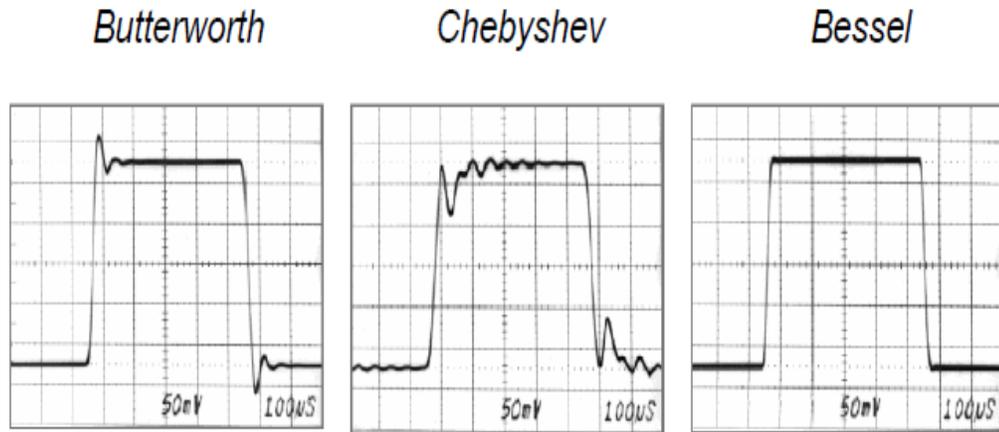


Figura 2. 22 Tipos de onda filtrada con los diferentes filtros.

2.10 Amplificadores Operacionales

El amplificador operacional es comúnmente conocido como OPAMP (operational Amplifiers), se trata de una pieza fundamental en el diseño de circuitos integrados analógicos y en ocasiones en aplicaciones digitales, su función es obtener la diferencia entre dos señales en forma de voltaje y amplificarla sea cual sea su naturaleza, (Coughlin, et al. 1993).

Stephen, (2000). Los amplificadores operacionales son circuitos integrados con un nivel de componentes y estructura interna complicada por lo que los vamos a tomar en cuenta solo por fuera como cajas negras. Y su simbología se muestra en la siguiente figura.

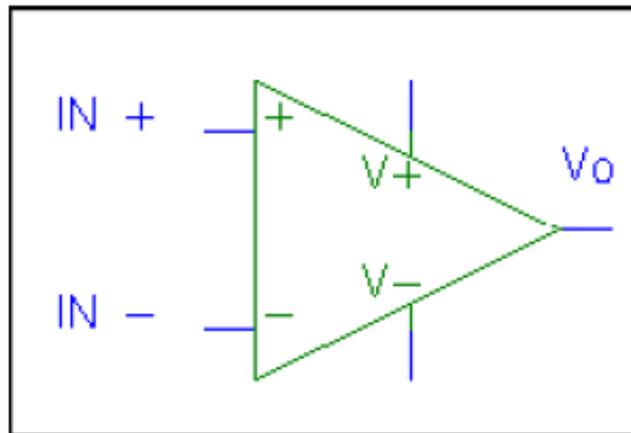


Figura 2. 23 Diagrama del amplificador Operacional

Tienen dos entradas la (-) que se denomina “inversora” y la (+) que se denomina “no inversora” y una salida V_o . Se alimentan a través de dos terminales uno con tensión positiva $+V$ y otro con tensión negativa $-V$. Adicionalmente pueden tener otros terminales específicos para compensación de frecuencia, corrección de derivas de corriente continua etc.

III. MATERIALES Y MÉTODOS

3.1 Determinación de la Conductividad Eléctrica (CE) y humedad del suelo.

Para la determinación de la conductividad eléctrica y humedad del suelo se construyeron dos dispositivos electrónicos, uno que permitió medir la humedad del suelo y otro la conductividad eléctrica. Para el primero se empleó un Circuito integrado LM2907, que permitió medir capacitancias hasta de $10^4 \mu\text{F}$, complementado con un circuito integrado XR2206, con el que se pudo variar tanto la frecuencia de alimentación como el tipo de onda. En circuito a diseñar y evaluar se muestra en la Fig. (3.1) y (3.2).

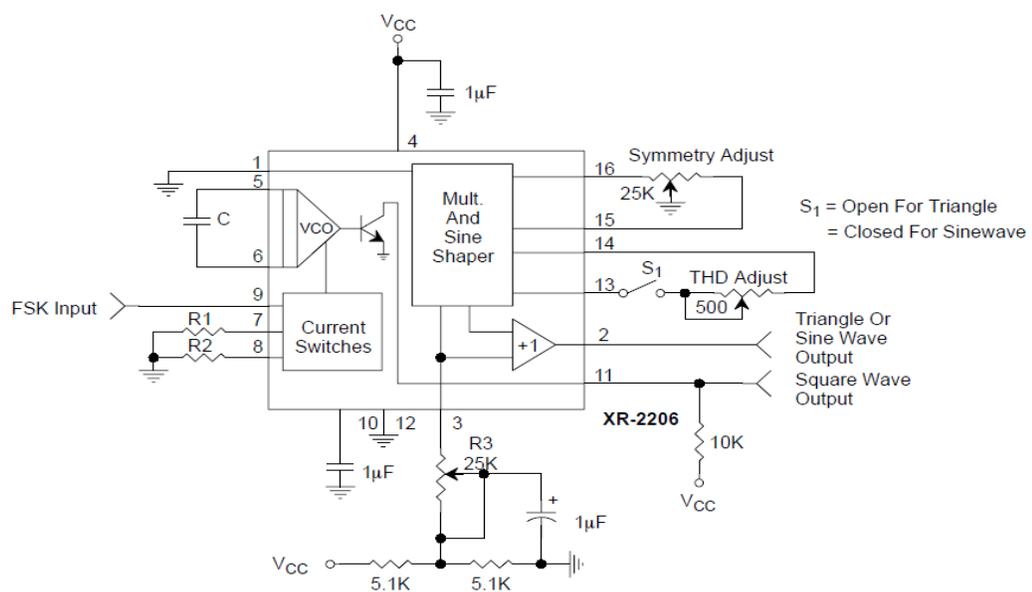


Figura 3. 1Circuito integrado XR2206 para medir conductividad eléctrica.

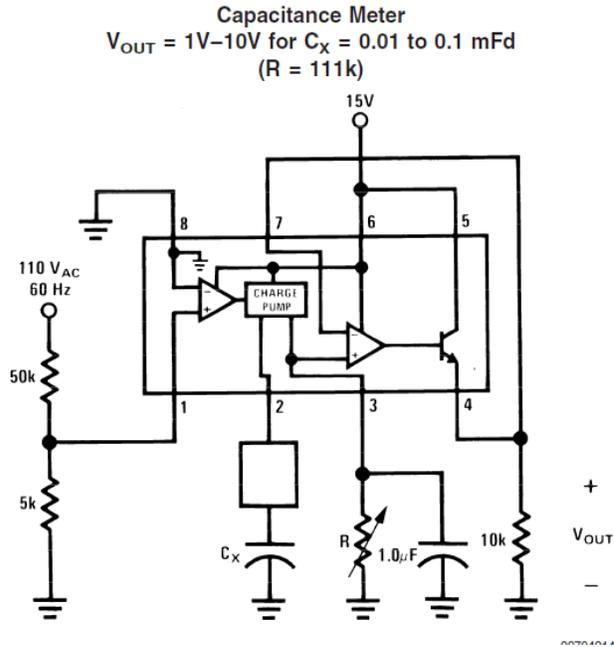


Figura 3. 2 Circuito integrado LM2907 para determinar capacitancia.

Para que el circuito mida la conductividad eléctrica se ensayaron dos circuitos, el primero tomando como base el circuito diseñado por Calderón Sáenz F. (2005). Mostrado en las Fig. 2.15 y 2.16. Pero en lugar de emplear Amplificadores operacionales para la generación de la frecuencia, será empleado el Circuito Integrado XR2206 manteniendo los mismos componentes de amplificación de carga y rectificación de señal. , y utilizando solo dos electrodos.

Para el segundo circuito se emplearon cuatro electrodos, como el descrito en el método Wenner, Fig. 2.9. Alimentando señal atenuada a 19.55 v y a una frecuencia de 60Hz, inyectada a los dos electrodos extremos, separados una distancia de 7 cm y recogiendo la diferencia de potencial en los electrodos centrales. La señal alterna será rectificada en un puente rectificador y ajustado su valor empleando la última fase del circuito descrito por Calderón (2005).

Para medir la conductividad de una solución, se hace pasar la onda de excitación por el electrodo. Este actúa como una resistencia a menor conductividad, mayor resistencia. Luego se hace pasar por una resistencia de medición y se mide el

voltaje encima de la resistencia de carga, el cual es directamente proporcional a la corriente, la cual a su vez es directamente proporcional a la conductividad eléctrica de la solución que pretendemos medir.

3.2 Método de medición de la conductividad eléctrica.

Para la medición de la CE se introdujeron los electrodos que tenían una distancia de 7 cm entre sí a una profundidad de 5 cm como se muestra en la Fig. 3.3. Aplicando un voltaje de entrada de 19.55 volts con el transformador de manera directa sobre una área de 0.0753 m² con una cantidad de 2860 grs. de suelo.

El mismo procedimiento se siguió para las pruebas en campo en la misma superficie de muestra para humedad, tomando en cuenta que el suelo estuviera húmedo y semihúmedo.

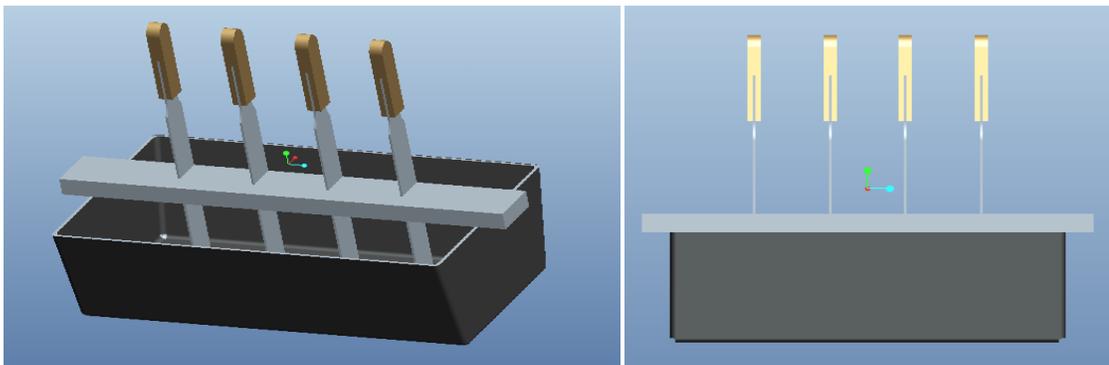


Figura 3. 3 Diseño en Pro E de barra porta electrodos para pruebas en laboratorio.

3.3 Método de la determinación de humedad del suelo

Para la determinación de humedad primero se tuvo que cuantificar la capacidad de campo, la cual se realizó en cuatro recipientes con la misma cantidad de agua que del suelo, los cuales se dejaron drenar por 24hrs, se pesaron y se metieron a la estufa por atrás durante 24 horas a una temperatura de (100 ° C) y se volvieron a pesar, después se determinó la humedad con la siguiente fórmula:

$$\%Humedad = \left(\frac{ph - ps}{ps} \right) \times 100$$

Ecuación 3.1

Donde

Ph: Peso húmedo

ps: Peso seco

Para medir la capacitancia del suelo, se humedeció este, con cinco niveles de Humedad, tomando como límite superior la capacidad de campo y como Límite inferior 5% de humedad. Cada nivel de humedad se aplicó a 1500 grs. de suelo en una charola de plástico con una superficie de 13.5 cm x 21.5 cm, mezclando el suelo y el agua en forma uniforme. La medición de la humedad del suelo se hizo empleando electrodos con arreglos como se muestra en la Fig. 3.4.

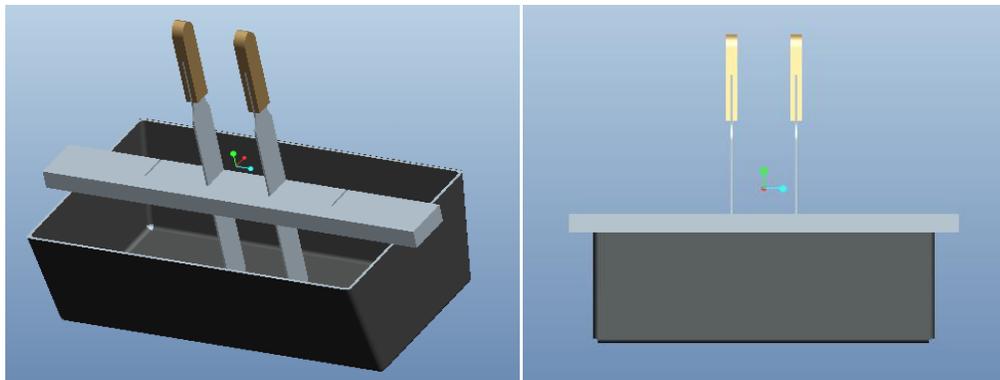


Figura 3. 4 Diseño en Pro E de la barra porta electrodos para prueba de humedad

3.4 Acondicionamiento del amplificador AD620

Una vez que garantizamos el funcionamiento del circuito LM2907 y se sabe que los datos de humedad y conductividad son los reales; se evaluó el amplificador AD620, el cual se montó en un protoboard según el diagrama que se muestra en la figura siguiente:

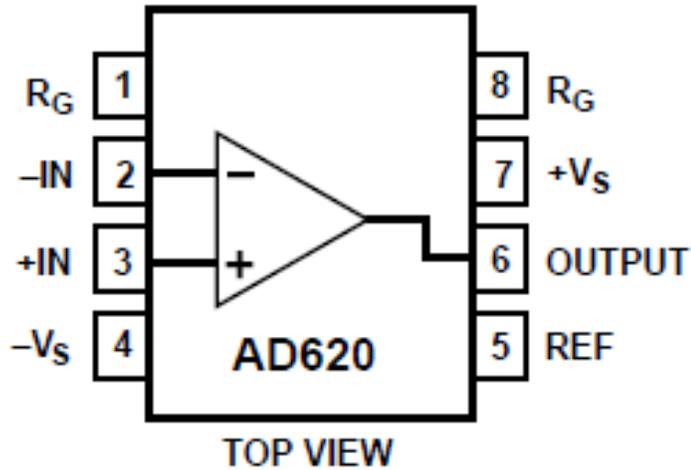


Figura 3. 5 Diagrama de conexión del amplificador AD620.

Se utilizó este amplificador debido a su bajo costo, su uso práctico, y a la facilidad para aumentar la ganancia de señal, además de los componentes eléctricos que se utilizaron fueron mínimos y de fácil adquisición, debido a que tiene una característica principal que permite utilizarse como rectificador de señal y a la vez como amplificador.

Para la prueba del amplificador como filtro se tiene la configuración que se muestra en la siguiente figura:

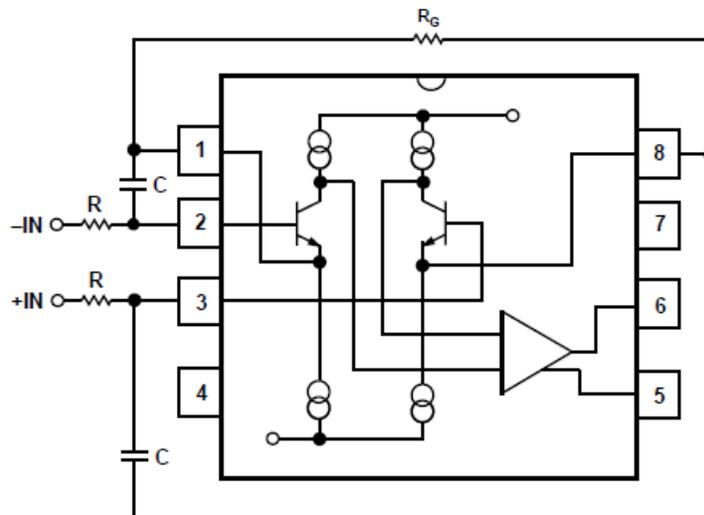


Figura 3. 6 Diagrama de conexión del amplificador AD620 como utilizado como filtro.

El cálculo de las resistencias del filtro con las siguientes formulas:

$$RC = \frac{1}{2\pi f}$$

Ecuación 3.2

Donde $f \geq$ al ancho de banda del AD620; $C \leq 150$ pf

R: resistencias.

C: capacitor.

F: frecuencia.

Posteriormente se realizaron pruebas para demostrar que el amplificador funciona correctamente y que su función cumple con las necesidades de nuestra investigación.

Las pruebas que se realizaran serán:

-  a una ganancia de 10 veces
-  a una ganancia de 5 veces
-  a una ganancia de 2 veces

Se realizarón las calibraciones del amplificador por medio de un divisor de potencia con una resistencia fija y una variable, además se utilizaron osciloscopios para la calibración del circuito, y posteriormente se grabaron los datos en la computadora por medio del Daqbook 2000 y el programa Daqview.

3.5 Prueba de linealidad de capacitores

Esta prueba se realizó para conocer la línea de respuesta del integrado LM2907, con ayuda de capacitores que se colocaron en serie desde .01 hasta .1 μ f. los capacitores utilizados se muestran en la tabla siguiente:

Cuadro 3. 1 Valores de los capacitores conectados en serie para la calibración del circuito LM2907.

C1(nf)	C2	C3	CR
0.100	0.1	0	0.050
0.224	0.1	0	0.069
0.460	0.1	0	0.082
0.324	0.1	0	0.076
1.000	0.1	0	0.091
0.046	0.1	0	0.032
4.584	0.1	0	0.098
4.584	0.1	0.1	0.049
0.046	0.1	0.1	0.024
1.000	0.1	0.1	0.048
0.324	0.1	0.1	0.043
0.460	0.1	0.1	0.045
0.224	0.1	0.1	0.041
0.100	0.1	0.1	0.033

Y para el cálculo de Cr se utilizaron las formulas siguientes:

$$\frac{1}{C_R} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

Ecuación 3.2

$$C_R = \frac{C_1 C_2}{C_2 + C_1}$$

Ecuación 3.3

3.6 Acondicionamiento y pruebas de los filtros

Una vez que se garantiza el funcionamiento del circuito LM2907 y la amplificación de la señal obtenida con el AD620 se procederá a filtrar esa señal. Donde se probaron tres filtros para la disminución del ruido. Los cuáles fueron el LM324, MF4CN-50 Y MF6CN-50.

Los filtros antes mencionados se montaron en un protoboard siguiendo el diagrama de cada uno como se muestra respectivamente:

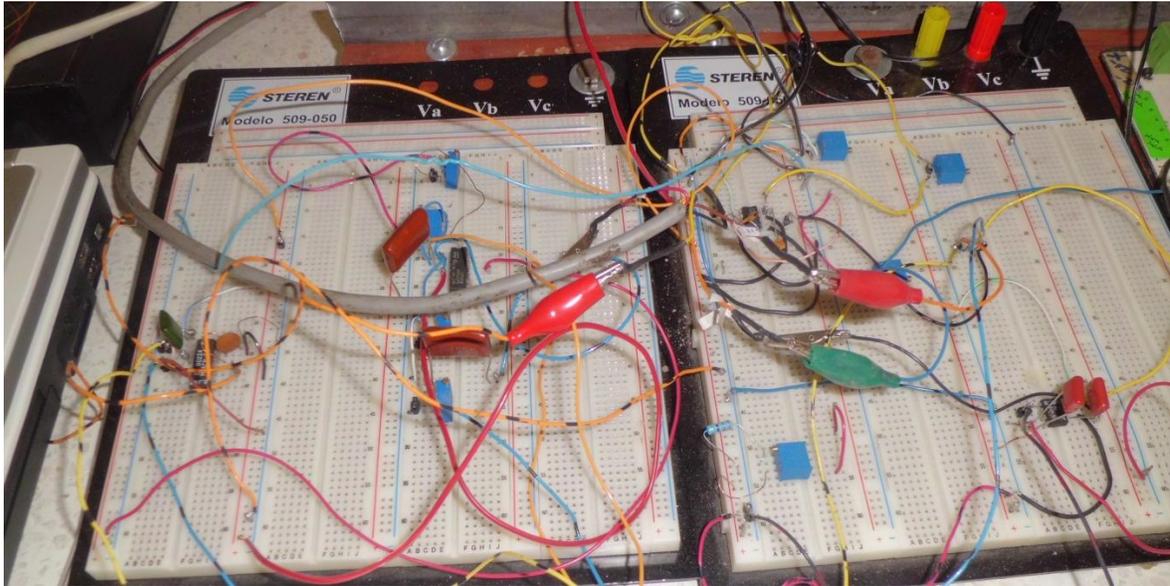


Figura 3. 7 Protoboard donde se montaron los filtros para las pruebas.

Filtro LM324

Aunque el circuito integrado LM324 es un amplificador de instrumentación que se utilizó como filtro debido a que nos permite rectificar la señal, es de fácil uso, y económico para ponerlo en marcha además tiene la ventaja de que puede funcionar como filtro Bessel, butherworth, y chevichev, el diagrama electrónico es el siguiente.

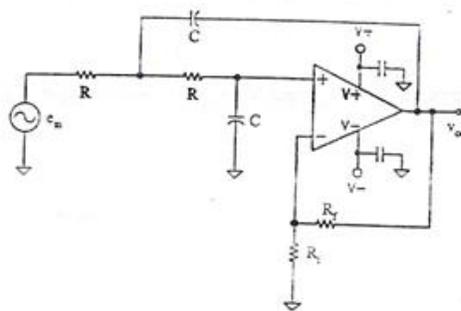


Figura 3. 8 Diagrama de conexión del filtro LM324.

Para la obtención del filtrado de la señal se seguirán las formulas siguientes:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{Ecuación 3.4}$$

$$f_{-3dB} = k_{1p} f_0 = \frac{k_{1p}}{2\pi RC} \quad \text{Ecuación 3.5}$$

$$R = \frac{k_{1p}}{2\pi f_{-3dB} C} \quad \text{Ecuación 3.6}$$

$$A_0 = 3 - \alpha \quad \text{Ecuación 3.7}$$

$$R_i = 2R \frac{A_0}{A_0 - 1} \quad \text{Ecuación 3.8}$$

$$Rf = R_i(A_0 - 1) \quad \text{Ecuación 3.9}$$

$$R_{inverting} = R_{noninverting} \quad \text{Ecuación 3.10}$$

El filtro MF4CN-50

El MF4 es versátil, fácil de usar, de orden Butterworth y filtro de paso bajo. Los requisitos para el funcionamiento son componentes externos que permitan un reloj ajustable de frecuencia de corte. La relación de la frecuencia del reloj a la frecuencia de corte de paso bajo se pone internamente 50 a 1. Un disparador Schmitt, reloj etapa de entrada permite que dos clocking opcionales, o bien autosincronizable (a través de una resistencia externa y condensador) para aplicaciones autónomas o para la frecuencia de corte ajustado.

El filtro se montó en un protoboard para su uso, siguiendo el diagrama de conexión que se muestra a continuación.

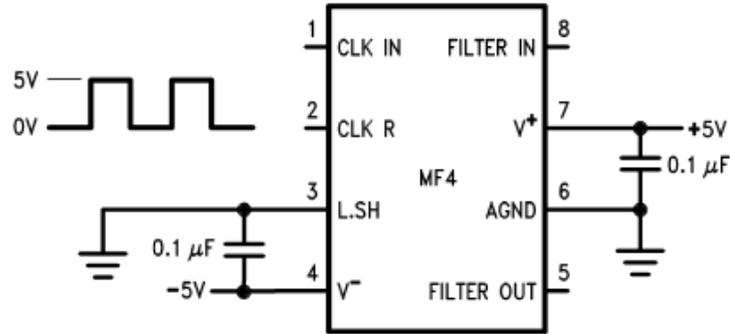


Figura 3. 9 Diagrama de conexión del filtro MF4CN-50.

🚦 Filtro MF6CN-50

Es un filtro de Alto Rendimiento de 6^o Orden de tipo BUTTERWORTH, filtro de paso bajo específicamente diseñado para los productos analógicos. La relación de la frecuencia de reloj a la frecuencia de corte de paso bajo es internamente ajustado a 50:1 (LMF60-50) o 100:1 (LMF60-100). La Trigger Schmitt reloj etapa de entrada permite dos opciones de reloj, ya sea auto-overclocking (a través de una resistencia externa y condensador) para aplicaciones autónomas o para la frecuencia de corte ajustado control.

El filtro se montó en un protoboard para su uso, siguiendo el diagrama de conexión que se muestra a continuación.

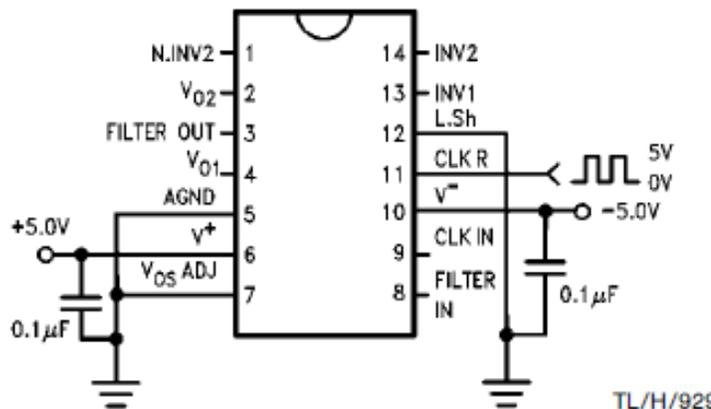


Figura 3. 10 Diagrama de conexión del filtro MF6CN-50.

Para los filtros MF4CN-50 Y MF4CN-50 se muestran las fórmulas para el cálculo de los decibeles y la frecuencia de corte:

Calculo de los decibeles:

$$F(X) \text{ Voltaje db} = 20 \log \frac{v.sal}{v.ent} \quad \text{Ecuación 3.11}$$

$$(X) \text{ corriente db} = 20 \log \frac{I.sal}{I.ent} \quad \text{Ecuación 3.12}$$

$$F(X) \text{ potencia db} = 10 \log \frac{P.sal}{P.ent} \quad \text{Ecuación 3.13}$$

Calculo de la frecuencia de corte:

$$F_c = f_b \left[\frac{10^{0.1(A_{min})} - 1}{10^{0.1(A_{max})} - 1} \right]^{\frac{1}{2(n)}} \quad \text{Ecuación 3.14}$$

Dónde:

Fc= Frecuencia de corte. (Khz)

Fb frecuencia deseada (Khz)

Amin= Banda de rechazo mínima (db)

Amax: banda de paso máxima (db)

n: orden del filtro. 1^{er} orden = 4

A continuación se muestran los de la frecuencia de corte para los filtros MF6CN-50 Y MF4CN-50 siguiendo las ecuaciones 3.9 – 3.12.

$$F_c = .120 \left[\frac{10^{0.1(50)}}{10^{0.1(10)} - 1} \right]^{\frac{1}{2(4)}} \quad \text{Ecuación 3.15}$$

$$F_c = .120 \left[\frac{99999}{9} \right]^{\frac{1}{8}} \quad \text{Ecuación 3.16}$$

$$F_c = .120[3.204] \quad \text{Ecuación 3.17}$$

$$F_c = 0.384503 \quad \text{Ecuación 3.18}$$

Tenemos que el filtro es un MF6CN-50 Y MF4CN-50 lo cual significa que tiene un filtrado de 50 veces el valor de fc.

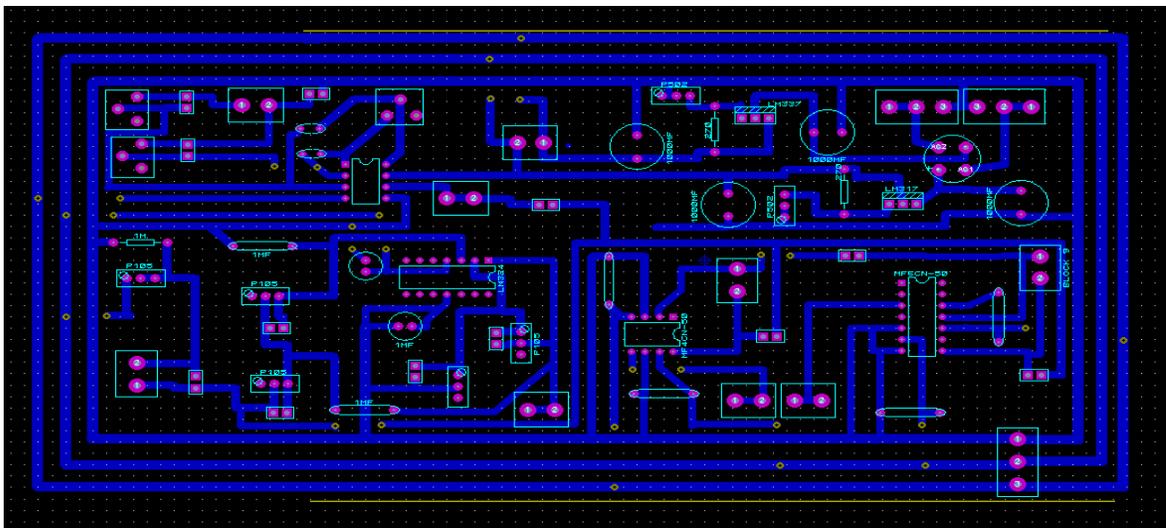
$$F_c = 0.384503 * 50$$

Ecuación 3.17

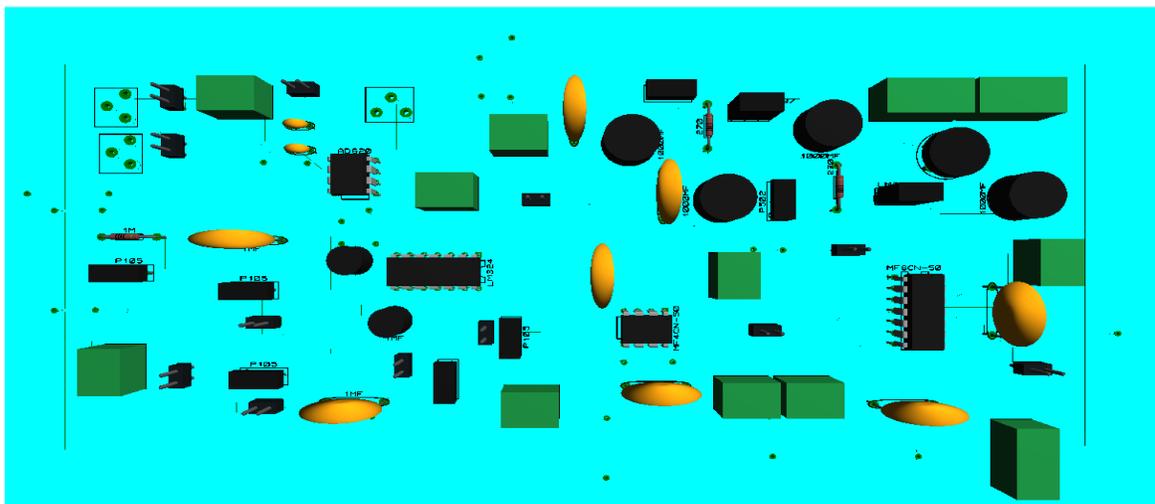
RESULTADO **$F_c = 19.22517\text{Khz}$**

IV. RESULTADOS

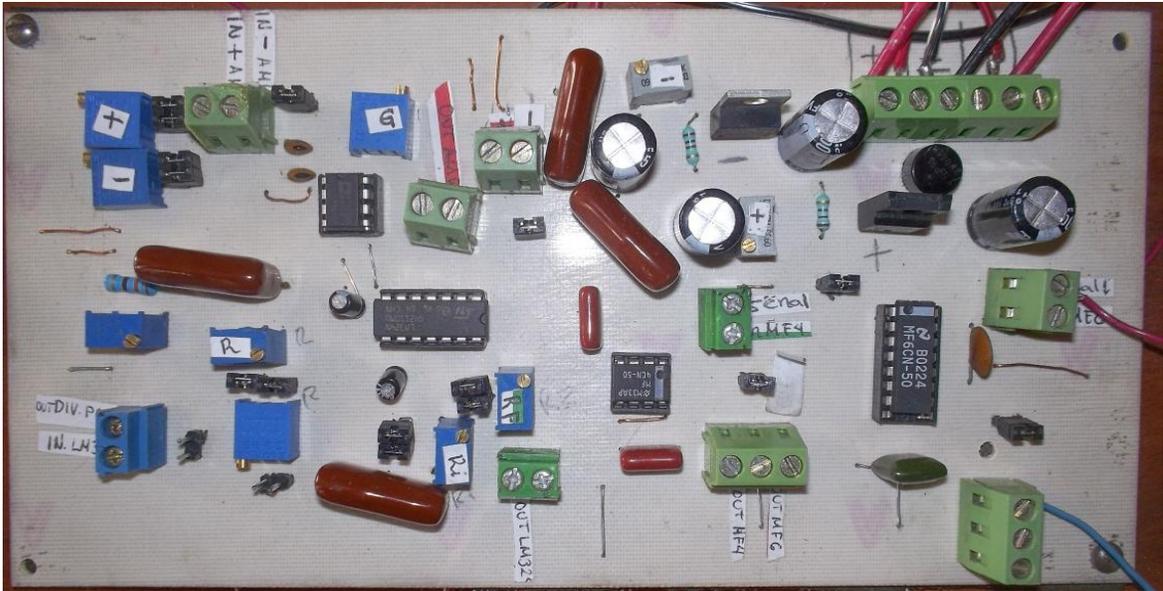
Para lograr los objetivos planteados se construyeron los circuitos electrónicos los cuales se muestran en la Fig. 4.1, estos fueron elaborados en Ares 7 profesional (proteus), se muestran tanto los diagramas esquemáticos (a), 3D (b) y real (c) de los filtros de señal y el amplificador con sus componentes respectivamente, estos circuitos primeramente fueron montados en un protoboard para garantizar su funcionamiento.



(a) Diseño del circuito en ares proteus.



(b) Diseño esquemático 3D en ares proteus.



(c) Fotografía del circuito armada para el filtrado de la señal.
Figura 4.1 Diseño del circuito en sus cuatro presentaciones, a) esquemático, b) 3D y c) real.

4.1 Resultados de las pruebas realizadas para el funcionamiento del amplificador AD620.

Es este caso se montó el amplificador en un protoboard siguiendo la hoja de datos del AD620, como se muestra en anexo 7.4, y posteriormente se realizaron pruebas para demostrar que el amplificador funciona correctamente y que su función cumple con las necesidades de la investigación, a continuación se muestra el armado del amplificador y los instrumentos utilizados para las pruebas realizadas.



Figura 4.2 equipo utilizado para el registro de los datos.

Las pruebas que se realizaron fueron:

- ✚ a una ganancia de 10 veces el V_{in} .
- ✚ a una ganancia de 5 veces el V_{in} .
- ✚ a una ganancia de 2 veces el V_{in} .

Se realizaron las calibraciones del amplificador por medio de un divisor de potencia con una resistencia fija y una variable, además se utilizaron osciloscopios para la lectura de los datos y posteriormente se grabaron los datos en la computadora por medio del Daqbook 2000 y el programa Daqview.

4.1.1 Resultados del amplificador a una ganancia de dos veces el voltaje de entrada

Cuadro 4. 1 Resultados de la primera prueba del amplificador donde los voltajes variaron desde 10mv hasta 250mv.

NIVEL	VOLTAJE DE ENTRADA (MV)	VOLTAJE DE SALIDA (MV)	DESVIACIÓN ESTÁNDAR	GANANCIA
1	10.18	20.73	0.506	2.04
2	25.52	52.91	0.755	2.07
3	50.36	100.55	0.023	2.00
4	74.22	148.34	0.011	2.00
5	102.90	206.96	4.344	2.01
6	125.35	253.39	0.022	2.02
7	150.29	303.14	0.036	2.02
8	174.91	352.31	0.022	2.01
9	199.96	402.74	0.032	2.01
10	227.12	456.97	0.002	2.01
11	249.81	501.63	0.117	2.01

En el cuadro 4.2 se muestra el análisis de varianza de la línea de respuesta del amplificador AD620 mostrando una linealidad con una correlación del 100%, los cual nos indica que todos los valores de la salida del amplificador coinciden 100% con la ecuación de respuesta. En la fig. 4.3 se muestra en forma gráfica la ecuación de la línea ajustada donde la constante entre el voltaje de entrada y el

voltaje de salida es de 2.010.

Cuadro 4. 2 Análisis de varianza para el amplificador con una ganancia de dos veces.

Fuente	GL	SC	CM	F	P
Regresión	1	805500	805500	1008387.68	0.000
Error	31	25	1		
Total	32	805525			

GL- Grados de libertad, SC.- Suma de cuadrados, CM.- Cuadrado medio, F.- factor F, P.-Probabilidad

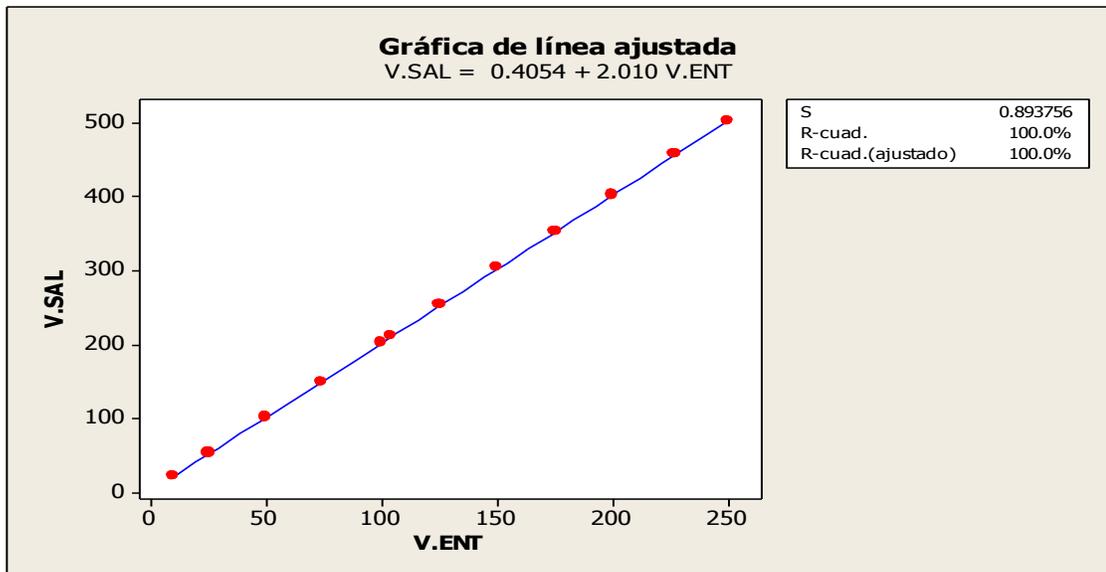


Figura 4. 3 curva de respuesta para el amplificador con una ganancia e dos veces.

4.1.2 Resultados del amplificador a una Ganancia de cinco veces el voltaje de entrada

Cuadro 4. 3 Resultados de la segunda prueba del amplificador donde los voltajes variaron desde 10mv hasta 250mv.

NIVEL	VOLTAJE DE ENTRADA (mV)	VOLTAJE DE SALIDA (mV)	DESVIACIÓN ESTÁNDAR	GANANCIA
1	25.72	115.16	0.024	4.48
2	49.94	233.54	4.423	4.68
3	74.80	359.13	0.089	4.80
4	101.82	498.35	0.043	4.89
5	125.20	616.45	0.027	4.92

6	149.79	739.93	0.013	4.94
7	175.17	868.76	0.146	4.96
8	201.50	1002.55	0.056	4.98
9	225.05	1116.91	0.008	4.96
10	253.94	1262.63	0.370	4.97

En el cuadro 4.4 se muestra el análisis de varianza de la línea de respuesta del amplificador AD620 mostrando una linealidad con una correlación del 100% lo cual nos indica que todos los valores de la salida del amplificador coinciden 100% con la ecuación de respuesta. En la fig 4.4 muestra en forma gráfica la ecuación de la línea ajustada donde la constante entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida es de 5.042.

Cuadro 4.4 Análisis de varianza para el amplificador con una ganancia de cinco veces

Fuente	GL	SC	CM	F	P
Regresión	1	3995772	3995772	896167.00	0.000
Error	28	125	4		
Total	29	3995897			

GL- Grados de libertad, SC.- Suma de cuadrados, CM.- Cuadrado medio, F.- factor F, P.-Probabilidad

El valor p (0.000), indica que los intervalos se superpone, lo que da crédito a la teoría de que las medias son estadísticamente distintas.

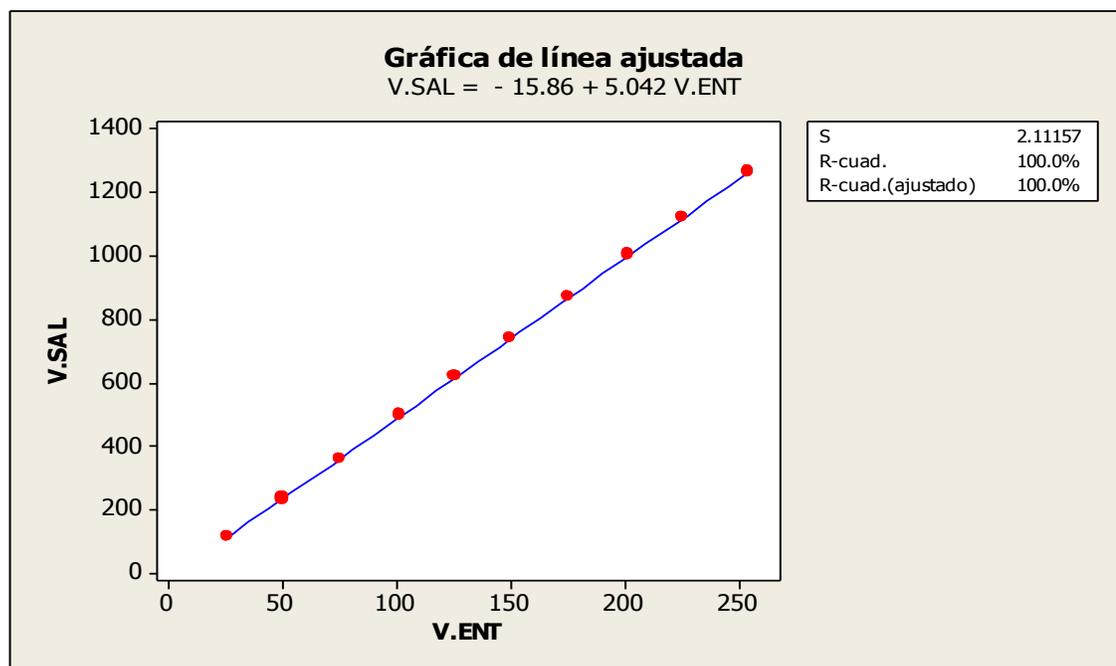


Figura 4.4 Curva de respuesta para el amplificador con una ganancia de cinco veces.

4.1.3 Resultados del amplificador a una ganancia de diez veces

Cuadro 4. 5 Resultados de la primer prueba del amplificador donde los voltajes variaron desde 10mv hasta 250mv.

NIVEL	VOLTAJE DE ENTRADA (mV)	VOLTAJE DE SALIDA (mV)	DESVIACIÓN ESTÁNDAR.	GANANCIA
1	10.05	104.95	0.018	10.45
2	20.04	206.66	0.169	10.31
3	30.07	311.09	0.846	10.34
4	39.31	404.89	1.279	10.30
5	50.34	517.85	3.755	10.29
6	100.90	1042.56	0.091	10.33
7	125.47	1293.42	0.273	10.31
8	148.28	1525.85	1.718	10.29
9	170.54	1756.77	0.758	10.30
10	207.70	2139.76	0.684	10.30
11	226.92	2336.78	3.516	10.30
12	249.86	2570.36	0.155	10.29

En el cuadro 4.6 se muestra el análisis de varianza de la línea de respuesta del amplificador AD620 mostrando una linealidad con una correlación del 100% los cual nos indica que todos los valores de la salida del amplificador coinciden 100% con la ecuación de respuesta. En la fig 4.5 muestra en forma gráfica la ecuación de la línea ajustada donde la constante entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida es de 10.29.

Cuadro 4. 6 Análisis de varianza para el amplificador con una ganancia de diez veces

Fuente	GL	SC	CM	F	P
Regresión	1	25721343	25721343	13567888.79	0.000
Error	34	64	2		
Total	35	25721408			

GL- Grados de libertad, SC.- Suma de cuadrados, CM.- Cuadrado medio, F.- factor F, P.-Probabilidad

El valor p (0.000), indica que los intervalos se superpone, lo que da crédito a la teoría de que las medias son estadísticamente distintas.

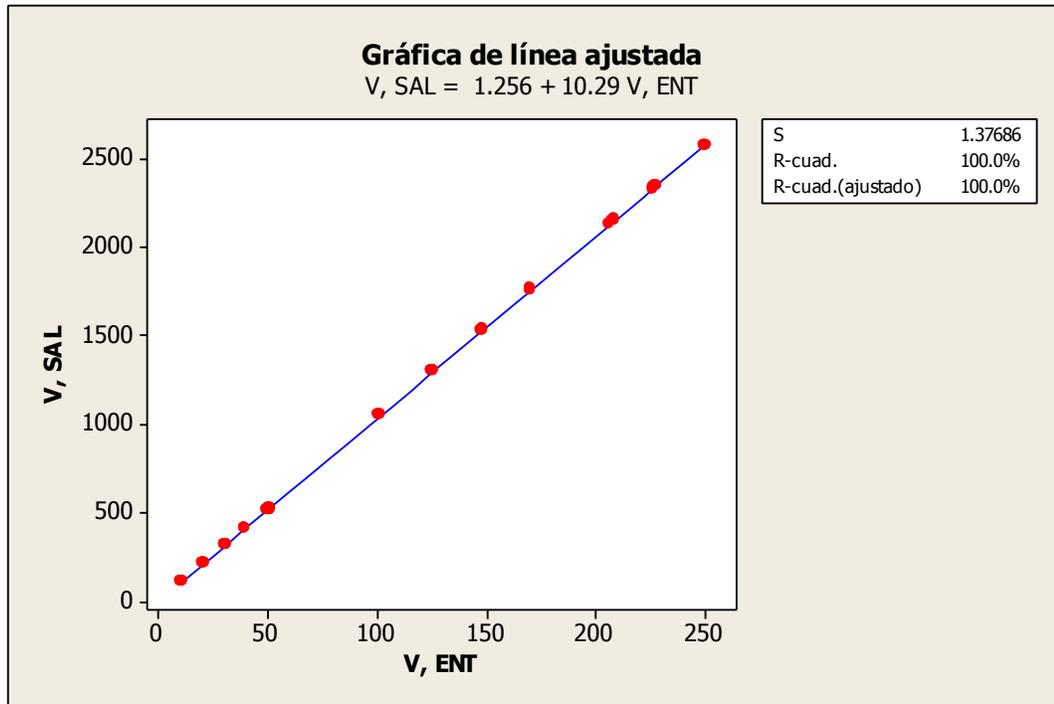


Figura 4.5 Curva de respuesta para el amplificador para una ganancia de diez.

4.1.4 Resultados del amplificador configurado como filtro.

Se probó el amplificador como filtro, con ayuda de dos resistencias, y dos capacitores conectados como se muestran en la figura 4.6

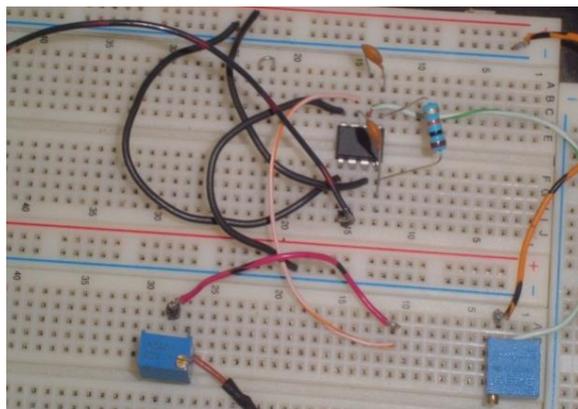


Figura 4.6 Conexión del amplificador AD620 como utilizado como filtro

A continuación se muestran los valores para la función del amplificador como filtro este filtro siguiendo la ecuación 3.2 de la metodología.

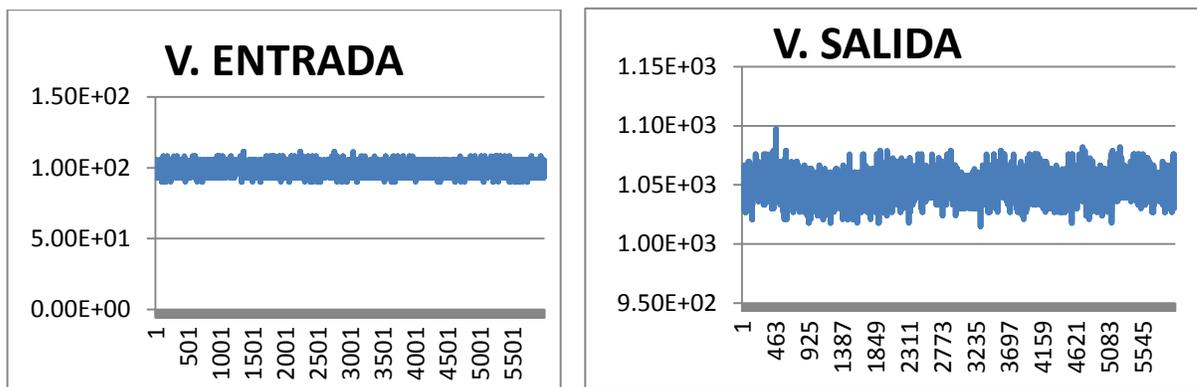
Cuadro 4. 7 resultados de la resistencia y capacitor a una frecuencia de 60hz

FRECUENCIA (HZ)	CAPACITOR (μ F)	RESISTENCIA (Ω)
60	0.000015	177.0

En el cuadro 4.8 se puede observar que la banda de ruido de entrada para el amplificador sin filtro fue de 21.26% a diferencia del amplificador con filtro cuyo porcentaje de ruido fue de 7.85%. En la fig. 4.7 se muestran las bandas de ruido empleando el circuito integrado AD620, como circuito de amplificación, y como circuito de amplificación con filtro.

Cuadro 4. 8 Valores del amplificador para determinar el el porcentaje de ruido que sale del filtro para una ganancia de 10.

	V. ENTRADA	%DE RUIDO	V. SALIDA	% DE RUIDO
MEDIA	100.47		1049.37	
V. MAX	111.39	21.26	1097.1	7.85
V. MIN	90.028		1014.7	



(a)

(b)

Figura 4. 7 La figura (a) muestra el voltaje de entrada la figura (b) muestra el voltaje de salida filtrado.

4.2 Resultados para la simulación de capacitancia y el amplificador AD620

Para las pruebas de humedad se realizó la calibración del amplificador AD620, empleando un voltaje de entrada de 50mv a 100mv generado por un puente de wheastone lo cual permitió ajustar la ganancia de voltaje más óptima 4 veces para variar la ganancia en función de los diferentes niveles de humedad desde 8% hasta 25%

4.2.1 Resultados de prueba de calibración del LM2907 y amplificador AD620

En el **(Cuadro 4.9)** se muestra la base de datos de calibración entre la ganancia del amplificador AD620 con diferentes voltajes de salida del puente de wheastone empleado para simular el voltaje de salida del circuito LM2907 producto de la humedad.

Cuadro 4. 9 Resultados de las pruebas para calibración empleando un puente de wheastone y el amplificador AD620 con ganancia de 4.3.

NIVEL	V.ENT (mv)	V.SAL (mv)	DESVIACION ESTANDAR	Ganancia
1	50.25	219.72	0.234	4.37
2	50.78	220.79	0.056	4.35
3	57.98	249.79	0.987	4.31
4	86.72	351.35	0.487	4.05
5	100.52	431.29	1.045	4.29
6	105.13	450.71	0.045	4.29

En el **(Cuadro 4.10)**, se muestra el análisis de varianza de la línea de respuesta del circuito AD620 versus voltaje de alimentación empleando un puente de wheastone. La ecuación de respuesta mostro una linealidad con una correlación del 99.2%, los cual nos indica que todos los valores de la salida del amplificador

coinciden 99.2% con la ecuación de respuesta. En la fig. 4.8, se muestra en forma gráfica la ecuación de la línea ajustada donde la constante entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida es de 4.152.

Cuadro 4. 10 Análisis de varianza para la prueba de calibración del amplificador AD620.

Fuente	GL	SC	CM	F	P
Regresión	1	3164.35	3164.35	599.23	0.000
Error	4	21.12	5.28		
Total	5	3185.47			

GL- Grados de libertad, SC.- Suma de cuadrados, CM.- Cuadrado medio, F.- factor F, P.-Probabilidad

El valor p (0.000), indica que los intervalos se superpone, lo que da crédito a la teoría de que las medias son estadísticamente distintas.

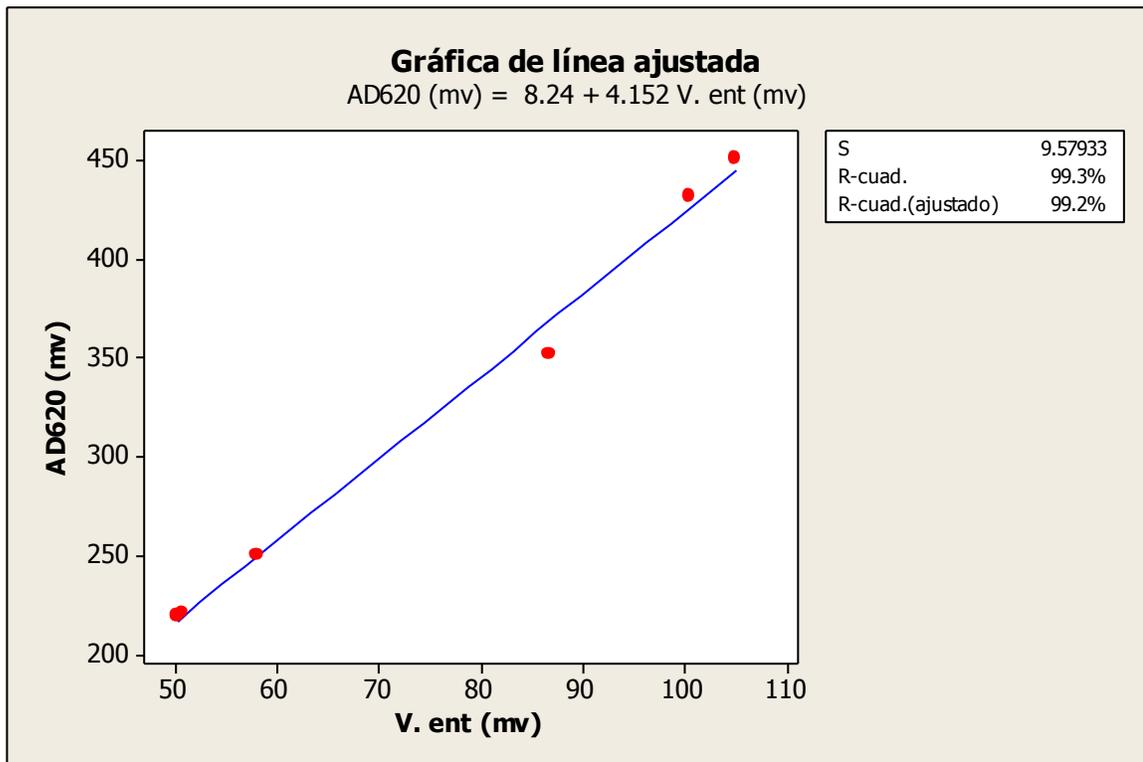


Figura 4. 8 Línea de respuesta respecto a la simulación de humedad y el amplificador AD620.

4.3 Resultados de pruebas realizadas en laboratorio para capacitancias.

Esta evaluación se realizó para conocer la línea de respuesta del integrado LM2907, con ayuda de capacitores con capacitancias conocidas se hicieron

arreglos en serie desde 0.024 μ f hasta 0.098 μ f, como se muestra en el (**Cuadro 4.11**).

Cuadro 4. 11 Resultados de las pruebas en laboratorio para capacitores.

NIVEL	CAPACITOR (Mf)	LM2907 (mv)v.sal
1	0.024	84.31
2	0.032	112.26
3	0.033	114.92
4	0.043	146.94
5	0.045	151.83
6	0.048	159.25
7	0.049	165.17
8	0.050	167.06
9	0.069	226.52
10	0.076	255.74
11	0.082	271.28
12	0.091	296.58
13	0.098	320.86

En el (**Cuadro 4.12**), se muestra el análisis de varianza de la línea de respuesta del circuito LM2907 mostrando una linealidad con una correlación del 99.9%, lo cual nos indica que todos los valores de la salida del LM2907 coinciden 99.9% con la ecuación de respuesta. En la fig. 4.8 muestra en forma gráfica la ecuación de la línea ajustada donde la constante entre el microfaradios de y el voltaje es de 3186.

Cuadro 4. 12 Análisis de varianza de respuesta de las pruebas realizadas en laboratorio para capacitores.

Fuente	GL	SC	CM	F	P
Regresión	1	68949.4	68949.4	16295.39	0.000
Error	11	46.5	4.2		
Total	12	68995.9			

GL- Grados de libertad, SC.- Suma de cuadrados, CM.- Cuadrado medio, F.- factor F, P.-Probabilidad

El valor p (0.000), indica que los intervalos se superpone, lo que da crédito a la teoría de que las medias son estadísticamente distintas.

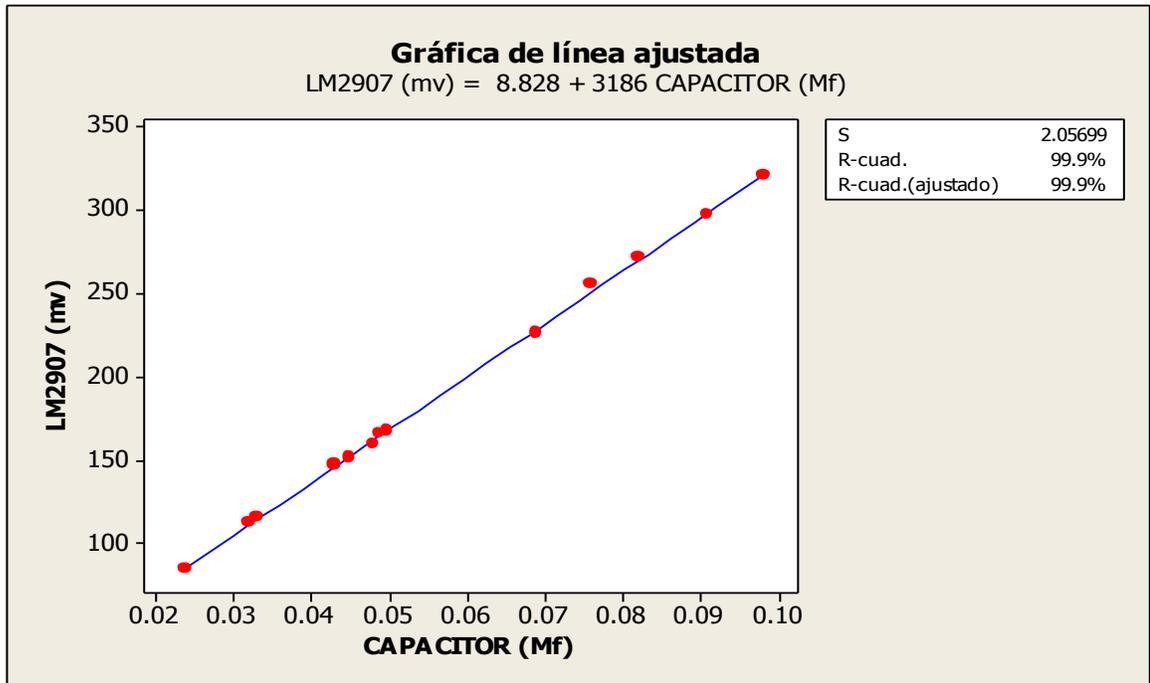


Figura 4.9 Línea de respuesta de las pruebas realizadas en laboratorio para capacitores.

4.4 Resultados del LM2907 con los filtros LM324, MF4CN-50 Y MF6CN-50 y amplificador AD620.

En fig. 4.10 se muestran los filtros LM324, MF4CN-50 y MF6CN-50 montados en un protoboard para la evaluación de calidad de respuesta de estos a diferentes niveles de humedad de suelo empleando el circuito integrado LM2907.

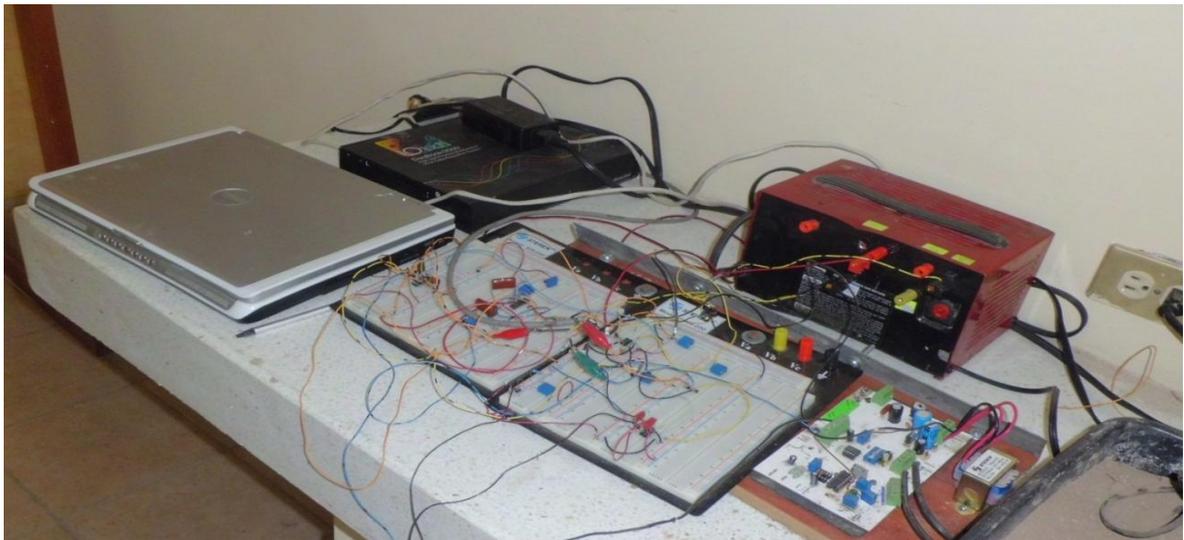


Figura 4. 10 Equipo utilizado para las pruebas con los filtros MF4CN-50, MF6CN-50 Y LM324

Con los resultados obtenidos del amplificador y la calibración del circuito LM2907 y con un funcionamiento óptimo de los mismos se procedió a pasar la señal obtenida del amplificador AD620 a los filtros MF4CN-50, MF6CN-50 Y LM324 para diferentes niveles de humedad y se obtuvieron los resultados siguientes.

4.4.1 Resultados del amplificador LM324 configurado como filtro

A continuación se muestran los resultados de la frecuencia de corte para este filtro LM324 siguiendo las ecuaciones (3.3) a (3.8) descritas en la metodología, para este filtro se utilizó el filtro tipo Bessel

F (dB): 60 Hz

C(μF): 0.0001

Cuadro 4. 13 Resultados del filtro LM324.

RESULTADOS						
FILTER TYPE	DAMPING	GAIN (A0)	CORRECTION (KLP)	R(K)	RI(K)	RF(K)
BESSEL	1.732	1.268	0.785	20822.77	197039.36	52806.55
BUTTERWORTH	1.414	1.586	2	53051.65	287166.94	168279.83
3DB						
CHEVYCHEV	0.766	2.234	1.39	36870.90	133500.13	164739.16

Cuadro 4. 14 Resultados de las pruebas del amplificador LM324 configurado como filtro.

NIVEL	VOLTAJE DE SALIDA LM324 (v)	HUMEDAD DEL SUELO (%)	DESVIACIÓN ESTÁNDAR
1	1.31	8.72	0.028
2	1.33	9.00	0.014
3	1.92	16.30	0.022
4	2.05	22.43	0.012
5	2.08	25.89	0.019

En el (Cuadro 4.15) se muestra el análisis de varianza de la línea de respuesta

del filtro LM324 mostrando una linealidad con una correlación del 85.4% los cual nos indica que todos los valores de la salida del LM324 coinciden 85.4% con la ecuación de respuesta. En la fig. 4.11 muestra en forma gráfica la ecuación de la línea ajustada donde la constante entre el voltaje del LM324 y la humedad es de 0.04903.

Cuadro 4. 15 Análisis de varianza para la prueba del amplificador LM324 configurado como filtro.

Fuente	GL	SC	CM	F	P
Regresión	1	1.73197	1.73197	82.95	0.000
Error	13	0.27145	0.02088		
Total	14	2.00342			

GL- Grados de libertad, SC.- Suma de cuadrados, CM.- Cuadrado medio, F.- factor F, P.-Probabilidad

El valor p (0.000), indica que los intervalos se superpone, lo que da crédito a la teoría de que las medias son estadísticamente distintas.

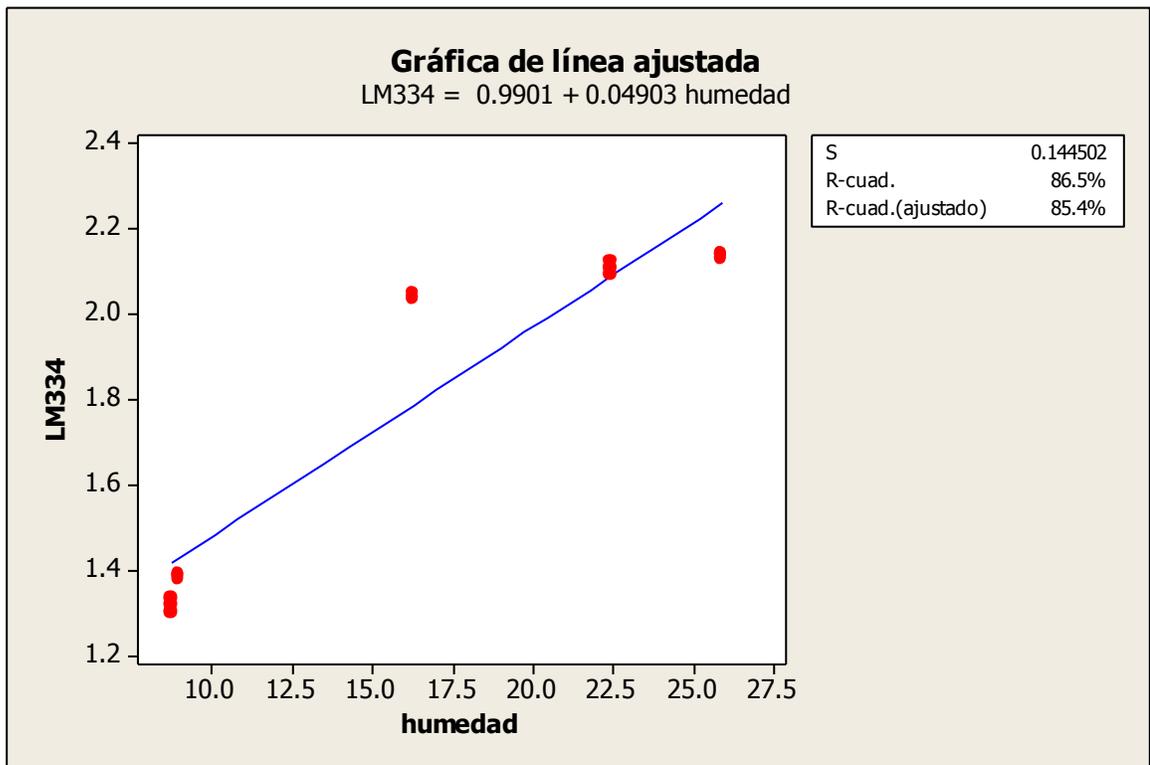


Figura 4. 11 Línea de respuesta de las pruebas del amplificador LM324 como filtro.

4.4.2 Resultados del filtro MF6CN-50

A continuación se muestran los resultados de la frecuencia de corte para este filtro siguiendo las ecuaciones (3.9) a (3.17) descritas en la metodología.

$$F_c = 19.22517Khz$$

Cuadro 4. 16 Resultado del filtro MF6CN-50

NIVEL	VOLTAJE DE SALIDA LM324 (v)	HUMEDAD DEL SUELO (%)	DESVIACIÓN ESTÁNDAR
1	1.20	8.72	0.0167
2	1.26	9	0.0039
3	1.90	16.3	0.0068
4	1.97	22.43	0.0154
5	2.00	25.89	0.0032

En el (Cuadro 4.17) se muestra el análisis de varianza de la línea de respuesta del filtro MF6CN-50 mostrando una linealidad con una correlación del 90.2%, lo cual nos indica que todos los valores de la salida del amplificador coinciden 90.2 % con la ecuación de respuesta. En la fig. 4.12 se muestra en forma gráfica la ecuación de la línea ajustada donde la constante entre el voltaje del MF6CN y la humedad es de 0.04718.

Cuadro 4. 17 Análisis de varianza para el filtro MF6CN-50

Fuente	GL	SC	CM	F	P
Regresión	1	1.60352	1.60352	129.81	0.000
Error	13	0.16058	0.01235		
Total	14	1.76410			

GL- Grados de libertad, SC.- Suma de cuadrados, CM.- Cuadrado medio, F.- factor F, P.-Probabilidad

El valor p (0.000), indica que los intervalos se superpone, lo que da crédito a la teoría de que las medias son estadísticamente distintas.

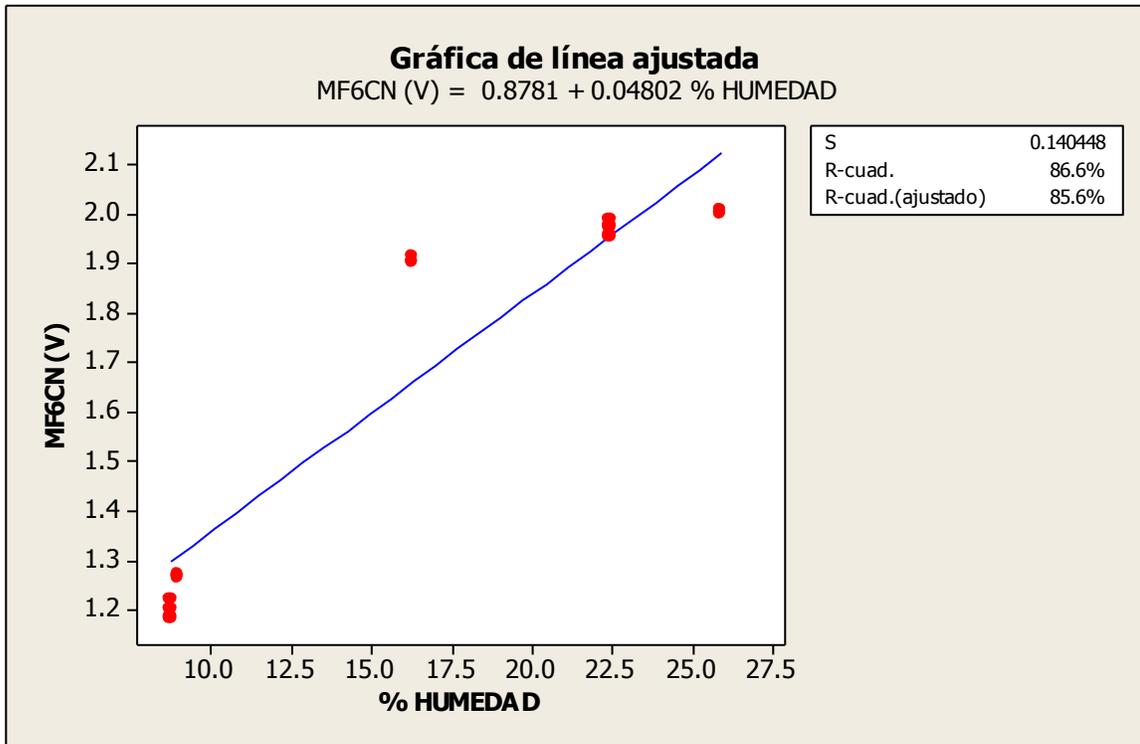


Figura 4. 12 Línea de respuesta del filtro MF6CN-50

4.4.3 Resultados para el filtro MF4CN-50

A continuación se muestran los resultados de la frecuencia de corte para este filtro siguiendo las ecuaciones (3.9) a(3.17) descritas en la metodología.

$$F_c = 19.22517Khz$$

Cuadro 4. 18Resultados de las pruebas para el filtro MF4CN-50.

NIVEL	VOLTAJE DE SALIDA LM324 (v)	HUMEDAD DEL SUELO (%)	DESVIACIÓN ESTÁNDAR
1	1.31	8.72	0.0163
2	1.39	9	0.0041
3	2.04	16.3	0.0070
4	2.10	22.43	0.0161
5	2.14	25.89	0.0044

En el **(Cuadro 4.19)** se muestra el análisis de varianza de la línea de respuesta del filtro MF4CN-50 mostrando una linealidad con una correlación del 85.6% lo cual nos indica que todos los valores de la salida del amplificador coinciden 85.6% con la ecuación de respuesta. En la fig. 4.13 muestra en forma gráfica la ecuación de la línea ajustada donde la constante entre el voltaje del MF4CN y la humedad es de 0.04718.

Cuadro 4. 19 Análisis de varianza para el filtro MF4CN-50

Fuente	GL	SC	CM	F	P
Regresión	1	1.66155	1.66155	84.23	0.000
Error	13	0.25643	0.01973		
Total	14	1.91798			

GL- Grados de libertad, SC.- Suma de cuadrados, CM.- Cuadrado medio, F.- factor F, P.-Probabilidad

El valor p (0.000), indica que los intervalos se superpone, lo que da crédito a la teoría de que las medias son estadísticamente distintas.

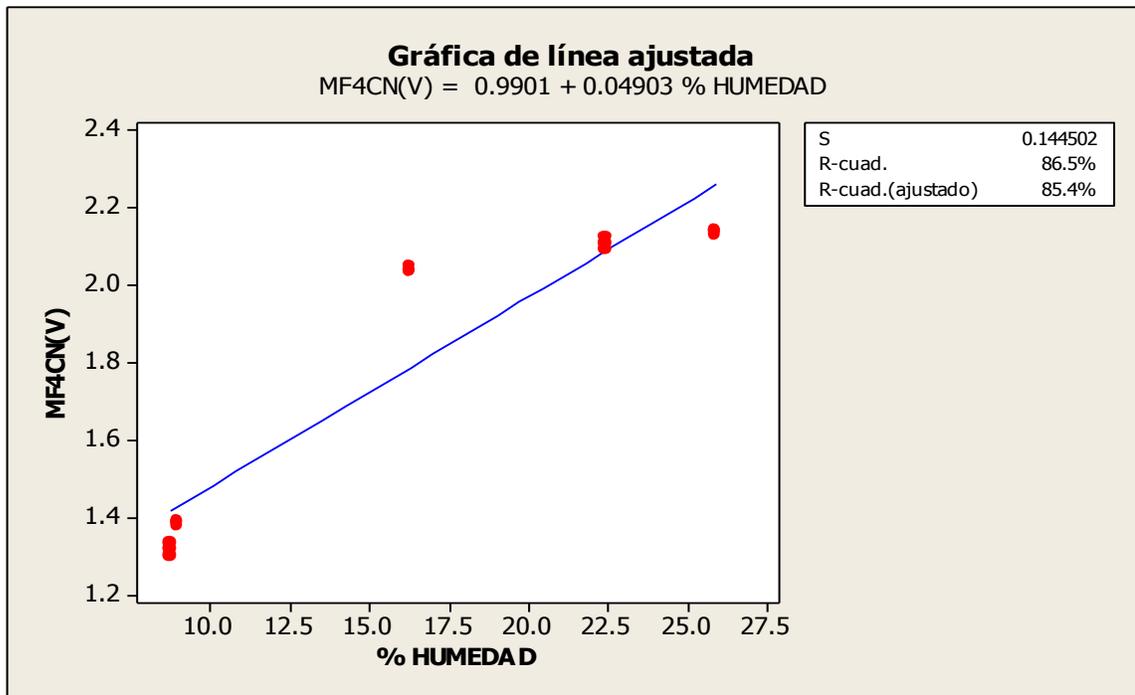


Figura 4. 13 Línea de respuesta del filtro MF4CN-50

4.5 Resultados de la rectificación de la señal de los filtros con distintos % de humedad

El (Cuadro 4.20) se muestra un resumen de los resultados obtenidos durante la evaluación a una humedad de 8.72%. La primera señal es de la salida de voltaje del circuito LM2907 antes de filtrado, y en esta se muestra un porcentaje de ruido de 24%, la segunda señal es la del amplificador funcionando como filtro con un porcentaje de ruido de 14%, al pasar por los filtro tenemos que para el MF4CN-50 con un porcentaje de ruido de 4%, para el MF6CN-50 con un porcentaje de ruido de 7%, y para el LM324 un porcentaje de ruido de 53%.

Cuadro 4. 20 Resultados de rectificación de señal para para un porcentajes de humedad de 8.72%.

CIRCUITO INT.	V MIN	V MAX	MEDIA	DIFERENCIA	PORCENTAJE	% RUIDO	% HUMEDAD
LM2907	0.547	0.702	0.644	0.155	0.24	24	8.72
AD620	0.913	1.1	1.3	0.19	0.14	14	
MF4CN	1.33	1.38	1.304	0.05	0.04	4	
MF6CN	1.1	1.18	1.184	0.08	0.07	7	
LM324*	1.15	1.83	1.29	0.68	0.53	53	

En la fig. 4.14 se muestran gráficamente las salidas de las señales contenidas en el (Cuadro 4.20), se observa el comportamiento de cada uno de los circuitos utilizados, en este caso tenemos que el MF4CN es el que tiene una mejor banda de filtrado. El circuito LM324 no se muestra gráficamente, ya que el resultado de ruido que arrojo es muy elevado y no tiene una linealidad continua.

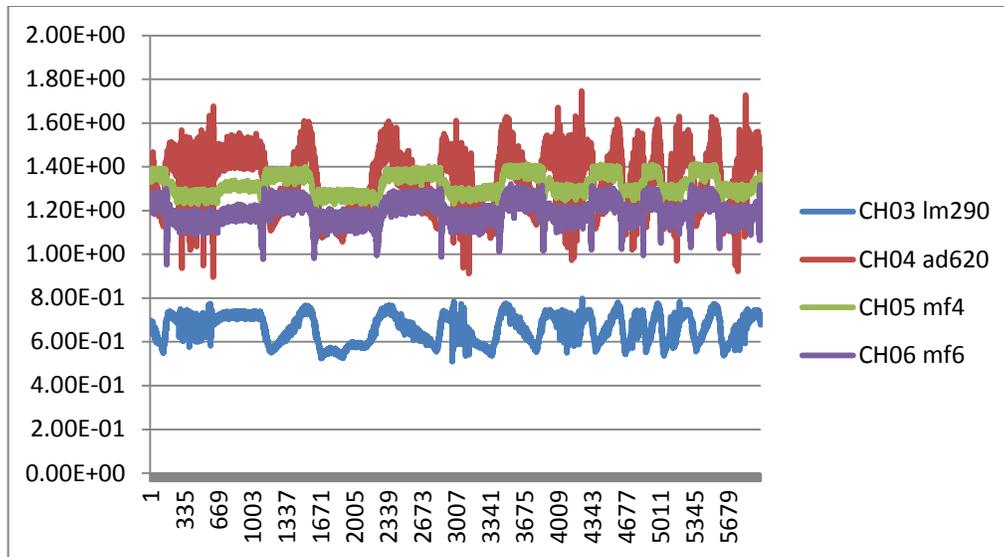


Figura 4. 14 Líneas de resultados de los circuitos evaluados a una humedad de 8.72%

El (**Cuadro 4.21**) se muestra un resumen de los resultados obtenidos durante la evaluación a una humedad de 9.0%. La primera señal es de la salida de voltaje del circuito LM2907 antes de filtrado, y en esta se muestra un porcentaje de ruido de 37%, la segunda señal es la del amplificador funcionando como filtro con un porcentaje de ruido de 13%, al pasar por los filtro tenemos que para el MF4CN-50 con un porcentaje de ruido de 2%, para el MFcn-50 con un porcentaje de ruido de 7%, y para el LM324 un porcentaje de ruido de 44%

En la fig. 4.15 se muestran gráficamente las salidas de las señales contenidas en el (**Cuadro 4.21**) se observa el comportamiento de cada uno de los circuitos utilizados, en este caso tenemos que el MF4CN es el que tiene una mejor banda de filtrado. El circuito LM324 no se muestra gráficamente ya que el resultado que arrojo de ruido es muy elevado y no tiene una linealidad continua.

Cuadro 4. 21 Resultados de rectificación de señal para para un porcentaje de humedad del 9%

CIRCUITO INT.	V MIN	V MAX	MEDIA	DIFERENCIA	PORCENTAJE	% RUIDO	% HUMEDAD
LM2907	0.558	0.81	0.676	0.252	0.37	37	9
AD620	1.23	1.41	1.364	0.18	0.13	13	

MF4CN	1.31	1.34	1.381	0.03	0.02	2
MF6CN	1.25	1.34	1.263	0.09	0.07	7
LM324*	1.01	1.6	1.354	0.59	0.44	44

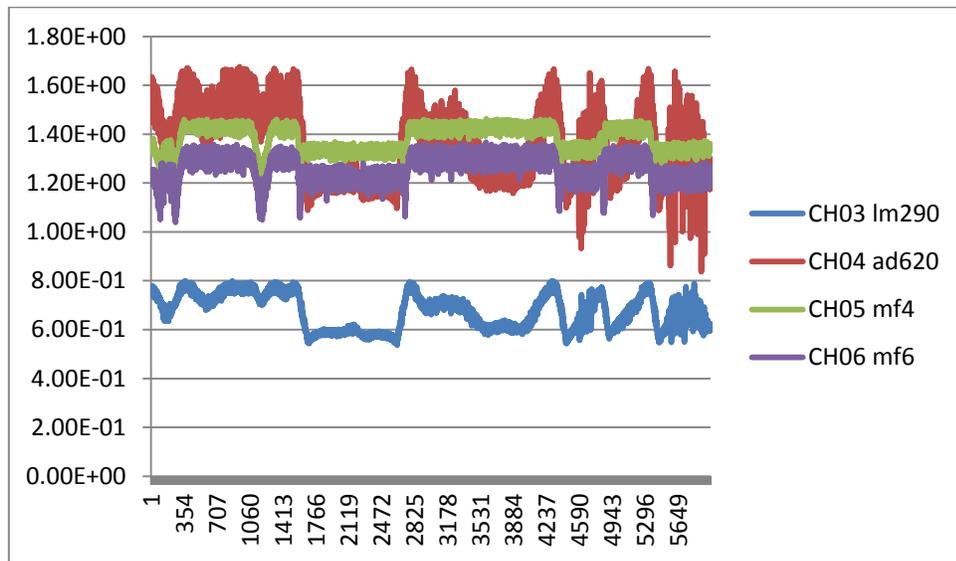


Figura 4. 15 Líneas de resultados de los circuitos evaluados a una humedad de 9%.

El (**Cuadro 4.22**) se muestra un resumen de los resultados obtenidos durante la evaluación a una humedad de 16.30%. La primera señal es de la salida de voltaje del circuito LM2907 antes de filtrado, y en esta se muestra un porcentaje de ruido de 12%, la segunda señal es la del amplificador funcionando como filtro con un porcentaje de ruido de 11%, al pasar por los filtro tenemos que para el MF4CN-50 con un porcentaje de ruido de 4%, para el MF6CN-50 con un porcentaje de ruido de 5%, y para el LM324 un porcentaje de ruido de 29%

En la fig. 4.16 se muestran gráficamente las salidas de las señales contenidas en el (**Cuadro 4.22**) donde se observa el comportamiento de cada uno de los circuitos utilizados, en este caso tenemos que el MF4CN es el que tiene una mejor banda de filtrado. El circuito LM324 no se muestra gráficamente ya que el resultado de ruido que arrojo es muy elevado y no tiene una linealidad continua.

Cuadro 4. 22 Resultados de rectificación de señal para para un porcentajes de humedad del 16.30%

CIRCUITO INT.	V MIN	V MAX	MEDIA	DIFERENCIA	PORCENTAJE	% DE RUIDO	% HUMEDAD
LM2907	0.8	0.91	0.949	0.11	0.11	12	16.3
AD620	1.6	1.8	1.896	0.2	0.11	11	
MF4CN	2.01	2.1	2.048	0.09	0.04	4	
MF6CN	1.86	1.95	1.912	0.09	0.05	5	
LM324*	1.36	1.91	1.899	0.55	0.29	29	

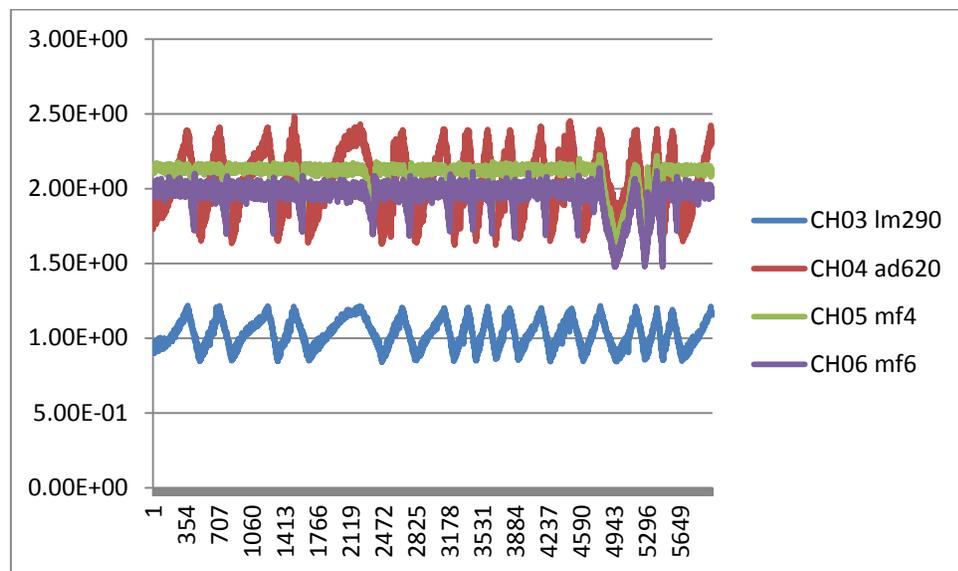


Figura 4. 16 Líneas de resultados de los circuitos evaluados a una humedad de 16.30%

El (**Cuadro 4.23**) se muestra un resumen de los resultados obtenidos durante la evaluación a una humedad de 22.43%. La primera señal es de la salida de voltaje del circuito LM2907 antes de filtrado, y en esta se muestra un porcentaje de ruido de 26%, la segunda señal es la del amplificador funcionando como filtro con un porcentaje de ruido de 25%, al pasar por los filtro tenemos que para el MF4CN-50 con un porcentaje de ruido de 2%, para el MF6CN-50 con un porcentaje de ruido de 5%, y para el LM324 un porcentaje de ruido de 46%

En la fig. 4.17 se muestran gráficamente las salidas de las señales contenidas en el (**Cuadro4.23**), se observa el comportamiento de cada uno de los circuitos

utilizados, en este caso tenemos que el MF4CN es el que tiene una mejor banda de filtrado. El circuito LM324 no se muestra gráficamente ya que el resultado que arroja de ruido es muy elevado y no tiene una linealidad continua.

Cuadro 4. 23 Resultados de rectificación de señal para un porcentaje de humedad del 22.43%

CIRCUITO INT.	V MIN	V MAX	MEDIA	DIFERENCIA	PORCENTAJE	% DE RUIDO	% HUMEDAD
LM2907	0.912	1.18	1.019	0.268	0.26	26	22.43
AD620	1.7	2.2	2.033	0.5	0.25	25	
MF4CN	2.11	2.15	2.12	0.04	0.02	2	
MF6CN	1.95	2.04	1.984	0.09	0.05	5	
LM324*	1.89	2.82	2.038	0.93	0.45	46	

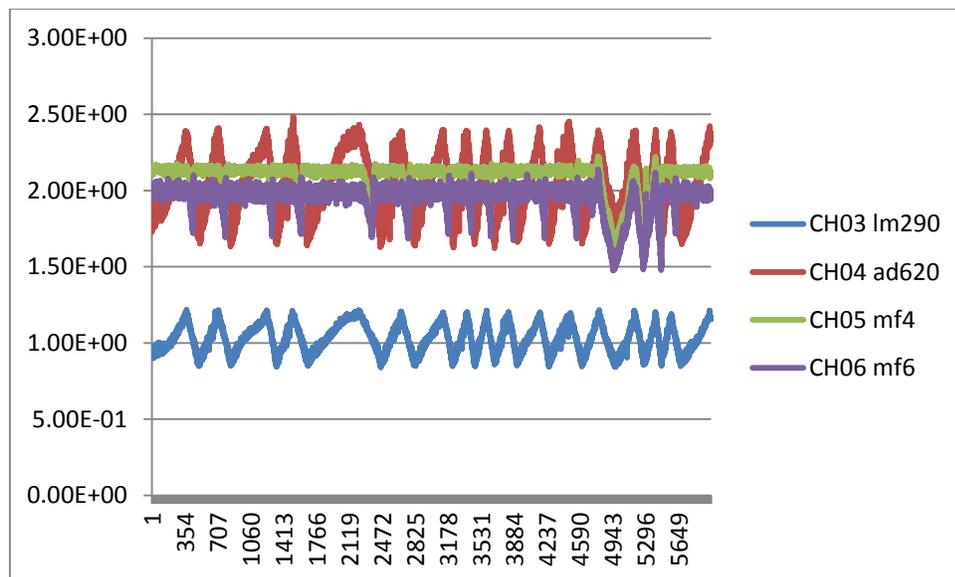


Figura 4. 17 Líneas de resultados de los circuitos evaluados a una humedad de 22.43%

El (**Cuadro 4.24**) se muestra un resumen de los resultados obtenidos durante la evaluación a una humedad de 25.89%. La primera señal es de la salida de voltaje del circuito LM2907 antes de filtrado, y en esta se muestra un porcentaje de ruido de 33%, la segunda señal es la del amplificador funcionando como filtro con un porcentaje de ruido de 23%, al pasar por los filtro tenemos que para el MF4C-50

con un porcentaje de ruido de 4%, para el MFcn-50 con un porcentaje de ruido de 3%, y para el LM324 un porcentaje de ruido de 44%

En la fig. 4.18 se muestran gráficamente las salidas de las señales contenidas en el (Cuadro 4.24), se observa el comportamiento de cada uno de los circuitos utilizados, en este caso tenemos que el MF4CN es el que tiene una mejor banda de filtrado. El circuito LM324 no se muestra gráficamente ya que el resultado que arroja de ruido es muy elevado y no tiene una linealidad continua.

Cuadro 4. 24 Resultados de rectificación de señal para para un porcentajes de humedad del 25.89%.

CIRCUITO INT.	V MIN	V MAX	MEDIA	DIFERENCIA	PORCENTAJE	% DE RUIDO	% HUMEDAD
LM2907	0.855	1.2	1.052	0.345	0.32	33	25.89
AD620	2.08	2.57	2.098	0.49	0.23	23	
MF4CN	2.1	2.19	2.131	0.09	0.04	4	
MF6CN	1.97	2.02	1.998	0.05	0.02	3	
LM324*	1.39	2.31	2.104	0.92	0.43	44	

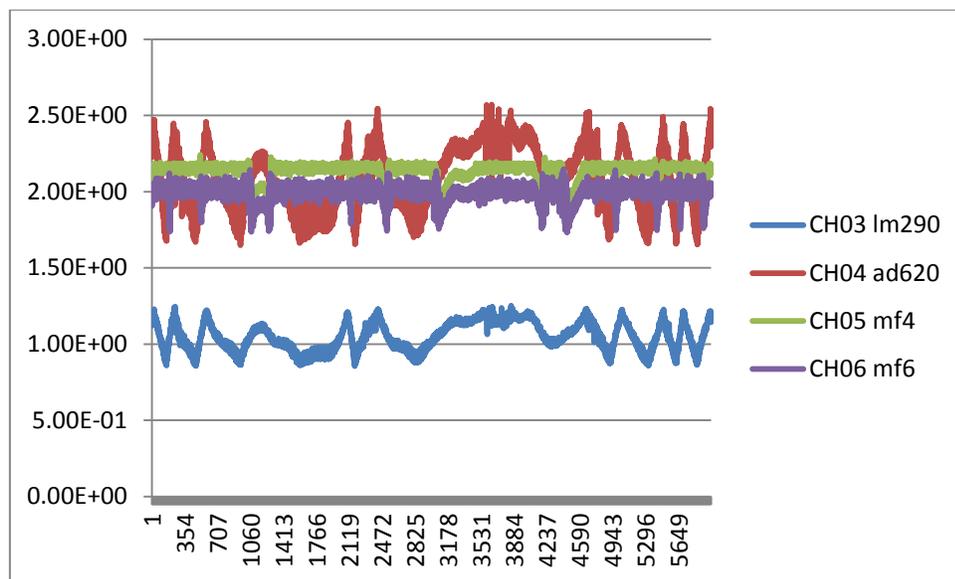


Figura 4. 18 Líneas de resultados de los circuitos evaluados a una humedad de 25.89%.

Cuadro 4. 25 Valores medios de voltaje, % de ruido y %humedad

CIRCUITO INT.	media volt (v)	media ruido (%)	media humedad. (%)
LM2907	0.868	26.4	16.468
AD620	1.7382	17.2	
MF4CN	1.7968	3.2	
MF6CN	1.6682	5.4	
LM324*	1.737	43.2	

V. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 Conclusiones

- ✚ La linealidad del amplificador AD620 presenta una línea de respuesta con un coeficiente de correlación del 100% lo cual nos indica que es un componente adecuado para amplificar la señal de humedad en el suelo.
- ✚ La respuesta del circuito integrado LM2907 para medir capacitancia presenta una línea de respuesta con un coeficiente de correlación del 99.9% en un rango de $0.024\mu\text{F}$ a $0.098\mu\text{F}$.
- ✚ Las ecuaciones de respuesta de voltaje humedad empleando el LM2907 en combinación con los cuatro filtros empleados tienen el mismo coeficiente de correlación del 85.4%.
- ✚ El nivel de ruido generado por diferentes combinaciones LM2907 con los cuatro filtros en un rango de humedad de 8% a 25% va desde AD620 17.2% LM324 43.2% MF4CN-50 3.2% MF6CN-50 5.4%, lo cual indica que la combinación del LM2907 y el MF4CN-50 fue el que tuvo menor nivel de ruido.
- ✚ El filtro MF4CN-50 fue el que presentó una respuesta lineal a partir del 16% de humedad a diferencia de las otras combinaciones de filtros que presentaron fluctuaciones para todo el transecto de humedad evaluada.

5.2 Recomendaciones

- ✚ Incorporar en la entrada del voltaje al amplificador un diodo rectificador para eliminar las fluctuaciones de señal a bajas humedades en el anexo 7.1 se muestra el circuito recomendado.
- ✚ Para determinar tanto humedad como conductividad eléctrica se recomienda implementar un circuito con un puente de wheastone donde uno de los extremos del divisor de potencia se dirija a un capacitor construido con humedad conocida y el segundo divisor de potencia vaya al terreno a evaluar, el circuito recomendado se muestra en la siguiente figura.

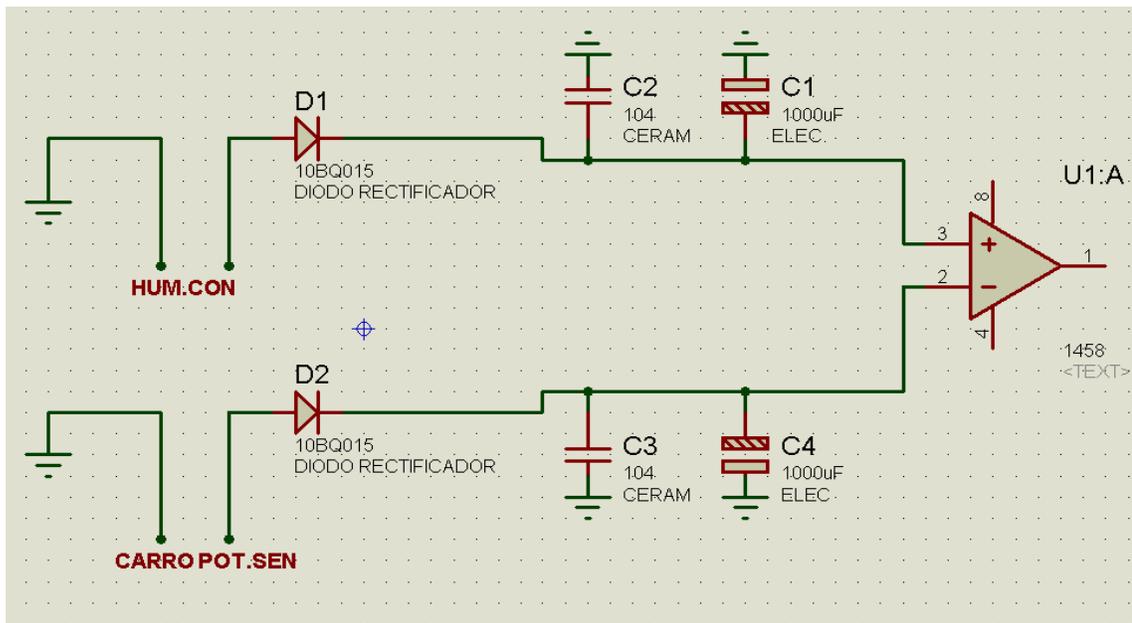


Figura 5. 1 Circuito modificado para determinar la permisividad eléctrica

VI. LITERATURA CITADA

- ✚ Adriaanse, A. 1993. Environmental Policy Performance Indicators. A Study on the Development of Indicators for Environmental Policy in the Netherlands. SduUitgeverijKoninginnergrach, The Netherlands.
- ✚ Arshad, M.A. y Coen, G.M. 1992. Characterization of soil quality: Physical and chemical criteria. American J. of Alternative Agriculture 7: 25-31.
- ✚ Astier, C.M., Mass-Moreno, M. y Etchevers, B.J. 2002. Derivación de indicadores de calidad de suelo en el contexto de la agricultura sustentable. Agrociencia 36: 605-620.
- ✚ Bolstad, P. (2005) GIS Fundamentals: A first text on Geographic Information Systems, Second Edition. White Bear Lake, MN: Eider Press, 543 pp.
- ✚ Bongiovanni, R.; Mantovani, E. C.; Best,S.; Roel, A (Ed.). 2006. Agricultura de precisión: integrando conocimientos para una agricultura moderna y sustentable, PROCISUR, Montevideo, URUGAY.
- ✚ Budd, W.W. 1992. WHAT CAPACITY THE LAND? J. SOIL WATER CONSERVATION. 47: 28-31. The Soil and Water Conservation Society.
- ✚ Buol, S. W. 1995. SUSTAINABILITY OF SOIL USE. ANNUAL REVIEW OF ECOLOGY AND SYSTEMATIC 26:25-44.

- ✚ Cancha Queshuayllo Wilbert Rene 2005 Tesis diseño y ejecución de una puesta a tierra de baja resistencia, licenciado en física de la universidad nacional mayor de san marcos Lima, Peru

- ✚ Calderón Sáenz Felipe 2000 Medición de la Humedad en Cultivos Hidropónicos de Maíz; F. Calderón; Bogotá D.C., Colombia S.A.

- ✚ Calderón Sáenz Felipe 2000 Seguimiento a sensores de Humedad Finca Ipanema; F. Calderón; Dr. Calderón Laboratorios Ltda. Avda. 13 No. 87-81 Bogotá D.C., Colombia S.A.

- ✚ Calderón Sáenz Felipe 2001 Control de humedad en cultivos de clavel mediante el uso de Sensores Eléctricos; F. Calderón; Dr. Calderón Laboratorios Ltda. Avda. 13 No. 87-81 Bogotá D.C., Colombia S.A.

- ✚ Calderón Sáenz Felipe 2002 Evaluación de diferentes métodos para determinar la Humedad del sustrato en un cultivo Hidropónico de Clavel en la sabana de Bogotá (Finca Guacarí) mediante la utilización de tres sistemas de medición y cinco subsistemas de riego. F. Calderón y col. Dpto. Técnico Dr. Calderon Laboratorios Ltda.

- ✚ Calderón Sáenz Felipe 2002, la conductividad eléctrica y la conductividad eléctrica a granel del suelo como base para la medición de humedad. Calderon laboratorios.

- ✚ Calderón Sáenz Felipe 2005, Manual de operación y garantía de un medidor de humedad, Calderón; Bogotá D.C., Colombia S.A.

- ✚ Camacho M. Victoria, 2009 Programa de Ingeniería de la Producción Agropecuaria, Universidad Nacional Experimental Sur del Lago-Venezuela.
- ✚ Carter, M.R., Gregorich, E.G., Anderson, D.W., Doran, J.W., Janzen, H.H. y Pierce, F.J. 1997. Concepts of soil quality and their significance. En Soil quality for crop production and ecosystem health
- ✚ Corwin, D.L. and J.D. Rhoades:1981 << Determining soil electrical conductivity using an inductive electromagnetic soil conductivity meter>>, Soil Sci. Soc. Amer.J., 45:255260.
- ✚ Coughlin, Robert F. Driscoll, Frederick F. 1993. Amplificadores operacionales y circuitos integrados, primera edición, Prentice-Hall, México D.F.
- ✚ Dávila Rene , 2010 LA AGRICULTURA DE PRECISIÓN, LA INNOVACIÓN EN EL CAMPO, journalmex, México, México.
- ✚ Doran, J.W. y Parkin, B.T. 1994. Defining Soil Quality for a Sustainable Environment. Soil Science Society of America, Inc. Special Publication. Number 35. Madison, Wisconsin, USA.
- ✚ Dumanski, J., Gameda, S. y Pieri, C. 1998. Indicators of land quality and sustainable land management. The World Bank, Washington DC, USA.
- ✚ Durán Altisent José M, Moratiel Yugueros Rubén. 2013 LA CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA AL SERVICIO DE LA AGRICULTURA Y DE LOS CÉSPEDES DEPORTIVOS Escuela Técnica Superior de Ingenieros Agrónomos Universidad Politécnica de Madrid.

- ✚ FAO 2009, Mas de 60 años de cooperación. 1945 – 2009 AGROANALISIS AC, México, México.
- ✚ Goodland, R. y H. Daly. 1996. Environmental sustainability: universal and non-negotiable. Ecological Applications 6:1002-1017.
- ✚ Gregorich, E.G. y Carter, M. 1983. Soil Sampling and Methods of Analysis Second Edition, CRC Press. USA.
- ✚ Gregorich, E.G., Carter, M.R., Angers, D.A., Monreal, C.M. y Ellert, B.H. 1994. Towards a minimum data set to asses soil organic matter quality in agricultural soils. Canadian J. of Soil Science 74: 367-386.
- ✚ Haynes, M. W. (2012), HANDBOOK OF CHEMINISTRY AND PHYSICS, CRC Press. USA.
- ✚ Hünнемeyer, J.A., De Camino, R. y Müller, S. 1997. Análisis del desarrollo sostenible en centroamérica: Indicadores para la agricultura y los recursos naturales. IICA/GTZ. San José, Costa Rica.
- ✚ Jesiotr Valeria, Ezequiel Bernatene, Emilio Winograd. 2005, Filtros pasivos y activos Laboratorio de electrónica, Departamento de Física, FCEyN, UBA.
- ✚ Johnson D.E. Johnson J.R., Moore H.P., 1980 libro de filtros activos, Prentice hall, 4ª edición México D.F.
- ✚ Karlen, D.L., Mausbach, M.J., Doran, J.W., Cline, R.G., Harris, R.F. y Schuman, G.E. 1997. Soil quality: a concept, definition and framework for evaluation. Soi Science Society of America J. 61: 4-10.

- ✚ Larson, W.E. y Pierce, F.J. 1991. Conservation and Enhancement of Soil Quality. In Evaluation for sustainable land management in the developing world. En Proc. of the Int. Work-shop on Evaluation for Sustainable Land Management in the Developing World, Chiang Rai. pp. 175-203. 15-21 Sept. 1991. Int. Board of Soil Res. and Manage., Bangkok, Thailand.

- ✚ Lowdermilk, W.C. 1953. Conquest of the Land Through Seven Thousand Years. Agriculture Information Bulletin N° 99, USDA, Soil Conservation Service, Washington, D.C.

- ✚ Magán, M.A. Domene, R. Ordiales, S. Vidal 2002 Self Balance Impedance Bridge, un método alternativo al TDR para la determinación de la humedad edáfica

- ✚ Moreno, Asunción 2009 Señales y Sistemas I Filtros, Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones Universitat Politècnica de Catalunya (UPC). Barcelona España.

- ✚ MONROY MALDONADO EDIALBERTO, GONZALEZ GARCIA PEDRO DE JESUS (2009) EN <http://filtrosbessel.blogspot.mx/> 06-DIC-2009

- ✚ Parr, J.F., Papendick, R.I., Hornick, S.B. y Meyer, R.E. 1992. Soil quality: attributes and relationships to alternative and sustainable agriculture. American J. of Alternative Agriculture 7: 5-11.

- ✚ Regalado, C.M., A. Ritter y R.M. Rodríguez-González.2007. Performance of the commercial WET capacitance sensor as compared with Time Domain Reflectometry in volcanic soils. Vadose Zone J. 6: 244 - 254.

- ✚ Romig, D.E., Garlynd, M.J., Harris, R.F. y McSweeney, K. 1995. How farmers assess soil health and quality. *J. Soil Water Conservation* 50: 229-236.

- ✚ Roth, K., Schulin, R., Flühler, H. and Attinger, W. 1990. Calibration of Time Domain Reflectometry for water content measurement using a composite dielectric approach. *Water Resources Research* 26: 2267-2273.

- ✚ Simon R., Whinnery J.R. y Van Duzer T. 1974. *Campos y Ondas. Aplicación a las comunicaciones electrónicas*. Ediciones Pirámide S.A. Cap. 6. Pp. 344-347.

- ✚ Singer, M.J. y Ewing, S. 2000. Soil Quality. En *Handbook of Soil Science*. Chapter 11 (ed. Sumner, M. E.), 271-298, CRC Press, Boca Raton, Florida.

- ✚ Sojka, R.E y Upchurch, D.R. 1999. Reservations Regarding the Soil Quality Concept. *Soil Science Society of America J.* 63: 1039-54.

- ✚ SQI-Soil Quality Institute. 1996. *Indicators for Soil Quality Evaluation*. USDA Natural Resources Conservation Service.

- ✚ USDA Natural Resources Conservation Service (1991) NRCS, USDA, and the National Soil Tilth Laboratory, Agricultural Research Service. USA.

http://es.wikipedia.org/wiki/Sistema_de_Informaci%C3%B3n_Geogr%C3%A1fica.

<http://www.agroplan.com.co/AgriculturadePrecisionBasico.pdf>

<http://webiica.iica.ac.cr/bibliotecas/repiica/B0483e/B0483e.pdf>.Bongiovanni, R.;

http://www.deere.com/es_ES/agriculture/ams/yield_mapping.html

<http://usuarios.lycos.es/zandoli/web3/Capacidad%20de%20intercambio%20catonico.html>

<http://www.soildoctor.com/Abrate.PDF>

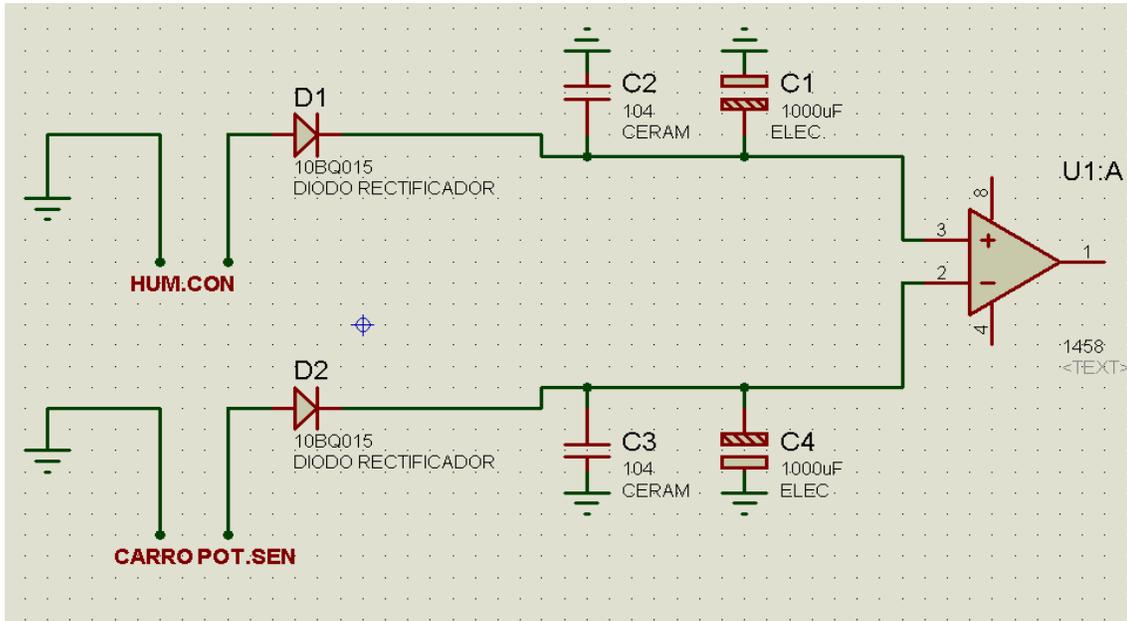
<http://www.manualdelombricultura.com/wwwboard/messages/9695.html> .DavidR.

<http://redalyc.uaemex.mx/redalyc/pdf/932/93216408.pdf>

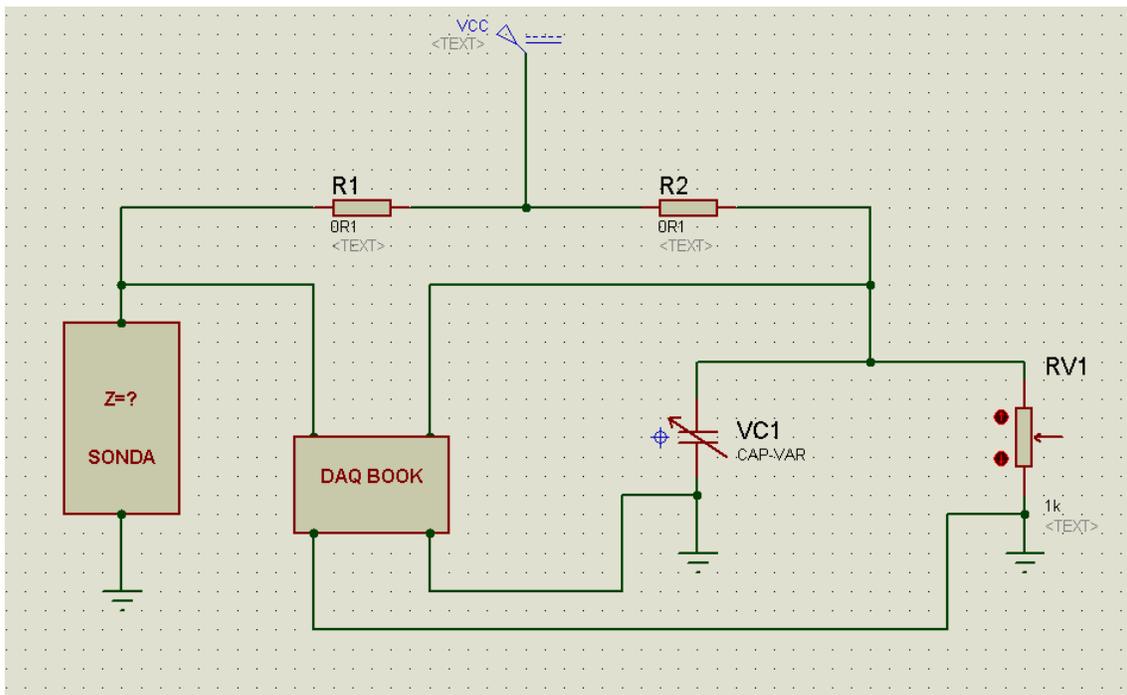
Why measure Soil Resistivity...? AEMC Instruments. Chauvin Arnoux Inc. d.b.a. AEMC Instruments;www.aemec.com; 08/02.

VII ANEXOS

Anexo 7.1 circuito para la determinación de humedad y conductividad eléctrica. Circuito diseñado en ISIS PROTEUS



Circuito de impedancia eléctrica circuito diseñado en isis proteus para capacitancia



ANEXO 7.2 Hojas de datos del CIRCUITO INTEGRADO XR-2206



XR-2206

Monolithic
Function Generator

June 1997-3

FEATURES

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

APPLICATIONS

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

GENERAL DESCRIPTION

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

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

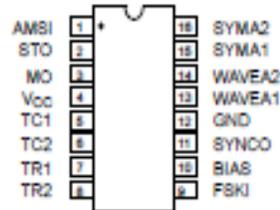
ORDERING INFORMATION

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

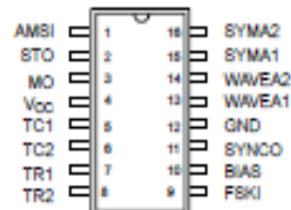
Rev. 1.03
©1972

EXAR Corporation, 48720 Kato Road, Fremont, CA 94538 ♦ (510) 668-7000 ♦ (510) 668-7017





16 Lead PDIP, CDIP (0.300")



16 Lead SOIC (Jedec, 0.300")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	V _{CC}		Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Syno Output. This output is a open collector and needs a pull up resistor to V _{CC} .
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symetry Adjust 2.

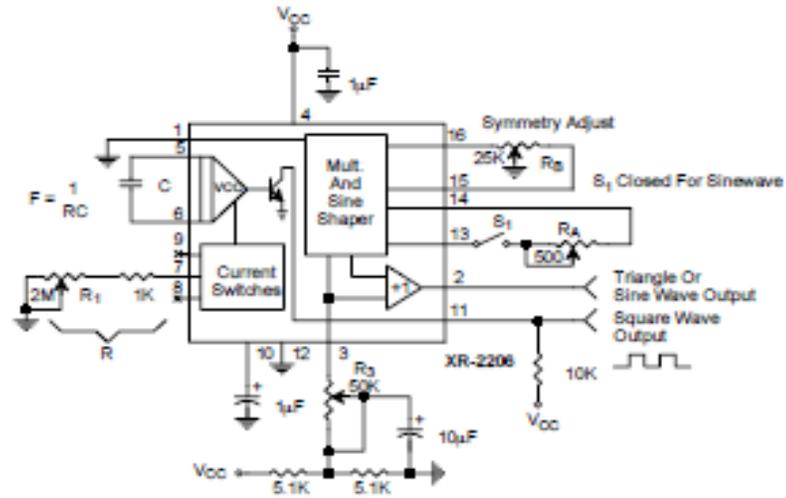


Figure 12. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R_3 Determines Output Swing - See Figure 3)

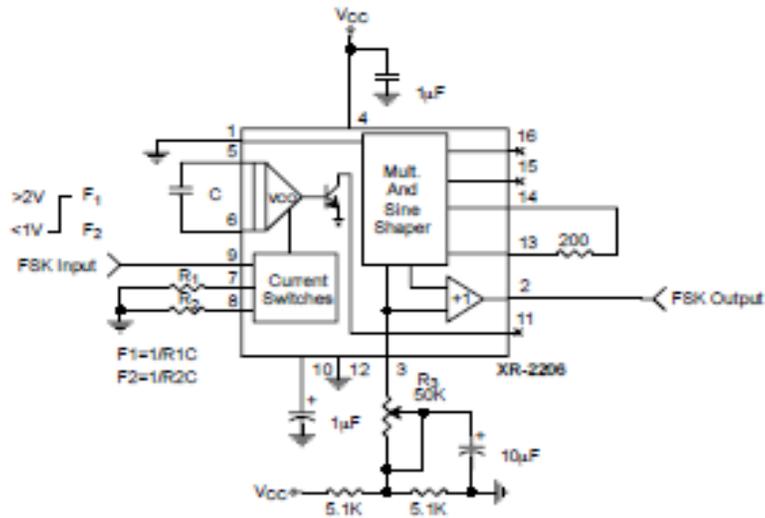


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator

ANEXO 7.3 Hojas de datos del CIRCUITO INTEGRADO LM2907



December 9, 2008

LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above V_{CC} up to a maximum V_{CE} of 28V.

The two basic configurations offered include an 8-pin device with a *ground referenced tachometer* input and an internal connection between the tachometer output and the op amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.

Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use; $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$

- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

Features

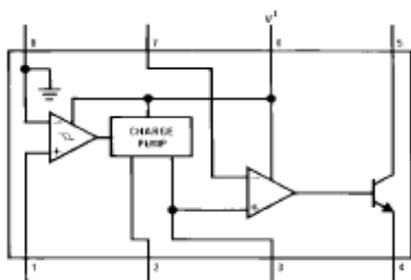
- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs
- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- $\pm 0.3\%$ linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V_{CC} and below ground

Applications

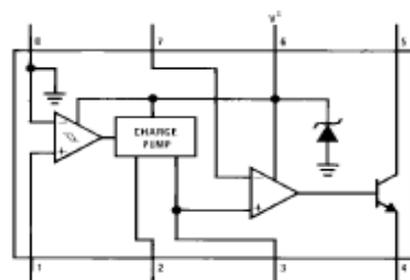
- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

Connection Diagrams

Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views



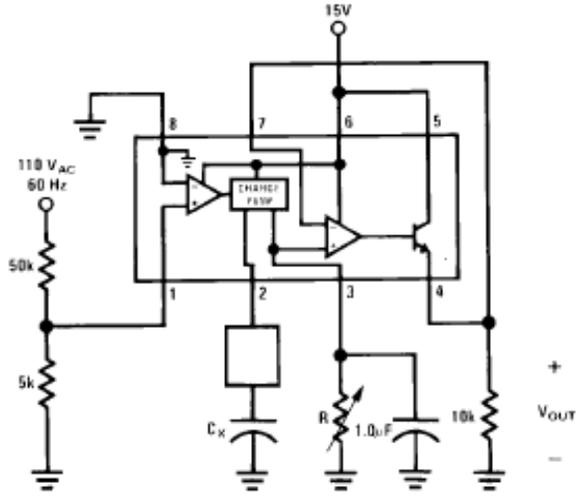
Order Number LM2907M-8 or LM2907N-8
See NS Package Number M08A or N08E



Order Number LM2917M-8 or LM2917N-8
See NS Package Number M08A or N08E

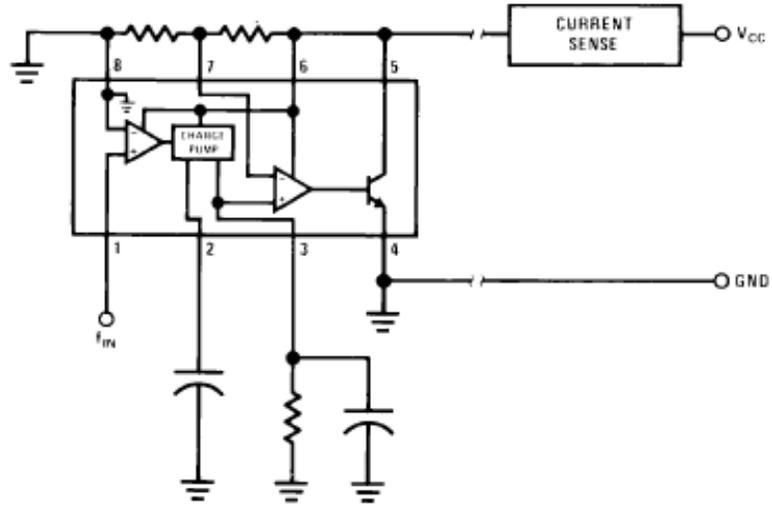
LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

Capacitance Meter
 $V_{OUT} = 1V-10V$ for $C_X = 0.01$ to 0.1 mFd
 $(R = 111k)$



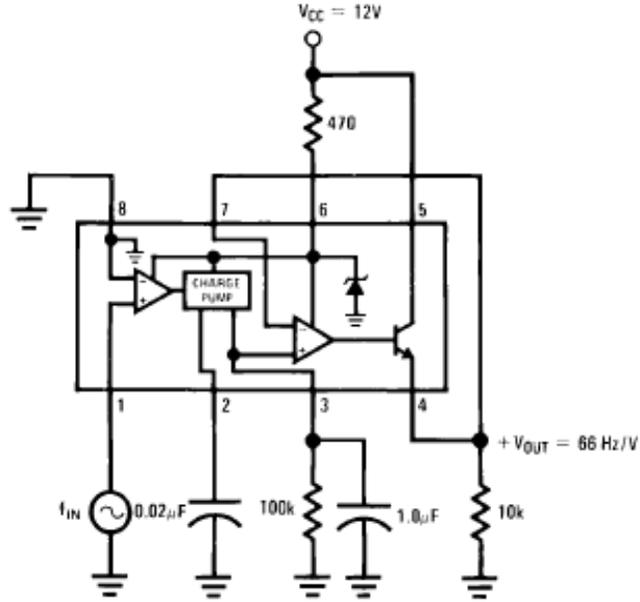
794214

Two-Wire Remote Speed Switch



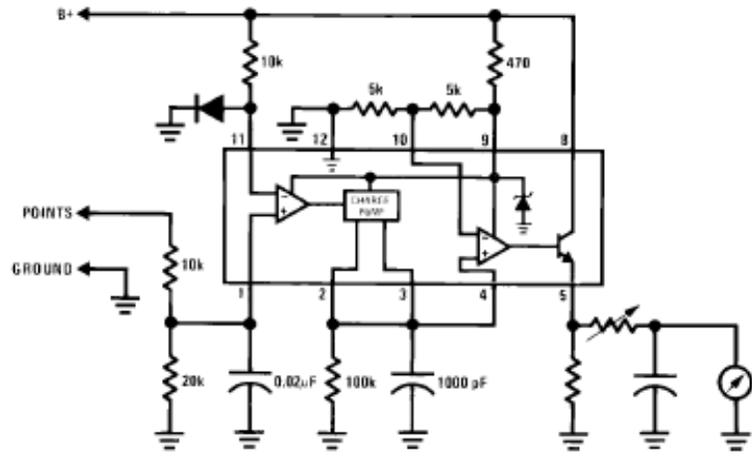
794215

Zener Regulated Frequency to Voltage Converter



794210

Breaker Point Dwell Meter



794211

ANEXO 7.4 Hoja de datos del amplificador AD620



Low Cost, Low Power Instrumentation Amplifier

AD620

FEATURES

EASY TO USE

Gain Set with One External Resistor
(Gain Range 1 to 1000)
Wide Power Supply Range (± 2.3 V to ± 18 V)
Higher Performance than Three Op Amp IA Designs Available in 8-Lead DIP and SOIC Packaging
Low Power, 1.3 mA max Supply Current

EXCELLENT DC PERFORMANCE ("B GRADE")

50 μ V max, Input Offset Voltage
0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, Input Offset Drift
1.0 nA max, Input Bias Current
100 dB min Common-Mode Rejection Ratio ($G = 10$)

LOW NOISE

9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, Input Voltage Noise
0.28 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

120 kHz Bandwidth ($G = 100$)
15 μ s Settling Time to 0.01%

APPLICATIONS

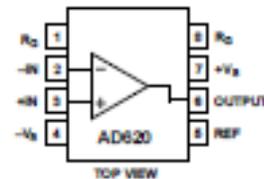
Weigh Scales
ECG and Medical Instrumentation
Transducer Interface
Data Acquisition Systems
Industrial Process Controls
Battery Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION

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

CONNECTION DIAGRAM

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



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

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

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

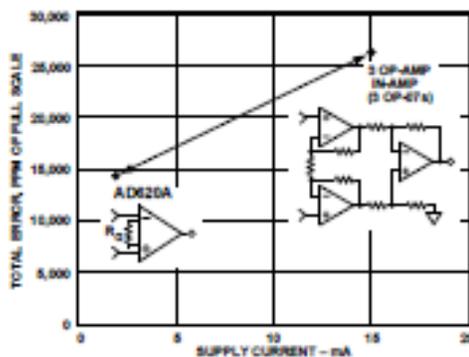


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

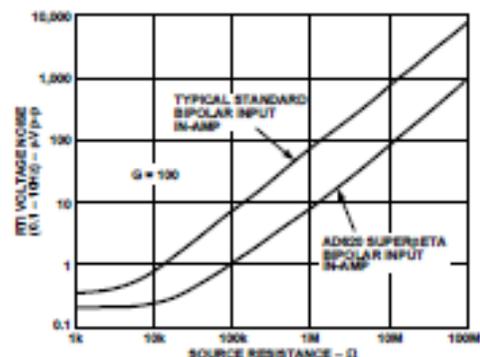


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

REV. E

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

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

Precision V-I Converter

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

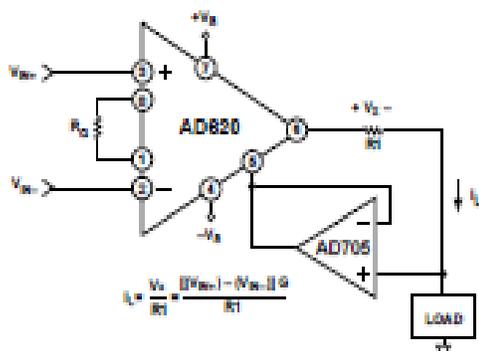


Figure 37. Precision Voltage-to-Current Converter (Operates on 1.8 mA, ±3 V)

GAIN SELECTION

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

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

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

Table II. Required Values of Gain Resistors

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

INPUT AND OUTPUT OFFSET VOLTAGE

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

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

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

REFERENCE TERMINAL

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

INPUT PROTECTION

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

RF INTERFERENCE

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

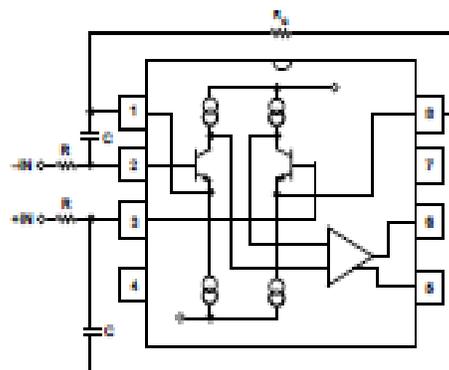
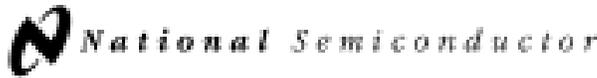


Figure 38. Circuit to Attenuate RF Interference

ANEXO 7.5 Hoja de datos del Filtro MF4CN-50



July 1993

MF4 4th Order Switched Capacitor Butterworth Lowpass Filter

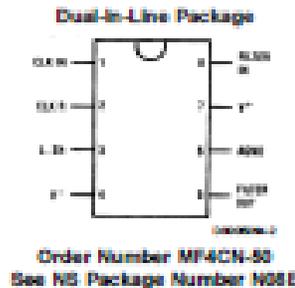
General Description

The MF4 is a versatile, easy to use, precision 4th order Butterworth low-pass filter. Switched-capacitor techniques eliminate external component requirements and allow a clock-tunable cutoff frequency. The ratio of the clock frequency to the low-pass cutoff frequency is internally set to 50 to 1. A Schmitt trigger clock input stage allows two clocking options, either self-clocking (via an external resistor and capacitor) for stand-alone applications, or for tighter cutoff frequency control an external TTL or CMOS logic compatible clock can be applied. The maximally flat passband frequency response together with a DC gain of 1 V/V allows cascading MF4 sections together for higher order filtering.

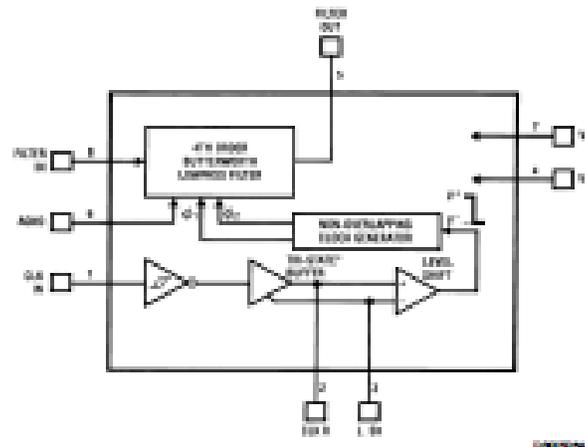
Features

- Low Cost
- Easy to use
- 8-pin mini-DIP or 14-pin wide-body S.O.
- No external components
- 5V to 14V supply voltage
- Cutoff frequency range of 0.1 Hz to 20 kHz
- Cutoff frequency accuracy of $\pm 0.3\%$ typical
- Cutoff frequency set by external clock
- Separate TTL and CMOS/Schmitt-trigger clock inputs

Connection Diagram



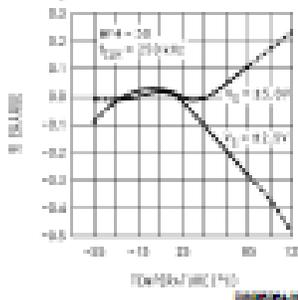
Block Diagram



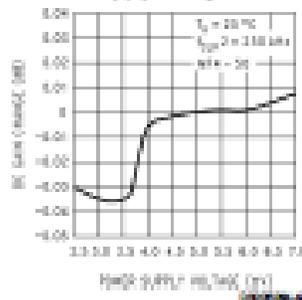
TM47022P is a registered trademark of National Semiconductor Corp.

Typical Performance Characteristics (Continued)

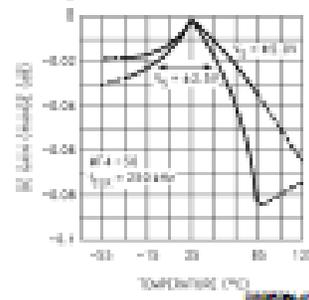
f_{CLK}/f_c Deviation vs Temperature



DC Gain Deviation vs Power Supply Voltage



DC Gain Deviation vs Temperature



1.0 MF4 Application Hints

The MF4 is a non-inverting unity gain low-pass fourth-order Butterworth switched-capacitor filter. The switched-capacitor topology makes the cutoff frequency (where the gain drops 3.01 dB below the DC gain) a direct ratio of the clock frequency supplied to the filter. Internal integrator time constants set the filter's cutoff frequency. The relative element of these integrators is actually a capacitor which is "switched" at the clock frequency (for a detailed discussion see Input Impedance Section). Varying the clock frequency changes the value of this relative element and thus the time constant of the integrators. The clock-to-out-of-frequency ratio (f_{CLK}/f_c) is set by the ratio of the input and feedback capacitors in the integrators. The higher the clock-to-out-of-frequency ratio the closer this approximation is to the theoretical Butterworth response. The MF4 is available in f_{CLK}/f_c ratios of 50:1 (MF4-50).

1.1 CLOCK INPUTS

The MF4 has a Schmitt-trigger inverting buffer which can be used to construct a simple RVC oscillator. Pin 3 is connected to V^- which makes Pin 2 a low impedance output. The oscillator's frequency is nominally

$$f_{CLK} = \frac{1}{RC \ln \left[\left(\frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} \right) \left(\frac{V_{T+}}{V_{T-}} \right) \right]} \quad (1)$$

which, is typically

$$f_{CLK} = \frac{1}{1.69 RC} \quad (2)$$

for $V_{DD} = 10V$.

Note that f_{CLK} is dependent on the buffer's threshold levels as well as the resistor/capacitor tolerance (see Figure 7). Schmitt-trigger threshold voltage levels can change significantly causing the RVC oscillator's frequency to vary greatly from part to part.

Where accurate cutoff frequency is required, an external clock can be used to drive the CLK R input of the MF4. This input is TTL logic level compatible and also presents a very light load to the external clock source ($\sim 2 \mu A$). With split supplies and the level shift (L, 5H) tied to system ground, the logic level is about 2V. (See the Pin Description for L, 5H).

1.2 POWER SUPPLY

The MF4 can be powered from a single supply or split supplies. The split supply mode shown in Figures 2, 3 is the most flexible and easiest to implement. Supply voltages of $\pm 5V$ to $\pm 7V$ enable the use of TTL or CMOS clock logic levels. Figure 4 shows AGND resistor-biased to $V^-/2$ for single supply operation. In this mode only CMOS clock logic levels can be used, and input signals should be capacitor-coupled or biased near mid-supply.

1.3 INPUT IMPEDANCE

The MF4 low-pass filter input (FILTER IN) is not a high impedance buffer input. This input is a switched-capacitor resistor equivalent, and its effective impedance is inversely proportional to the clock frequency. The equivalent circuit of the filter's input can be seen in Figure 5. The input capacitor charges to V_{in} during the first half of the clock period; during the second half the charge is transferred to the feedback capacitor. The total transfer of charge in one clock cycle is therefore $Q = C_{in}V_{in}$, and since current is defined as the flow of charge per unit time, the average input current becomes

$$I_{in} = Q/T$$

(where T equals one clock period) or

$$I_{in} = \frac{C_{in}V_{in}}{T} = C_{in}V_{in}/CLK$$

The equivalent input resistor (R_{in}) then can be expressed as

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1}{C_{in}/CLK}$$

The input capacitor is 2 pF, so

$$R_{in} = \frac{5 \times 10^{11}}{f_{CLK}} = \frac{5 \times 10^{11}}{f_c \times 60} = \frac{1 \times 10^{10}}{f_c}$$

The higher the clock-to-out-of-frequency ratio, the greater equivalent input resistance for a given clock frequency.

This input resistance will form a voltage divider with the source impedance (R_{source}). Since R_{in} is inversely proportional to the cutoff frequency, operation at higher cutoff frequencies will be more likely to load the input signal which would appear as an overall decrease in gain to the output of the filter. Since the filter's ideal gain is unity, the overall gain is given by:

1.0 MF4 Application Hints (Continued)

$$A_v = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{SOURCE}}$$

If the MF4 were set up for a cutoff frequency of 10 kHz the input impedance would be:

$$R_{in} = \frac{1 \times 10^{10}}{10 \text{ kHz}} = 1 \text{ M}\Omega$$

In this example with a source impedance of 10K the overall gain, if the MF4 had an ideal gain of 1 or 0 dB, would be:

$$A_v = \frac{1 \text{ M}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 1 \text{ M}\Omega} = 0.99999 \text{ or } -0.085 \text{ dB}$$

Since the maximum overall gain error for the MF4 is ± 0.15 dB with $R_{in} < 2 \text{ k}\Omega$ the actual gain error for this case would be $+0.08$ dB to -0.24 dB.

1.4 CUTOFF FREQUENCY RANGE

The filter's cutoff frequency (f_c) has a lower limit due to leakage currents through the internal switches draining the charge stored on the capacitors. At lower clock frequencies these leakage currents can cause millivolts of error, for example:

$$f_{CLK} = 100 \text{ Hz}, I_{leakage} = 1 \text{ pA}, C = 1 \text{ pF}$$

$$V = \frac{1 \text{ pA}}{1 \text{ pF} (100 \text{ Hz})} = 10 \text{ mV}$$

The propagation delay in the logic and the settling time required to acquire a new voltage level on the capacitors limit the filter's accuracy at high clock frequencies. The amplitude characteristic on $\pm 5\text{V}$ supplies will typically stay flat until f_{CLK} exceeds 750 kHz and then peak at about 0.5 dB at the corner frequency with a 1 MHz clock. As supply voltage drops to $\pm 2.5\text{V}$, a shift in the f_{CLK}/f_c ratio occurs which will become noticeable when the clock frequency exceeds 250 kHz. The response of the MF4 is still a good approximation of the ideal Butterworth low-pass characteristic shown in Figure 8, 7.

2.0 Designing With The MF4

Given any low-pass filter specification, two equations will come in handy in trying to determine whether the MF4 will do the job. The first equation determines the order of the low-pass filter required to meet a given response specification:

$$n = \frac{\log [(10^{0.1A_{min}} - 1)/(10^{0.1A_{max}} - 1)]}{2 \log (f_p/f_c)} \quad (3)$$

where n is the order of the filter, A_{min} is the minimum stopband attenuation (in dB) desired at frequency f_p , and A_{max} is the passband ripple or attenuation (in dB) at cutoff frequency f_c . If the result of this equation is greater than 4, more than a single MF4 is required.

The attenuation at any frequency can be found by the following equation:

$$Att(f) = 10 \log [1 + (10^{0.1A_{max}} - 1)(f/f_c)^2] \text{ dB} \quad (4)$$

where $n = 4$ for the MF4.

2.1 A LOW-PASS DESIGN EXAMPLE

Suppose the amplitude response specification in Figure 8 is given. Can the MF4 be used? The order of the Butterworth approximation will have to be determined using Equation (3):

$$A_{min} = 18 \text{ dB}, A_{max} = 1.0 \text{ dB}, f_p = 2 \text{ kHz}, \text{ and } f_c = 1 \text{ kHz}$$

$$n = \frac{\log [(10^{1.8} - 1)/(10^{0.1} - 1)]}{2 \log (2)} = 3.95$$

Since n can only take on integer values, $n = 4$. Therefore the MF4 can be used. In general, if n is 4 or less a single MF4 stage can be utilized.

Likewise, the attenuation at f_c can be found using Equation (4) with the above values and $n = 4$:

$$Att(2 \text{ kHz}) = 10 \log [1 + 10^{0.1} - 1] (2 \text{ kHz}/1 \text{ kHz})^2 = 18.28 \text{ dB}$$

This result also meets the design specification given in Figure 8 again verifying that a single MF4 section will be adequate.

Since the MF4's cutoff frequency (f_c), which corresponds to a gain attenuation of -3.01 dB, was not specified in this example, it needs to be calculated. Solving Equation (4) where $f = f_c$ as follows:

$$f_c = f_p \left[\frac{(10^{0.1(3.01 \text{ dB})} - 1)}{(10^{0.1A_{max}} - 1)} \right]^{1/2n}$$

$$= 1 \text{ kHz} \left[\frac{10^{0.301} - 1}{10^{0.1} - 1} \right]^{1/8}$$

$$= 1.184 \text{ kHz}$$

where $f_c = f_{CLK}/50$. To implement this example for the MF4-50 the clock frequency will have to be set to $f_{CLK} = 50(1.184 \text{ kHz}) = 59.2 \text{ kHz}$, or for the MF4-100, $f_{CLK} = 100(1.184 \text{ kHz}) = 118.4 \text{ kHz}$.

2.2 CASCADING MF4s

When a steeper stopband attenuation rate is required, two MF4s can be cascaded (Figure 9) yielding an 8th order slope of 40 dB per octave. Because the MF4 is a Butterworth filter and therefore has no ripple in its passband when MF4s are cascaded, the resulting filter also has no ripple in its passband. Likewise the DC and passband gains will remain at 1V/V. The resulting response is shown in Figure 10, Figure 11.

In determining whether the cascaded MF4s will yield a filter that will meet a particular amplitude response specification, as above, Equations (3), (4) can be used, shown below:

$$n = \frac{\log [(10^{0.1A_{min}} - 1)/(10^{0.1A_{max}} - 1)]}{2 \log (f_p/f_c)} \quad (5)$$

$$Att(f) = 10 \log [1 + (10^{0.1A_{max}} - 1)(f/f_c)^2] \text{ dB} \quad (6)$$

where $n = 4$ (the order of each filter).

Equation (5) will determine whether the order of the filter is adequate ($n < 4$) while Equation (6) can determine the actual stopband attenuation and cutoff frequency (f_c) necessary to obtain the desired frequency response. The design procedure would be identical to the one shown in section 2.0.

2.0 Designing With The MF4

(Continued)

2.3 CHANGING CLOCK FREQUENCY INSTANTANEOUSLY

The MF4 will respond favorably to an instantaneous change in clock frequency. If the control signal in Figure 12 is low the MF4-50 has a 100 kHz clock making $f_{CLK} = 2$ kHz; when this signal goes high the clock frequency changes to 50 kHz yielding $f_{CLK} = 1$ kHz. As the Figure illustrates, the output signal changes quickly and smoothly in response to a sudden change in clock frequency.

The step response of the MF4 in Figure 13 is dependent on f_{CLK} . The MF4 responds as a classical fourth-order Butterworth low-pass filter.

2.4 ALIASING CONSIDERATIONS

Aliasing effects have to be considered when input signal frequencies exceed half the sampling rate. For the MF4 this equals half the clock frequency ($f_{CLK}/2$). When the input signal contains a component at a frequency higher than half the clock frequency $f_{CLK}/2$, as in Figure 14a, that component will be "reflected" about $f_{CLK}/2$ into the frequency range below $f_{CLK}/2$, as in Figure 14b. If this component is within the pass-band of the filter and of large enough amplitude it can cause problems. Therefore, if frequency components in the input signal exceed $f_{CLK}/2$ they must be attenuated before being applied to the MF4 input. The necessary amount of attenuation will vary depending on system requirements. In critical applications the signal components above $f_{CLK}/2$ will have to be attenuated at least to the filter's residual noise level.

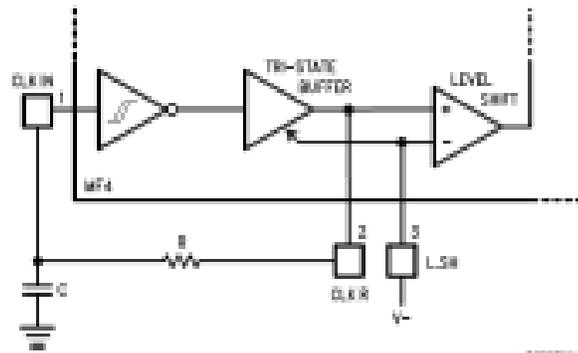


FIGURE 1

$$f = \frac{1}{RC \ln \left[\left(\frac{V_{OH} - V_{TL}}{V_{OH} - V_{TH}} \right) \left(\frac{V_{TL}}{V_{TH}} \right) \right]}$$

$$f = \frac{1}{1.38 RC}$$

($V_{CC} = 10V$)

FIGURE 1. Schmitt Trigger RC Oscillator

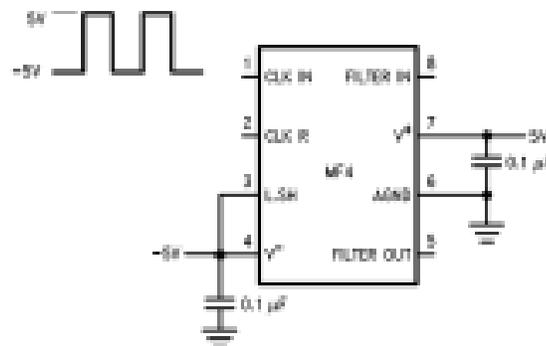


FIGURE 2

$$V_{OH} > 0.8 V_{CC}$$

$$V_{OL} < 0.2 V_{CC}$$

$$V_{CM} = V^+ - V^-$$

FIGURE 2. Split Supply Operation with CMOS Level Clock

2.0 Designing With The MF4 (Continued)

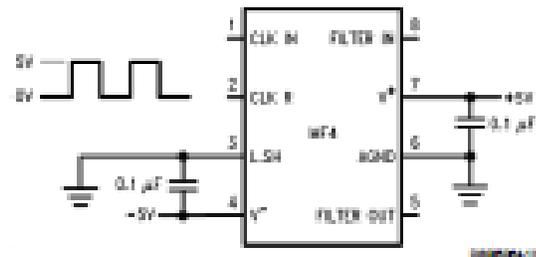


FIGURE 3. Split Supply Operation with TTL Level Clock

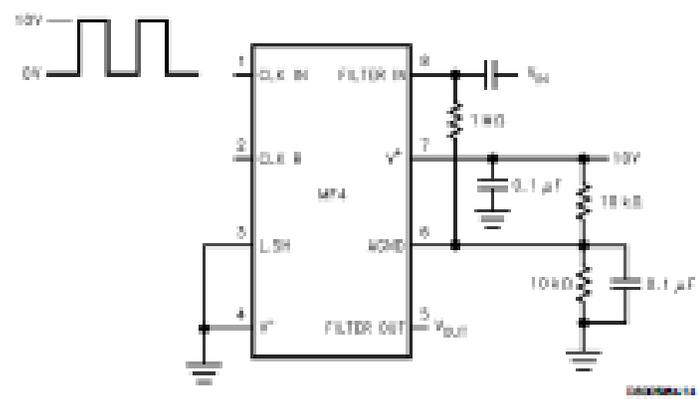


FIGURE 4. Single Supply Operation, WOB Resistor Biased to V/2



a) Equivalent Circuit for MF4 Filter Input

b) Actual Circuit for MF4 Filter Input

FIGURE 5. MF4 Filter Input



May 1996

LMF60 High Performance 6th-Order Switched Capacitor Butterworth Lowpass Filter

General Description

The LMF60 is a high performance, precision, 6th-order Butterworth lowpass active filter. It is fabricated using National's LCMOS process, an improved silico-n-gate CMOS process specifically designed for analog products. Switched-capacitor techniques eliminate external component requirements and allow a clock-tunable cutoff frequency. The ratio of the clock frequency to the lowpass cutoff frequency is internally set to 50:1 (LMF60-50) or 100:1 (LMF60-100). A Schmitt trigger clock input stage allows two clocking options, either self-clocking (via an external resistor and capacitor) for stand-alone applications, or for lighter cutoff frequency control, a TTL or CMOS logic compatible clock can be directly applied. The maximally flat passband frequency response together with a DC gain of 10V allows cascading LMF60 sections for higher-order filtering. In addition to the filter, two independent CMOS op amps are included on the die and are useful for any general signal conditioning applications. The LMF60 is pin- and functionally-compatible with the MF6, but provides improved performance.

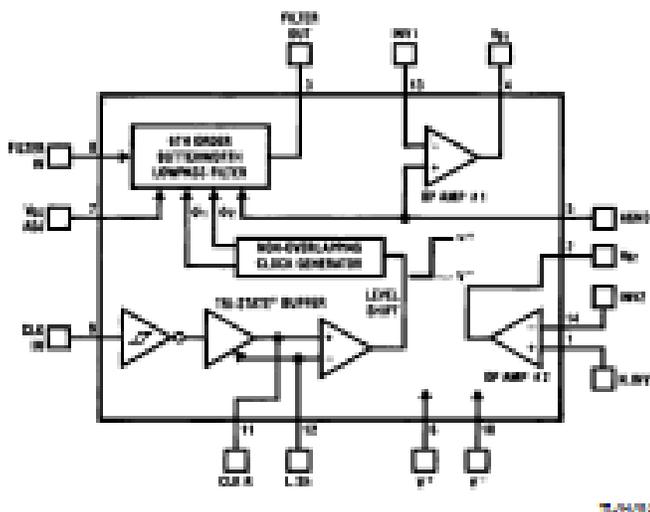
Features

- Cutoff frequency range of 0.1 Hz to 30 kHz
- Cutoff frequency accuracy of $\pm 1.0\%$, maximum
- Low offset voltage: ± 100 mV, maximum, $\pm 5\mu$ supply
- Low clock feedthrough of 10 mV_{p-p} typical
- Dynamic range of 88 dB, typical
- Two uncommitted op amps available
- No external components required
- 14-pin DIP or 14-pin wide-body S.O. package
- Single/Dual Supply Operation: $+4V$ to $+14V$ ($\pm 2V$ to $\pm 7V$)
- Cutoff frequency set by external or internal clock
- Pin-compatible with the MF6

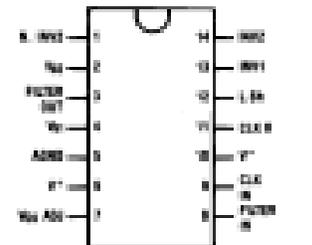
Applications

- Communication systems
- Audio filtering
- Anti-alias filtering
- Data acquisition noise filtering
- Instrumentation
- High-order tracking filters

Block and Connection Diagrams



All Packages



Top View

Order Number LMF60CMJ-50,
(50:50-9096 70HMCA or
LMF60CMJ50/50:3),
LMF60CML-100, or
(50:2-9 096 7 02MCA
or LMF60CMJ100/50:3)
See NS Package Number J-14A

Order Number LMF60CIWM-50
or LMF60CIWM-100
See NS Package Number MI-4B

Order Number LMF60CIN-50
or LMF60CIN-100
See NS Package Number N14A

LMF60 is a registered trademark of National Semiconductor Corporation.

LMF60 High Performance 6th-Order Switched Capacitor Butterworth Lowpass Filter

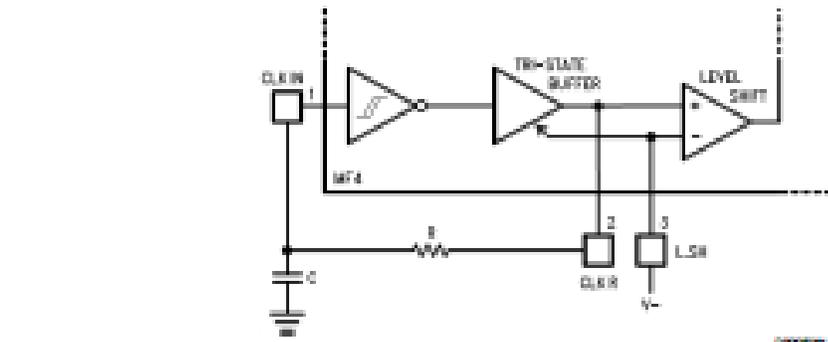
2.0 Designing With The MF4

(Continued)

2.3 CHANGING CLOCK FREQUENCY INSTANTANEOUSLY

The MF4 will respond favorably to an instantaneous change in clock frequency. If the control signal in Figure 12 is low the MF4-50 has a 100 kHz clock making $f_s = 2$ kHz; when the signal goes high the clock frequency changes to 50 kHz yielding $f_s = 1$ kHz. As the Figure illustrates, the output signal changes quickly and smoothly in response to a sudden change in clock frequency.

The step response of the MF4 in Figure 13 is dependent on f_c . The MF4 responds as a classical fourth-order Butterworth low-pass filter:

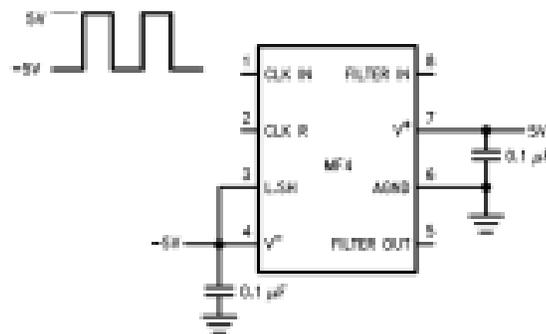


$$f = \frac{1}{RC \ln \left[\left(\frac{V_{OH} - V_{TL}}{V_{CC} - V_{TL}} \right) \left(\frac{V_{TH}}{V_{TH} - V_{OL}} \right) \right]}$$

$$f = \frac{1}{1.88 RC}$$

$$V_{CC} = 5V$$

FIGURE 1. Schmitt Trigger RC Oscillator



$$V_{DD} > 0.8 V_{DD}$$

$$V_{SS} < 0.2 V_{DD}$$

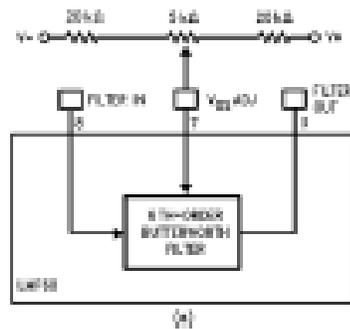
$$V_{DD} = V^+ - V^-$$

FIGURE 2. Split Supply Operation with CMOS Level Clock

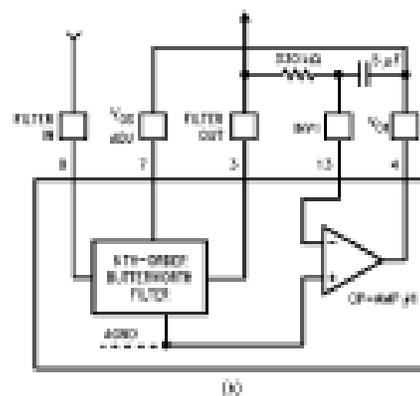
2.4 ALIASING CONSIDERATIONS

Aliasing effects have to be considered when input signal frequencies exceed half the sampling rate. For the MF4 this equals half the clock frequency ($f_{CLK}/2$). When the input signal contains a component at a frequency higher than half the clock frequency ($f_{CLK}/2$), as in Figure 14a, that component will be "reflected" about $f_{CLK}/2$ into the frequency range below $f_{CLK}/2$, as in Figure 14b. If this component is within the pass-band of the filter and of large enough amplitude it can cause problems. Therefore, if frequency components in the input signal exceed $f_{CLK}/2$ they must be attenuated before being applied to the MF4 input. The necessary amount of attenuation will vary depending on system requirements. In critical applications the signal components above $f_{CLK}/2$ will have to be attenuated at least to the filter's residual noise level.

1.0 LMF60 Application Hints (Continued)



TUM024-10



TUM024-11

FIGURE 5. V_{DD} Adjust Schematics

1.3 OFFSET ADJUST

The $V_{DD}ADJ$ pin is used in adjusting the output offset level of the filter section. If this pin is not used it must be tied to the analog ground (AGND) level, either mid-supply for single ended supply operation or ground for split supply operation. This pin sets the zero reference for the output of the filter. The implementation of this pin can be seen in Figure 5. In 5(a) DC offset is adjusted using a potentiometer; in 5(b) the Op-Amp integrator circuit keeps the average DC output level at AGND. The circuit in 5(b) is therefore appropriate only for AC-coupled signals and signals biased at AGND.

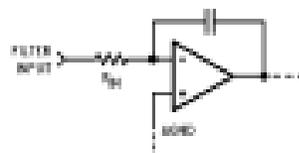
1.4 INPUT IMPEDANCE

The LMF60 keeps its filter input (FILTER IN pin) is not a high impedance buffer input. This input is a switched capacitor resistor equivalent, and its effective impedance is inversely proportional to the clock frequency. The equivalent circuit of the input to the filter can be seen in Figure 6. The input capacitor charges to the input voltage (V_{IN}) during one half of the clock period, during the second half the charge is transferred to the feedback capacitor. The total transfer of charge in one clock cycle is therefore $Q = C_{IN}V_{IN}$, and since current is defined as the flow of charge per unit time the average input current becomes:

$$I_{IN} = Q/T$$

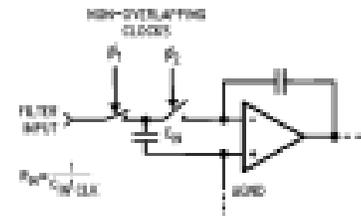
(where T equals one clock period) or

$$I_{IN} = \frac{C_{IN}V_{IN}}{T} = C_{IN}V_{IN}/CLK$$



TUM024-12

a) Equivalent Circuit for LMF60 Filter Input



TUM024-13

b) Actual Circuit for LMF60 Filter Input

FIGURE 6. LMF60 Filter Input

The equivalent input resistor (R_{IN}) then can be defined as

$$R_{IN} = V_{IN}I_{IN} = \frac{1}{C_{IN}CLK}$$

The input capacitor is 2 pF for the LMF60-50 and 1 pF for the LMF60-100, so for the LMF60-100

$$R_{IN} = \frac{1 \times 10^{-12}}{f_{CLK}} = \frac{1 \times 10^{-12}}{f_0 \times 100} = \frac{1 \times 10^{-10}}{f_0}$$

and

$$R_{IN} = \frac{5 \times 10^{-11}}{f_{CLK}} = \frac{5 \times 10^{-11}}{f_0 \times 50} = \frac{1 \times 10^{-10}}{f_0}$$

for the LMF60-50. As shown in the above equations, for a given cutoff frequency (f_0) the input impedance remains the same for the LMF60-50 and the LMF60-100. The higher the clock to cutoff frequency ratio, the greater equivalent input resistance for a given clock frequency. As the cutoff frequency increases the equivalent input impedance decreases. This input resistance will form a voltage divider with the source impedance (R_{SOURCE}). Since R_{IN} is inversely proportional to the cutoff frequency, operation at higher cutoff frequencies will be more likely to load the input signal which would appear as an overall decrease in gain at the output of the filter. Since the filter's ideal gain is unity, its overall gain is given by:

$$A_v = \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{SOURCE}}$$

2.0 Designing with the LMF60

Given any lowpass filter specification, two equations will come in handy in trying to determine whether the LMF60 will do the job. The first equation determines the order of the lowpass filter required:

$$n = \frac{\log(10^{0.1 A_{\min}} - 1) - \log(10^{0.1 A_{\max}} - 1)}{2 \log(f_p/f_s)} \quad (1)$$

where n is the order of the filter, A_{\min} is the minimum stopband attenuation (in dB) desired at frequency f_s , and A_{\max} is the passband ripple or attenuation (in dB) at frequency f_p . If the result of this equation is greater than 6, then more than a single LMF60 is required.

The attenuation at any frequency can be found by the following equation:

$$A_{\text{Att}}(f) = 10 \log[1 + (10^{0.1 A_{\max}} - 1)(f/f_p)^{2n}] \quad (2)$$

where $n = 6$ (the order of the filter).

2.1 A LOWPASS DESIGN EXAMPLE

Suppose the amplitude response specification in Figure 8 is given. Can the LMF60 be used? The order of the Butterworth approximation will have to be determined using eq. 1:

$$A_{\min} = 30 \text{ dB}, A_{\max} = 1.0 \text{ dB}, f_p = 2 \text{ kHz}, \text{ and } f_s = 1 \text{ kHz}$$

$$n = \frac{\log(10^{3.0} - 1) - \log(10^{0.1} - 1)}{2 \log(2)} = 5.96$$

Since n can only take on integer values, $n = 6$. Therefore the LMF60 can be used. In general, if n is 6 or less a single LMF60 stage can be utilized.

Likewise, the attenuation at f_s can be found using equation 2 with the above values and $n = 6$ giving:

$$A_{\text{Att}}(2 \text{ kHz}) = 10 \log[1 + (10^{0.1} - 1)(2/1)^{12}]$$

$$= 30.20 \text{ dB}$$

This result also meets the design specification given in Figure 8 again verifying that a single LMF60 section will be adequate.

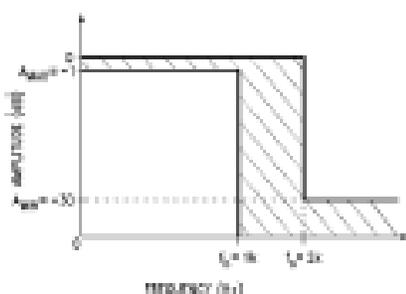


FIGURE 8. Design Example Magnitude Response Specification Where the Response of the Filter Design Must Fall Within the Shaded Area of the Specification

Since the LMF60's cutoff frequency f_c , which corresponds to a gain attenuation of -3.01 dB, was not specified in this example it needs to be calculated. Solving equation 2 where $f = f_c$ as follows:

$$f_c = f_p \left[\frac{10^{0.1(3.01 \text{ dB})} - 1}{10^{0.1 A_{\max}} - 1} \right]^{1/2n}$$

$$= f_p \left(\frac{10^{0.301} - 1}{10^{0.1} - 1} \right)^{1/12}$$

$$= 1.118 \text{ kHz}$$

where $f_c = f_{\text{CLK}}/50$ or $f_{\text{CLK}}/100$.

To implement this example for the LMF60-50 the clock frequency will have to be set to $f_{\text{CLK}} = 50(1.118 \text{ kHz}) = 55.95 \text{ kHz}$ or for the LMF60-100 $f_{\text{CLK}} = 100(1.118 \text{ kHz}) = 111.8 \text{ kHz}$.

2.2 CASCADING LMF60s

In the case where a steeper stopband attenuation rate is required two LMF60's can be cascaded (Figure 9) yielding a 12th order slope of 72 dB per octave. Because the LMF60 is a Butterworth filter and therefore has no ripple in its passband, when LMF60's are cascaded the resulting filter also has no ripple in its passband. Likewise the DC and passband gains will remain at 1V/V. The resulting response is shown in Figure 10.

In determining whether the cascaded LMF60's will yield a filter that will meet a particular amplitude response specification, as above, equations 3 and 4 can be used, shown below:

$$n = \frac{\log(10^{0.05 A_{\min}} - 1) - \log(10^{0.05 A_{\max}} - 1)}{2 \log(f_p/f_s)} \quad (3)$$

$$A_{\text{Att}}(f) = 10 \log[1 + (10^{0.05 A_{\max}} - 1)(f/f_p)^{2n}] \quad (4)$$

where $n = 6$ (the order of each filter).

Equation 3 will determine whether the order of the filter is adequate ($n \leq 6$) while equation 4 can determine if the required stopband attenuation is met and what actual cutoff frequency f_c is required to obtain the particular frequency response desired. The design procedure would be identical to the one shown in Section 2.1.

2.3 IMPLEMENTING A "NOTCH" FILTER WITH THE LMF60

A "notch" filter with 60 dB of attenuation can be obtained by using one of the Op-Amps available in the LMF60 and three external resistors. The circuit and amplitude response are shown in Figure 11.

The frequency where the "notch" will occur is equal to the frequency at which the output signal of the LMF60 will have the same magnitude but be 180 degrees out of phase with its input signal. For a sixth order Butterworth filter 180° phase shift occurs where $f = f_c = 0.742 f_0$. The attenuation at this frequency is 0.12 dB which must be compensated for by making $R_1 = 1.014 \times R_2$.

Since R_1 does not equal R_2 there will be a gain inequality above and below the notch frequency. At frequencies below the notch frequency ($f < f_c$), the signal through the filter has a gain of one and is non-inverting. Summing this with the input signal through the Op-Amp yields an overall gain of two or +6 dB. For $f > f_c$, the signal at the output of the filter is greatly attenuated thus only the input signal will appear at the output of the Op-Amp. With $R_2 = R_1 = 1.014 R_2$ the overall gain is 0.999 or -0.12 dB at frequencies above the notch.

ANEXO 7.7 Hoja de datos del Filtro LM324



CA124, CA224, CA324, LM324, LM2902

Data Sheet

May 2001

File Number 796.5

Quad, 1MHz, Operational Amplifiers for Commercial, Industrial, and Military Applications

The CA124, CA224, CA324, LM324, and LM2902 consist of four independent, high-gain operational amplifiers on a single monolithic substrate. An on-chip capacitor in each of the amplifiers provides frequency compensation for unity gain. These devices are designed specially to operate from either single or dual supplies, and the differential voltage range is equal to the power-supply voltage. Low power drain and an input common-mode voltage range from 0V to V+ -1.5V (single-supply operation) make these devices suitable for battery operation.

Part Number Information

PART NUMBER (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
CA0124E	-55 to 125	14 Ld PDIP	E14.3
CA0124M (124)	-55 to 125	14 Ld SOIC	M14.15
CA0124M98 (124)	-55 to 125	14 Ld SOIC Tape and Reel	M14.15
CA0224E	-40 to 85	14 Ld PDIP	E14.3
CA0224M (224)	-40 to 85	14 Ld SOIC	M14.15
CA0324E	0 to 70	14 Ld PDIP	E14.3
CA0324M (324)	0 to 70	14 Ld SOIC	M14.15
CA0324M98 (324)	0 to 70	14 Ld SOIC Tape and Reel	M14.15
LM324N	0 to 70	14 Ld PDIP	E14.3
LM2902N	-40 to 85	14 Ld PDIP	E14.3
LM2902M (2902)	-40 to 85	14 Ld SOIC	M14.15
LM2902M98 (2902)	-40 to 85	14 Ld SOIC Tape and Reel	M14.15

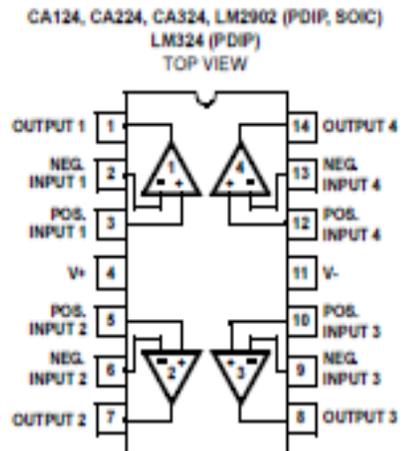
Features

- Operation from Single or Dual Supplies
- Unity-Gain Bandwidth 1MHz (Typ)
- DC Voltage Gain 100dB (Typ)
- Input Bias Current 45nA (Typ)
- Input Offset Voltage 2mV (Typ)
- Input Offset Current
 - CA224, CA324, LM324, LM2902 5nA (Typ)
 - CA124 3nA (Typ)
- Replacement for Industry Types 124, 224, 324

Applications

- Summing Amplifiers
- Multivibrators
- Oscillators
- Transducer Amplifiers
- DC Gain Blocks

Pinout



CA124, CA224, CA324, LM324, LM2902

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	32V or ±18V
Differential Input Voltage	32V
Input Voltage	-0.3V to 32V
Input Current ($V_i < -0.3V$, Note 1)	50mA
Output Short Circuit Duration ($V_o < 15V$, Note 2)	Continuous

Operating Conditions

Temperature Range	
CA124	-55°C to 125°C
CA224, LM2902	-40°C to 85°C
CA324, LM324	0°C to 70°C

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 3)	θ_{JA} (°C/W)
PDIP Package	95
SOIC Package	175
Maximum Junction Temperature (Die)	175°C
Maximum Junction Temperature (Plastic Package)	150°C
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)	300°C
(SOIC - Lead Tips Only)	

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

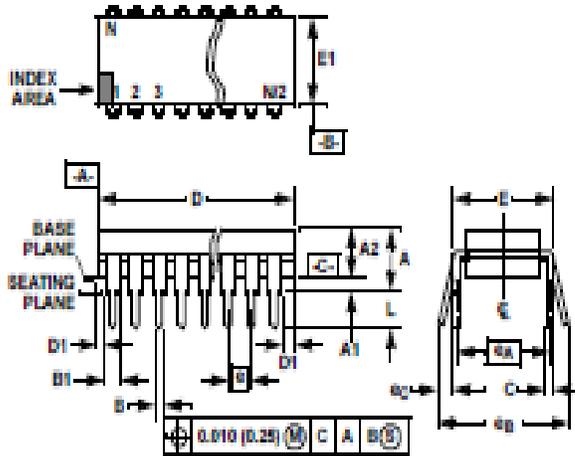
- This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. This current is due to the collector base junction of the input p-n-p transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral n-p-n parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the amplifiers to go to the V_o voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This transistor action is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3V.
- The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V_o . Continuous short circuits at $V_o > 15V$ can cause excessive power dissipation and eventual destruction. Short circuits from the output to V_o can cause overheating and eventual destruction of the device.
- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications

Values Apply for Each Operational Amplifier: Supply Voltage $V_o = 5V$, $V_i = 0V$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TEMP. (°C)	CA124			CA224, CA324, LM324			LM2902			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage (Note 6)		25	-	2	5	-	2	7	-	-	-	mV
		Full	-	-	7	-	-	9	-	-	10	mV
Average Input Offset Voltage Drift	$R_G = 0\Omega$	Full	-	7	-	-	7	-	-	7	-	$\mu V/^\circ C$
Differential Input Voltage (Note 5)		Full	-	-	V_o	-	-	V_o	-	-	V_o	V
Input Common Mode Voltage Range (Note 5)	$V_o = 30V$	25	0	-	$V_o - 1.5$	0	-	$V_o - 1.5$	-	-	-	V
	$V_o = 30V$	Full	0	-	$V_o - 2$	0	-	$V_o - 2$	-	-	-	V
	$V_o = 26V$	Full	-	-	-	-	-	-	0	-	$V_o - 2$	V
Common Mode Rejection Ratio	DC	25	70	85	-	65	70	-	-	-	-	dB
Power Supply Rejection Ratio	DC	25	65	100	-	65	100	-	-	-	-	dB
Input Bias Current (Note 4)	I_{I+} or I_{I-}	25	-	45	150	-	45	250	-	-	-	nA
	I_{I+} or I_{I-}	Full	-	-	300	-	-	500	-	40	500	nA
Input Offset Current	$I_{I+} - I_{I-}$	25	-	3	30	-	5	50	-	-	-	nA
	$I_{I+} - I_{I-}$	Full	-	-	100	-	-	150	-	45	200	nA
Average Input Offset Current Drift		Full	-	10	-	-	10	-	-	10	-	$\mu A/^\circ C$
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_o = 15V$ (For Large V_{O} Swing)	25	94	100	-	88	100	-	-	-	-	dB
	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_o = 15V$ (For Large V_{O} Swing)	Full	88	-	-	83	-	-	83	-	-	dB

Dual-In-Line Plastic Packages (PDIP)



NOTES:

- Controlling Dimensions: INCH. In case of conflict between English and Metric dimensions, the Inch dimensions control.
- Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
- Symbols are defined in the "MO Series Symbol List" in Section 2.2 of Publication No. 95.
- Dimensions A, A1 and L are measured with the package seated in JEDEC seating plane gauge OS-3.
- D, D1, and E1 dimensions do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
- E and *A are measured with the leads constrained to be perpendicular to datum -C-
- eg and ec are measured at the lead tips with the leads unconstrained. ec must be zero or greater.
- B1 maximum dimensions do not include dambar protrusions. Dambar protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
- N is the maximum number of terminal positions.
- Corner leads (1, N, N/2 and N/2 + 1) for E8.3, E16.3, E18.3, E28.3, E42.6 will have a B1 dimension of 0.030 - 0.045 inch (0.76 - 1.14mm).

E14.3 (JEDEC MS-001-AA ISSUE D)
14 LEAD DUAL-IN-LINE PLASTIC PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	-	0.210	-	5.33	4
A1	0.015	-	0.38	-	4
A2	0.115	0.195	2.93	4.95	-
B	0.014	0.022	0.358	0.558	-
B1	0.045	0.070	1.15	1.77	8
C	0.008	0.014	0.204	0.355	-
D	0.735	0.775	18.68	19.68	5
D1	0.005	-	0.13	-	5
E	0.300	0.325	7.62	8.25	6
e	0.100 B8C		2.54 B8C		-
*A	0.300 B8C		7.62 B8C		6
eg	-	0.430	-	10.92	7
L	0.115	0.160	2.93	3.81	4
N	14		14		9

Rev. 0 12/93

ANEXO 7.8 Datos del amplificador a dos cinco y diez grados de ganancia

GANANCIA X2		GANANCIA X5		GANANCIA X10	
Vol. entrada	Vol. salida	Vol. entrada	Vol. salida	V. ENT	V. SAL
101.67	210.14	101.67	210.14	100.47	1049.7
101.85	210.3	101.85	210.3	100.46	1049.4
101.75	201.46	101.75	201.46	100.47	1049.4
255.17	522.02	255.17	522.02	200.37	2066.4
255.31	528.12	255.31	528.12	200.41	2065
255.21	537.03	255.21	537.03	200.58	2068.4
503.54	1005.7	503.54	1005.7	299.98	3103.2
503.7	1005.64	503.7	1005.64	300.56	3109.7
503.64	1005.28	503.64	1005.28	301.64	3120
742.33	1483.38	742.33	1483.38	392.15	4039.3
742.22	1483.51	742.22	1483.51	392.66	4044
742.11	1483.28	742.11	1483.28	394.48	4063.5
1044.89	2094.71	1044.89	2094.71	499.31	5135.2
1044.74	2094.73	1044.74	2094.73	505.16	5197
997.47	2019.48	997.47	2019.48	505.7	5203.1
1253.38	2534.13	1253.38	2534.13	1008.94	10424.9
1253.54	2533.72	1253.54	2533.72	1009.09	10425.2
1253.52	2533.78	1253.52	2533.78	1009.21	10426.6
1502.87	3031.25	1502.87	3031.25	1255.04	12936.3
1503.01	3031.76	1503.01	3031.76	1254.79	12935.2
1502.96	3031.06	1502.96	3031.06	1254.38	12931.1
1748.96	3522.93	1748.96	3522.93	1481.16	15239.7
1749.08	3523.33	1749.08	3523.33	1483.26	15262.3
1749.27	3523	1749.27	3523	1484.23	15273.5
1999.75	4027.6	1999.75	4027.6	1704.62	17561.1
1999.55	4027.55	1999.55	4027.55	1706.37	17576
1999.6	4027.03	1999.6	4027.03	1705.07	17566
2271.15	4569.74	2271.15	4569.74	2061.39	21233.4
2271.14	4569.71	2271.14	4569.71	2080.51	21435.5
2271.26	4569.73	2271.26	4569.73	2089.04	21524
2498.53	5016.99	2498.53	5016.99	2262.94	23297.6

2498.53	5016.99	2498.53	5016.99	2269.88	23377.1
2497.27	5014.97	2497.27	5014.97	2275.03	23429
				2498.41	25702.8
				2498.63	25702.8
				2498.72	25705.5

ANEXO 7.9 Datos de humedad.

LM334_1	humedad	MF6_1	humedad	MF4_1	humedad
1.30421	8.72	1.29033	8.72	1.18447	8.72
1.31754	8.72	1.32127	8.72	1.19839	8.72
1.3367	8.72	1.34565	8.72	1.21773	8.72
1.38967	9	1.33313	9	1.27111	9
1.38148	9	1.35488	9	1.26328	9
1.38473	9	1.32761	9	1.26659	9
2.04837	16.3	1.89878	16.3	1.91237	16.3
2.03572	16.3	1.94251	16.3	1.90088	16.3
2.03669	16.3	1.92062	16.3	1.90019	16.3
2.08854	22.43	2.06004	22.43	1.95437	22.43
2.10815	22.43	2.06013	22.43	1.97403	22.43
2.12046	22.43	2.0385	22.43	1.98476	22.43
2.13959	25.89	2.07089	25.89	2.00433	25.89
2.1316	25.89	2.10465	25.89	1.99833	25.89
2.13889	25.89	2.07457	25.89	2.0032	25.89