

**UNIVERSIDAD DE SONORA**  
**DIVISIÓN DE CIENCIAS EXACTAS Y NATURALES**  
**DEPARTAMENTO DE FÍSICA**

**SISTEMA PARA LA MEDICIÓN DE LA PERMITIVIDAD  
DIELECTRICA COMPLEJA EN LIQUIDOS  
EN EL RANGO DE AUDIOFRECUENCIA**

**Documento Recepcional**

que presenta el C.

**OSCAR VIDAL ARELLANO TANORI**

PARA OBTENER EL TITULO DE:

**LICENCIADO EN FÍSICA**

"EL SABER DE MIS HIJOS PARA MI GRANDEZA"

Hermosillo, Sonora; Octubre de 2001.

## DEDICATORIA

*Deo gratias, Gloria in excelsis Deo; caeli enarrant gloriam Dei, Dei gratia. Dominus vobiscum. Nam advenite novissima dies, quae voce tubae mortuos resuscitabit et cum illis vivos citabit ad tribunal apparentis Jesu Christi in nubibus, ad rationem reddendam omnium actionum. Ubi pii justi et electi invitam aeternam in locum beatitudinis et novam Hierosolymam introibunt impii vero et damnati cum cacodae monibus in gehennam de trudentur, ibi aeternum cruciandi. Deus est ex seipso ab aeterno in aeternum, perfectissimum et beatissimum esse ens, essentia spiritalis et unus hypostasi trinus. Voluntate sanctus, justos, clemens, verax, Potentia maximus, bonitate optimus, sapientia inmensus. Lux inaccessa, et tamen omnia in omnibus; ubique et nullibi. Summum bonum et solus inexhaustus fons omnis boni, omnium rerum, quas vocamus mundum, ut creatur, ita et gubernatur et conservator. Physicus speculator omnia Dei opera in mundo. Verba volant, scripta manent.*

*In memoriam mei patri Lic. J. Oscar Arellano Almaráz. Hominem exoptarem, cui habeo unus praecipuus adfectus, amorem et gratiam.*

*Cum infinitae amori, mei matri Lic. M. Estela Tánori León. Laborem feminam, certam, excellentem, cum unam communem acutam. Fidei firmam et amoris infinitae suos liberos.*

*Me fratri Carlos A. Arellano Tánori et Julio C. Arellano Tánori, cum quibus partior mei vitam momenta meliores et fraterni sincerum.*



## AGRADECIMIENTOS

*Magistri Scientiam Horacio Munguía Aguilar, qui obcevit suum cognities, et amitiam gratias.*

*Doctori scientiam Miguel Valdez Covarrubias, qui contribuus in hic librum, gratias.*

*Magistro Lic. Francisco Armenta, pro suum dispono et suggero, gratias.*

*Magistro Lic. Ramón Miranda Camou, exemplum tenacitatis. Gratias maximus pro suo Amitiam et doctrinae.*

*Lic. Luis Becerra Tiznado et familiam, pro suo amitiam, gratias.*

*Sponsae Frida Wissner Mendivil, femina gratam et miram, gratias pro sua amitiam et sustenta colum.*

*C. Raúl Tánori León et familiam, gratias pro suo amitiam et firmamen.*

*Magistris schola Physici, comitibus, personis et familiaribus, cui facerunt aliquando pro me.*

*M.C. Angelina Uribe Araujo.  
Dr. Amulfo Castellano Moreno  
Dr. Raúl Pérez Salas  
Dr. Arturo Ortiz Estardante  
Dr. Heriberto Acuña Campa  
M.C. Saúl Robles García  
M.C. Carlos Lizárraga Celaya  
Lic. Fermín González Gaxiola  
Lic. Damasio Morales Cruz  
Jesús Ignacio Acedo Carrillo*

*M.C. Antonio Díaz Jáuregui  
Dr. Rodrigo Arturo Rosas Burgos  
Dr. Jorge Alberto Gaspar Armenta  
M.C. José Alfredo Figueroa Morfin  
Dra. Laura L. Yeomans Reyna  
Dr. Amir Maldonado Arce  
Dr. Jorge A. Ballesteros Lugo  
Lic. Hortensia Orozco Estebané  
Rosario Arellanes Arredondo  
Carmen González Iomeli*

# INDICE

<b>DEDICATORIA</b>	IV
<b>AGRADECIMIENTOS</b>	V
<b>INTRODUCCIÓN</b>	1
<b>CAPITULO 1. MATERIALES DIELECTRICOS EN PRESENCIA DE UN CAMPO ELECTRICO</b>	5
1.1. Aplicación De la Ley de Gauss a un Capacitor de Placas Paralelas	6
1.2. Campos que Dependen del Tiempo	10
1.3. Interrelación Tiempo-Frecuencia	13
1.4. Funciones de Relajación	14
<b>CAPITULO 2. MEDICION DE LA CONSTANTE DIELECTRICA</b>	17
2.1. Impedancia Directa	17
2.2. Circuitos Puentes	18
2.3. Circuitos Resonantes	19
2.4. Método transitorio	20
2.5. Líneas de Transmisión	22
<b>CAPITULO 3. MEDICION DE <math>\epsilon^*</math> POR EL METODO DE DETECCIÓN DE FASE EN CUADRATURA</b>	24
3.1. Detección de Fase en Cuadratura	27
<b>CAPITULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES</b>	33
4.1. Mediciones	35
<b>CONCLUSIONES</b>	38
<b>APÉNDICE A: “MATERIALES DIELECTRICOS Y SU CONSTANTE DIELECTRICA”</b>	39
<b>APÉNDICE B: “DIAGRAMA COMPLETO DEL CIRCUITO DISEÑADO”</b>	40
<b>APÉNDICE C: “CIRCUITOS ELECTRÓNICOS EMPLEADOS”</b>	41
<b>APÉNDICE D: “ERROR EN LA DETECCIÓN DE FASE”</b>	54
<b>APÉNDICE E: “FOTOGRAFIA DEL SISTEMA”</b>	56
<b>REFERENCIAS</b>	57
<b>BIBLIOGRAFIA</b>	57

## INTRODUCCIÓN

Desde el punto de vista cualitativo, los materiales dieléctricos son todos aquellos en los que se pueden producir campos electrostáticos en su interior durante un tiempo relativamente prolongado. Estos materiales presentan una significativa resistencia al paso de la corriente eléctrica cuando se les aplica una tensión constante. Esta es la principal distinción respecto de los materiales conductores en lo que a las propiedades eléctricas se refiere.

Los materiales dieléctricos carecen de conductividad eléctrica, pero en su interior puede existir un campo eléctrico en estado estático. Este fenómeno se puede dar en sólidos, líquidos y gases. Entre los materiales dieléctricos más conocidos se encuentran el vidrio, la mica, las resinas sintéticas, la cera, el petróleo, el oxígeno, helio, dióxido de carbono, las materias de grasas de animales y vegetales.

Los materiales dieléctricos presentan una propiedad eléctrica fundamental denominada polarización que se presenta cuando se les aplica un campo eléctrico. La polarización consiste esencialmente en el reacomodo que sufren las cargas eléctricas “fijas” en el interior del material al tratar de alinearse con el campo eléctrico. Este reacomodo o polarización de las cargas, que entre otras cosas implica un almacenamiento de energía, se puede presentar con diferentes características. De acuerdo a éstas, los materiales dieléctricos se les acostumbra clasificar de muy diversas maneras.

Las propiedades de los materiales dieléctricos son de interés en varias ramas de la ciencia: Física, Química, Ingeniería Eléctrica, Biología. Los aspectos de interés en cada caso son diferentes. En ingeniería eléctrica, por ejemplo, es de suma importancia la dependencia existente entre la pérdida dieléctrica con la frecuencia y la temperatura. Para la Química y la Física, las propiedades dieléctricas de los materiales brindan mucha información sobre sus estructuras moleculares y parámetros eléctricos, ópticos y magnéticos.

Las propiedades de los materiales dieléctricos son usualmente descritos en términos de su constante dieléctrica denominada  $\epsilon$ . Esta “constante”, que no lo es tanto, esta relacionada con el grado con que una sustancia aislante transmite la inducción eléctrica. Es decir, la inducción eléctrica es igual al producto de la intensidad del campo eléctrico por la constante dieléctrica del material interpuesto entre medios inductores e inducidos. Para muchos materiales esta constante dieléctrica, es independiente de la intensidad del campo eléctrico dentro de un rango amplio. En el caso de campos alternos la constante dieléctrica depende también de la frecuencia. La temperatura también modifica, en general, el valor de la constante dieléctrica en los materiales. Este tipo de dependencia de la constante  $\epsilon$  de ciertos materiales, que son el objetivo principal de este trabajo, proporciona información importante sobre sus propiedades moleculares. Mas adelante se entrará en el detalle de este fenómeno.

Otra propiedad importante de los dieléctricos es la capacidad de polarizarse bajo la acción de un campo eléctrico externo. La noción sobre la polarización de los dieléctricos fue introducida a la ciencia en los años 30 del siglo XIX por Michael Faraday. Según los conocimientos modernos, el fenómeno de polarización se reduce a la variación de la posición de partículas eléctricamente cargadas del dieléctrico en el espacio; con esto el material dieléctrico adquiere un momento eléctrico. Los materiales dieléctricos están formados por dipolos eléctricos. Un dipolo eléctrico, es un sistema formado por dos cargas iguales y de signo contrario, separadas una distancia  $d$ . (del cual se comentará más adelante durante el desarrollo de este trabajo).

Muchos dieléctricos utilizables en la práctica, son notoriamente higroscópicos, es decir, poseen la propiedad de absorber la humedad del medio ambiente.

Los materiales dieléctricos se caracterizan por ser prácticamente aislantes debido a que sus cargas, denominadas cargas ligadas, no tienen tanta libertad de movimiento. Estos materiales están compuestos por átomos y moléculas cuya

distribución interna de cargas se modifica en presencia de un campo eléctrico, de manera que las cargas negativas se desplazan con respecto a las positivas dando lugar, a su vez, a la modificación del campo eléctrico.

La característica común de todos los dieléctricos, ya sean líquidos, sólidos o gases, tengan o no estructura cristalina, es su capacidad es almacenar energía. Este almacenamiento tiene lugar cuando se desplazan las posiciones relativas de las cargas positivas y negativas, en contra de las fuerzas moleculares y atómicas. Estos desplazamientos en contra de la fuerza de restitución, son similares a levantar un peso o estirar un resorte, ya que representan energía potencial. La fuente de esta energía es el campo externo; el desplazamiento de estas cargas puede producir una corriente transitoria a través de la fuente que produce el campo. El mecanismo real por el cual la carga se desplaza es diferente entre varios materiales dieléctricos. En el apéndice A se presenta una lista de valores ordinarios de la constante dieléctrica para materiales dieléctricos comunes. Los valores deben considerarse solo como valores comunes para cada material, y son válidos en condiciones normales de temperatura y humedad, y a bajas frecuencias.

Los problemas de la física de los materiales dieléctricos son de suma importancia en el ámbito de la ingeniería sobre todo debido a su propiedad de aislamiento eléctrico en sistemas como motores, transformadores, cables, equipos de comunicación, etc. En particular, en los dieléctricos líquidos, que son de los que nos ocuparemos en el presente trabajo, se presenta una estrecha relación entre la constante dieléctrica y las propiedades físicas como la viscosidad. Por otra parte, el análisis del espectro en frecuencia de la constante dieléctrica resulta ser una manera relativamente sencilla de obtener información sobre la estructura molecular de ciertos materiales como los polímeros.

En el Laboratorio de Fluidos del Departamento de Física es frecuente la necesidad de medir la permitividad en dieléctricos líquidos. Los equipos profesionales disponibles para realizar este tipo de estudio son extremadamente caros ya que sus características principales, como la resolución en frecuencia y

exactitud, son muy estrechas. Por este motivo desde hace tiempo se ha considerado necesario construir un sistema que, sin competir con los equipos profesionales, permita medir la permitividad compleja en muestras líquidas en un rango de frecuencias de interés que, aunque sea reducido, proporcione información útil sobre su espectro. En el trabajo que aquí presentamos, nos planteamos como objetivo el diseñar un sistema que cumpla con las características antes mencionadas. En particular, se pretende que el sistema cubra el rango de audiofrecuencia de 500Hz-25Khz con un error que no rebase al 10% en todo el rango. Se pretende además que el sistema sea económico y compuesto de partes de fácil adquisición. Para ello se dispone de la infraestructura del Laboratorio de Electrónica del Departamento de Física, que es donde esencialmente desarrollamos todo el trabajo.



# CAPITULO 1

## MATERIALES DIELECTRICOS EN PRESENCIA DE UN CAMPO ELÉCTRICO

La constante dieléctrica es un parámetro físico que se encuentra estrechamente ligada con los conceptos de campo eléctrico, desplazamiento y capacitancia; es por ello que, para efectos de ubicar correctamente las propiedades de este parámetro y el problema de su medición, en este capítulo daremos un breve repaso a los aspectos de electrostática que le son relevantes.

En electrostática, el campo eléctrico  $E$  puede ser expresado conforme a la ley de Gauss. Esta ley, relaciona el flujo del campo eléctrico  $E$  a través de una superficie cerrada hacia la carga  $Q$  encerrada entre esta superficie.

$$\iint E \cdot d\vec{S} = \frac{Q}{\epsilon_0} \quad (1.1)$$

en donde  $Q$  es la carga libre contenida por una superficie cerrada  $S$ . Dicha superficie se llama con frecuencia superficie gaussiana. Ahora, puede obtenerse una expresión para la intensidad del campo eléctrico que se crea para una carga puntual de valor  $Q$  a una distancia  $R$  obteniendo lo siguiente

$$\frac{Q}{\epsilon_0} = \iint_S E \cdot d\vec{S} = \iint_{esf} E \cdot dS = E \int_{esf} dS = E \int_{\phi=0}^{\phi=2\pi} \int_{\theta=0}^{\theta=\pi} r^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (1.2)$$

lo que nos da

$$E = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r^2} \quad (1.3)$$

Esta claro que la intensidad del campo eléctrico  $E$  es el mismo en todos los puntos de esta superficie, alejados a una distancia  $r$  de la carga, es decir, en todos los puntos de la esfera que tienen el centro en este punto, donde está situada la carga  $Q$ ; como se puede observar  $E$  es igual a la razón de  $Q$  a la permitividad  $\epsilon_0$  y a la

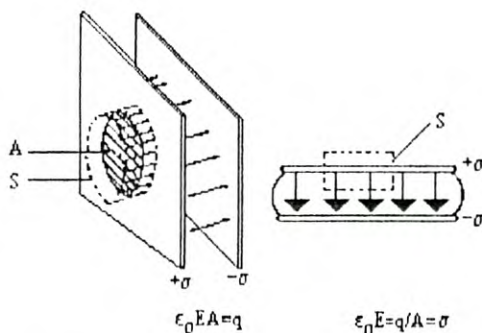
superficie de la esfera  $4\pi R^2$ . Donde E tiene unidades de fuerza por unidad de carga, mientras que la constante  $\epsilon_0$  tiene unidades de farad/metro, y esta constante es llamada constante dieléctrica o permitividad en el espacio libre (o vacío), su valor es de  $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$  F/m.

### 1.1 Aplicación de la ley de Gauss a un capacitor de placas paralelas.

Si aplicamos la ecuación (1.1) al caso de dos placas paralelas infinitas en el vacío que contenga una superficie con carga q y densidad de carga uniforme  $\sigma$

$$\sigma = \frac{q}{A} \quad (1.4)$$

y suponiendo que  $\epsilon_0 E$  está dirigido en dirección normal a las placas, como lo muestra la figura 1.1.



*Figura 1.1. Intensidad del Campo eléctrico entre placas paralelas cargadas.*

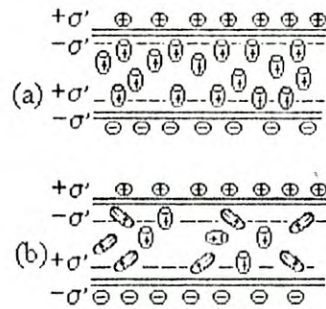
Al sustituir (1.4) en (1.1) tenemos

$$\epsilon_0 E \iint dS = \sigma A \quad (1.5)$$

que al resolver para un capacitor de placas paralelas nos da

$$\epsilon_0 E = \sigma \quad (\text{en el espacio libre o vacío}) \quad (1.6)$$

Si ahora colocamos un material no-conductor (dieléctrico) en el interior de las placas paralelas, la cual contiene superficies de carga  $\sigma$ , el efecto del campo eléctrico es el de inducir una polarización en el material de tal forma que el material permanece neutro pero genera cargas  $\sigma'$  que aparecen en las placas, además de la carga original  $\sigma$ . Véase la figura 1.2.



**Figura 1.2.** Superficies de cargas inducidas ( $\sigma'$ ) que se originan de la polarización de un dieléctrico en un campo eléctrico (originadas en un sitio de superficies de carga  $\sigma$ ): (a) polarización inducida electrónicamente o atómica. (b) polarización por orientación espacial de dipolos permanentes.

Por lo anterior, el campo eléctrico entre las placas es ahora

$$E = \frac{(\sigma - \sigma')}{\epsilon_0} \quad (1.7)$$

La superficie de las placas induce una densidad de carga  $\sigma'$ , y a esto se le llama a menudo polarización y se representa con la letra  $P$ ; esta se define como

$$P = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta V} \sum_{i=1}^{n\Delta V} qd \quad (1.8)$$

en donde  $d$  es la separación entre las placas. Equivalentemente, podemos escribir

$$P = \frac{A\sigma'd}{V} \quad (1.9)$$

en donde

$$q = \sigma' A \quad (1.10)$$

Consideremos ahora un conjunto de cargas rodeadas por un medio material dieléctrico infinito. El campo eléctrico en un determinado punto se debe a la contribución de todas las cargas del sistema; por lo tanto, de acuerdo al teorema de Gauss, tenemos

$$\int \vec{E} \cdot d\vec{S} = \frac{Q_{total}}{\epsilon_0} \quad (1.11)$$

donde la carga total,  $Q_{total}$  es la carga real más la carga de polarización

$$Q_{total} = Q + Q_p \quad (1.12)$$

Para simplificar, tomemos un conductor con carga  $Q$ , de superficie  $S_c$ , y una superficie  $S$ , que contiene a  $S_c$ . La carga de polarización es

$$Q_p = -\int \vec{P} \cdot \hat{n} dS \quad (1.13)$$

que se puede escribir

$$\int (\epsilon_o \vec{E} + \vec{P}) \cdot d\vec{S} = Q \quad (1.14)$$

Entonces, se define el vector desplazamiento como

$$\vec{D} = \epsilon_o \vec{E} + \vec{P} \quad (1.15)$$

El vector  $P$  expresa el grado de alineación que sufrieron las cargas estáticas al interior del dieléctrico y es una medida de la energía potencial adquirida por los dipolos eléctricos del mismo. Su valor depende no sólo del campo eléctrico, sino también de las propiedades de las moléculas que forman el material dieléctrico. Desde el punto de vista macroscópico, el comportamiento del material queda completamente especificado por una relación, que se determina de forma experimental, llamada ecuación constitutiva,  $P=P(E)$ , donde  $E$  es el campo eléctrico macroscópico. Esta expresión es una relación puntual, y si  $E$  varía de un punto a otro del material, entonces  $P$  variará igualmente.

Estos resultados se resumen en la ecuación constitutiva

$$P = \chi \epsilon_o E \quad (1.16)$$

donde  $\chi$  es una cantidad adimensional llamada *susceptibilidad eléctrica*.

Por lo tanto

$$D = (1 + \chi)\epsilon_0 E \quad (1.17)$$

o

$$D = \epsilon(\epsilon_0 E) \quad (1.18)$$

donde  $\epsilon$  es la *constante dieléctrica* dada de la siguiente forma

$$\epsilon = 1 + \chi \quad (1.19)$$

Para el espacio libre  $\chi=0$  y  $\epsilon=1$ .

Ahora, definiremos la capacitancia  $C$  como

$$C = \frac{q}{V} = \frac{\sigma A}{V} \quad (1.20)$$

y  $V=Ed=d\sigma/\epsilon_0\epsilon$ , donde  $V$  es el voltaje aplicado a las placas paralelas, entonces

$$\epsilon = \frac{Cd}{\epsilon_0 A} \quad (1.21)$$

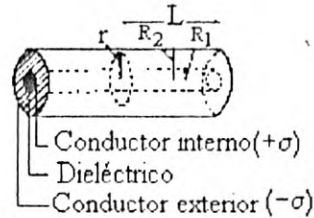
o

$$\epsilon = \frac{C}{C_0} \quad (1.22)$$

donde  $C_0$  es la capacitancia de las placas sin el dieléctrico en su interior. Lo anterior presupone que se trata de un dieléctrico “perfecto” en el sentido de que no existe algún desplazamiento neto de carga entre las placas que lo contienen. Mas adelante veremos el caso de materiales dieléctricos reales en donde esta suposición se elimina dando lugar a una constante dieléctrica compleja. Cualquiera de las dos ecuaciones anteriores pueden servir para mediciones experimentales de la constante dieléctrica  $\epsilon$ . En general, la constante dieléctrica se determina estableciendo relaciones entre los parámetros eléctricos como la corriente y el voltaje en arreglos de circuitos construidos específicamente para este propósito.

La ley de Gauss nos sirve para establecer la conexión entre la capacitancia y la constante dieléctrica para diferentes geometrías. Un arreglo también muy empleado para efectos de medir la constante dieléctrica, es el capacitor coaxial mostrado en la figura 1.3. Se puede demostrar que, para este caso,[2]

$$\varepsilon = \frac{C}{2\pi\epsilon_0 l} \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (1.23)$$



*Figura 1.3. Campo de desplazamiento en un capacitor coaxial.*

## 1.2. Campos que dependen del tiempo.

En el caso de campos que fluctúan con el tiempo, las cantidades  $D$ ,  $E$  y  $P$  de la ecuación (1.9) deberán mostrar la dependencia temporal. Debido a la natural oposición de las cargas a su desplazamiento, el vector de polarización  $P$  exhibirá un retardo en respuesta al cambio en el campo  $E$ . Un campo que depende del tiempo  $E(t)$ , en un instante dado,  $t$ , puede ser considerado como una superposición de incrementos de cambios en  $E$ ,  $dE$ , aplicado a tiempos  $u$ . Esto se puede representar como

$$E(t) = \int dE = \int_{u=-\infty}^{u=t} \frac{dE(u)}{du} du \quad (1.24)$$

Por otra parte, si suponemos que la polarización sigue al campo eléctrico en una forma relajada, es decir, a través de una función de retardo en la susceptibilidad, podremos escribir la ecuación (1.16) en la forma

$$dP(t) = \epsilon \chi(t-u) dE(u) \quad (1.25)$$

donde el término del lado izquierdo es el incremento de la polarización con respecto al tiempo  $t$  cuando un campo  $dE(u)$  es aplicado en un tiempo  $u$ . Además, combinando las ecuaciones (1.25) y (1.15), tenemos

$$D(t) = \epsilon E(t) + \epsilon \int_{-\infty}^t \chi(t-u) \frac{dE(u)}{du} du \quad (1.26)$$

que muestra como el incremento de  $P$  de (1.25) afecta el valor del campo  $D$ .

Para el caso particular de un campo eléctrico con fluctuación periódica  $\omega$ , podemos utilizar notación compleja para representar el campo E, es decir, introducimos el concepto de campo eléctrico complejo  $E^* = E_0 e^{j\omega t}$  con lo que la ecuación anterior nos queda

$$D^* = [\epsilon E_0 e^{j\omega t} + \epsilon_0 E_0 e^{j\omega t} \int_0^\infty j\omega \chi(u') e^{-j\omega u'} du'] \quad (1.27)$$

donde  $u' = t - u$ . Ahora introducimos el concepto de *constante dieléctrica compleja* como

$$\epsilon^* = 1 + \int_0^\infty j\omega \chi(u') e^{-j\omega u'} du' \quad (1.28)$$

por lo que, utilizando la identidad de Euler tenemos

$$\epsilon^* = 1 + \int_0^\infty \omega \chi(u') \text{Sen } \omega u' du' + j \int_0^\infty \omega \chi(u') \text{Cos } \omega u' du' \quad (1.29)$$

la parte real e imaginaria de  $\epsilon^*$  se pueden escribir como sigue

$$\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (1.30)$$

donde  $\epsilon'$  es la *constante dieléctrica* y  $\epsilon''$  es el *factor de pérdida*. Estas constantes se pueden expresar [1] en términos de  $\chi(u')$  como

$$\epsilon' = 1 + \int_0^\infty \omega \frac{\chi(u')}{\epsilon_0} \text{sen } \omega u' du' \quad (1.31)$$

$$\epsilon'' = - \int_0^\infty \omega \frac{\chi(u')}{\epsilon_0} \text{cos } \omega u' du' \quad (1.32)$$

tanto la parte real como la imaginaria tienen un significado físico. En el caso de  $\epsilon'$  tenemos la interpretación original de la constante dieléctrica, es decir, es el factor que determina el aumento en la energía eléctrica almacenada en el material por la acción de los dipolos eléctricos ante el campo eléctrico externo aplicado. Pero el nuevo término  $\epsilon''$  se puede interpretar como el nivel de pérdida de energía eléctrica en el dieléctrico ya sea por algún transporte de carga neto existente entre las placas, o por disipación de calor (efecto Joule), radiación, etc, producido por la rotación periódica de los dipolos eléctricos del material.

Por otra parte, si utilizamos la representación polar para  $\varepsilon^*$  tenemos

$$\varepsilon^* = \rho e^{-j\delta} \quad (1.33)$$

donde

$$\rho = (\varepsilon'^2 + \varepsilon''^2)^{1/2} \quad (1.34)$$

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (1.35)$$

Para ubicar a  $\varepsilon'$  y  $\varepsilon''$  con una situación experimental en la que se aplique corriente alterna a un capacitor, revisemos la forma como en la teoría de los circuitos se emplea el concepto de impedancia compleja. Para un capacitor, la impedancia compleja [5] está dada por la expresión

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C} \quad (1.36)$$

en donde C es la capacitancia en farads. Como ya se vio, en el caso de un capacitor de placas paralelas con dieléctrico de constante  $\varepsilon$  la capacitancia C está dada por

$$C = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (1.37)$$

en donde  $\varepsilon$  es la constante originalmente planteada. Si ahora permitimos que  $\varepsilon$  devenga en  $\varepsilon^*$  (puesto que A y d no pueden ser complejos) tendremos que

$$C = \varepsilon^* \frac{A}{d} \quad (1.38)$$

y al sustituir (1.38) en la expresión de la impedancia (1.36) nos queda

$$Z_c = \frac{1}{j\omega \varepsilon^* \frac{A}{d}} \quad (1.39)$$

o en otra forma

$$\frac{1}{Z_c} = j\omega \varepsilon^* \frac{A}{d} = j\omega \frac{A}{d} (\varepsilon' - j\varepsilon'') = \omega \frac{A}{d} \varepsilon'' + j\omega \frac{A}{d} \varepsilon' \quad (1.40)$$

Entonces, tenemos una parte real e imaginaria que podemos expresarlas de la siguiente forma

$$G_R = \omega \frac{A}{d} \varepsilon'' \quad (1.41)$$



$$G_I = \omega \frac{A}{d} \varepsilon' \quad (1.42)$$

lo que nos muestra que, desde el punto de vista de los circuitos, el inverso de la impedancia (admitancia) de un capacitor con dieléctrico complejo es equivalente a la suma de las admitancias de un capacitor “puro” de constante  $\varepsilon'$ , y un elemento resistivo proporcional a  $\varepsilon''$ . Sobre esto se abundará más en el capítulo 3 cuando discutamos las técnicas experimentales empleadas en la medición de la constante dieléctrica compleja.

### 1.3. Interrelación tiempo-frecuencia.

La dependencia en frecuencia de la constante dieléctrica compleja  $\varepsilon(\omega)$  y la dependencia del tiempo de la constante dieléctrica  $\varepsilon(t)$ , están relacionadas por la siguiente transformada de Fourier [6]

$$\frac{\varepsilon_r(\omega) - \varepsilon_\infty}{\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty} = 1 - j\omega \int_0^\infty \Phi(t) e^{-j\omega t} dt \quad (1.43)$$

en donde  $\varepsilon_r$  es la constante dieléctrica relativa y  $\varepsilon_0$  y  $\varepsilon_\infty$  son los límites de las constantes dieléctricas a bajas y a altas frecuencias con respecto a todos los procesos de relajación.  $\Phi(t)$  es la función de relajación normalizada [1] expresada en la siguiente forma

$$\Phi(t) = \frac{\varepsilon_r(t) - \varepsilon_\infty}{\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty} \quad (1.44)$$

donde  $\varepsilon(t)$  describe la evolución en el tiempo de la permitividad aparente, cuando un campo constante de DC, aplicada mucho tiempo atrás, es removido repentinamente a partir de un instante  $t=0$  en un material polarizado.  $\Phi(t)$  decae de 1 a 0.

Esta descripción fenomenológica es obedecida por los dieléctricos independientemente de los orígenes de los procesos de relajación y conducción.

Las componentes de  $\varepsilon(\omega)$  pueden ser expresados en términos de integrales implicando  $\Phi(t)$ , esto es

$$\frac{\varepsilon'(\omega) - \varepsilon_{\infty}}{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}} = 1 - \omega \int_0^{\infty} \Phi(t) \operatorname{sen} \omega t dt \quad (1.45)$$

$$\frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}} = \omega \int_0^{\infty} \Phi(t) \cos \omega t dt \quad (1.46)$$

y la transformada inversa de Fourier de las ecuaciones (1.45) y (1.46) son

$$\Phi(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \left[ \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon'(\omega)}{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}} \right] \operatorname{sen} \omega t \frac{d\omega}{\omega} \quad (1.47)$$

$$\Phi(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \left[ \frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}} \right] \cos \omega t \frac{d\omega}{\omega} \quad (1.48)$$

De acuerdo a las ecuaciones (1.45) y (1.46), si  $\Phi(t)$  es conocida en un rango completo de relajación, entonces se puede calcular el factor de pérdida y la constante dieléctrica para todas las frecuencias en la región en que ocurre la relajación. Esto es importante porque permite hacer mediciones de la constante dieléctrica en el dominio del tiempo, a partir de datos en el dominio de la frecuencia. Mientras que las ecuaciones (1.47) y (1.48) muestran que si la constante dieléctrica y el factor de pérdida son conocidos en regiones completas de relajación, entonces  $\Phi(t)$  puede ser calculada en todo el rango del tiempo.

#### 1.4. Funciones de relajación.

Una forma simple para  $\Phi(t)$  es representarla como una simple exponencial negativa [1] caracterizada por un tiempo de relajación  $\tau$ .

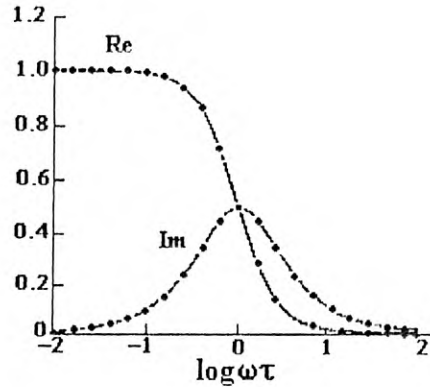
$$\Phi(t) = e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1.49)$$

sustituyendo (1.49) en las ecuaciones (1.47) y (1.48) e integrando tenemos las siguientes relaciones que se conocen como ecuaciones de Debye

$$\frac{\varepsilon'(\omega) - \varepsilon_\infty}{\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty} = \frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (1.50)$$

$$\frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty} = \frac{\omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (1.51)$$

estas son funciones en términos del tiempo de relajación simple (TRS) las cuales se muestran en la figura (1.4)



**Figura 1.4.** La parte real (Re) y la parte imaginaria (Im) de la permitividad normalizada como una función de  $\log(\omega\tau)$  para una función de tiempo de relajación simple.

Este es un modelo simple que describe el comportamiento en frecuencia de dieléctricos con un solo tiempo de relajación. En realidad, en la mayor parte de los materiales polares nos encontraremos con estructuras moleculares que tienen más de un tipo de relajación. Existen otros modelos (véase la referencia [1]) que toman en cuenta este hecho y presentan una descripción más completa del fenómeno de relajación dipolar. Para nuestros propósitos basta con tener claro que para la medición de la constante dieléctrica  $\varepsilon^*$ , las curvas de respuesta en frecuencia de  $\varepsilon'$  y  $\varepsilon''$  presentarán las formas indicadas en la figura 1.4 solo en los casos de muestras relativamente simples. En general, sin embargo, habrá que esperar curvas con menos simetría y mayor número de crestas y valles. De cualquier manera, está claro

que si disponemos de las curvas de  $\epsilon'$  y  $\epsilon''$  contra la frecuencia, podremos determinar los tiempos de relajación característicos de cualquier muestra dieléctrica.

## CAPITULO 2

### MEDICION DE LA CONSTANTE DIELECTRICA.

La constante dieléctrica se puede medir de muchas formas [2]. Existen técnicas electrónicas, ópticas, magnéticas, electromagnéticas, etc. En este trabajo estamos interesados en las técnicas electrónicas que son las mas versátiles, precisas y relativamente sencillas de aplicar. Específicamente nos ocuparemos de las que se utilizan en materiales líquidos de baja conductividad.

Las técnicas electrónicas mas empleadas para este propósito se pueden clasificar en los siguientes grupos: impedancia directa, circuitos puentes, circuitos resonantes, respuesta transitoria y líneas de transmisión en alta frecuencia. En todas ellas la idea básica es medir la impedancia de una celda capacitiva especialmente construida para contener la muestra líquida cuya constante se desea determinar. A continuación se describen brevemente cada una de ellas.

#### **2.1 Impedancia Directa.**( frecuencia de $10^{-4}$ - $10^{-8}$ Hz).

La constante dieléctrica compleja puede ser determinada por medición directa de la impedancia del material dieléctrico como si fuera un elemento de circuito. Esto se lleva a cabo aplicando un potencial conocido y estable de AC y midiendo con cuidado la magnitud y fase de la corriente generada, o bien, aplicando una corriente conocida y midiendo el correspondiente potencial generado en un arreglo básico capacitivo. Esto puede resultar bastante mas complicado de cómo parece si no se emplean capacitores y resistencias cuidadosamente calibrados y técnicas precisas para la medición de amplitud y fase de la corriente y/o voltaje. Existe una gran variedad de arreglos empleados en este tipo de técnica. Una de ellas es la denominada detección de fase en cuadratura [5] que es justamente la que emplearemos en este trabajo y que describiremos en detalle en el siguiente capítulo.

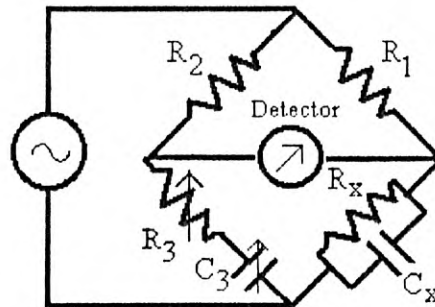
## 2.2 Circuitos Puentes. (frecuencias de $10\text{-}10^7$ Hz).

Los métodos con circuitos puentes han sido muy empleados debido a su gran sensibilidad y precisión. Consisten esencialmente de un circuito con dos ramas separadas y simétricas en donde en una de ellas se intercala el elemento de circuito que contiene la muestra del material dieléctrico cuya constante se desea medir. Mediante un procedimiento de ajuste sistemático en las componentes del circuito, éste se pone en un estado de balance que permite establecer una equivalencia entre las componentes de ambas ramas. Uno de los arreglos mas populares es el llamado puente de Wien [2] que se muestra en la figura (2.1). Este circuito es de una sensibilidad y precisión alta, en el rango de frecuencias de 10 Hz hasta 100KHz.

La celda capacitiva está representada por  $R_x$  y por  $C_x$ . En este circuito el detector es un voltímetro sensible que le indicará al usuario la diferencia de potencial entre los nodos medios de los brazos del circuito. Los elementos variables  $R_3$  y  $C_3$  se ajustan hasta obtener el punto de balance (potencial cero, en el que tanto la magnitud como la fase de los nodos se igualan) en el cual se cumplen las relaciones

$$C_x / C_3 = R_2 / R_1 - R_3 / R_x \quad (2.1)$$

$$C_x C_3 = 1 / \omega^2 R_3 R_x \quad (2.2)$$



*Figura 2.1. Puente de Wien*

Existen muchas configuraciones de circuitos puente que se pueden emplear en el proceso de medir la constante dieléctrica. El común denominador de ellos es la necesidad de realizar un ajuste sistemático entre algunas de sus componentes para obtener la condición de balance. Los inconvenientes de esta técnica son los siguientes:

1.- El proceso de ajuste para encontrar el balance es lento y tedioso. Si se desea efectuar un barrido de frecuencia, el tiempo empleado es inaceptablemente largo.

2.- Las capacitancias parásitas de la celda capacitiva no se eliminan fácilmente. Es necesario modificar el circuito base para minimizar los errores que estas capacitancias pueden introducir.

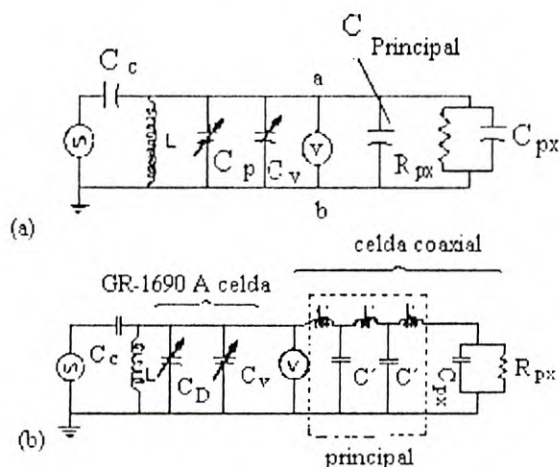
3.- Al alcanzar el equilibrio es necesario efectuar el cómputo indicado por las ecuaciones de balance. Con esto se alarga todavía más el procedimiento de la medición.

### **2.3 Circuitos Resonantes ( $10^6$ - $10^8$ Hz).**

Aquí la región de frecuencias de interés se traslada al rango de 1~100MHz en donde resulta impráctico diseñar un circuito en el que se tengan capacitores y resistencias ajustables, interruptores, etc. En este método [2], se construye un circuito resonante en el que la capacitancia de la celda de la muestra sea determinante en la frecuencia de resonancia del mismo. El circuito se excita con una señal senoidal cuya frecuencia es ajustada hasta encontrar el punto de resonancia con la celda vacía; después, con la muestra puesta en la celda, se repite el procedimiento para localizar un nuevo punto de resonancia; la diferencia entre estas frecuencias brinda información sobre el valor de la constante dieléctrica del líquido.

El circuito básico en este método de resonancia se muestra en la figura 2.2. Un generador es acoplado a un inductor (L) que se conecta a su vez en paralelo con un

capacitor variable  $C_D$ , un voltímetro a una impedancia alta y la muestra del material dieléctrico en su correspondiente celda ( $R_{px}$ ,  $C_{px}$  y  $C_{principa}$  respectivamente).



**Figura 2.2.** Diagrama esquemático para (a) circuito resonante; (b) circuito resonante donde la muestra es conectada a capacitancias variables por una línea de transmisión (una pieza de línea coaxial).

Los métodos de circuitos resonantes tienen la gran ventaja de minimizar bien los errores debidos a las capacitancias parásitas; por otra parte, son insustituibles en la medición de constante dieléctrica a altas frecuencias, entre 10 y 100 MHz. Sin embargo, resultan complicados de diseñar cuando se desea explorar un rango de frecuencias mas o menos amplio. Arriba de los 100 MHz es necesario considerar las técnicas de líneas de transmisión.

#### 2.4 Método del Transitorio ( $10^{-4}$ - $10^2$ Hz).

Los métodos transitorios [2] son de particular interés cuando se desea medir la constante dieléctrica a muy baja frecuencia. Las técnicas anteriores son esencialmente para campos periódicos.

Las técnicas por transitorios consisten en medir las corrientes generadas en la celda capacitiva de la muestra inmediatamente después de la aplicación repentina de un potencial fijo (función escalón). Estas corrientes tienden a desvanecerse con el tiempo –de ahí su nombre– y es necesario registrarlas mediante un dispositivo



con memoria para después efectuar un procesamiento en esta información y extraer los valores de la constante  $\varepsilon^*$ .

A partir de la relación

$$\varepsilon = \frac{q}{C_0 V} \quad (2.3)$$

definimos la función de carga proporcional a la corriente de carga en respuesta al voltaje constante aplicado  $V_0$  como:

$$J(t) = \frac{d\varepsilon}{dt} = \frac{j}{C_0 V_0} \quad (2.4)$$

en donde  $j$  es la corriente. Se puede demostrar [1] que se cumplen las relaciones

$$\varepsilon' = \varepsilon_U + \int_0^{\infty} J(u') \cos \omega u' du' \quad (2.5)$$

$$\varepsilon'' = \int_0^{\infty} J(u') \text{sen } \omega u' du' \quad (2.6)$$

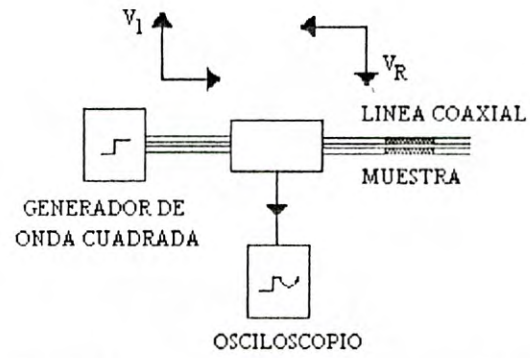
Esto es,  $\varepsilon'(\omega)$  y  $\varepsilon''(\omega)$  pueden ser determinadas a partir de la corriente de carga por integración numérica de las ecuaciones (2.5) y (2.6) haciendo uso de una computadora. Lo anterior es equivalente a obtener el espectro en frecuencia de las constantes  $\varepsilon'$  y  $\varepsilon''$  mediante la transformada de Fourier de las corrientes transitorias generadas.

El método de los transitorios tiene muchas limitaciones debido principalmente a la falta de resolución en el espectro generado y la poca exactitud que se puede tener ya que las pérdidas óhmicas (conductancia DC) tan elevadas que se tienen en este rango de baja frecuencia obscurece mucho los valores medidos de la permitividad de la muestra. Por otra parte, la instrumentación asociada es bastante complicada y el empleo de computadora es imprescindible.

## 2.5 Líneas de Transmisión ( $10^8$ - $10^{12}$ Hz).

Cuando se desea medir la constante dieléctrica a frecuencias cuya longitud de onda es comparable con las dimensiones de las trayectorias eléctricas de los circuitos asociados a la celda capacitiva, es necesario tomar en cuenta los efectos que las inductancias mutuas y las capacitancias distribuidas tienen sobre el sistema. Se hace necesario, entonces, estudiar la forma en que se propaga la onda electromagnética en el interior del dieléctrico.

En este método, es común utilizar líneas de transmisión en las que se inserta la muestra dieléctrica. En un extremo de la línea se aplica una excitación eléctrica a la frecuencia de interés; en otro punto de la línea se pone la muestra bajo estudio. Con la instrumentación adecuada, se miden los parámetros clásicos de una onda electromagnética estacionaria tales como el coeficiente de reflexión, la atenuación y la longitud de onda. Con estos datos y los parámetros propios de la línea de transmisión empleada se puede obtener el valor de  $\epsilon^*$ . En la figura 2.3 se ilustra un sistema típico de medición en donde se emplea una técnica especial denominada Reflectometría en el Dominio del Tiempo (TDR) que consiste en aplicar un pulso de voltaje en uno de los extremos de la línea de transmisión (voltaje en escalón); a una cierta distancia se coloca la muestra dieléctrica llenando parcialmente el interior de la línea. En un punto intermedio se sitúa un osciloscopio de alta velocidad con el que se observan la onda incidente y la reflejada. Al igual que en el caso del método transitorio, se realiza un análisis de Fourier sobre el patrón de onda observado y se genera el espectro de frecuencia característico de  $\epsilon'$  y  $\epsilon''$ . Para mayor información sobre las técnicas de alta frecuencia se puede consultar la referencia [2].



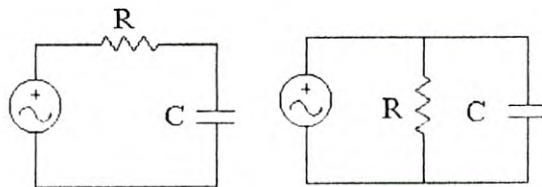
**Figura 2.3.** Sistema típico de medición en donde se emplea una técnica especial denominada Reflectometría en el Dominio del Tiempo (TDR).

### CAPITULO 3

## MEDICION DE $\epsilon^*$ POR EL METODO DE DETECCIÓN DE FASE EN CUADRATURA.

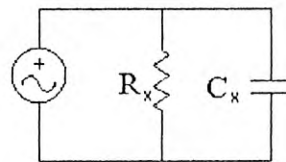
En este capítulo explicaremos el método empleado en este trabajo para la medición de la constante dieléctrica compleja  $\epsilon^*$ . Para esto, construimos una celda capacitiva de placas paralelas en donde se introduce la muestra líquida cuya constante dieléctrica se desea medir. A la celda se le aplica una tensión senoidal constante. La corriente de conducción generada en el dieléctrico coincidirá en fase con la tensión, mientras que la corriente de desplazamiento seguirá siendo también senoidal pero adelantada en fase.

Tal como se señaló en el anterior capítulo, un capacitor con dieléctrico imperfecto presentará disipación de energía por efecto de la conductividad iónica o por la fricción interna de moléculas polares que son orientadas bajo la acción de un campo eléctrico externo. En el caso general, no siempre es posible representar un capacitor real, pero en muchos casos se pueden conseguir resultados aceptables si empleamos un modelo simple de un arreglo de un capacitor ideal y un elemento disipador básico como la resistencia. Se pueden considerar dos circuitos posibles: con la resistencia en paralelo o con la resistencia en serie. Véase la figura 3.1.



*Figura 3.1. Representaciones en serie y en paralelo de la celda.*

La combinación paralelo tiene la ventaja de que, desde el punto de vista de los circuitos, se visualiza mas explícitamente la presencia de una corriente de “fuga” en el dieléctrico. Este es el modelo que emplearemos en nuestro sistema de medición y que ya mencionamos en el capítulo 1. Habrá que recordar que estamos interesados en la forma que varían  $\epsilon'$  y  $\epsilon''$  al variar la frecuencia manteniendo la temperatura constante, por lo que obtendremos una relación entre estos parámetros y el modelo de circuito señalado. Consideremos, pues, el circuito de la figura 3.2. en donde a  $R_x$  y  $C_x$  los relacionaremos con  $\epsilon'$  y  $\epsilon''$ .



**Figura 3.2.**

en este circuito aplicamos un voltaje alterno dado de la siguiente forma

$$V(t) = |V| \text{Sen}(\omega t) \quad (3.1)$$

calculando la corriente tenemos

$$\hat{I} = \frac{\hat{V}}{\hat{Z}} = \frac{1}{R_x} (1 + j\omega R_x C_x) \hat{V} \quad (3.2)$$

y el ángulo de fase de la corriente

$$\text{Tan} \phi = R_x C_x \omega \quad (3.3)$$

o lo que es lo mismo

$$\frac{\text{sen} \phi}{\text{cos} \phi} = R_x C_x \omega \quad (3.4)$$

$$\text{sen} \phi = \frac{C_x R_x \omega}{\sqrt{1 + (C_x R_x \omega)^2}} \quad (3.5)$$

$$\cos \phi = \frac{1}{\sqrt{1 + (C_x R_x \omega)^2}} \quad (3.6)$$

tomando la magnitud de la corriente tenemos

$$|I| = \frac{1}{R_x} (1 + \tan^2 \phi)^{1/2} V \quad (3.7)$$

y además sabemos que el voltaje aplicado al circuito tiene la siguiente forma

$$V(t) = |V| \text{Sen}(\omega t) \quad (3.8)$$

con la corriente expresada como

$$i(t) = |I| \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (3.9)$$

y utilizando la identidad trigonométrica para la suma de ángulos tenemos

$$\text{sen}(\omega t + \phi) = \text{sen} \omega t \cos \phi + \cos \omega t \text{sen} \phi \quad (3.10)$$

entonces la corriente queda en la forma

$$i(t) = |I| (\text{sen} \omega t \cos \phi + \cos \omega t \text{sen} \phi) \quad (3.11)$$

sustituyendo (3.7) en (3.11) tenemos

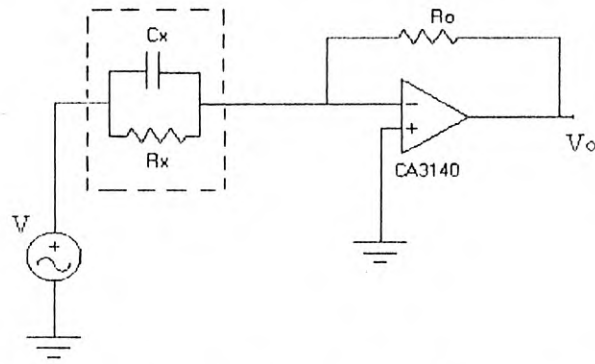
$$i(t) = \frac{V}{R_m} \text{sen} \omega t + V C_x \omega \cos \omega t \quad (3.12)$$

designamos como

$$K_1 = \frac{V}{R_x} \quad (3.13)$$

$$K_2 = V C_x \omega \quad (3.14)$$

Podemos convertir esta corriente en un voltaje empleando una configuración inversora como la mostrada en la figura 3.3.



**Figura 3.3.** *amplificador detector (derivador).*

En este caso el voltaje a la salida del circuito de la figura 3.3 esta dado en la siguiente forma

$$V_o = -\frac{R_o}{R_x} V \sin \omega t - R_o C_x \omega V \cos \omega t \quad (3.15)$$

Este circuito, al que se puede considerar un derivador con pérdidas, realiza la función de detección de los parámetros que nos interesan,  $R_x$  y  $C_x$ . Queda claro que  $R_o$  es un factor de ganancia para  $i(t)$ ; el problema ahora está en que debemos separar el seno del coseno para poder obtener de sus respectiva magnitudes los valores de  $1/R_x$  y  $C_x$ . Esta separación se puede llevar a cabo con una técnica de detección de fase en cuadratura [7] para todo el rango de frecuencias de interés.

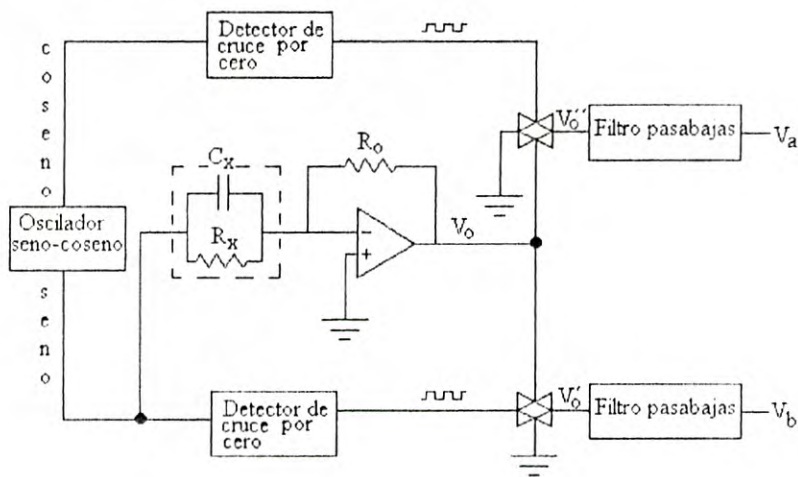
### 3.1. Detección de Fase en Cuadratura.

Supongamos que la señal  $V_o$  de la salida del detector es aplicada a un conmutador electrónico controlado digitalmente por una señal cuadrada obtenida de la función seno por un detector de cruce por cero. Véase la figura 3.4 La salida  $V_o'$  de este conmutador quedaría descrita entonces de la siguiente forma

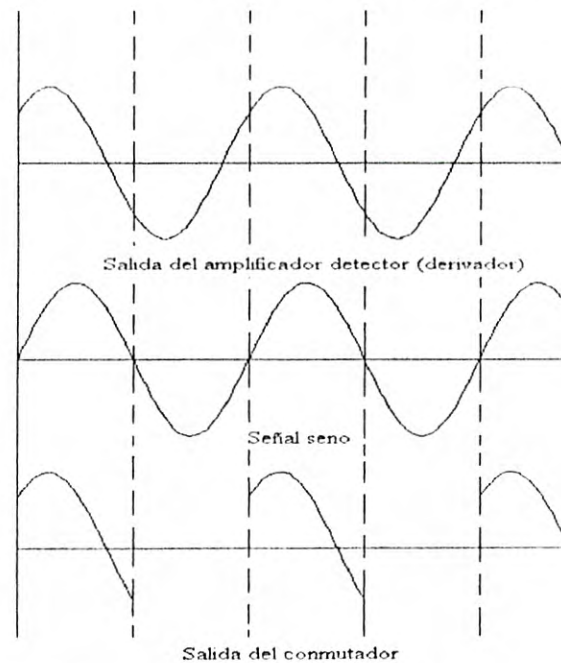
$$V'_o = \frac{-R_o}{R_x} V \operatorname{sen} \omega t - R_o C_x \omega V \cos \omega t \quad \text{para } \operatorname{sen} \omega t > 0 \quad (3.16)$$

$$V'_o = 0 \quad \text{para } \operatorname{sen} \omega t < 0$$

Esto significa que la señal original del detector  $V_o$  está siendo muestreada en los semiciclos positivos de la función de excitación seno y tendría el aspecto mostrado en la figura 3.5.



*Figura 3.4. Detección de fase en cuadratura.*



*Figura 3.5. Detección de fase al seno.*



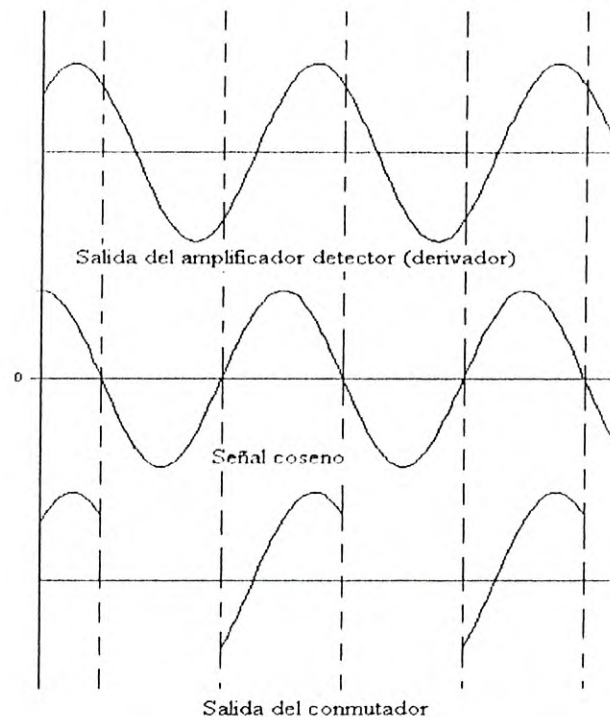
Si ahora aplicamos un filtro pasa-bajas con una frecuencia de corte que me atenúe sustancialmente los términos seno y coseno de la serie de Fourier de la señal  $V_0'$  de la salida de este conmutador con el fin de obtener su componente de DC, obtendremos un voltaje  $V_b$  que corresponde justamente al primer término de esta serie, es decir

$$V_b = \omega / 2\pi \int_0^{\pi/\omega} V_0 dt = -R_0 V / \pi R_x \quad (3.17)$$

Por otra parte, si a partir de la señal seno generamos una señal cuadrada desfasada  $90^\circ$  y con ella controlamos otro conmutador electrónico como en el caso anterior, obtendríamos una señal como la mostrada en la figura 3.6. Esta señal  $V''_0$  quedaría descrita en la siguiente forma

$$V''_0 = \frac{-R_0}{R_x} V \sin \omega t - R_0 C_x \omega V \cos \omega t \quad \text{para } \cos \omega t > 0 \quad (3.18)$$

$$V''_0 = 0 \quad \text{para } \cos \omega t < 0$$



**Figura 3.6.** Detección de fase al coseno.

de igual forma, al filtrar la señal  $V''_0$  para obtener la componente de directa se cumple la relación

$$V_a = \omega / 2\pi \int_{-\pi/2\omega}^{\pi/2\omega} V_0 dt = -2fR_0VC_x \quad (3.19)$$

Deberá observarse que las expresiones 3.17 y 3.19 representan el promedio de las señales muestreadas  $V'_0$  y  $V''_0$  correspondientes al primer término de su desarrollo en serie de Fourier.

Con estas relaciones es posible medir los parámetros  $1/R_x$  y  $C_x$  en forma directa, simplemente midiendo con un voltímetro los potenciales  $V_b$  y  $V_a$  respectivamente a la salida de los filtros. Es decir, la conductancia y la capacitancia vendrían dados por

$$G_x = \frac{1}{R_x} = -\frac{\pi}{R_0V} V_b \quad (3.20)$$

$$C_x = -\frac{1}{2fVR_0} V_a \quad (3.21)$$

Tal como ya se mencionó en el capítulo 1, la constante dieléctrica compleja se relaciona con la admitancia compleja de un circuito R-C en paralelo mediante las expresiones

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon_0}{C_0\omega} G_I \quad (3.22)$$

$$\varepsilon'' = \frac{\varepsilon_0}{C_0\omega} G_R \quad (3.23)$$

en donde  $G_I$  es la parte imaginaria de esta conductancia ( $2\pi fC_x$ ) y  $G_R$  es la parte real ( $1/R_x$ ). Estos términos los tenemos claramente en las ecuaciones

3.21 y 3.20, por lo que al combinarlos con las ecuaciones 3.22 y 3.23 obtenemos

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon_0}{2fC_0VR_0} V_a \quad (3.24)$$

$$\varepsilon'' = \frac{\varepsilon_0}{2fC_0VR_0} V_b \quad (3.25)$$

lo que nos muestra la proporcionalidad habida entre los potenciales medidos  $V_a$  y  $V_b$  y los valores de  $\varepsilon'$  y  $\varepsilon''$ .

Para la validez de las anteriores relaciones es necesario que se cumplan las siguientes condiciones:

- La salida del amplificador-detector no debe estar distorsionada.
- Los tiempo de conmutación, apertura y cierre, de los conmutadores electrónicos deben ser mucho menores que el período de la señal.
- La frecuencia de corte de los filtros debe ser mucho menor que la frecuencia de la señal en que se esta operando.

En la práctica, los valores de los parámetros  $\varepsilon'$  y  $\varepsilon''$  no tienen que calcularse como lo indican las ecuaciones anteriores. Resulta suficiente con obtener *valores relativos* a una determinada referencia. En lo que se refiere a  $\varepsilon'$ , es común referirla al valor de la permitividad del vacío, es decir, de  $\varepsilon_0$ . Es por ello que en el proceso de su medición baste con registrar, primero, el valor de  $V_a$  para la celda vacía; enseguida se procede a tomar las lecturas de  $V_a$  en todo el rango de frecuencias con la celda llena de la muestra; finalmente se toma el cociente de estas lecturas y la registrada en primer término; el resultado se grafica contra la frecuencia y se tiene la curva característica de la permitividad relativa. Lo mismo se puede hacer para el valor de la pérdida

dieléctrica  $\epsilon''$ , solo que en este caso habrá que utilizar la ecuación 3.25 para obtener su valor.

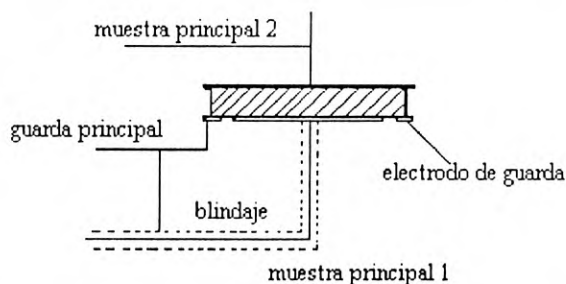
En caso de que en el proceso de medición se presentara distorsión en la salida del amplificador principal, se tendría que modificar la amplitud de la señal de entrada  $V$  para evitar esta situación. El cálculo final de  $\epsilon'$  y  $\epsilon''$  tendría que considerar entonces este factor tal como lo indican las relaciones (3.24) y (3.25).

El circuito completo que diseñamos se muestra en el apéndice B. Este incluye un generador de funciones de precisión que genera las ondas seno y el desfase, simultáneamente en el rango de 500Hz a 25Khz con un error máximo en la diferencia de fase de  $\pm 1.5^\circ$ . Este es un circuito central en el sistema y su funcionamiento se explica en el apéndice C.1. El amplificador-detector es un circuito derivador con pérdidas basado en un amplificador operacional de amplio ancho de banda. A la salida del amplificador se instaló un detector de nivel para indicar al usuario que se presenta saturación y que debe modificar su ganancia. Los filtros son del tipo Sallen-Key de segundo orden con ganancia unitaria y frecuencia de corte de 10 HZ. Los conmutadores son los interruptores analógicos 4066 de la serie CMOS con tiempos de apertura y cierre de 65ns. El rango de operación satisfactorio en este sistema va de los 500Hz a los 25Khz. La fuente de alimentación es regulada de +8V y de -8V. La frecuencia se mide externamente con un frecuencímetro.

## CAPITULO 4

### RESULTADOS EXPERIMENTALES

La celda capacitiva que describimos en el capítulo anterior se elaboró con un par de placas cobrizadas del tipo empleadas en la construcción de circuitos impresos. Se trata de dos placas circulares de 6 cm de diámetro en un montaje removible de teflón que las mantiene paralelas con una separación aproximada de 1 mm. Su capacitancia estando vacía es del orden de los 29 pF. En una de la placas se grabó un anillo delgado en la periferia aislado eléctricamente del resto de la placa. En él y en las mismas placas se colocaron electrodos para las conexiones con el circuito. El papel del anillo es el de reducir la dispersión del campo eléctrico en los bordes de las placas del capacitor y con esto mejorar la linealidad de la celda. Esto se consigue si el potencial de este anillo, denominado guarda, se mantiene igual pero independiente del potencial de la placa que le es concéntrica. Además, con la guarda se minimiza la capacitancia distribuida de las conexiones. Véase la figura 4.1.



*Figura 4.1. Celda capacitiva con anillo de guarda*

Como ya se indicó anteriormente, el procedimiento para la medición de  $\epsilon'$  y  $\epsilon''$  se inicia con la medición de la capacitancia de la celda vacía mediante el registro del potencial  $V_a$ . Después se llena la celda con la muestra líquida y se inicia el barrido de la frecuencia con tantos puntos como lo requiera la

resolución en frecuencia deseada; típicamente será en incrementos de 500 Hz. La frecuencia máxima que se puede obtener con este sistema es de 25 KHz. Para todos los puntos se registran los potenciales  $V_A$  y  $V_B$  a la salida de los filtros. Para encontrar los valores de  $\epsilon'$  y  $\epsilon''$  se procede entonces como se indicó en la página 36

Los errores principales del circuito que presentamos tienen los siguientes orígenes:

- Desviación de los 90 grados de fase esperados entre las señales seno y coseno.
- Tiempos de apertura y cierre en el conmutador electrónico.
- Voltaje de compensación (offset) en los filtros de salida.
- Capacitancia distribuida en las conexiones de la celda.

El primero de ellos puede considerarse el más crítico puesto que el concepto central de la detección de fase en cuadratura reside precisamente en esta idea. En el apéndice D se presenta el análisis teórico de este tipo de error.

La segunda fuente de error está estrechamente relacionada con la primera puesto que influye directamente en el error de los tiempos de muestreo de la señal. Se evita fácilmente simplemente no utilizando frecuencias cuyo período sea comparable con los tiempos de conmutación del interruptor, como ya se mencionó en el capítulo anterior.

Los voltajes de compensación de los amplificadores operacionales presentan una limitante en cuanto a la resolución que se puede obtener en sistema. Por ejemplo, en la medición de valores pequeños de  $\epsilon''$  (dieléctricos de baja conductividad en DC) se está limitado a valores de 0.05 mv, que es donde el tamaño del voltaje de compensación puede enmascarar completamente la lectura.

Las capacitancias distribuidas en la celda se disminuyeron por la presencia del anillo de guarda y por el blindaje que se instaló en ella. De cualquier manera, es imposible eliminar por completo este efecto puesto que la capacitancia de la celda es de muy bajo valor; habrá que considerar esta fuente de error como de una de las principales del sistema.

#### 4.1 Mediciones

Para ilustrar el empleo del sistema construido, explicaremos brevemente el procedimiento y resultados obtenidos en la medición de la permitividad dieléctrica de algunos materiales.

Primero se hace una corrida de datos con la celda capacitiva vacía, contenida en un recipiente de vidrio, variando la frecuencia y tomando las lecturas del frecuencímetro, así como también las lecturas del voltímetro para el potencial  $V_a$  y  $V_b$  para las distintas frecuencias. A cada lectura de la frecuencia le corresponde un par de datos del voltímetro.

Posteriormente, en el recipiente donde se colocó la celda capacitiva se procede a vaciar la sustancia a medir, procurando que ésta penetre perfectamente en las placas. Una vez realizado lo anterior se selecciona la frecuencia de trabajo con la que se inicia el barrido; en este caso nos interesa empezar con 500Hz. El circuito está diseñado para detectar la saturación, es decir que detecta si la señal a la salida del amplificador principal se distorsiona, lo que implicaría que el usuario debe disminuir el nivel del voltaje de entrada para evitar esta situación. Es común que al momento de vaciar la sustancia en el recipiente se distorsione la señal cuando se varía la frecuencia, por lo que es recomendable estar pendiente de esta situación. El barrido se continua registrando en una tabla los valores de  $V_a$ ,  $V_b$  y la frecuencia. Al final

se toman los cocientes de  $V_a$  como se indicó en la página 31 para evaluar  $\epsilon''$ . Para el cálculo de  $\epsilon''$  se aplican directamente las fórmulas 3.21 y 3.25.

Con el fin de evaluar el sistema se probaron diferentes tipos de muestras en el rango de 500 Hz a 25 KHz a temperatura ambiente. Específicamente, analizamos dos sustancias: Aceite de Maíz (La Gloria) y Xantana. En ninguno de estos se detectó valor confiable para  $\epsilon''$  puesto que  $V_b$  resultó menor de 10 mV. Las gráficas se muestran en las figuras 4.1 y 4.2.

En el caso de la Xantana, se puede observar como la gráfica muestra la transición predicha por el modelo de Debye a bajas frecuencias (ecuación 1.50), en la cual tenemos una suspensión de partículas del polielectrolito Xantana en un dieléctrico [4]. Si ajustamos esta curva para efectos de interpolación encontramos que  $\epsilon_0 = 6.65$ ,  $\epsilon_{00} = 5.55$  y  $\epsilon_c = 6.06$ , en donde  $\epsilon_c$  es el valor de  $\epsilon'$  para el cual  $\omega_c = 1/\tau$  conocida como frecuencia de corte y que es la frecuencia en la que se inicia la caída de la magnitud de  $\epsilon'$ . De esta misma curva se obtiene que  $f_c = 1,509$  Hz por lo que  $\omega_c = 2\pi f_c = 9483$  rad/s. Por lo tanto, el tiempo de relajación  $\tau$  viene a ser  $\tau = 1/\omega_c = 105$   $\mu$ s. A manera de comparación, cabe decir que de esta misma sustancia se dispone de información generada en un equipo profesional<sup>1</sup>, el Analizador de Impedancia Solartron modelo 1260, de cuyos datos se desprende un valor para  $\tau$  de 75  $\mu$ s. Desafortunadamente no se sabe a que temperatura corresponde este dato, pero está claro que es un valor dentro del rango esperado para los propósitos del presente trabajo.

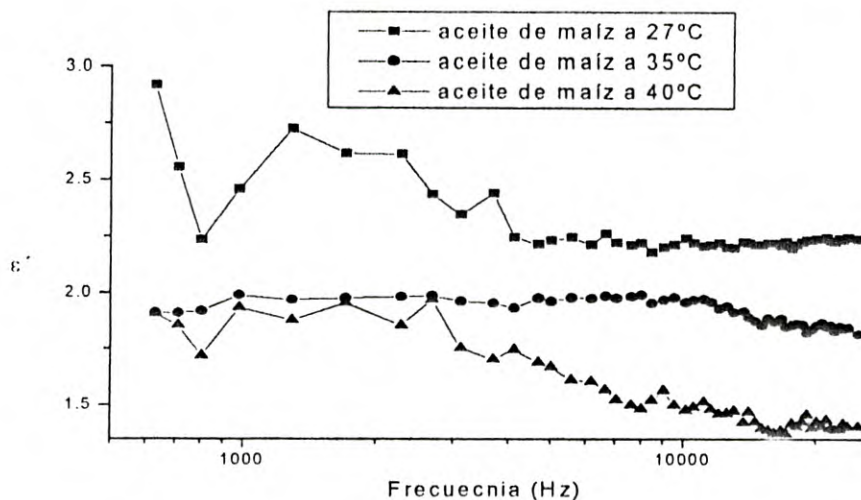
Los resultados que se obtuvieron para el aceite de maíz (La Gloria) se muestran en la gráfica 4.1. Para esta sustancia medimos  $\epsilon'$  a tres temperaturas diferentes: 27°C, 35°C y 40°C. Puesto que Aceite de Maíz es un dieléctrico no

---

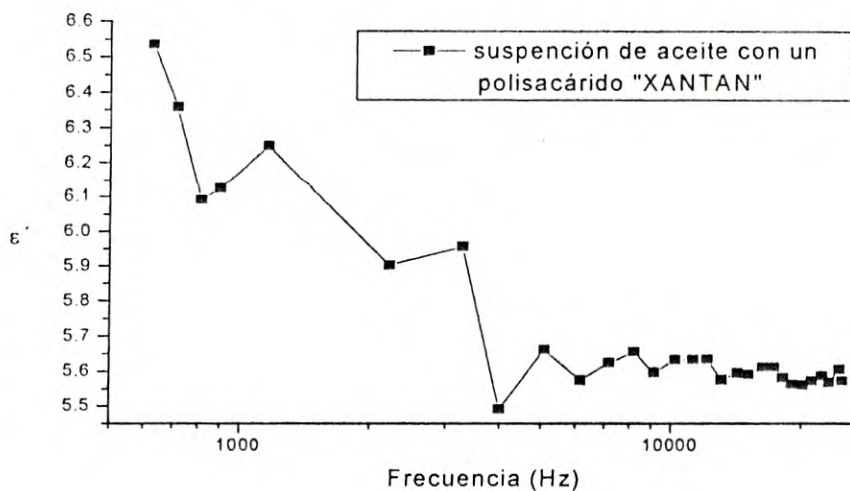
<sup>1</sup> Equipo disponible en la Universidad Autónoma de San Luid Potosí



polar [3], al aumentar su temperatura la constante dieléctrica debe descender. Los resultados de esta gráfica son muy parecidos a los reportados en [4].



Gráfica 4.1. Datos obtenidos para el aceite a diferentes temperaturas<sup>2</sup>.



Gráfica 4.2. Resultados obtenidos para la Xantana.

<sup>2</sup> En los dieléctricos no polares la temperatura no influye en el proceso de polarización electrónica y la polarización electrónica de las moléculas no depende de la temperatura. Sin embargo, a causa de la dilatación térmica de la sustancia, la relación del número de moléculas a la longitud reducida del dieléctrico disminuye al aumentar la temperatura, por eso  $\epsilon'$  debe, en este caso, descender. [3]

## CONCLUSIONES

El sistema que diseñamos y construimos permite obtener las gráficas de la permitividad dieléctrica en muestras líquidas en el rango de 500Hz-25Khz. Los resultados han sido satisfactorios en el sentido de que este sistema es adecuado para una primera evaluación de la permitividad en el rango de audiofrecuencias. No pretende sustituir a los medidores de impedancia profesionales pero sí es una alternativa práctica para el laboratorio por su sencillez y economía.

El sistema puede ser mejorado en muchos aspectos. Los más importantes serían:

- Identificar con más detalle las fuentes de error del sistema en bajas frecuencias. Con esto se mejoraría la precisión de la medición.
- Adaptar un controlador de temperatura para la celda. Actualmente no se tiene un control estrecho de la temperatura de la muestra por lo que un controlador garantizaría la estabilidad de este parámetro.
- Incluir una interfase para controlar el sistema con una computadora. Esto facilitaría su manejo y permitiría automatizar la generación de las curvas de permitividad.

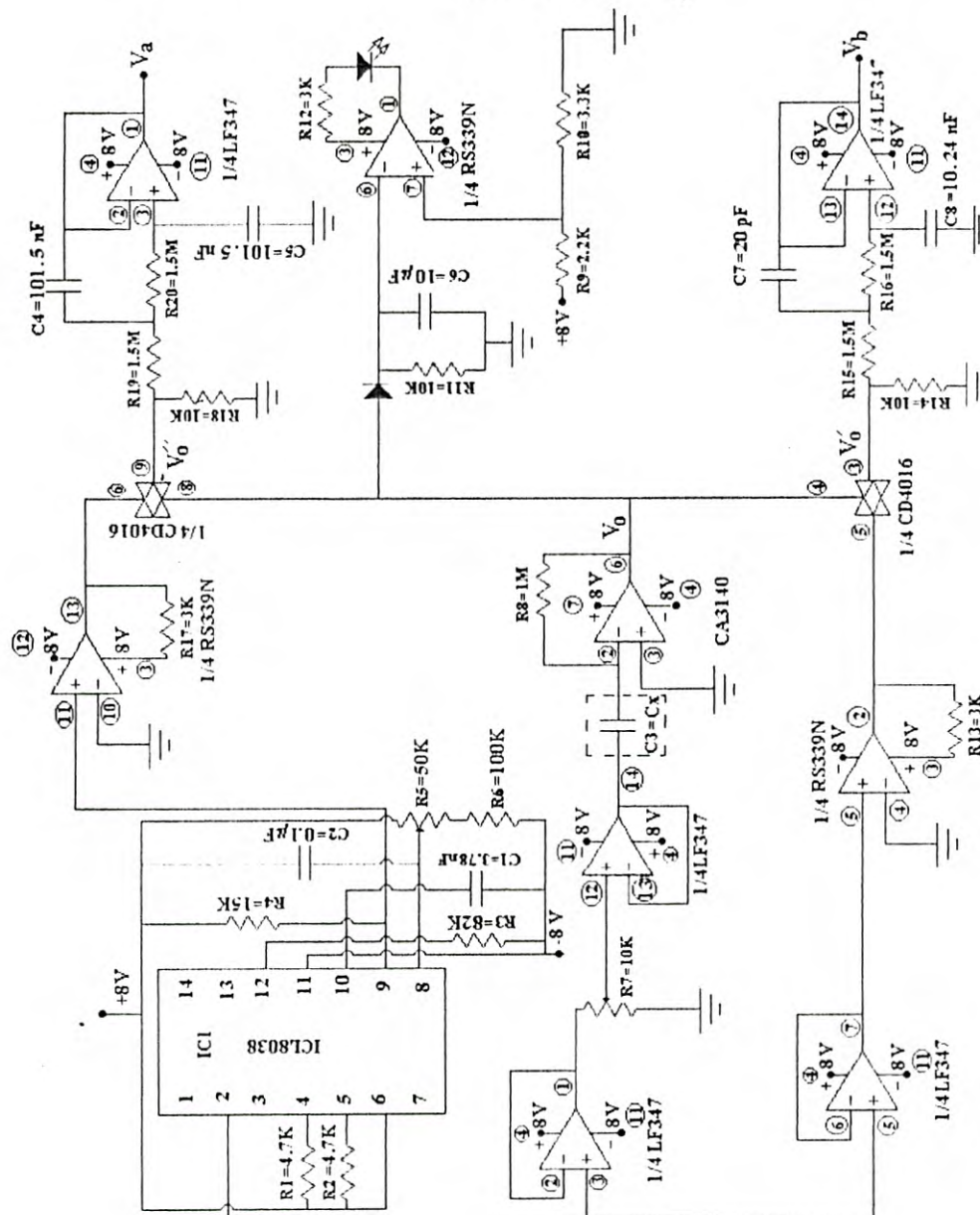
## APÉNDICE A.

### Materiales dieléctricos y su constante dieléctrica

Material Dieléctrico	Constante Dieléctrica ( $\epsilon$ )
Aire	1.0005
Alcohol etílico	25
Óxido aluminio	8.8
Ámbar	27
Baquelita	4.74
Titanato de bario	1200
Dióxido de carbono	1.001
Ferrita (NiZn)	12.4
Germanio	16
Vidrio	4-7
Hielo	4.2
Mica	5.4
Neopreno	6.6
Nylon	3.5
Papel	3
Plexigas	3.45
Poliétileno	2.26
Porcelana (proceso seco)	6
Piranol	4.4
Vidrio pirex	4
Cuarzo (fundido)	3.8
Hule	2.5-3
Sílice o SiO <sub>2</sub> (fundida)	3.8
Silicio	11.8
Nieve	3.3
Cloruro de sodio	5.9
Tierra (seca)	2.8
Esteatita	5.8
Styrofoam	1.03
Teflón	2.1
Dióxido de titanio	100
Agua (destilada)	80
Agua (deshidratada)	1
Madera seca	1.5-4
Caucho	3.2
Cola (fenol-formol)	5-12
Cola (urea-formol)	6-8
Lana seca	1.7
Algodón bruto	1.14
Madera de fresno	2.6
Madera de haya	2

## APÉNDICE B

Diagrama completo del circuito diseñado para la medición de la constante dieléctrica.



# APÉNDICE C

## C.1. Generador De Funciones.



ICL8038

Data Sheet April 2001 File Number 2884.4

### Precision Waveform Generator/Voltage Controlled Oscillator

The ICL8038 waveform generator is a monolithic integrated circuit capable of producing high accuracy sine, square, triangular, sawtooth and pulse waveforms with a minimum of external components. The frequency (or repetition rate) can be selected externally from 0.001Hz to more than 200kHz using either resistors or capacitors, and frequency modulation and sweeping can be accomplished with an external voltage. The ICL8038 is fabricated with advanced monolithic technology, using Schottky barrier diodes and thin film resistors, and the output is stable over a wide range of temperature and supply variations. These devices may be interfaced with phase-locked loop circuitry to reduce temperature drift to less than 250ppm/°C.

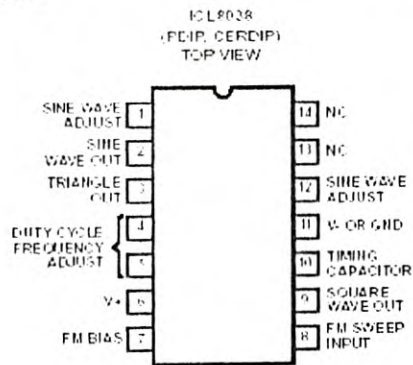
### Features

- Low Frequency Drift with Temperature: . . . . . 250ppm/°C
- Low Distortion . . . . . 1% (Sine Wave Output)
- High Linearity . . . . . 0.1% (Triangle Wave Output)
- Wide Frequency Range . . . . . 0.001Hz to 200kHz
- Variable Duty Cycle . . . . . 2% to 98%
- High Level Outputs . . . . . TTL to 28V
- Simultaneous Sine, Square, and Triangle Wave Outputs
- Easy to Use - Just a Handful of External Components Required

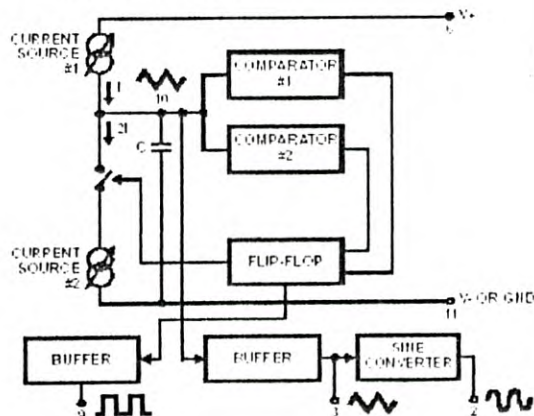
### Ordering Information

PART NUMBER	STABILITY	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
ICL8038CCPD	250ppm/°C (Typ)	0 to 70	14 Ld PDIP	F14.3
ICL8038CCJD	250ppm/°C (Typ)	0 to 70	14 Ld CERDIP	F14.3
ICL8038BCJD	100ppm/°C (Typ)	0 to 70	14 Ld CERDIP	F14.3
ICL8038ACJD	120ppm/°C (Typ)	0 to 70	14 Ld CERDIP	F14.3

### Pinout



### Functional Diagram



## ICL8038

## Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage ( $V_-$ to $V_+$ )	36V
Input Voltage (Any Pin)	$V_-$ to $V_+$
Input Current (Pins 4 and 5)	25mA
Output Sink Current (Pins 3 and 9)	25mA

## Operating Conditions

Temperature Range	ICL8038AC, ICL8038BC, ICL8038CC	0°C to 70°C
-------------------	---------------------------------	-------------

## Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1)	$\theta_{JA}$ (°C/W)	$\theta_{JC}$ (°C/W)
CERDIP Package	75	20
PDIP Package	115	N/A
Maximum Junction Temperature (Ceramic Package)	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	

## Die Characteristics

Back Side Potential	$V_-$
---------------------	-------

**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.

## NOTE:

- $\theta_{JA}$  is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications  $V_{SUPPLY} = +10V$  or  $+20V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $R_L = 10k\Omega$ , Test Circuit Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL8038CC			ICL8038BC			ICL8038AC			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage Operating Range	$V_{SUPPLY}$											
	$V_+$	Single Supply	+10	-	+20	+10	-	+20	+10	-	+20	V
	$V_+$ , $V_-$	Dual Supplies	+5	-	+15	+5	-	+15	+5	-	+15	V
Supply Current	$I_{SUPPLY}$	$V_{SUPPLY} = +10V$ (Note 2)		12	20		12	20		12	20	mA
FREQUENCY CHARACTERISTICS (All Waveforms)												
Max. Frequency of Oscillation	$f_{MAX}$		100	-	-	100	-	-	100	-	-	kHz
Sweep Frequency of FM Input	$f_{SWEEP}$		-	10	-	-	10	-	-	10	-	kHz
Sweep FM Range		(Note 3)	-	35:1	-	-	35:1	-	-	35:1	-	
FM Linearity		10:1 Ratio	-	0.5	-	-	0.2	-	-	0.2	-	%
Frequency Drift with Temperature (Note 5)	$\Delta f/\Delta T$	0°C to 70°C	-	250	-	-	180	-	-	120	-	ppm/°C
Frequency Drift with Supply Voltage	$\Delta f/\Delta V$	Over Supply Voltage Range	-	0.05	-	-	0.05	-	-	0.05	-	%/V
OUTPUT CHARACTERISTICS												
Square Wave												
Leakage Current	$I_{OLK}$	$V_O = 30V$	-	-	1	-	-	1	-	-	1	$\mu A$
Saturation Voltage	$V_{SAT}$	$I_{SINK} = 2mA$	-	0.2	0.5	-	0.2	0.4	-	0.2	0.4	V
Rise Time	$t_R$	$R_L = 4.7k\Omega$	-	180	-	-	180	-	-	120	-	ns
Fall Time	$t_F$	$R_L = 4.7k\Omega$	-	40	-	-	40	-	-	40	-	ns
Typical Duty Cycle Adjust (Note 6)	$\Delta D$		2		98	2		98	2		98	%
Triangle/Sawtooth Ramp												
Amplitude	$V_{TRIANGLE}$	$R_{TRI} = 100k\Omega$	0.30	0.33	-	0.30	0.33	-	0.20	0.33	-	$\times V_{SUPPLY}$
Linearity			-	0.1	-	-	0.05	-	-	0.05	-	%
Output Impedance	$Z_{OUT}$	$I_{OUT} = 5mA$	-	200	-	-	200	-	-	200	-	$\Omega$

## ICL8038

Electrical Specifications  $V_{SUPPLY} = +10V$  or  $+20V$ ,  $T_A = 25^{\circ}C$ ,  $R_L = 10k\Omega$ , Test Circuit Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL8038CC			ICL8038BC			ICL8038AC			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Sine Wave												
Amplitude	$V_{SINE}$	$R_{SINE} = 100k\Omega$	0.2	0.22	-	0.2	0.22	-	0.2	0.22	-	$\times V_{SUPPLY}$
THD	THD	$R_S = 1M\Omega$ (Note 4)	-	2.0	5	-	1.5	3	-	1.0	1.5	%
THD Adjusted	THD	Use Figure 4	-	1.5	-	-	1.0	-	-	0.8	-	%

## NOTES:

- $R_A$  and  $R_B$  currents not included.
- $V_{SUPPLY} = 20V$ ;  $R_A$  and  $R_B = 10k\Omega$ ;  $f = 10kHz$  nominal, can be extended 1000 to 1. See Figures 5A and 5B.
- 82k $\Omega$  connected between pins 11 and 12, Triangle Duty Cycle set at 50%. (Use  $R_A$  and  $R_B$ .)
- Figure 1, pins 7 and 8 connected,  $V_{SUPPLY} = +10V$ . See Typical Curves for T.C. vs  $V_{SUPPLY}$ .
- Not tested, typical value for design purposes only.

## Test Conditions

PARAMETER	$R_A$	$R_B$	$R_L$	C	$SW_1$	MEASURE
Supply Current	10k $\Omega$	10k $\Omega$	10k $\Omega$	3.3nF	Closed	Current into Pin 9
Sweep-FM Range (Note 7)	10k $\Omega$	10k $\Omega$	10k $\Omega$	3.3nF	Open	Frequency at Pin 9
Frequency Drift with Temperature	10k $\Omega$	10k $\Omega$	10k $\Omega$	3.3nF	Closed	Frequency at Pin 9
Frequency Drift with Supply Voltage (Note 8)	10k $\Omega$	10k $\Omega$	10k $\Omega$	3.3nF	Closed	Frequency at Pin 9
Output Amplitude (Note 10)						
Sine	10k $\Omega$	10k $\Omega$	10k $\Omega$	3.3nF	Closed	Pk-Pk Output at Pin 2
Triangle	10k $\Omega$	10k $\Omega$	10k $\Omega$	3.3nF	Closed	Pk-Pk Output at Pin 3
Leakage Current (Off) (Note 9)	10k $\Omega$	10k $\Omega$		3.3nF	Closed	Current into Pin 9
Saturation Voltage (On) (Note 9)	10k $\Omega$	10k $\Omega$		3.3nF	Closed	Output (Low) at Pin 9
Rise and Fall Times (Note 11)	10k $\Omega$	10k $\Omega$	4.7k $\Omega$	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Duty Cycle Adjust (Note 11)						
Max	50k $\Omega$	-1.0k $\Omega$	10k $\Omega$	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Min	-25k $\Omega$	50k $\Omega$	10k $\Omega$	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 9
Triangle Waveform Linearity	10k $\Omega$	10k $\Omega$	10k $\Omega$	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 3
Total Harmonic Distortion	10k $\Omega$	10k $\Omega$	10k $\Omega$	3.3nF	Closed	Waveform at Pin 2

## NOTES:

- The hi and lo frequencies can be obtained by connecting pin 8 to pin 7 ( $f_{HI}$ ) and then connecting pin 8 to pin 6 ( $f_{LO}$ ). Otherwise apply Sweep Voltage at pin 8 ( $V_8$ );  $V_{SWEEP} = V_{SUPPLY} + 2V$ ;  $V_{SWEEP} \leq V_{SUPPLY}$  where  $V_{SUPPLY}$  is the total supply voltage. In Figure 5B, pin 8 should vary between 5.3V and 10V with respect to ground.
- $10V < V_8 < 20V$ , or  $+5V < V_{SUPPLY} < +15V$ .
- Oscillation can be halted by forcing pin 10 to +5V or -5V.
- Output Amplitude is tested under static conditions by forcing pin 10 to 5V then to -5V.
- Not tested, for design purposes only.

ICL8038

Test Circuit

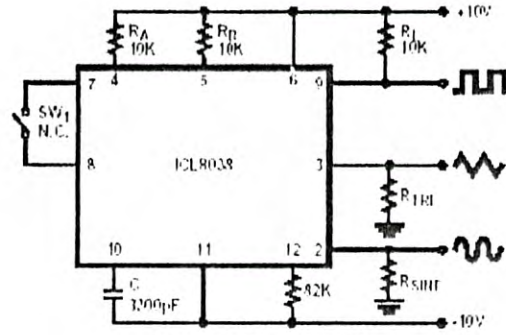
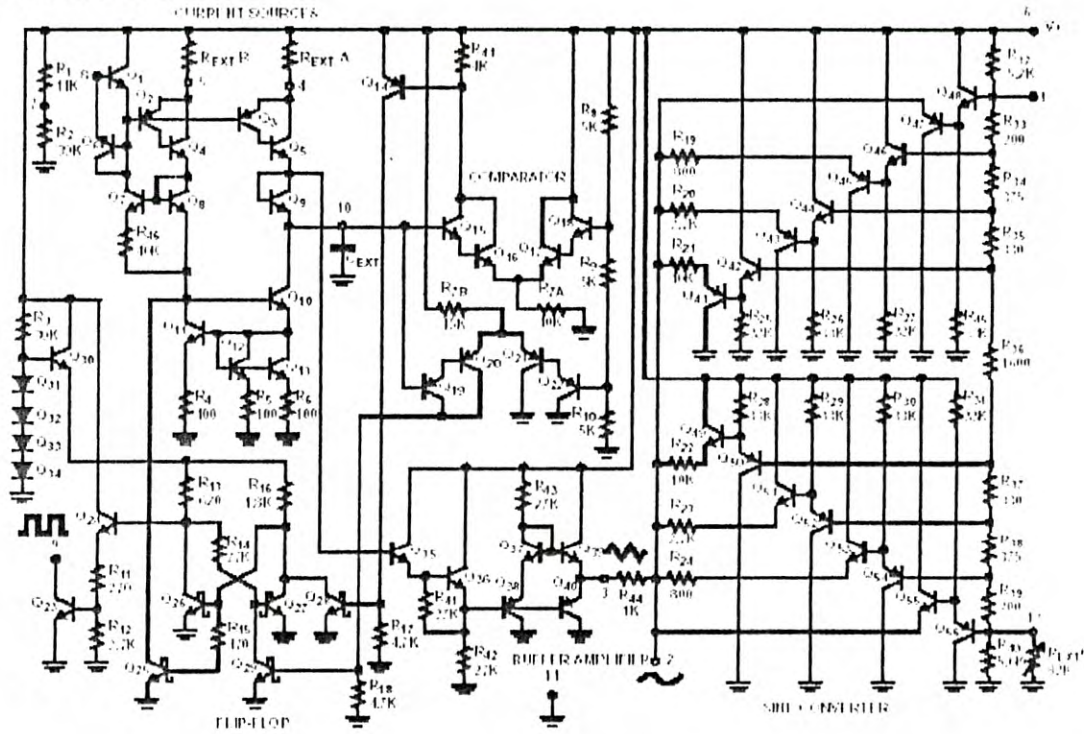


FIGURE 1. TEST CIRCUIT

Detailed Schematic





## C.2.

CA3140, CA3140A

Data Sheet

September 1988

File Number 857A

#### 4.5MHz, BiMOS Operational Amplifier with MOSFET Input/Bipolar Output

The CA3140A and CA3140 are integrated circuit operational amplifiers that combine the advantages of high voltage CMOS transistors with high voltage bipolar transistors on a single monolithic chip.

The CA3140A and CA3140 BiMOS operational amplifiers feature gate protected MOSFET (CMOS) transistors in the input circuit to provide very high input impedance, very low input current, and high speed performance. The CA3140A and CA3140 operate at supply voltage from 4V to 26V (either single or dual supply). These operational amplifiers are internally phase compensated to achieve stable operation in unity gain follower operation, and additionally have access terminal for a supplementary external capacitor if additional frequency roll off is desired. Terminals are also provided for use in applications requiring input offset voltage nulling. The use of PMOS field effect transistors in the input stage results in common mode input voltage capability down to 0.5V below the negative supply terminal, an important attribute for single supply applications. The output stage uses bipolar transistors and includes built-in protection against damage from load terminal short circuiting to either supply rail or to ground.

The CA3140 Series has the same 8 lead pinout used for the 741 and other industry standard op amps. The CA3140A and CA3140 are intended for operation at supply voltages up to 26V (18V).

#### Ordering Information

PART NUMBER (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. HO.
CA3140A	55 to 125	8 Lead PDIP	18-3
CA3140AH (M.P.A.)	55 to 125	8 Lead SOIC	MS-15
CA3140AG	55 to 125	8 Pin Metal Can	19-C
CA3140AV	55 to 125	8 Pin Metal Can	19-C
CA3140L	55 to 125	8 Lead PDIP	18-3
CA3140M (M.P.A.)	55 to 125	8 Lead SOIC	MS-15
CA3140LP (M.P.A.)	55 to 125	8 Lead SOIC Tape and Reel	
CA3140T	55 to 125	8 Pin Metal Can	19-C

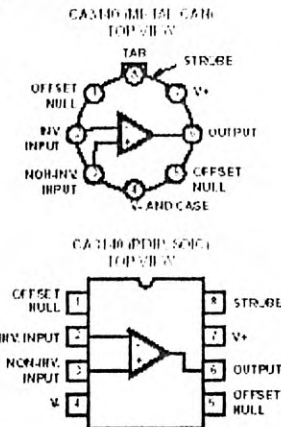
#### Features

- MOSFET Input Stage
  - Very High Input Impedance ( $>10^{11}$  Ohm Typ)
  - Very Low Input Current ( $<10$  pA Typical @ 15V)
  - Wide Common Mode Input Voltage Range (V<sub>CC</sub>) - Can be Swung 0.5V Below Negative Supply Voltage Rail
  - Output Swing Complements Input Common Mode Range
- Directly Replaces Industry Type 741 in Most Applications

#### Applications

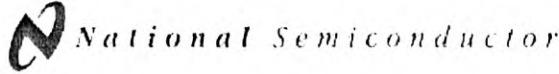
- Ground Referenced Single Supply Amplifiers in Automobile and Portable Instrumentation
- Sample and Hold Amplifiers
- Long Duration Timers/Multifunctions (seconds/Minutes/Hours)
- Photocurrent Instrumentation
- Peak Detectors
- Active Filters
- Comparators
- Interface in 5V TTL Systems and Other Low Supply Voltage Systems
- All Standard Operational Amplifier Applications
- Function Generators
- Tone Controls
- Power Supplies
- Portable Instruments
- Intrusion Alarm Systems

#### Pinouts



CA3140A: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Follow proper IC Handling Procedures.  
 1888-INTERFIL, INC. 321744-7445 | Copyright © Interfil Corporation 1998

C.3.



August 2000

## LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302 Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

### General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters, pulse, squarewave and time delay generators, wide range VCO, MOS clock timers, multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic — where the low power drain of the LM139 is a distinct advantage over standard comparators.

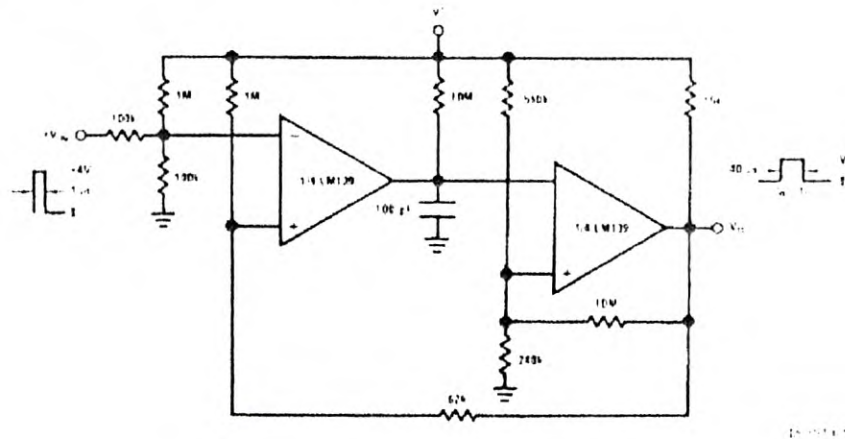
### Features

- Wide supply voltage range:
  - LM139/130A Series: 2 to 36  $V_{DD}$  or ±1 to ±18  $V_{DD}$
  - LM2901: 2 to 36  $V_{DD}$  or ±1 to ±18  $V_{DD}$
  - LM3302: 2 to 28  $V_{DD}$  or ±1 to ±14  $V_{DD}$
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage
- Low input biasing current: 25 nA
- Low input offset current: 15 nA
- Offset voltage: ±3 mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage: 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

### Advantages

- High precision comparators
- Reduced  $V_{OL}$  drift over temperature
- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

### One-Shot Multivibrator with Input Lock Out



LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302 Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

**Absolute Maximum Ratings** (Note 10)

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

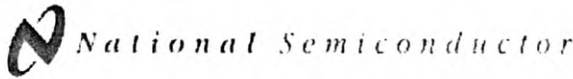
	LM139/LM239/LM339 LM139A/LM239A/LM339A LM2901	LM3302
	Supply Voltage, $V^+$	$35 V_{T_1}$ or $\pm 18 V_{DC}$
Differential Input Voltage (Note 8)	$30 V_{T_1}$	$28 V_{DC}$
Input Voltage	$0.3 V_{DC}$ to $+26 V_{T_1}$	$0.3 V_{DC}$ to $+28 V_{T_1}$
Input Current ( $V_{IN} = 0.3 V_{DC}$ ) (Note 3)	50 mA	50 mA
Power Dissipation (Note 1)		
Molded DIP	1050 mW	1050 mW
Cavity DIP	1190 mW	
Small Outline Package	760 mW	
Output Short Circuit to GND, (Note 2)	Continuous	Continuous
Storage Temperature Range	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260 $^\circ\text{C}$	200 $^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range		$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$
LM339/LM339A	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	
LM239/LM239A	$-25^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$	
LM2901	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$	
LM139/LM139A	$-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260 $^\circ\text{C}$	200 $^\circ\text{C}$
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215 $^\circ\text{C}$	215 $^\circ\text{C}$
Infrared (15 seconds)	220 $^\circ\text{C}$	220 $^\circ\text{C}$
See AN-430 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD rating (1.5 k $\Omega$ in series with 100 pF)	600V	600V

**Electrical Characteristics**

( $V^+ = 5 V_{T_1}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise stated)

Parameter	Conditions	LM139A			LM239A, LM339A			LM139		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Input Offset Voltage	(Note 9)	1.0	2.0		1.0	2.0		2.0	5.0	mV $_{T_1}$
Input Bias Current	$I_{in(+)}$ or $I_{in(-)}$ with Output in Linear Range, (Note 5), $V_{CM} = 0V$	25	100		25	270		25	100	nA $_{T_1}$
Input Offset Current	$I_{in(+)} - I_{in(-)}$ , $V_{CM} = 0V$	3.0	25		5.0	50		3.0	25	nA $_{T_1}$
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V_{DC}$ (LM3302), $V^+ = 28 V_{DC}$ (Note 6)	0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$	$V_{T_1}$
Supply Current	$R_T = \infty$ on all Comparators, $R_T = \infty$ , $V^+ = 30V$ , (LM3302, $V^+ = 28 V_{T_1}$ )	0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0	mA $_{T_1}$
					1.0	2.5		1.0	2.5	mA $_{T_1}$
Voltage Gain	$R_T > 15\text{ k}\Omega$ , $V^+ = 15 V_{DC}$ , $V_{IN} = 1 V_{T_1}$ to $11 V_{T_1}$	50	200		50	200		50	200	V/mV
Large Signal Response Time	$V_{IN} = 111$ Logic Swing, $V_{OUT} = 1.4 V_{T_1}$ , $V_{IN} = 5 V_{DC}$ , $R_T = 5.1\text{ k}\Omega$	300			300			300		ns
Response Time	$V_{IN} = 5 V_{DC}$ , $R_T = 5.1\text{ k}\Omega$ , (Note 7)	1.3			1.3			1.3		$\mu\text{s}$

C.4.



August 2000

# LF147/LF347 Wide Bandwidth Quad JFET Input Operational Amplifiers

## General Description

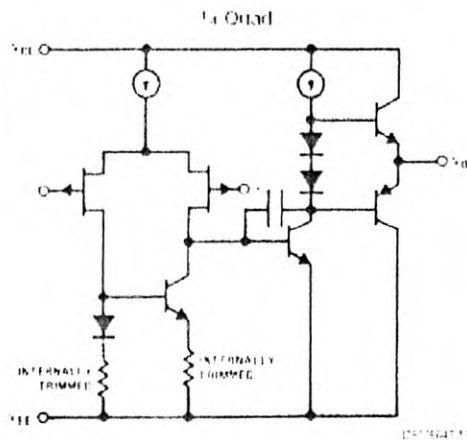
The LF147 is a low cost, high speed quad JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF147 is pin compatible with the standard LM148. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LF148 and LM124 designs.

The LF147 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift.

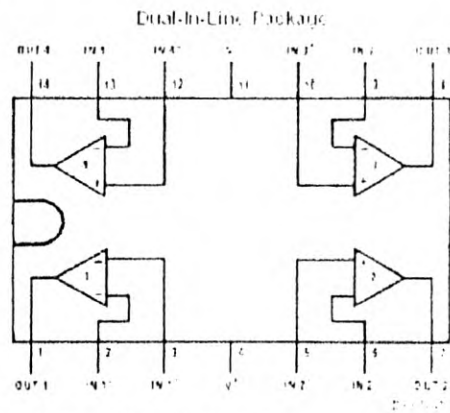
## Features

- Internally trimmed offset voltage: 5 mV max
- Low input bias current: 10 pA
- Low input noise current: 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/μs
- Low supply current: 7.2 mA
- High input impedance: 10<sup>11</sup> Ω
- Low total harmonic distortion: <math>-0.02\%</math>
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

## Simplified Schematic



## Connection Diagram



Note 1: LF147 available as pin 9L48 to 1148.

Top View  
 Order Number LF147J, LF147J-SMD, LF347M,  
 LF347BN, LF347N, LF147J-853,  
 or JL147 BGA (Note 1)  
 See NS Package Number J14A, M14A or N14A

LF147/LF347 Wide Bandwidth Quad JFET Input Operational Amplifiers

LF147/LF347

### Absolute Maximum Ratings (Note 2)

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

	LF147	LF347B-LF347
Supply Voltage	±22V	±18V
Differential Input Voltage	±38V	±30V
Input Voltage Range (Note 3)	±10V	±11V
Output Short Circuit Duration (Note 4)	Continuous	Continuous
Power Dissipation (Notes 5, 11)	900 mW	1000 mW
T <sub>J</sub> max	150 °C	150 °C
θ <sub>JA</sub>		
Ceramic DIP (J) Package		70 °C/W
Plastic DIP (H) Package		70 °C/W
Surface Mount Narrow (M)		100 °C/W

Surface Mount Wide (WMB)  
Operating Temperature Range

Storage Temperature Range

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

Soldering Information

Dual-In-Line Package Soldering (10 seconds)

Small Outline Package Vapor Phase (60 seconds)  
Infrared (15 seconds)

See AH-420 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

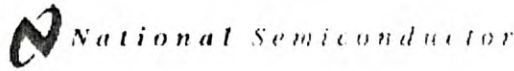
ESD Tolerance (Note 12)

LF147	LF347B-LF347
(Note 6)	(Note 6)
85 °C/W	
-65 °C to T <sub>A</sub> = 150 °C	
260 °C	260 °C
	260 °C
	210 °C
	220 °C
	900W

### DC Electrical Characteristics (Note 7)

Symbol	Parameter	Conditions	LF147			LF347B			LF347			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V <sub>IO</sub>	Input Offset Voltage	R <sub>L</sub> = 10 kΩ, T <sub>J</sub> = 25 °C Over Temperature		1	5		3	5		5	10	mV
V <sub>IO(T)</sub>	Average TC of Input Offset Voltage	R <sub>L</sub> = 10 kΩ		10			10			10		µV/°C
I <sub>IO</sub>	Input Offset Current	T <sub>J</sub> = 25 °C, (Notes 7, 8) Over Temperature		25	100		25	100		25	100	µA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	T <sub>J</sub> = 25 °C, (Notes 7, 8) Over Temperature		50	200		50	200		50	200	µA
R <sub>i</sub>	Input Resistance	T <sub>J</sub> = 25 °C		10 <sup>11</sup>			10 <sup>11</sup>			10 <sup>11</sup>		Ω
A <sub>OL</sub>	Large Signal Voltage Gain	V <sub>I</sub> = ±15V, T <sub>J</sub> = 25 °C V <sub>I</sub> = ±10V, R <sub>L</sub> = 2 kΩ Over Temperature	50	100		50	100		25	100		V/mV
V <sub>O</sub>	Output Voltage Swing	V <sub>I</sub> = ±15V, R <sub>L</sub> = 10 kΩ	±12	±13.5		±12	±13.5		±12	±13.5		V
V <sub>ICM</sub>	Input Common-Mode Voltage Range	V <sub>I</sub> = ±15V	+11	+15		+11	+15		+11	+15		V
				-12			-12			-12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R <sub>L</sub> = 10 kΩ	80	100		80	100		70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio (Note 9)		80	100		80	100		70	100		dB
I <sub>S</sub>	Supply Current			7.2	11		7.2	11		7.2	11	mA

### C.5. Interruptores Analógicos 4016 de la Serie CMOS.



March 1988

**CD40160BM/CD40160BC**  
**Decade Counter with Asynchronous Clear**  
**CD40161BM/CD40161BC**  
**Binary Counter with Asynchronous Clear**  
**CD40162BM/CD40162BC**  
**Decade Counter with Synchronous Clear**  
**CD40163BM/CD40163BC**  
**Binary Counter with Synchronous Clear**

**General Description**

These (asynchronous/presettable) up counters are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N and P channel enhancement mode transistors. They feature an internal carry look-ahead for fast counting sequences and for cascading packages without additional gating.

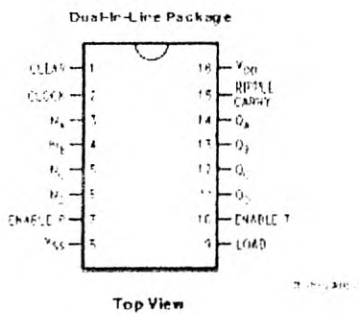
A low level at the load input disables counting and causes the outputs to agree with the data input after the next positive clock edge. The clear function for the CD40162B and CD40163B is synchronous and a low level at the clear input sets all four outputs low after the next positive clock edge. The clear function for the CD40160B and CD40161B is asynchronous and a low level at the clear input sets all four outputs low regardless of the state of the clock.

Counting is enabled when both count enable inputs are high. Input T is fed forward to also enable the carry out. The carry output is a positive pulse with a duration approximately equal to the positive portion of  $Q_A$  and can be used to enable successive cascaded stages. Logic transitions at the enable P or T inputs can occur when the clock is high or low.

**Features**

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- High noise immunity 0.45 V<sub>DD</sub> (V<sub>DD</sub> = 10V)
- Low power TTL compatibility fan-out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- Internal look-ahead for fast counting sequences
- Carry output for Next cascading
- Load control line
- Synchronously programmable
- Equivalent to MC14160B, MC14161B, MC14162B, MC14163B
- Equivalent to MM74C160, MM74C161, MM74C162, MM74C163

**Connection Diagram**



Order Number CD40160B, CD40161B, CD40162B or CD40163B

CD40160BM/BC Decade Counter with Asynchronous Clear, CD40162BM/BC Synchronous Clear, CD40161BM/BC Binary Counter with Asynchronous Clear, CD40163BM/BC Synchronous Clear

**Absolute Maximum Ratings** (Notes 1 & 2)

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

DC Supply Voltage ( $V_{DD}$ )	-0.5 to 18 $V_{DD}$
Input Voltage ( $V_{in}$ )	-0.5 to $V_{DD}$ - 0.5 $V_{DD}$
Storage Temperature Range ( $T_{stg}$ )	-65°C to 150°C
Power Dissipation ( $P_{tot}$ )	
Data Pin Limit	200 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (Soldering 10 seconds)	270°C

**Recommended Operating Conditions** (Note 2)

DC Supply Voltage ( $V_{DD}$ )	0V to 1.5 $V_{DD}$
Input Voltage ( $V_{in}$ )	0V to $V_{DD}$ $V_{DD}$
Operating Temperature Range ( $T_{op}$ )	
CD40XXXDM	-55°C to 125°C
CD40XXXDC	-40°C to 85°C

**DC Electrical Characteristics** CD40160DM/CD40161DM/CD40162DM/CD40163DM (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	Limits						Units	
			55°C		25°C		-25°C			
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min		Max
$I_{DD}$	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		5 10 20			5 10 20	150 200 200	$\mu A$ $\mu A$ $\mu A$	
$V_{OL}$	Low-Level Output Voltage	$I_{OL} = 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		0.05 0.05 0.05			0.25 0.25 0.25	0.05 0.05 0.05	V V V	
$V_{OH}$	High-Level Output Voltage	$I_{OH} = 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95	V V V	
$V_{IL}$	Low-Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_{OH} = 0.5V$ or 4.5V $V_{DD} = 10V, V_{OH} = 1V$ or 9V $V_{DD} = 15V, V_{OH} = 1.5V$ or 13.5V		1.5 3.0 4.0			1.5 3.0 4.0	1.5 3.0 4.0	V V V	
$V_{IH}$	High-Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_{OL} = 0.5V$ or 4.5V $V_{DD} = 10V, V_{OL} = 1V$ or 9V $V_{DD} = 15V, V_{OL} = 1.5V$ or 13.5V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0			3.5 7.0 11.0	V V V	
$I_{OL}$	Low-Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_{OL} = 0.4V$ $V_{DD} = 10V, V_{OL} = 0.5V$ $V_{DD} = 15V, V_{OL} = 1.5V$	0.64 1.6 4.2		0.51 1.3 3.4	0.99 2.25 5.9		0.70 0.9 2.4	mA mA mA	
$I_{OH}$	High-Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_{OH} = 4.6V$ $V_{DD} = 10V, V_{OH} = 9.5V$ $V_{DD} = 15V, V_{OH} = 13.5V$	0.64 1.6 4.2		0.51 1.3 3.4	0.99 2.25 5.9		0.70 0.9 2.4	mA mA mA	
$I_{II}$	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{in} = 0V$ $V_{DD} = 15V, V_{in} = 15V$		-0.10 0.10		10 $\mu A$ 10 $\mu A$		-0.10 0.10	1.0 1.0	$\mu A$ $\mu A$

**DC Electrical Characteristics** CD40160DC/CD40161DC/CD40162DC/CD40163DC (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	Limits						Units
			40°C		25°C		85°C		
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	
$I_{DD}$	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		20 40 80			20 40 80	150 200 200	$\mu A$ $\mu A$ $\mu A$
$V_{OL}$	Low-Level Output Voltage	$I_{OL} = 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		0.05 0.05 0.05			0.05 0.05 0.05	0.05 0.05 0.05	V V V
$V_{OH}$	High-Level Output Voltage	$I_{OH} = 1 \mu A$ $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95	V V V
$V_{IL}$	Low-Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_{OH} = 0.5V$ or 4.5V $V_{DD} = 10V, V_{OH} = 1V$ or 9V $V_{DD} = 15V, V_{OH} = 1.5V$ or 13.5V		1.5 3.0 4.0			1.5 3.0 4.0	1.5 3.0 4.0	V V V

DC Electrical Characteristics (D40160B/D40161B/D40162B/D40163B) (Note 2) (Load = 0)										
Symbol	Parameter	Conditions	Limits						Units	
			40 C		25 C			85 C		
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min		Max
$V_{IH}$	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V, V_{OL} = 0.5V$ or $4.5V$ $V_{DD} = 10V, V_{OL} = 1V$ or $9V$ $V_{DD} = 15V, V_{OL} = 1.5V$ or $13.5V$	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0			3.5 7.0 11.0		V V V
$I_{OL}$	Low Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_{OL} = 0.4V$ $V_{DD} = 10V, V_{OL} = 0.5V$ $V_{DD} = 15V, V_{OL} = 1.5V$	0.52 1.3 3.6		0.44 1.1 3.0	0.88 2.25 8.8		0.39 0.9 2.4		mA mA mA
$I_{OH}$	High Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_{OH} = 4.5V$ $V_{DD} = 10V, V_{OH} = 9.5V$ $V_{DD} = 15V, V_{OH} = 13.5V$	0.52 1.3 3.6		0.44 1.1 3.0	0.88 2.25 8.8		0.39 0.9 2.4		mA mA mA
$I_{IN}$	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{I1} = 0V$ $V_{DD} = 15V, V_{I1} = 15V$		-0.30 0.30		$10^{-9}$ $10^{-9}$	-0.30 0.30		1.0 1.0	µA µA

AC Electrical Characteristics <sup>1</sup> $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ , $f_{CLK} = 50 \text{ MHz}$ , $t_{SU} = 200 \text{ ns}$ unless otherwise specified						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$t_{BQ}$ or $t_{BQH}$	Propagation Delay Time from Clock to Q	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		250 100 90	400 150 130	ns ns ns
$t_{BQ}$ or $t_{BQH}$	Propagation Delay Time from Clock to Drive Out	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		230 120 100	450 130 100	ns ns ns
$t_{BQ}$ or $t_{BQH}$	Propagation Delay Time from T Enable to Drive Out	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		180 70 60	290 130 110	ns ns ns
$t_{BQ}$	Propagation Time from Clock to Q (D40160B-D40161B Only)	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		190 90 70	300 150 120	ns ns ns
$t_{BQ}$	Minimum Time from Clock that Data Load must be Present	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		120 30 25		ns ns ns
$t_{BQ}$	Minimum Time from Clock that Data Load must be Present (D40162B-D40163B Only)	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		170 70 60	290 120 100	ns ns ns
$t_{BQ}$	Minimum Time from Clock that Data Load must be Present (D40162B-D40163B Only)	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		120 50 40	190 90 70	ns ns ns
$t_{W}$ or $t_{WH}$	Maximum Clock Pulse Width	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		125 45 35	250 90 70	ns ns ns
$t_{R}$ or $t_{RH}$	Maximum Clock Rise or Fall Time	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$			15 50 70	ns ns ns
$f_{CLK}$	Maximum Clock Frequency	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$	2 5.5 7	4 11 14		MHz MHz MHz
$t_{RQ}$ or $t_{RH}$	Transition Time	All Outputs $V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		100 50 40	200 100 80	ns ns ns
$C_{IN}$	Amorphous Input Capacitance	Any Input		5.0	7.0	pF
$C_{OUT}$	Power Dissipation Capacity	(Note 4)		35		pF

<sup>1</sup> All maximum values are guaranteed over the specified temperature range.

**Note 1:** All propagation delays are measured with a 50 pF load capacitance. The delay time depends on the capacitive load. The delay times are measured with a 50 pF load capacitance. The delay times are measured with a 50 pF load capacitance.

**Note 2:**  $t_{BQ}$  or  $t_{BQH}$  is measured with a 50 pF load capacitance.

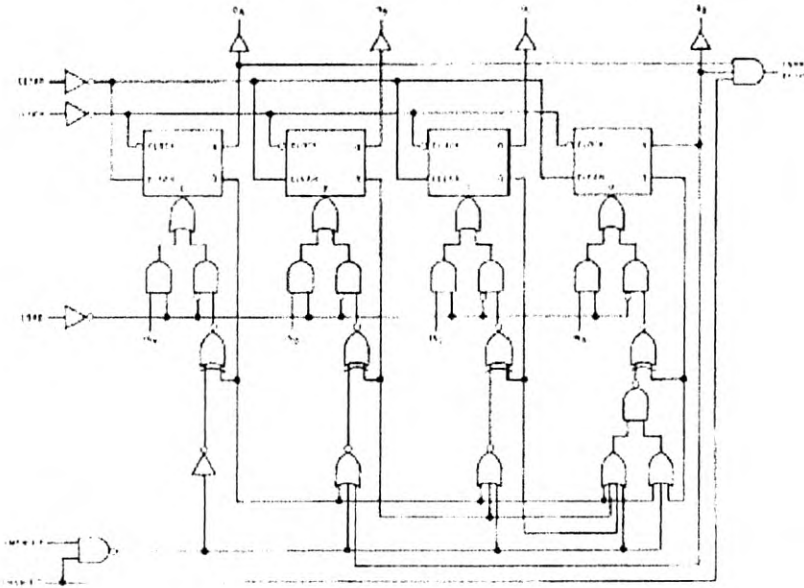
**Note 3:**  $I_{OH}$  and  $I_{OL}$  are measured with a 50 pF load capacitance.

**Note 4:**  $C_{OUT}$  is measured with a 50 pF load capacitance. The delay time is measured with a 50 pF load capacitance. The delay time is measured with a 50 pF load capacitance.

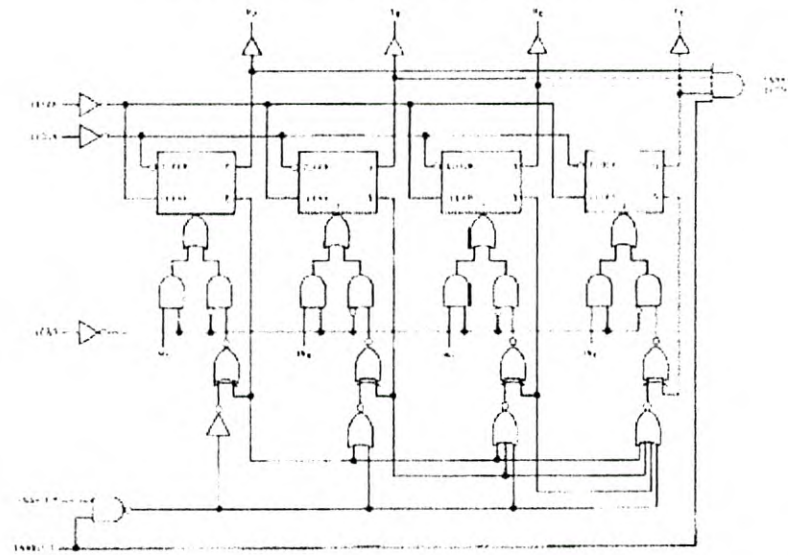


### Logic Diagram

CD40160B, CD40162B Clear is Synchronous for the CD40162B



CD40161B, CD40163B Clear is Synchronous for the CD40163B



## APENDICE D

### Error en la detección de Fase

Una de las principales fuentes de error en el circuito detector de fase, al que llamaremos error de muestreo, se origina en el tiempo de muestreo de la señal. Este tiempo corresponde al intervalo durante el cual la señal de salida del amplificador detector  $V_0$  es seccionada por el conmutador y presentada en sus salidas como  $V_0'$  y  $V_0''$ . Si las señales de control seno y coseno del conmutador no tienen la sincronía y duración precisa correspondientes al desfase de 90 grados habida entre ellas, los potenciales de salida  $V_b$  y  $V_a$  a la salida de los filtros no tendrán los valores indicados en las relaciones 3.17 y 3.19. A este error también contribuyen los tiempos de apertura y cierre del conmutador, que si no son mucho menores que el período de la señal, puede ser la fuente dominante en el error de muestreo.

Supongamos que por las causas mencionadas el muestreo senoidal de la señal no se realiza en el intervalo (ver figura 3.5)

$$\frac{\pi}{\omega} 2n \leq t \leq \frac{\pi}{\omega} (2n+1) \Rightarrow n = 0,1,2,3\dots$$

sino que se tiene un error  $\Delta T$ , por lo que la integral 3.17 se transforma en

$$V_{bc} = \omega / 2\pi \int_0^{\pi / \omega + \Delta T} V_0 dt$$

que al desarrollar nos da

$$V_{bc} = - \frac{R_0 V}{2\pi R_x} (1 + \cos \omega \Delta t) + \frac{\omega R_0 C_x V}{2\pi} \text{sen } \omega \Delta t \quad (\text{D1.1})$$

Por otra parte, si procedemos en igual forma con la señal en cuadratura coseno la expresión 3.19 quedaría como

$$V_{ac} = \omega / 2\pi \int_{-\pi / 2\omega}^{\pi / 2\omega + \Delta T} V_0 dt$$

que al evaluar obtenemos

$$V_{ac} = - \frac{R_0 V}{2\pi R_x} \text{sen } \omega \Delta T - f R_0 C_x V (1 + \cos \omega \Delta T) \quad (\text{D1.2})$$

Las expresiones D1.1 y D1.2 se reducen a las ecuaciones 3.19 y 3.17 para  $\Delta t=0$  como debe ser.

El error relativo en cada caso se expresa con la relación

$$E_R = 1 - \frac{V_c}{V}$$

en donde  $V_c=V_{ac}$  y  $V=V_a$  para la señal coseno, y  $V_c=V_{bc}$  y  $V=V_b$  para la señal seno. Así, para la determinación de  $C_x$  que es donde empleamos  $V_a$  tenemos que el error relativo está dado por

$$E_R = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos \alpha \pi - \frac{1}{4\pi R_x f C_x} \sin \alpha \pi \quad (D1.3)$$

en donde definimos el parámetro  $\alpha$  como la fracción del semiperíodo al que corresponde  $\Delta T$ , es decir

$$\Delta T = \alpha \frac{T}{2} = \alpha \frac{\pi}{\omega}$$

en donde  $0 < \alpha < 1$

A manera de ilustración supongamos que  $R_x=1M\Omega$ ,  $C_x=30pF$  y  $f=10KHz$ . Con un valor de  $\alpha=0.1$  que corresponde a un 10% del semiperíodo el error introducido de acuerdo a esta fórmula sería del 5.7%. En cambio para un valor de  $\alpha=0.01$  el error cambia a 0.81%.

Para el caso de  $R_x$  muy grande, que es lo más frecuente en dieléctricos comunes, la expresión del error se reduce a

$$E_R = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos \alpha \pi \quad (D1.4)$$

que muestra que no tiene dependencia del valor de  $C_x$ .

## APÉNDICE E.

### Fotografía del sistema.



## REFERENCIAS

- [1] **WILLIAMS**, Graham, Dielectric properties, University College of Wales, Aberystwyth, UK, Cap. 18. 1986.
- [2] **BOYD**, Richard, Methods of Experimental Physics, Cap. 18, academic Press. 1980.
- [3] **TARĚIEV**, B.M. Física de los Materiales Dieléctricos. 1 ed. Moscú, URSS. Ed. Mir. 1978.
- [4] **VALDEZ**, Miguel A., Rejón, L., Ramírez, A., Paz, Goycoolea, F. M., "Response Time and Electrorheology of Semidiluted Gellan, Xanthan and Cellulose suspensions". Carbohydrate Polymers. 2001.
- [5] **HAYT**, William H. Jr., Kemmerly, Jack E. Análisis de Circuitos en Ingeniería. 5 ed. México. Ed. McGraw-Hill. 1993.
- [6] **FRÖHLICH**, H. Theory of Dielectrics. 2 ed. Estados Unidos de Norteamérica. Ed. Oxford. 1958.
- [7] **BENNANI**, Hamid, Pilet, Jean Claude. "A Simple Apparatus To Plot The Variations Of The Dielectric Permittivity Versus Temperature In The Range Of Frequencies 10 Hz- 100 KHz". IEEE transactions on instrumentation and measurement. v. 41. n. 3. EUA: Junio de 1992.

## BIBLIOGRAFIA

- ANGRISANI**, L. et al, "A Digital Signal Processing Instrument for Impedance Measurement", IEEE transaction on instrumentation and measurement, Vol. 45, N° 6, 1996.
- ATMANAND**, V. et al, "A microcontroller- based scheme for measurement of L and C". measured science technology, Vol. 6, 1995.
- AWAD**, Selim et al, "Analysis, Design and Implementation of an AC Bridge for Impedance Measurement". IEEE Transaction on instrumentation and measurement, Vol. 43, N° 6, 1994.
- BAENA**, Guillermina. Manual para Elaborar Trabajos de Investigación Documental. 4 ed. México. Ed. Editores Mexicanos Unidos. 1985.
- BECKER**, Richard. Electromagnetic Fields and Interactions. 1 ed. New York, EUA. Ed. Dover publications. 1982.
- BENSON**, Harris, Física Universitaria, Vol. II, 1 ed. México. Ed. CECSA. 1995.
- BOYD**, Robert Neilson, Morrison, Robert Thornton. Química orgánica. 3ª ed. México. Ed. Fondo educativo interamericano. 1976.

**BOYLESTAD**, Robert L., Nashelsky, Louis. Electricity, Electronics, And Electromagnetics Principles And Applications. 2 ed. EUA. Ed. Prentice Hall. 1983.

**BOYLESTAD**, Robert L., Nashelsky, Louis. Electrónica: Teoría De Circuitos. 6 ed. México. Ed. Prentice Hall hispanoamericana. 1996.

**BRUNO**, T. J., Svoronos, D. N., CRC Handbook Of Basic Tables For Chemical Analysis, pag. 212. Ed. CRC press. Boca Raton, Florida. 1989.

**CHO**, Y. S., Ion, K. H., Handbook Of Advanced Electronic And Photonic Materials And Devices. 1 ed. EUA. Ed. Academic press. 2000.

**CHI**, Shen Liang, Au Kong Jin. Applied Electromagnetism. 2 ed. EUA. Ed. PWS publishers. 1987.

**COTTINGHAM**, W. N., Greenwood, D. A. Electricity and Magnetism. 1 ed. New York, EUA. Ed. Cambridge university press. 1991.

**DAY**, A. Robert. Cómo Escribir Y Publicar Trabajos Científicos. 2ª reimpresión. Tr. Por Miguel Sáenz. Revisada por el servicio Editorial de la Organización Panamericana de la Salud. Washington, DC, EUA. 1992.

**DE SA**, A. Electronic for Scientists. 5 ed. Great Britain. Ed. Prentice Hall. 1997.

**ECO**, Umberto. Cómo se Hace una Tesis. 1 ed. Barcelona, España. Ed. Gedisa. 1995.

**FOLYD**, Thomas L. Electronics Fundamentals Circuit, devices & applications. 4 ed. EUA. Ed. Prentice Hall. 1996.

**FLOYD**, Thomas L. Electronic Devices. 5 ed. EUA. Ed. Prentice Hall. 1998.

**GINGLE**, A., Cancel, T. "*Undergraduate Laboratory Investigation Of The Dielectric Constant Of Ice*". American Journal Physics. V. 43. EUA: Febrero de 1975.

**GONZÁLEZ**, Gaxiola Fermín y Feria, Goyás, Juan José. Técnicas De Estudio Y Presentación De Informes Académicos. Ed. Talleres gráficos de la Universidad de Sonora. Hermosillo. 1993.

**GRANT**, I. S., Phillips, W. R. Electromagnetismo. 1 ed. México. Ed. Limusa. 1979.

**GRAY**, Andrew. Absolute Measurement in Electricity and Magnetism. 2 ed. New York, EUA. Ed. Dover publications. 1967.

**GROS**, B. "*On the theory of dielectrics loss*". Physical review. v. I. N. 59. p. 748-750: EUA: 27 enero de 1941.

**HAYT**, William H. Jr. Teoría Electromagnética. 5 ed. México. Ed. McGraw-Hill. 1999.

- JACKSON**, John David. Classical Electrodynamics. 3 ed. EUA. Ed. John Wiley & sons. 1998.
- JEFIMENKO**, Oleg D. Electricity and Magnetism. 2 ed. EUA. Ed. Electret scientific company. 1989.
- JUPIN**, W. R. "*Measurement of dielectric constants and capacitor dissipation using resonant circuits*". American Journal Physics. v. 45. n. 7. EUA: Julio de 1977.
- KENT**, M., "*Time Domain Technique For Low Frequency Dielectric Measurement*". J. physics E. scientific instrument, Vol 13, 1980.
- KING**, P., Ronold W., Sheila Prasad. Fundamental Electromagnetic Theory And Applications. 1 ed. Estados Unidos. Ed. Prentice Hall. 1986.
- KREMERMANN**, Norma. Métodos De Investigación Para Tesis Y Trabajos Semestrales. 3 ed. México. Ed. Trillas. 1990.
- MALMSTADT**, H. V. Electronics for Scientists. 1 ed. New York, EUA. Ed. W. A. Benjamin. 1963.
- MALVINO**, Albert Paul. Electronic Principles. 4 ed. EUA. Ed. McGraw-Hill. 1989.
- MARRYOTT**, A. A., Smith, E. R. Table of Dielectric Constants of Pure Liquids. National Bureau of Standards Circular 514. Washington, DC, EUA. 1951.
- MENDIETA**, Angles A. Tesis profesionales. 14 ed. México. Ed. Porrúa. 1989.
- MWANJE**, J. "*Dielectric loss measurements on raw materials*". American Journal Physics. v. 48. n. 10. EUA: octubre de 1980.
- NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION**. CMOS databook. EUA. 1981.
- NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION**. Linear databook. EUA. 1987.
- O'DWYER**, J. J., Harting, E. "*Theories Of Dielectric Loss*". Progress in dielectrics, pag. 1. v. 7. Londres. 1967.
- REITZ**, John R., Milford, Frederick J. Foundations Of Electromagnetic Theory. 2 ed. EUA. Ed. Adison Wesley publishing company. 1980.
- RESNICK**, Robert, Halliday, David, Krane, Kenneth S. Física Vol. II. 4 ed. México. Ed. CECSA. 1995.
- SEARS**, Francis W., Zemansky, Mark W., Young, Hugh D. Física universitaria. 6 ed. México. Ed. Addison Wesley latinoamericana. 1990.
- TOBARCA**, Huásacar. Cómo hacer una tesis. 7 ed. México. Ed Grijalvo. 1982.

**TOLSTOW**, Georgi P. Fourier series. 1 ed. New York, EUA. Ed. Dover publications. 1976.

**TOCCI**, Ronald D. Sistemas digitales: principios y aplicaciones. 6 ed. México. Ed. Prentice Hall hispanoamericana.

**WANGSNESS**, Roald K. Electromagnetic fields. 1 ed. Estados Unidos. Ed. John Wiley & sons. 1979.

**ZAHN**, Markus. Teoría electromagnética. 1 ed. México. Ed. Latinoamericana. 1983.