



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

Diseño de un Sensor Capacitivo para Monitorizar
Procesos en Coloides

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
Ingeniero Eléctrico-Electrónico
PRESENTA:
Francisco Pérez Jiménez

ASESOR:
Dr. Asur Guadarrama Santana



2011



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Presidente: Ing. Gabriel Alejandro Jaramillo Morales

Secretario: Dr. Pablo Roberto Pérez Alcázar

Vocal: Dr. Asur Guadarrama Santana

1^{er} Suplente: Dr. Augusto García Valenzuela

2^o Suplente: MC. Ana Gabriela Gallardo Hernández

Fecha de examen de titulación:

“Hasta el más valiente de nosotros pocas veces tiene valor para enfrentarse con lo que realmente sabe...” Friedrich Nietzsche.

A:

Mis padres en tiempos de exámenes y fines de semestre me tuvieron paciencia (discúlpenme por ser tan egoísta).

Mis compañeros de la carrera del módulo de control y robótica, porque me preguntan ¿Paco por qué dejaste control? -Puedo contestarles que yo me metía mucho en líos sobre el manejo de las variables que estudiábamos porque estas variables dependían de otras y esas a su vez de otras y así sucesivamente, finalmente llegaba a que un sistema simple no lo podía controlar y eso por estarle agregando más variables, debido a eso, yo creo que es mejor estudiar un fenómeno físico en particular y partir desde ahí.

Todos mis tíos y primos sé que confían en mí.

Agradecimientos

En primer lugar a mis padres Rafael Ventura Pérez Ramírez y Beatriz Jiménez Mascareñas. Con ustedes aprendí a trabajar y eso para mí es algo muy importante.

A la UNAM una gran institución que me preparó con una formación competitiva.

Al grupo de sensores ópticos y eléctricos del Centro de Ciencias Aplicadas al Desarrollo Tecnológico (CCADET), gracias a ustedes mejoré mi capacidad al exponer ante un grupo.

Al Dr. Augusto García Valenzuela, por ayudarme a interpretar los resultados obtenidos, así como darme seguimiento en el desarrollo experimental.

Al Dr. Asur Guadarrama Santana por orientarme a lo largo de casi un año en la elaboración de mi trabajo de tesis.

Al MI. Humberto Contreras Tello por guiarme a utilizar los equipos del laboratorio y el software de interpretación de datos.

A la Sra. Rosa María García Vega, Técnica en fabricación del departamento de diseño gráfico del CCADET, que me ayudó a colocar las muestras de pintura sobre los sustratos.

Contenido

Introducción	1
Objetivo	4
Capítulo I. Coloides	5
I.1 Estructura básica de los coloides	5
I.2 Coloides	5
I.3 Coloides liófilos	6
I.4 Coloides liófilos	6
I.5 Formación de coloides	7
I.6 Referencias	9
Capítulo II. Sensores capacitivos planos	10
II.1. Sensor	10
II.2. Sensor capacitivo plano	10
II.3. Sensor capacitivo con plano de tierra	12
II.4. Simulación de un sensor capacitivo tipo peine	13
II.5. Linealidad	15
II.6. Sensibilidad	15
II.7. Profundidad de penetración	16
II.8. Rango dinámico	17
II.9. Referencias	19
Capítulo III. Acondicionamiento de la señal	20
III.1. 1ª Etapa. Retardo de fase fija	21
III.2. 2ª Etapa. Control de fase	25

III.3. 3ª Etapa. Control de amplitud	31
III.4. 4ª Etapa. Etapa diferencial	37
III.5. Referencias	38
Capítulo IV. Desarrollo experimental	39
IV.1. Diseño del sensor	39
IV.2. Diseño de la estructura mecánica del sensor	41
IV.3. Elección del cable de conexión del sensor	42
IV.4. Diseño de la electrónica de acondicionamiento	42
IV.5. Elección de los cables del sistema de acondicionamiento	44
IV.6. Blindaje de la electrónica de acondicionamiento	44
IV.7. Calibración de cero	45
IV.8. Resultados experimentales	49
IV.9. Referencias	57
Capítulo V. Conclusiones	58
Apéndice A. Antecedentes de electrostática	61
Apéndice B. Amplificadores	71
Apéndice C. Respuesta en frecuencia de un sistema en estado estacionario	87
Apéndice D. Componentes	91
Bibliografía	95

Introducción

Este trabajo de tesis se desarrolló como la continuación de un artículo de investigación: “Design Parameters for Interdigitated Capacitance Sensors for Monitoring the Dielectric Constant of Coatings” [1], el trabajo proponía medir la capacitancia de un Material Bajo Prueba (MBP) sobre un sensor capacitivo plano tipo peine sin plano de tierra de 6 electrodos y un diseño propio de un sistema de monitorización capacitivo. Partiendo de este artículo se propuso realizar un nuevo diseño fabricando sensores capacitivos planos tipo peine de 10 electrodos con y sin plano de tierra para compararlos y con ello poder elegir cuales serían los más convenientes para realizar la monitorización futura en los coloides. También se diseñó un nuevo arreglo del sistema de monitorización capacitivo.

En el capítulo I se definirá cual será el estado y la cantidad de materia que será tratada como objeto de estudio en este trabajo de tesis. Los procesos en coloides han sido tratados como objeto de investigación en diferentes campos de la industria y medicina, en este caso se monitorizaron los MBP sobre un substrato dieléctrico al inducirles un campo eléctrico \vec{E} , donde las curvas del capítulo IV mostrarán los cambios de capacitancia en el tiempo debido a los cambios físico-químicos que sufren las sustancias. En este trabajo de tesis no se profundizará en el estudio de los coloides puesto que el objetivo es el diseño e implementación de un sistema temporal capacitivo de bajo ruido para aplicaciones en este tipo de procesos.

El capítulo II explica cómo es el comportamiento de las líneas de campo eléctrico de forma teórica, se explica la simulación de un sensor capacitivo tipo peine para valores de constantes dieléctricas (permitividades relativas) fijas y para valores de espesores del MUT fijos. Los sensores capacitivos planos surgieron por la necesidad de hacer mediciones por una sola cara donde no era posible colocar dos placas en cada extremo del MBP. La geometría del sensor una vez abierta al espacio cambió las circunstancias previas a mediciones que involucran respuestas temporales relacionadas a alguna reacción química como lo es la evaporación de solventes [2]. Los sensores capacitivos son dispositivos electrónicos de bajo costo de fabricación, los cuales son utilizados en la industria para detectar el nivel de un líquido en un recipiente y/o contenedor, la presencia de un objeto, la calidad de las gasolinas [3], el porcentaje de humedad relativa en el aire o cambios en la permitividad relativa de alguna reacción química. Estos sensores son utilizados para averiguar cuál es el comportamiento eléctrico de una muestra de materia de una forma no destructiva haciendo pasar a través de la muestra un campo eléctrico [2], esta forma de medir ha sido de interés para investigadores en química, bioquímica y aquellas dedicadas a realizar aplicaciones biológicas. Dado que no toda la materia en estudio se presenta en fase sólida, líquida o gaseosa se ha modificado la geometría de los sensores capacitivos de placas paralelas cambiando así la dirección del campo eléctrico para adaptar el sensor a las condiciones en las que se pueda presentar un MBP. La superficie sensible del sensor está en contacto directo con el ambiente, por lo que el sistema de

acondicionamiento de la señal debe ser capaz de compensar las condiciones ambientales que están interactuando con el sensor, para hacer una calibración a cero.

En el capítulo III se realizó el diseño teórico del sistema de acondicionamiento de la señal que consta de 4 etapas. En cada etapa se obtendrán ecuaciones que representarán a las tensiones en estado estacionario. Los estados transitorios no se toman en cuenta debido a que llegan a su estado estacionario en un lapso menor a un segundo. Para todas las etapas se tomaron condiciones iniciales nulas debido a que no hay corrientes fluyendo cuando los circuitos están desconectados de la tensión de referencia y no están polarizados.

En el capítulo IV se realizó el desarrollo experimental donde se conjuntan los estudios teóricos de los capítulos I, II y III. En este capítulo se eligió el tipo de sensor más conveniente para realizar la monitorización, también se explican los pasos a seguir para calibrar a cero. En todo sistema de medición la calibración de cero es un parámetro muy importante ya que de éste dependerá el mínimo valor que se pueda tomar en una medición. El aislamiento eléctrico del sistema de acondicionamiento de la señal también es un parámetro que se debe tomar en cuenta al momento de calibrar.

A toda señal no deseada que interfiere con la señal que se desea medir se le conoce como *ruido*, éste puede ser generado por diversos factores como lo son las señales electromagnéticas: de TV, de radio y teléfonos celulares; en la red de alimentación del sistema de medición, temperatura (ruido de Johnson), humedad, vibraciones y el ruido de entrada de los amplificadores. Una forma de disminuir el ruido en el sensor es colocando un plano de tierra en la superficie no sensible, esto produce una reorientación del campo eléctrico disminuyendo los efectos de borde del sensor [4].

La elección de los amplificadores operacionales por los cuales pasa la señal es otro aspecto del cual depende la calibración del sensor. No todos los amplificadores operacionales tienen la misma función y es conveniente ver las hojas de especificaciones de cada uno para hacer la elección correcta del amplificador, el precio de un amplificador puede influir en el costo de fabricación del sistema de acondicionamiento: por ejemplo, el más barato puede no ser el mejor pero si se realiza una buena etapa de acondicionamiento de la señal se pueden obtener aun así buenos resultados. Siempre es preferible hacer una simulación del sistema para saber cómo será su comportamiento y así poder elegir qué es lo más conveniente.

La forma indirecta por la cual se midió la capacitancia se describe en la ecuación IV.1.

Referencias

1. Guadarrama, Asur y García, Augusto, (2010), "Design Parameters for Interdigitated Capacitance Sensors for Monitoring the Dielectric Constant of Coatings", 1st International Congress on Instrumentation and Applied Sciences, pp. 1-7
2. Hu, Xiaohui y Yang, Wuqiang, (2010), "Planar Capacitive Sensors – Designs and Applications", Sensor Review, Vol. 30 Iss: 1, pp. 24–39
3. Torikai, Delson, (2008), "Interdigitated Capacitive Sensor to Verify the Quality of Ethanol Automotive Fuel", ABCM symposium Series in Mechatronics, Vol 3, pp. 580-585
4. Sundara, Kishore y Zahn, Markus, (2006), "Fringing Electric and Magnetic Field Sensors", Encyclopedia of Sensors, Volume X: pp. 1-12

Objetivo

Diseñar un sensor capacitivo con una geometría conveniente de los electrodos del sensor que permitan monitorizar incrementos de capacitancia sobre películas coloidales en el tiempo.

Diseñar un sistema de monitorización capacitivo que:

- Contenga un sistema de acondicionamiento de la señal capaz de controlar en fase y amplitud la señal para realizar una calibración de cero.
- Mantenga las señales de ruido en menor proporción a la manipulada en la calibración de cero. Blindar todos los cables de conexión utilizados en el sistema de acondicionamiento de la señal.
- Sea capaz de registrar los cambios en la corriente compleja, para que de esta forma se pueda determinar la capacitancia de forma indirecta.

Obtener los rangos de calibración del sistema de acondicionamiento de la señal del sensor en fase y amplitud para realizar la calibración de cero.

Capítulo I. Coloides

I.1. Estructura básica de los coloides

El objeto de esta tesis está centrado en el estudio de los coloides observando el secado de películas coloidales colocadas sobre un sustrato dieléctrico, lo cual obliga a que el coloide se encuentre en fase líquida. Los coloides pueden caracterizarse por medios ópticos o químicos, y con éste método de estudio se pretende caracterizarlos con base en los cambios de su permitividad relativa (ϵ_r) a medida que la película se seca o se evapora.

La estructura básica de un coloide está compuesta por un conjunto de nano- o micro-partículas, cada partícula contiene muchos miles a muchos millones de átomos. Cuando se tienen muchos átomos de un solo tipo se tiene una sustancia pura y cuando se tiene la unión de dos o más sustancias puras que no reaccionan químicamente entre sí se dice que se ha formado una mezcla y todo coloide está formado por estas mezclas. Las sustancias que forman la mezcla pueden ser separadas por algún método físico. Las mezclas pueden ser homogéneas o heterogéneas.

- Mezcla homogénea. Cuando se juntan o revuelven dos o más sustancias puras, la composición de la mezcla tiene una distribución uniforme en toda la disolución.
- Mezcla heterogénea. A diferencia de la mezcla homogénea, la composición de la mezcla tiene una distribución no uniforme (desigual) entre una sustancia y otra. En una mezcla heterogénea existe sedimentación en los líquidos [1].

Un punto clave sobre el estudio de los coloides es saber que en un coloide idealmente no existe sedimentación y para explicar ese fenómeno se debe saber que una suspensión es una mezcla de partículas finas que están suspendidas en un líquido y después de un tiempo caen al fondo (se sedimentan). Los elementos que conforman dicha suspensión pueden ser separados por medios físicos [1].

I.2. Coloides

Se entiende como medio coloidal a una dispersión uniforme de partículas pequeñas (1 – 500 [nm]) embebidas en un material homogéneo (matriz), formando una mezcla

heterogénea. Por otra parte las componentes de esta mezcla no dejan sedimentos o tardan mucho en hacerlo (suspensión coloidal) [1].

En algunos aspectos un coloide puede parecer una disolución verdadera (homogénea en todos sus puntos). En general los coloides pasan a través del papel filtro al igual que en una disolución. En el estudio de coloides se tienen dos tipos: los liófilos y liófilos. A continuación se describirán cada uno de ellos por separado.

I.3. Coloides liófilos

Los coloides liófilos son aquellos en los cuales sus partículas repelen al disolvente, no son estables y por tanto se separan. Estos coloides solo se pueden estabilizar por adsorción de iones o moléculas pequeñas del material disolvente en su superficie, esto provoca que los electrones orbiten en su superficie (dándole una carga negativa), como consecuencia de esto, una partícula coloidal no se puede hacer más grande puesto que sería repelida por la fuerza electrostática de otra partícula coloidal que también ha adsorbido iones evitando que se unan estas partículas [2].

I.4. Coloides liófilos

Los coloides liófilos a diferencia de los coloides liófilos atraen al disolvente (atraen a los líquidos). Las partículas son capaces de interactuar con el disolvente mediante la acción ión dipolo.

Cuando interactúan las partículas (soluta) que son dispersadas en la matriz homogénea del material disolvente, ya sea un coloide liófilo o liófilo, la fuerza electrostática que existe entre cada molécula de una partícula coloidal y otra las mantiene separadas con lo cual no es posible que exista una sedimentación causada por la fuerza de gravedad debidas a las densidades del disolvente y el soluto. A este estado se le conoce como suspensión coloidal (Ver figura I.2) [3] [4].

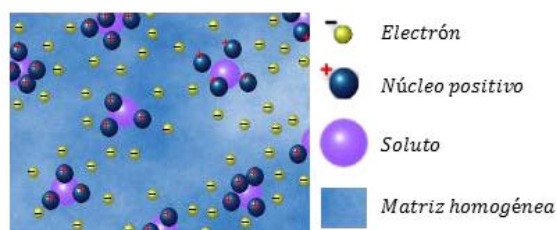


Figura I.2. Dispersión coloidal.

I.5. Formación de coloides

La formación del coloide depende del medio dispersor homogéneo y del soluto que conforman la mezcla heterogénea, dichos coloides pueden ser emulsiones, espumas, soles y aerosoles. En una emulsión, el soluto es un líquido y el disolvente puede ser un líquido o un sólido (emulsión sólida). En una espuma, el soluto es un gas y el disolvente puede ser un líquido o un sólido (espuma sólida). En un sol, el soluto es un sólido y el disolvente puede ser un líquido o un sólido (sol sólido). En un aerosol, el disolvente es un gas y el soluto puede ser un líquido o un sólido (Ver tabla I.1).

Tabla I.1. TIPOS DE COLOIDES

FASE DEL COLOIDE	DISOLVENTE	SOLUTO	TIPO	EJEMPLO
Líquido	Líquido	Líquido	Emulsión	Leche
Líquido	Líquido	Sólido	Sol	Pintura
Líquido	Líquido	Gas	Espuma	Crema Batida
Sólido	Sólido	Líquido	Emulsión Sólida	Mantequilla
Sólido	Sólido	Sólido	Sol Sólido	Acero
Sólido	Sólido	Gas	Espuma Sólida	Malvavisco
Gas	Gas	Líquido	Aerosol	Niebla
Gas	Gas	Sólido	Aerosol	Humo
Gas	Gas	Gas	--	No es solución

Los coloides que se estudiaron en este trabajo de tesis tienen fase líquida puesto que no fue posible aislar el sistema para medir un gas, los sólidos no se midieron, porque lo que en primera instancia se quería era medir el secado de películas coloidales como lo son las pinturas y el pegamento blanco.

Los coloides que se monitorizaron en este trabajo de tesis fueron:

- Pintura Serilustre Sánchez R12014 -1 Azul Ultra (ver figura I.3).
Dicha pintura se utiliza en procesos de serigrafía.



Figura que I.3. Pintura Serilustre.

- Resistol 850 (ver figura I.3)
EL pegamento blanco sirve para pegar papel, cartulina, madera y migajón.



Figura I.4. Resistol 850.

I.6. Referencias

1. Chang, Raymond, (2002), "Química", McGraw Hill, 7ª Edición, pp. 493, 496-497
2. Atkins, Peter, (1998), "Química Física", Ediciones Omega, 6ª Edición, pp. 704-705, 709
3. Ayres, Gilbert, (1992), "Análisis Químico Cuantitativo", Harla, 3ª Edición, pp. 196-199
4. Brown, Theodore, (2004), "Química la Ciencia Central", Prentice Hall, 9ª Edición, pp. 511-515

Capítulo II. Sensores capacitivos planos

II.1. Sensor

Un sensor es un dispositivo que convierte una señal mecánica, óptica o eléctrica en otra señal de naturaleza eléctrica. La información que muestra un sensor proporciona los cambios que ocurren en un experimento ya sea físico (óptico) y químico.

Un sensor también es llamado transductor pasivo. Un transductor es un dispositivo que es capaz de transformar o convertir algún tipo de energía en otra (transductor activo), un transductor pasivo convierte energía de una naturaleza en otra de la misma naturaleza (ver figura II.1).

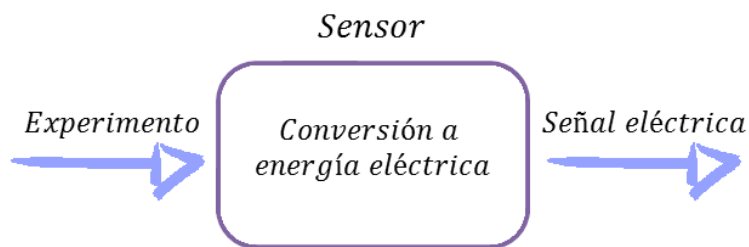


Figura II.1 Conversión de energía.

II.2. Sensor capacitivo plano

Un sensor capacitivo es un dispositivo que induce un campo eléctrico a un material bajo prueba (MBP). El campo eléctrico que se induce al MBP es provocado por la diferencia de potencial entre los electrodos del sensor. La corriente eléctrica que pasa a través del MBP contiene una componente real (i) y una imaginaria (ji). Dicha corriente dependerá de los cambios que ocurran en la muestra (los factores que afectan directamente la medición pueden ser las vibraciones, la temperatura, la luz, la calidad del aire y la humedad) [1].

Un sensor capacitivo puede estar formado por dos electrodos conductores planos, paralelos entre sí, con una distribución del campo eléctrico producido tal como se puede observar en la figura II.2. Cuando la posición de los electrodos cambia, como se ve en la figura II.3 la distribución del campo eléctrico entre los electrodos también cambia. Finalmente, en la figura II.4 se puede observar la distribución del campo eléctrico cuando la posición de los electrodos cambia

180°. Cuando los electrodos forman un ángulo de 180° se dice que es un capacitor de electrodos planos.

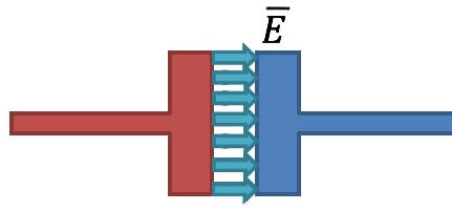


Figura II.2. Capacitor de electrodos paralelos.

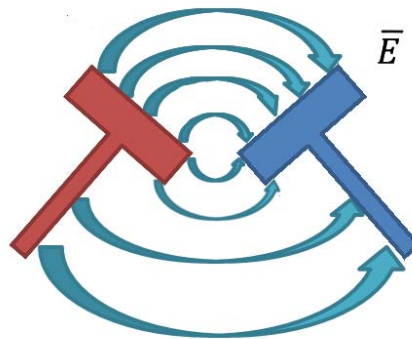


Figura II.3. Capacitor con un ángulo entre electrodos.

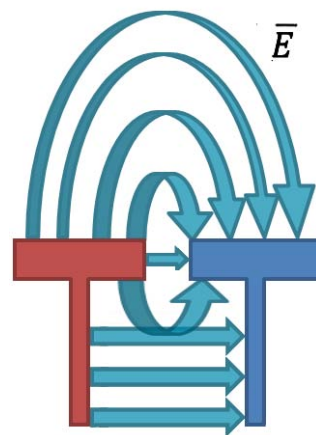


Figura II.4. Capacitor de electrodos planos.

Cuando los electrodos de un sensor capacitivo plano se depositan sobre un sustrato (dieléctrico), se tendrá una capacitancia debida al sustrato y otra debido al cable (ver figura II.5).

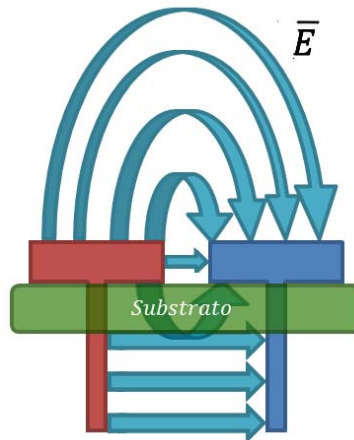


Figura II.5. Sensor capacitivo plano.

II.3. Sensor capacitivo con plano de tierra

El plano de tierra sirve para controlar las líneas del campo eléctrico \vec{E} y reducir los efectos de borde del sensor. La dirección de las líneas de campo eléctrico del sensor tienden a fluir hacia donde el potencial sea nulo ($V = 0[V]$); es por ello que el plano de tierra se coloca detrás del sustrato, como se muestra en la figura II.6a. Cuando se coloca un plano de tierra la medición se concentra solamente en el *área sensible* del sensor como se muestra en la figura II.6b.

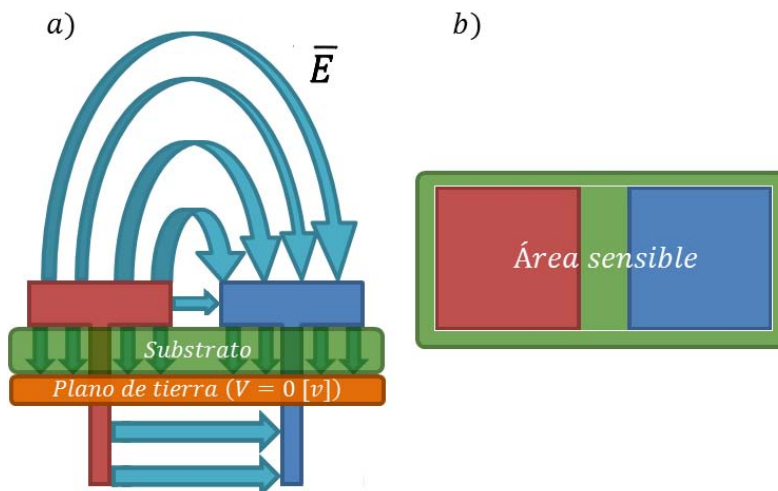


Figura II.6. Sensor capacitivo con plano de tierra.

II.4. Simulación de un sensor capacitivo tipo peine

Para el estudio de sensores planos en peine, se ha profundizado en el análisis del campo eléctrico cambiando la geometría de los electrodos en vez de su posición. El cambio de la geometría de los electrodos provoca una distribución diferente de las líneas del campo eléctrico en cada configuración y con ésta es posible elegir el diseño para una aplicación determinada.

La geometría de los electrodos del sensor utilizada en este trabajo de tesis, está basada en una configuración ya conocida llamada “*tipo peine*”. La cualidad de ésta configuración es que permite hacer mediciones para películas de un MBP con poca restricción del área sensible; esto es, si se realiza un cambio en las dimensiones del sensor es posible abarcar áreas diferentes. El área sensible dependerá de la aplicación requerida.

Para observar la distribución del potencial eléctrico y de las líneas del campo eléctrico de un sensor capacitivo tipo peine se realizaron simulaciones por medio del Método de Elemento Finito (MEF). Dicho método permite visualizar la distribución de las líneas del campo eléctrico así como la distribución del potencial eléctrico, intercambiando las constantes dieléctricas y espesores de substratos diferentes. En la figura II.7 se muestra la distribución del campo eléctrico, la distribución del potencial eléctrico y la geometría de los electrodos que componen al sensor capacitivo [3].

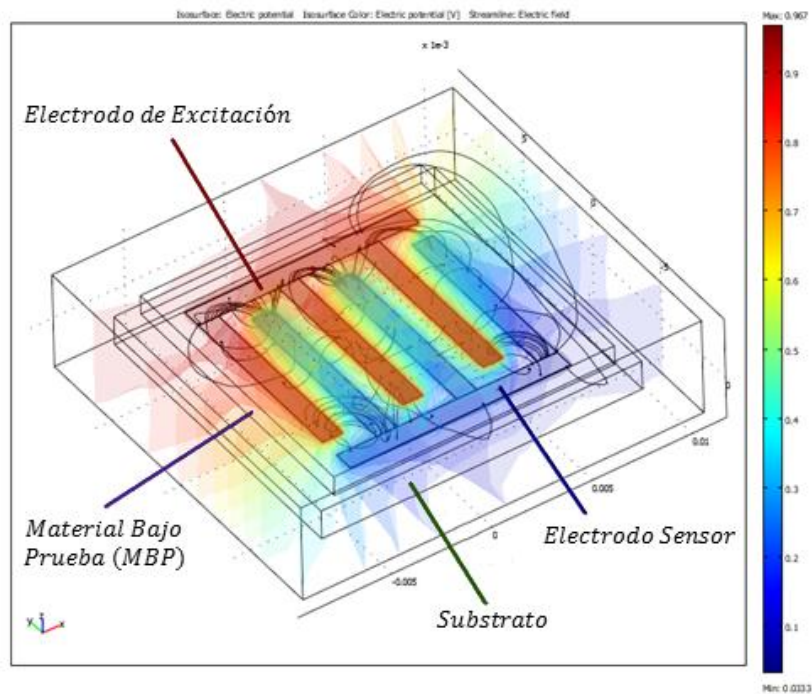


Figura II.7. Simulación por el Método de Elemento Finito (MEF).

La capacitancia total se puede calcular con la expresión

$$C = \frac{Q}{V}, \quad (II.1)$$

donde V es la diferencia de potencial aplicada a los electrodos y Q es la carga total encerrada en los electrodos tipo peine que son los positivos, la carga total encerrada se puede calcular mediante la ley de Gauss de la siguiente forma

$$Q = \varepsilon_1 \oint \vec{E} \cdot d\vec{S} + \varepsilon_2 \oint \vec{E} \cdot d\vec{S}, \quad (II.2)$$

E : Campo eléctrico.

ε_1 : Permitividad del sustrato.

ε_2 : Permitividad del Material Bajo Prueba (MBP).

$d\vec{S}$: Diferencial de superficie donde el campo eléctrico es aplicado.

La ecuación II.2 establece que la carga total encerrada por una superficie $d\vec{S}$ se obtiene como la suma de las contribuciones de los materiales dieléctricos que se encuentran encerrados dentro de la superficie cerrada (el sustrato y el MBP). El producto de la permitividad absoluta ε_1 por la integral de superficie cerrada del campo eléctrico por la diferencial de superficie muestra la contribución de la permitividad del sustrato. El producto de la permitividad absoluta ε_2 por la integral de superficie cerrada del campo eléctrico por la diferencial de superficie muestra la contribución del MBP.

La forma integral de la diferencia de potencial (ver apéndice A) se define como:

$$V = \int \vec{E} \cdot d\vec{L} \quad (II.3)$$

Sustituyendo las ecuaciones (II.2) y (II.3) en (II.1) la forma integral de la capacitancia queda

$$C = \varepsilon_1 \frac{\oint \vec{E} \cdot d\vec{S}}{\int \vec{E} \cdot d\vec{L}} + \varepsilon_2 \frac{\oint \vec{E} \cdot d\vec{S}}{\int \vec{E} \cdot d\vec{L}} \quad (II.4)$$

Como no se tiene una ecuación que represente al campo eléctrico se realizaron simulaciones del sistema de la figura II.7, cambiando la permitividad del MBP para diferentes espesores como se muestran en las figuras II.8 y II.9.

De las simulaciones realizadas se observó que si la superficie de los electrodos se incrementa o la separación entre ellos disminuye la capacitancia aumenta. En este caso el ancho de los electrodos es igual a la separación entre los electrodos paralelos del sensor.

II.5. Linealidad

Cuando se trabaja con campos eléctricos \overline{E} de baja intensidad se tienen curvas no lineales, pero si se realizan mediciones cercanas al origen las lecturas se aproximan a líneas rectas con una cierta pendiente como las mostradas en la figura II.8 [1].

II.6. Sensibilidad

La sensibilidad del sensor (s) está definida como la razón de cambio entre la salida del sensor en función de los cambios de alguna variable del sistema, ya sea el espesor o la permitividad [1]. Para los casos mostrados en la figura II.8, la forma lineal de la sensibilidad esta descrita por

$$\Delta C = s\Delta\varepsilon_r . \tag{II.5}$$

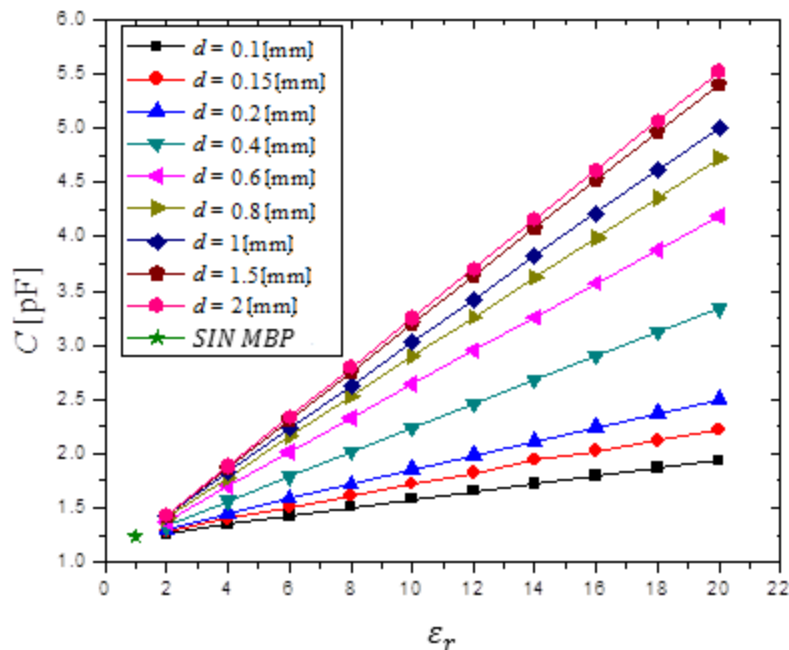


Figura II.8. Capacitancia para diferentes espesores del Material Bajo Prueba (MBP) variando su permitividad relativa.

En la figura II.8 se representan variaciones lineales de la capacitancia en función del espesor (d) del MBP con una permitividad relativa (ϵ_r). El mínimo valor de la capacitancia corresponde a un MBP de permitividad relativa $\epsilon_r = 1$, que corresponde a cuando no se tiene MBP. Las gráficas mostradas se obtienen incrementado el valor de la permitividad relativa a diferentes espesores. Se puede observar que para espesores del MBP entre 1.5 [mm] y 2 [mm] las variaciones de la capacitancia disminuyen y para $d \geq 2$ [mm] éstas tienden a mantenerse sin cambio. [3]

Observe que para encontrar la sensibilidad (s) entre dos puntos de una recta se puede calcular mediante la ecuación (II.5), por ejemplo, con un espesor $d = 2$ [mm], $\epsilon_{r_1} = 6$ y $\epsilon_{r_2} = 8$, se obtienen sus respectivos valores de capacitancias $C_1 = 2.343$ [pF] y $C_2 = 2.797$ [pF], con estos datos la sensibilidad máxima puede calcularse como

$$s = \left. \frac{\Delta C}{\Delta \epsilon_r} \right|_d = \left. \frac{C_2 - C_1}{\epsilon_{r_2} - \epsilon_{r_1}} \right|_{2 \text{ [mm]}} = 0.227 \text{ [pF]}. \quad (\text{II.6})$$

También, con las mismas curvas el espesor d del MBP puede ser estimado por un número dado de electrodos con una separación (g) y área de sensado del sensor capacitivo tipo peine. Del ejemplo anterior mostrado en la ecuación (II.2) se puede observar que el espesor es el doble que la separación entre electrodos

$$d = 2g . \quad (\text{II.7})$$

En vista de lo cual podemos aplicar la ley de escala isotrópica de la capacitancia eléctrica, por tanto se puede decir que este resultado puede ser escalable.

II.7. Profundidad de penetración

La profundidad de penetración es la distancia máxima que tiene el sensor capacitivo para hacer pasar un campo eléctrico \bar{E} a través de un MBP con el cual se obtiene un cambio mínimo en la medición de la capacitancia. En la figura II.9 se puede observar que los cambios son mínimos en la capacitancia (C) cuando se aumenta el espesor (d) a partir 2 [mm] en adelante a cada MBP de permitividad relativa (ϵ_r).

II.8. Rango dinámico

El rango dinámico del sensor es el conjunto de valores medidos en los cuales se conoce el valor máximo y el valor mínimo. Cuando se monitorizan materiales a diferentes espesores las lecturas de capacitancia no son iguales, cuando no se tiene espesor no se tiene objeto, entonces nos referimos a que la lectura es el “standing value”. En la figura II.9 se muestra el rango dinámico para cada dieléctrico de permitividad relativa (ϵ_r).

En la figura II.9 se muestran variaciones no lineales entre las curvas de capacitancia contra el espesor de distintas permitividades relativas de un MBP. La marca de una estrella negra representa el valor de capacitancia del sensor capacitivo tipo peine sin MBP. Observe que el valor mínimo de capacitancia se da cuando no hay MBP sobre la capa sensible, este valor de capacitancia puede corresponder a una permitividad relativa $\epsilon_r = 1$ equivalente a la del aire. En la práctica este valor de capacitancia puede ser la referencia para un valor de calibración inicial, se puede observar que las variaciones con el espesor son más rápidas para espesores pequeños del MBP. Sin embargo como el espesor del MBP se incrementa la variación del valor de capacitancia es menor y presenta una variación mínima cuando el espesor (d) es $d \geq 2 [mm]$ para cada dieléctrico de permitividad ϵ_r como se pudo notar [3].

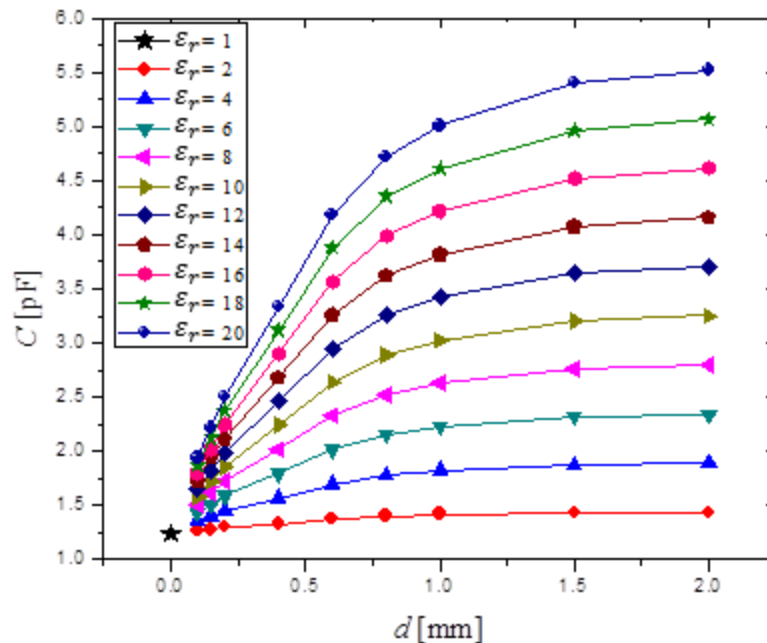


Figura II.9. Capacitancia para diferentes permitividades del MBP variando su espesor.

Es posible determinar el rango dinámico de sensor con las curvas de C contra d , con las condiciones físicas propuestas en las simulaciones. El rango dinámico se define como el 97% del valor de capacitancia máxima en un rango de operación establecido de permitividad relativa ϵ_r y espesor d y un volumen del MBP y es útil para ver qué tan profundo puede penetrar el campo eléctrico a un MBP.

II.9. Referencias

1. Hu, Xiaohui y Yang, Wuqiang, (2010) "Planar Capacitive Sensors – Designs and Applications", *Sensor Review*, Vol. 30 Iss: 1, pp. 24–39
2. Sundara, Kishore y Zahn, Markus, (2006) "Fringing Electric and Magnetic Field Sensors", *Encyclopedia of Sensors*, Volume X: pp. 1-12
3. Guadarrama, Asur y García, Augusto, (2010) "Design Parameters for Interdigitated Capacitance Sensors for Monitoring the Dielectric Constant of Coatings", 1st International Congress on Instrumentation and Applied Sciences, pp. 1-7

Capítulo III. Acondicionamiento de la señal

En este capítulo se describe el diseño e implementación de la etapa de acondicionamiento de la señal del sensor cuya función principal es igualar las tensiones que provienen del sensor y del capacitor de compensación las cuales llegan a la etapa diferencial como se muestra en la figura III.1. El propósito general de esta etapa es compensar capacitancias parásitas y realizar una diferencia de señales para obtener una calibración inicial de cero. La señal que viene del capacitor de compensación deberá estar en fase y con la misma amplitud con respecto a la señal que viene del sensor, en caso de no contar con estas condiciones se utilizarán los controles mostrados en la figura III.1 para igualar estos parámetros en cada señal.

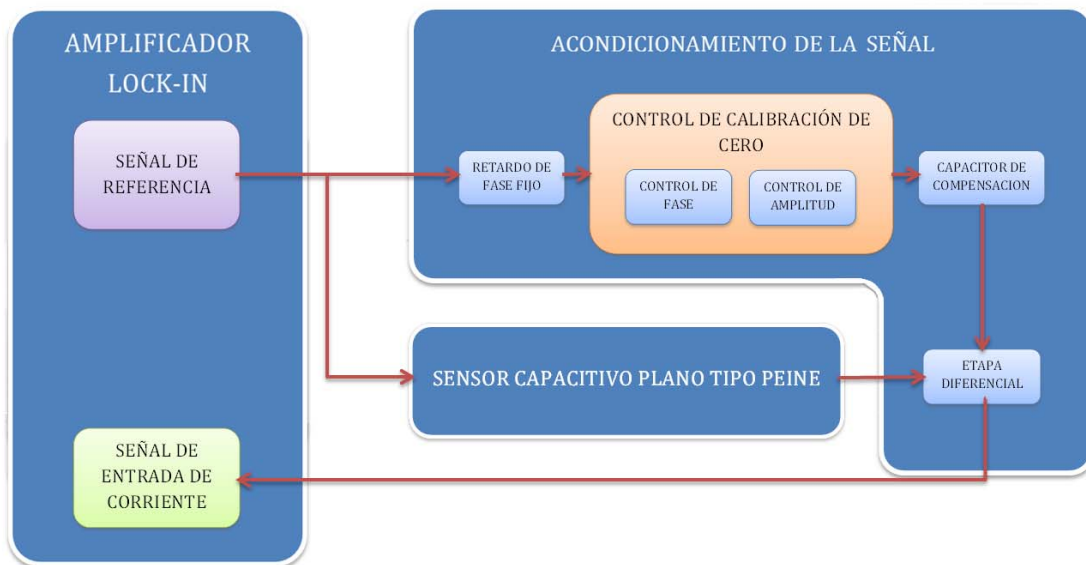


Figura III.1. Esquema del sistema de acondicionamiento de la señal.

El sistema de acondicionamiento de la señal está formado por 4 etapas:

- 1ª Etapa. Retardo de fase fijo.
- 2ª Etapa. Control de fase.
- 3ª Etapa. Control de amplitud.
- 4ª Etapa. Etapa diferencial.

El análisis teórico de cada etapa se mostrará en las páginas siguientes y el procedimiento de calibración se describirá con más detalle en el capítulo IV.

III.1. 1ª Etapa. Retardo de fase fija

En esta primera etapa se requiere retrasar la tensión de referencia (V_{ref}) 270° , para que la tensión que llegue a la etapa del control de fase tenga un retraso previo; esto es, porque el control de fase no alcanza a retrasar la señal 360° y con ello igualar las tensiones que llegan a la etapa diferencial para obtener una calibración de cero.

A continuación se realizará el análisis teórico del circuito de la figura III.2, se estimarán los parámetros de diseño y se determinará el comportamiento de la tensión de salida (V_{ret}) del circuito de retardo de fase fija. La tensión de salida de esta etapa dependerá de los elementos que conforman al circuito de la figura III.2.

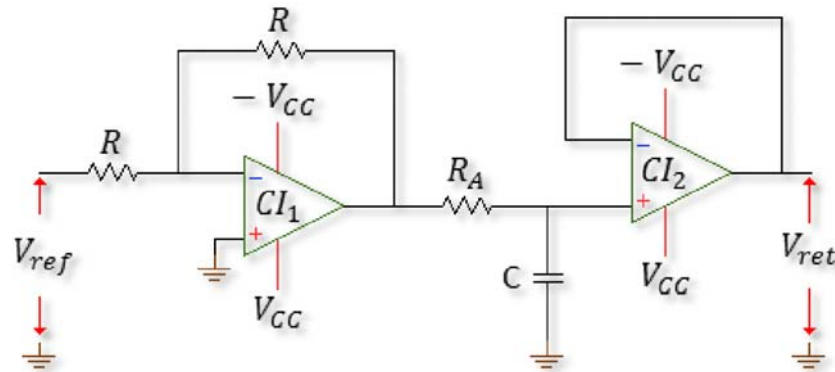


Figura III.2. Circuito de retardo de fase fijo.

El circuito está formado principalmente por dos amplificadores operacionales, como se muestra en la figura III.2. La configuración del amplificador CI_1 retrasa 180° la tensión de referencia (ver figura III.4), y la configuración del amplificador CI_2 retrasa 90° la fase de la señal de referencia [1].

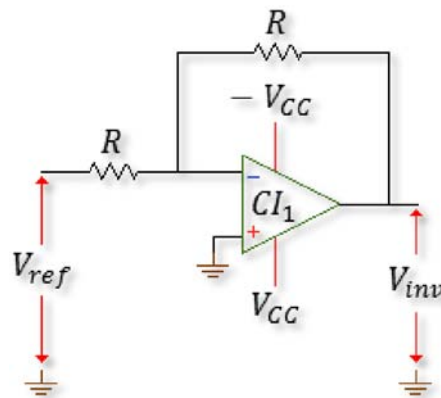


Figura III.3. Amplificador operacional de retardo de fase de 180° .

La tensión de salida del amplificador operacional CI_1 con la configuración mostrada en la figura III.3 es

$$V_{inv} = \sin(\omega t - 180^\circ), \quad (III.1)$$

la frecuencia de la tensión de referencia utilizada es $f = 10 \text{ [kHz]}$ porque en el rango de frecuencias de 5 [kHz] en adelante el ruido disminuye en el espectro de frecuencias. En la figura III.4 se muestra la tensión de referencia V_{ref} y la tensión de salida del amplificador CI_1 .

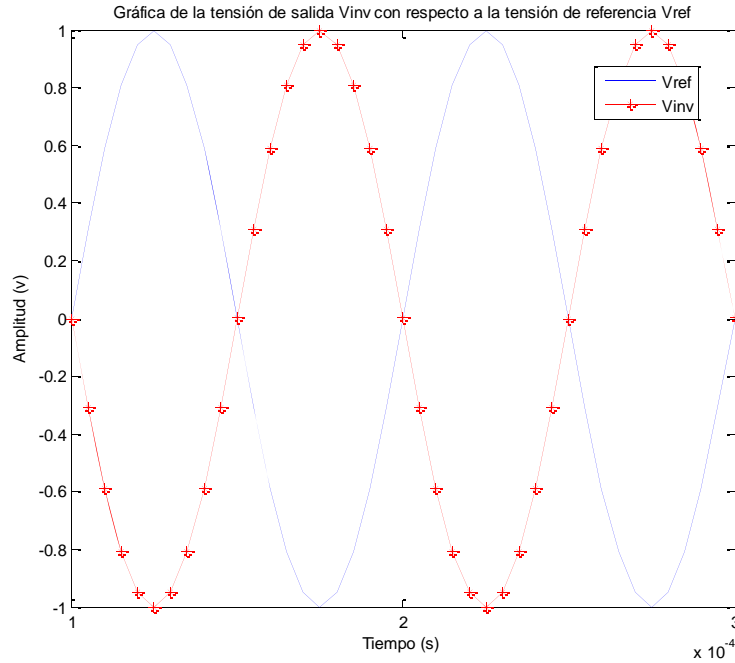


Figura III.4. Señal de salida del amplificador inversor.

La configuración del amplificador CI_2 vuelve a retrasar la fase 90° para completar el retraso final de 270° deseado en esta primera etapa. La ganancia $G(j\omega)$ que describe la configuración del amplificador CI_2 es

$$G(j\omega) = \frac{1}{j\omega R_A C + 1}, \quad (III.2)$$

y la magnitud de $G(j\omega)$ es

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 R_A^2 C^2 + 1}}. \quad (III.3)$$

La fase de $G(j\omega)$ es

$$\varphi = \angle G(j\omega) = \frac{\angle \tan(0)}{\angle \tan(\omega R_A C)} = \underline{\underline{-\angle \tan(\omega R_A C)}}. \quad (III.4)$$

Para obtener la tensión de salida del amplificador CI_2 mostrado en la figura III.2 se obtuvo la función de transferencia $G(j\omega)$ del circuito mostrada en la ecuación (III.2) así como su módulo y ángulo de fase en las ecuaciones (III.3) y (III.4). En el apéndice C se muestra como se obtiene la señal de salida de un sistema en estado estacionario que tiene un corrimiento de fase inicial (ϕ) de fase inicial (ver figura III.5).

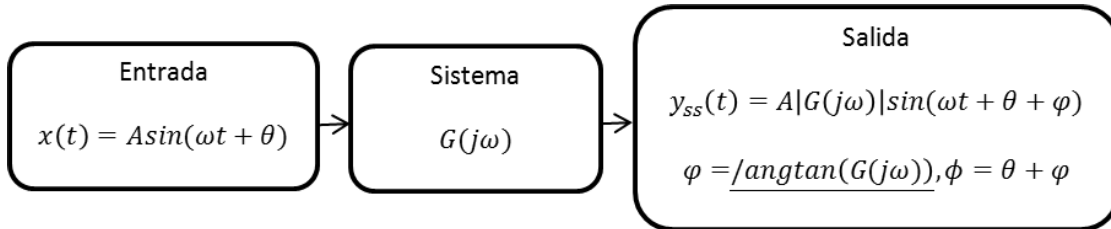


Figura III.5. Respuesta de un sistema en estado estacionario cuando se tiene un retraso en la fase inicial.

Los parámetros de la figura III.5 para este caso particular son:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= V_{inv}(t) \\
 y_{ss}(t) &= V_{ret}(t) \\
 A &= 1 [v] \\
 \theta &= -180^\circ \\
 |G(j\omega)| &= \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_A^2 C^2}} \\
 \phi &= -\text{angtan}(\omega R_A C) \\
 \phi &= -180^\circ - \text{angtan}(\omega R_A C)
 \end{aligned}$$

La tensión de salida en estado estacionario es

$$V_{ret}(t) = \frac{\sin(\omega t - 180^\circ - \text{angtan}(\omega R_A C))}{\sqrt{\omega^2 R_A^2 C^2 + 1}} \quad (III.5)$$

El rango elegido para la obtención de la resistencia R_A : es $1k\Omega \leq R_A \leq 100k\Omega$, esto para evitar que aumente el ruido térmico de Johnson en la resistencia elegida. De la ecuación (III.5) la amplitud (A) y la fase (ϕ) de la tensión de salida V_{ret} quedan en función de la resistencia R_A y el capacitor C de la siguiente forma,

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_A^2 C^2}} \quad (III.6)$$

$$\phi = -180^\circ - \text{angtan}(\omega R_A C) \quad (III.7)$$

Mediante la ecuación (III.5) se dibujaron en la figura III.6 los límites del ángulo de retraso de fase mostrados en la tabla III.1 así como la resistencia comercial elegida ($R_A = 20 [k\Omega]$), dicha resistencia proporciona una amplitud de $0.2827 [v]$ y un retraso en la fase de 253.5781° con respecto a la tensión de referencia V_{ret} .

TABLA III.1 RANGO ÓPTIMO PARA EL CAPACITOR DE $2.7 [nF]$

INTERVALO	ANGULO DE RETRASO	RESISTENCIA	AMPLITUD
$-250^\circ < \phi < -258^\circ$	-253.5781°	$20 [K\Omega]$	$0.2827 [v]$

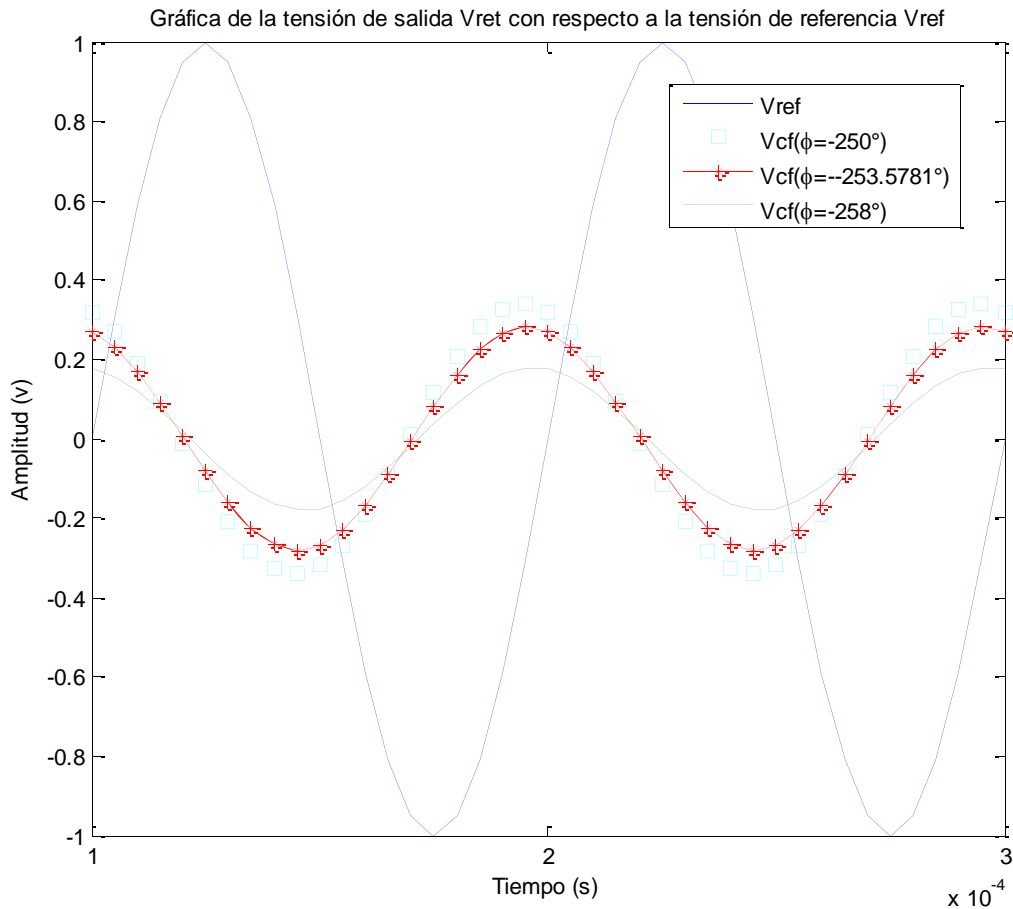


Figura III.6. Respuesta de la primera etapa V_{ret} .

Los valores de R , R_A y C en esta primera etapa de retardo de fase de la figura III.6 son:

$R = 20 [k\Omega]$
$R_A = 20 [k\Omega]$
$C = 2.7 [nF]$
$V_{ret}(t) = 0.2827\sin(\omega t - 253.5781^\circ)$

III.2. 2ª Etapa. Control de fase

El objetivo de esta segunda etapa de control es realizar un ajuste variable de retardo de fase con el fin alcanzar un desfaseamiento ideal de 360° con respecto de la señal de referencia V_{ref} que llega al sensor capacitivo. El control de fase se realiza mediante la resistencia variable R_B de la figura III.9, el rango deseado de calibración queda limitado por el retardo de fase de la primera etapa como,

$$-253.5781^\circ \leq \phi \leq -433.5781^\circ$$

La tensión de salida del circuito dependerá de los valores de los componentes que conforman al circuito de la figura III.8. En la figura III.7 se muestra el rango de calibración de retardo de fase de la tensión (V_{cf}) con respecto a la tensión de referencia V_{ref} .

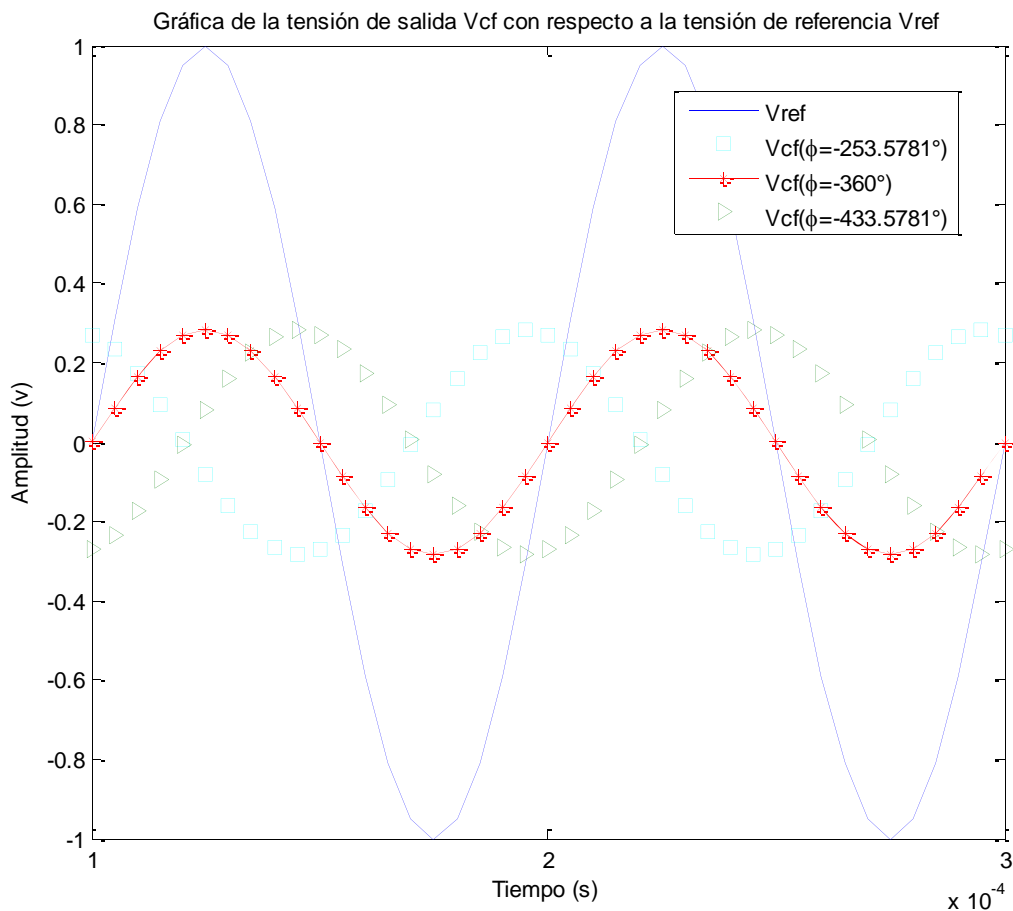


Figura III.7. Rango de calibración deseado para el control de fase.

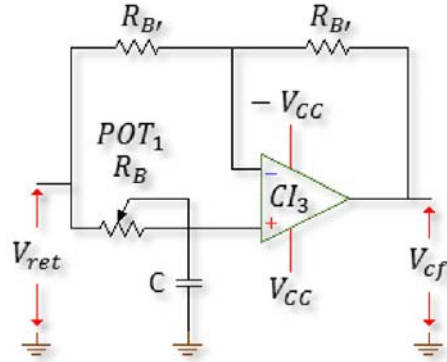


Figura III.8. Circuito controlador de fase.

La ganancia $G(j\omega)$ que describe la configuración del amplificador CI_3 es

$$G(j\omega) = \frac{-j\omega R_B C + 1}{j\omega R_B C + 1} . \quad (\text{III.8})$$

La magnitud de $G(j\omega)$ es

$$|G(j\omega)| = \frac{\sqrt{\omega^2 R_B^2 C^2 + 1}}{\sqrt{\omega^2 R_B^2 C^2 + 1}} = 1 . \quad (\text{III.9})$$

La fase de $G(j\omega)$ es,

$$\varphi = \angle G(j\omega) = \frac{\angle \text{angtan}(-\omega R_B C)}{\angle \text{angtan}(\omega R_B C)} = \underline{\underline{-2 \text{angtan}(\omega R_B C)}} . \quad (\text{III.10})$$

Los parámetros de la figura III.5 para este caso particular son:

$ \begin{aligned} x(t) &= V_{ret}(t) \\ y_{ss}(t) &= V_{cf}(t) \\ A &= 0.2827 [v] \\ \theta &= -253.5781^\circ \\ G(j\omega) &= 1 \\ \varphi &= -2 \text{angtan}(\omega R_A C) \\ \phi &= -253.5781^\circ - 2 \text{angtan}(\omega R_A C) \end{aligned} $

La tensión de salida en estado estable es la siguiente

$$V_{cf}(t) = \frac{\sin(\omega t - 180^\circ - \text{angtan}(\omega R_A C) - 2 \text{angtan}(\omega R_B C))}{\sqrt{\omega^2 R_A^2 C^2 + 1}} \quad (\text{III.11})$$

Sustituyendo los resultados previos obtenidos en la primera etapa,

$$V_{CF}(t) = 0.2827 \sin(\omega t - 253.5781^\circ - 2 \text{angtan}(\omega R_B C)) . \quad (\text{III.12})$$

En la ecuación (III.12) la amplitud (A) es constante y la fase (ϕ) de la señal de salida V_{cf} queda en función de la resistencia (R_B) y el capacitor (C) de la siguiente forma,

$$A = 0.2827 [v] \quad (III.13)$$

$$\phi = -253.5781^\circ - 2 \operatorname{ang} \tan(\omega R_B C). \quad (III.14)$$

La respuesta del circuito controlador de fase mostrado en la figura III.8 se obtiene con la ecuación (III.14) para diferentes valores de la resistencia variable R_B en el rango de $1 [k\Omega]$ a $100 [k\Omega]$ y para tres capacitores de diferente valor y orden de magnitud ($C = 390 [pF]$, $C = 2.7 [nF]$ y $C = 1 [\mu F]$).

En la figura III.4 se pueden observar las respuestas de cada capacitor por separado obteniendo los siguientes resultados:

- Con el capacitor de $390 [pF]$ se requiere que R_B sea mayor a $100 [k\Omega]$ para aproximarse a un retraso de 360° .
- Con el capacitor de $2.7 [nF]$ se alcanza casi todo el rango para controlar en fase, su respuesta parece lineal hasta los -380° se tiene como límite una resistencia variable de $12 [k\Omega]$.
- Con el capacitor de $1 [\mu F]$ no se puede obtener un retraso de fase para la tensión V_{cf} porque para un cambio mínimo en la resistencia variable R_A se llega a un retraso en la fase de 433.5781° .

Mediante la gráfica de la figura III.9 se observó que con el capacitor de $2.7 [nF]$ se puede utilizar un rango de resistencia variable de $0 [\Omega]$ a $20 [k\Omega]$, con el cual es posible tener un retraso de 400.7343° . Por arriba de los -400.7343° el cambio de fase es más lento aunque se aumente el valor de R_B ya que la respuesta tiende a ser exponencial y asintótica para los -426.8° aproximadamente.

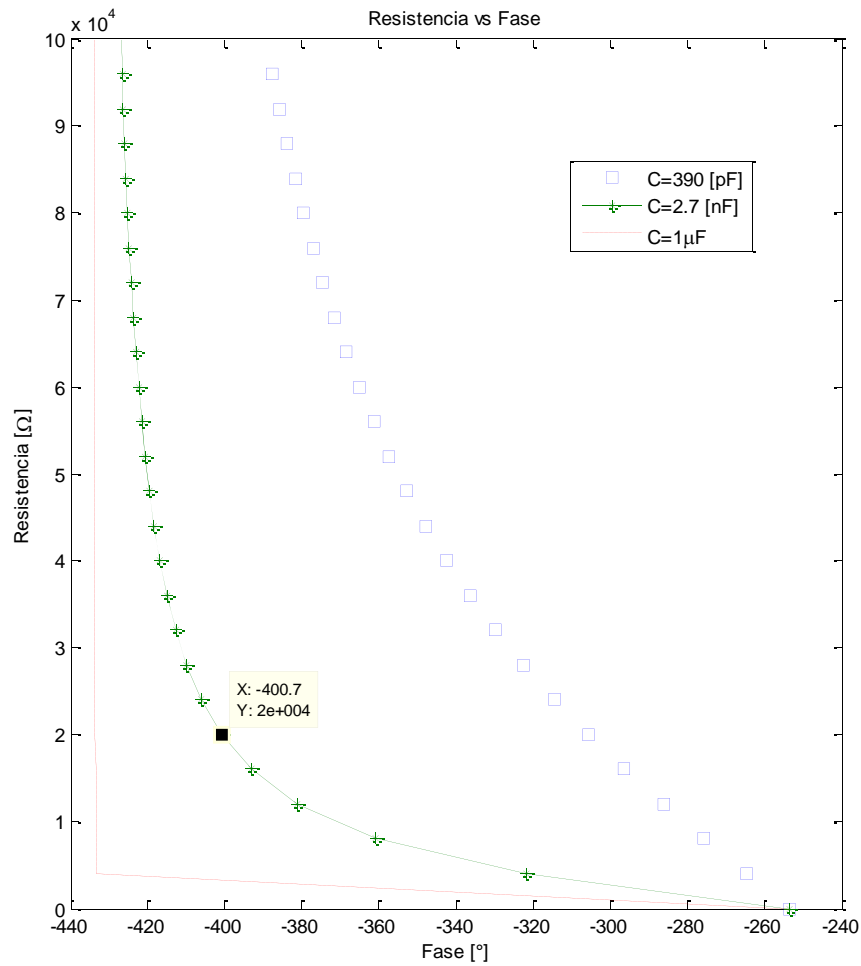


Figura III.9. Respuesta del control de fase fijando tres capacitores y variando R_B .

Con un rango de resistencia entre los 0 [Ω] a 20 [kΩ] se trazó en la figura III.10 nuevamente la respuesta del control de fase con un rango de resistencia de 20 [kΩ] para los siguientes capacitores ($C = 1$ [nF], $C = 2.7$ [nF] y $C = 3.3$ [nF]).

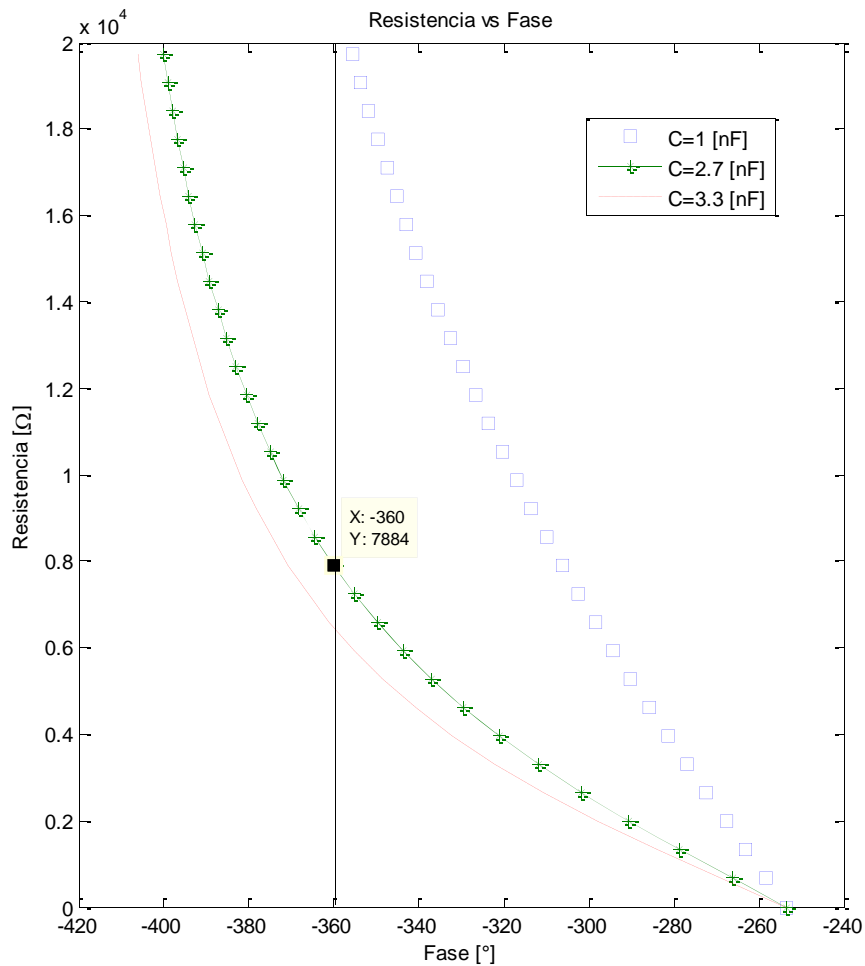


Figura III.10. Respuesta del control de fase fijando tres capacitores para la resistencia variable R_B .

De la figura III.10 se pueden observar las respuestas de cada capacitor por separado obteniendo los siguientes resultados:

- Con el capacitor de 1 [nF] no es posible alcanzar un retraso de 360° , sin embargo podría utilizarse en un rango de fase menor con una respuesta casi lineal.
- Con el capacitor de 2.7 [nF] cuenta con un rango de fase mayor y alcanza los 360° , a pesar de que tiende a una respuesta exponencial después de este valor. Este capacitor permite controlar en fase desde los -253.5781° hasta los -400.7343° .
- Con el capacitor de 3.3 [nF] se observa que es posible retrasar la tensión 360° cuando la resistencia variable tiene un valor de aproximadamente 6.5 [kΩ]. Este es el capacitor que tiene más rango de desfase pero es el que tiende a ser más exponencial a partir de los 360° aproximadamente. Este capacitor sería de utilidad si se requiriera un mayor desfase.

Con los resultados obtenidos en la figura III.10 se eligió el capacitor de 2.7 [nF] para la etapa del control de fase con el cual se tiene el rango de fase de calibración siguiente,

$$-253.5781^\circ \leq \phi \leq -400.7343^\circ$$

Mediante la ecuación (III.12) se dibujaron en la figura III.11 los rangos de fase de la tensión de salida V_{cf} con respecto a la tensión de referencia V_{ref} .

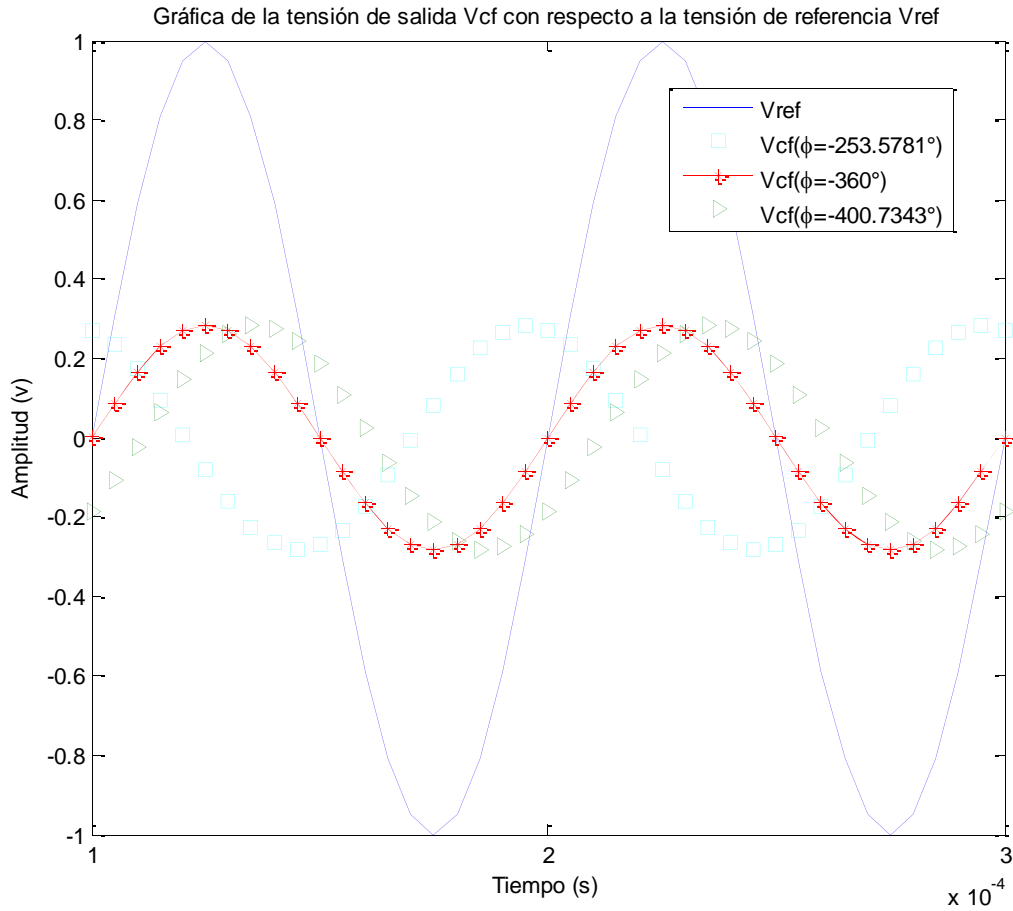


Figura III.11. Rango de desfase del control de fase.

El ángulo ϕ de retraso de fase queda como una variable dependiente de la resistencia variable R_B y del valor de la capacitancia C , $\phi(R_B, C)$.

Los valores R_B , R'_B y C en esta segunda etapa de control de fase de la figura III.11 son:

$$\begin{aligned} R'_B &= 20 [k\Omega] \\ R_B &= 20 [k\Omega] \\ C &= 2.7 [nF] \\ V_{cf}(t) &= 0.2827\sin(\omega t + \phi) \end{aligned}$$

III.3. 3ª Etapa. Control de amplitud

El objetivo principal de esta etapa es ajustar la amplitud de la tensión a la salida de esta etapa V_{cf} hasta alcanzar el valor de la amplitud de la tensión que llega al sensor capacitivo V_{ref} . Como la amplitud de la tensión que sale de la segunda etapa es $0.2827 [v]$ y se requiere alcanzar $1 [v_{rms}]$ se propuso el siguiente rango de amplificación,

$$0.5 [v] \leq V_{ca} \leq 1.5 [v]$$

El control de amplitud se realiza mediante la resistencia variable R_E de la figura III.13, en la figura IV.12 se muestra rango de la tensión de salida del control de amplitud (tensión máxima $V_{ca_{m\acute{a}x}}$ y tensión mínima $V_{ca_{m\acute{i}n}}$) deseada con respecto a la señal de referencia V_{ref} . La tensión de salida del circuito dependerá de los elementos que conforman al circuito de la figura III.13.

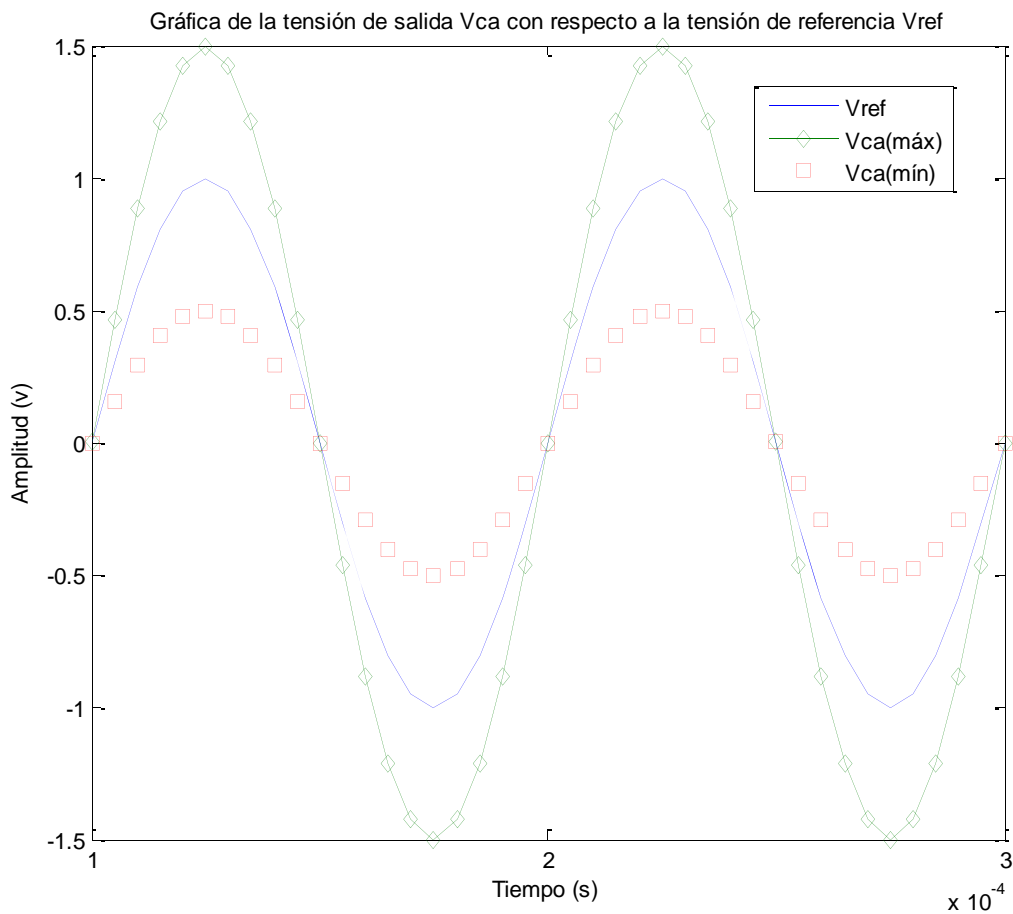


Figura III.12. Rango deseado del control de amplitud.

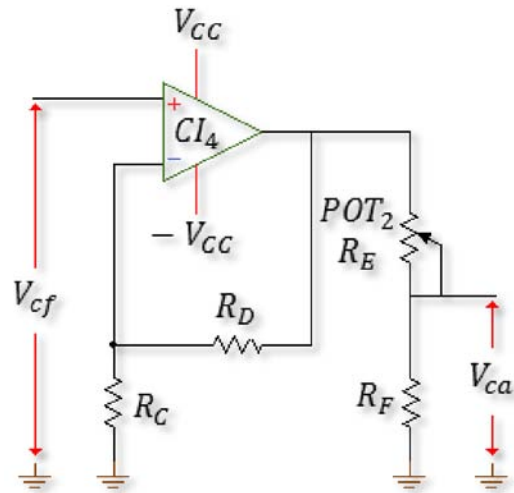


Figura III.13. Control de amplitud.

El circuito controlador de amplitud está dividido en dos sub-etapas, la primera se muestra en la figura III.14 como un amplificador no inversor con el cual se obtiene la tensión máxima del control de amplitud ($V_{ca_{m\acute{a}x}}$) [5]. La segunda sub-etapa se muestra en la figura III.15 es un divisor de tensión que está conectado a la salida del amplificador CI_4 . El análisis del circuito de la figura III.14 se muestra a continuación.

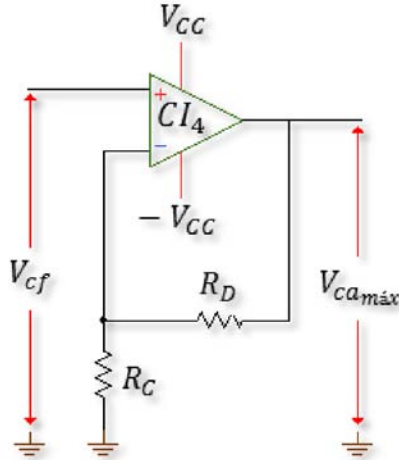


Figura III.14. Amplificador no inversor.

La ganancia de tensión del amplificador no inversor está dada por,

$$\frac{V_{ca_{m\acute{a}x}}(t)}{V_{cf}(t)} = 1 + \frac{R_D}{R_C} \quad (III.15)$$

El circuito de la figura III.15 tiene como objetivo ajustar la tensión entre $V_{ca_{m\acute{a}x}}$ y $V_{ca_{m\acute{i}n}}$. Para obtener $V_{ca_{m\acute{i}n}}$ se utilizó un divisor de tensión el cual permite ajustar la amplitud de tensión

que llega al capacitor de compensación para alcanzar un valor de amplitud igual a la tensión de 1 [v_{rms}] que llega al sensor, Cuando la resistencia R_E es mínima la tensión V_{ca} en la resistencia R_F es la misma que la que se tiene a la salida del amplificador de voltaje, y cuando la resistencia R_E es máxima la tensión V_{ca} es mínima. A continuación se muestra como es la tensión de salida del divisor mostrado en la figura III.15.

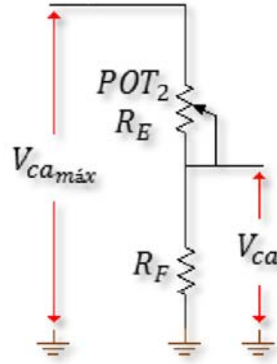


Figura III.15. Control de amplitud.

La ganancia que describe al divisor de tensión está dada por,

$$\frac{V_{ca}(t)}{V_{ca_{m\acute{a}x}}(t)} = \frac{R_F}{R_E + R_F} \quad (III.16)$$

multiplicando las ganancias de la etapa completa

$$\left(\frac{V_{ca_{m\acute{a}x}}(t)}{V_{cf}(t)}\right) \left(\frac{V_{ca}(t)}{V_{ca_{m\acute{a}x}}(t)}\right) = \left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right) \left(\frac{R_F}{R_E + R_F}\right) \quad (III.17)$$

obteniendo como resultado

$$\frac{V_{ca}(t)}{V_{cf}(t)} = \left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right) \frac{R_F}{R_E + R_F}, \quad (III.18)$$

como todos los términos de la ecuación III.18 son reales la fase de V_{ca} es la misma que se tiene en V_{cf} , despejando $V_{ca}(t)$ de la ecuación (III.18) queda,

$$V_{ca}(t) = \left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right) \frac{R_F}{R_E + R_F} V_{cf}(t) \quad (III.19)$$

sustituyendo la ecuación III.11 en la ecuación (III.19) se obtiene la tensión de salida en estado estable,

$$V_{ca}(t) = \left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right) \frac{R_F}{R_E + R_F} \frac{\sin(\omega t - 180^\circ - \text{angtan}(\omega R_A C) - 2\text{angtan}(\omega R_B C))}{\sqrt{\omega^2 R_A^2 C^2 + 1}} \quad (III.20)$$

de la ecuación (III.15) se sustituye la amplitud máxima deseada ($V_{ca_{m\acute{a}x}} = 1.5 [v]$) y la amplitud de la tensión del control de fase obtenido en la segunda etapa ($V_{cf} = 0.2827 [v]$), por lo que la ecuación (III.20) solo queda en términos de las resistencias R_D y R_C .

$$\frac{1.5}{0.2827} = 1 + \frac{R_D}{R_C} \quad (III.21)$$

despejando R_D queda

$$R_D = 4.306R_C . \quad (III.22)$$

mediante la ecuación (III.22) se trazó la gráfica en la figura III.16 un conjunto de resistencias que producen el mismo efecto en la amplitud del circuito $V_{ca_{m\acute{a}x}} = 1.5 [v]$, pero ninguno de estos valores de las resistencias son comerciales.

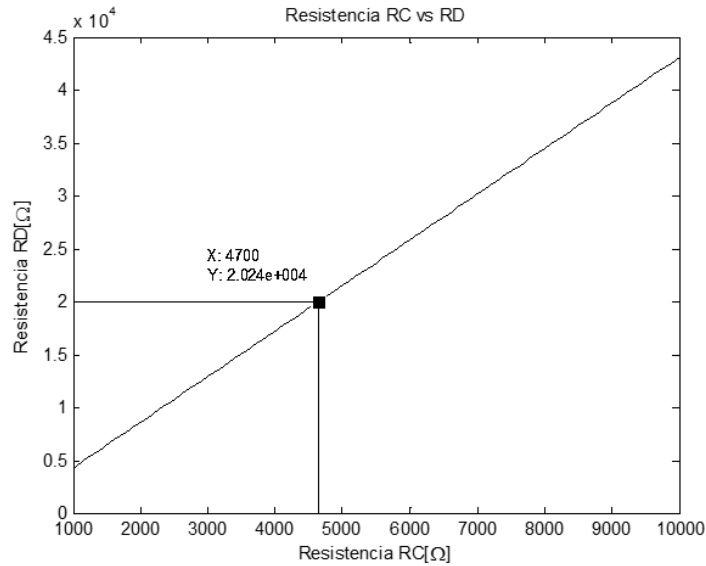


Figura III.16. Conjunto de resistencias no comerciales que producen la misma ganancia.

Las resistencias R_C y R_D que producen la señal de salida que más se aproxima a la deseada se muestran en la figura III.16. Las resistencias R_D y R_C así como la señal de salida $V_{ca_{m\acute{a}x}}$ obtenidos son,

$$\begin{aligned} R_D &= 20 [k\Omega] \\ R_C &= 4.7 [k\Omega] \\ V_{ca_{m\acute{a}x}} &= 1.4857 [v] \end{aligned}$$

Al despejar $V_{ca}(t)$ de la ecuación (III.16) y sustituir el valor de $V_{ca_{m\acute{a}x}}(t)$ obtenido queda

$$V_{ca}(t) = \frac{R_F}{R_E + R_F} 1.4857 [v] . \quad (III.23)$$

En la ecuación (III.23) se puede observar que para cuando La resistencia R_E tenga un valor mínimo de resistencia $R_E = 0 [\Omega]$ (ver figura III.12) la tensión de salida del control de amplitud será $V_{ca_{m\acute{a}x}}$, y cuando R_E alcance un máximo valor de resistencia se obtendrá una tensión mínima ($V_{ca_{m\acute{i}n}}$) controlada por la resistencia R_E , si el voltaje de salida mínimo deseado es $V_{ca_{m\acute{i}n}} = 0.5 [v]$ para el máximo valor de la resistencia R_E la ecuación (III.23) se puede reescribir como,

$$V_{ca_{m\acute{i}n}} = \frac{R_F}{R_E + R_F} 1.4857 [v] = 0.5 [v] \quad (III.24)$$

despejando la resistencia variable R_E en términos de la resistencia R_F se tiene,

$$R_E = 1.9714R_F . \quad (III.25)$$

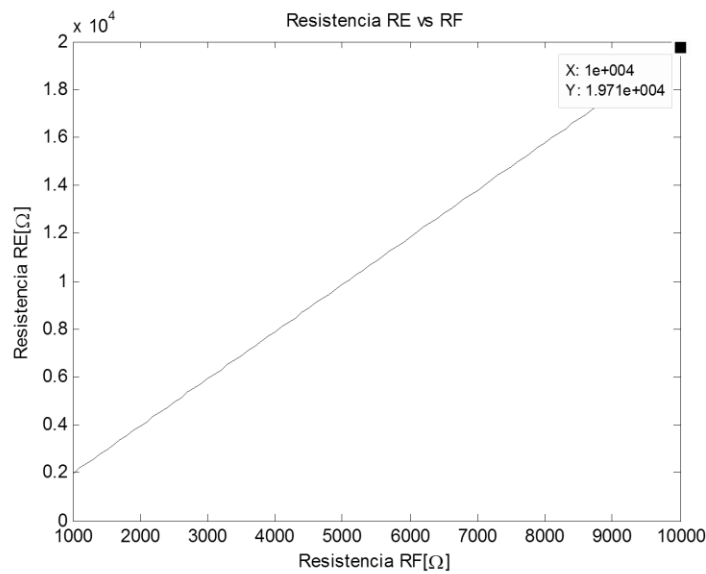


Figura III.17. Conjunto de valores para la resistencias R_E y la resistencia R_F .

La figura IV.17 muestra un conjunto de resistencias que producen el mismo efecto de la tensión $V_{ca_{m\acute{i}n}}$ del circuito controlador de amplitud. La resistencia variable R_E comercial tiene como valor máximo $20 [k\Omega]$ lo que da una $R_F = 10 [k\Omega]$ (ver figura III.17). Con estos valores de R_E y R_F se obtuvo la tensión $V_{ca_{m\acute{i}n}}$ requerida. Los valores $R_C, R_D, R_E, R_F, V_{ca_{m\acute{a}x}}$ y $V_{ca_{m\acute{i}n}}$ en esta tercera etapa de control de amplitud de la figura III.18 son:

$R_C = 4.7 [k\Omega]$
$R_D = 20 [k\Omega]$
$R_E = 20 [k\Omega]$
$R_F = 10 [k\Omega]$
$V_{ca_{m\acute{a}x}} = 1.4857 [v]$
$V_{ca_{m\acute{i}n}} = 0.4952 [v]$

El rango de calibración del control de amplitud obtenido se muestra en la figura III.18.

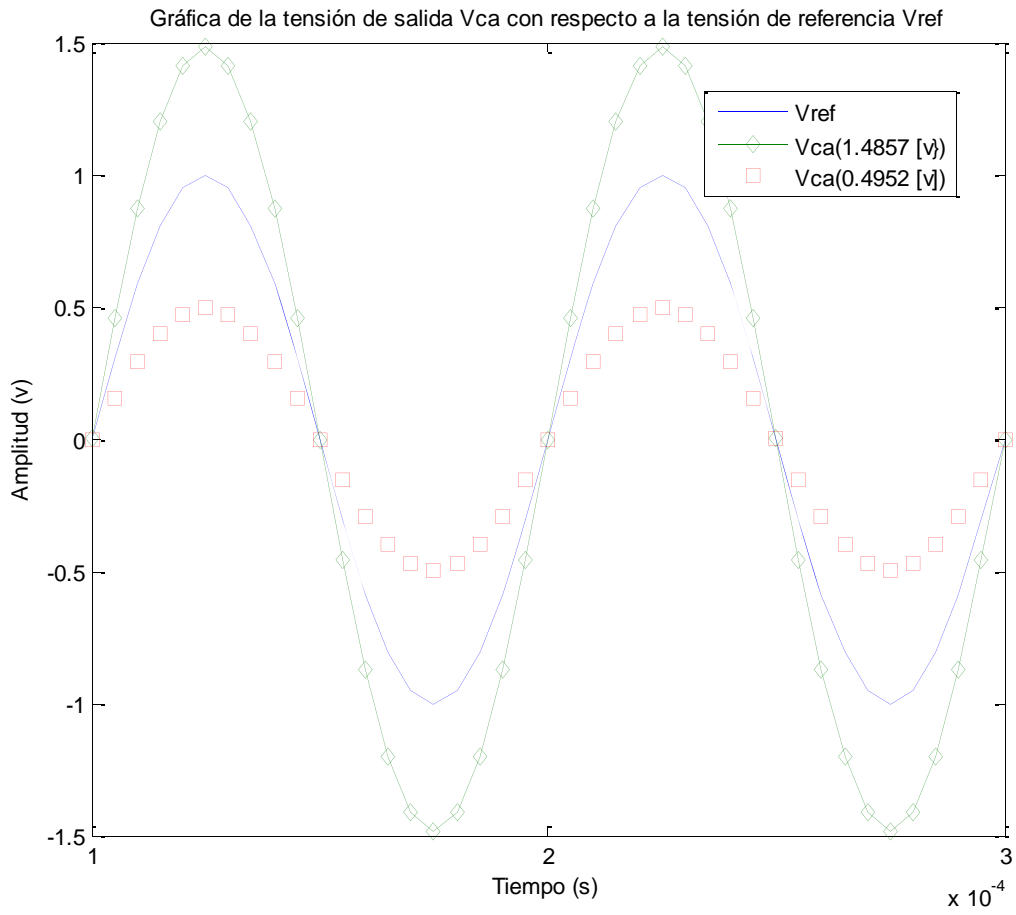


Figura III.18 Rango de calibración de control de amplitud.

III.4. 4ª Etapa. Etapa diferencial

El objetivo de esta etapa está basado en la obtención de dos tensiones iguales en las terminales de entrada del amplificador de instrumentación (V_{in}^- y V_{in}^+), para ello es necesario tener un capacitor de compensación del mismo valor al del sensor, si esto es posible las tensiones de entrada del amplificador de instrumentación serán iguales. En la figura III.19 se muestra el diagrama de conexión del sensor capacitivo y del capacitor de compensación (Ver apéndice C).

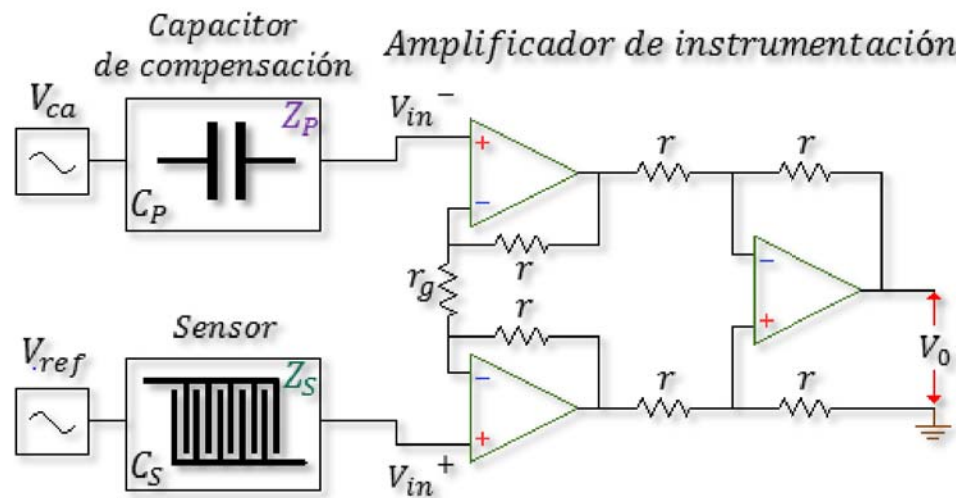


Figura III.19. Etapa de calibración de cero.

Cuando se energiza el sistema de acondicionamiento y ambas tensiones (V_{in}^- y V_{in}^+) son iguales, el amplificador de instrumentación tiene como propósito rechazar las señales en modo común a la entrada y las señales diferenciales las amplifica, cuando ambas tensiones de entrada del amplificador son iguales la salida del amplificador tiene la misma fase que las señales de entrada pero con una salida muy pequeña debida al rechazo en modo común más el ruido generado en el amplificador, las condiciones ambientales de humedad relativa, temperatura, y en las variaciones de la alimentación de energía eléctrica (ver apéndice C) [4].

Cuando las tensiones (V_{in}^- y V_{in}^+) sean iguales se tendrá un valor de tensión V_0 de referencia que tiende a cero, el cual servirá como una calibración inicial antes de realizar cualquier medición. La tensión V_0 entra a una etapa de amplificación de amarre de fase o Lock-in con el fin de eliminar al máximo el ruido que se presenta en las etapas anteriores de amplificación y obtener una señal a ruido conveniente para detectar las mínimas variaciones de capacitancia en el sensor. Al momento de medir se tendrá una capacitancia de diferente valor en el sensor y ese incremento será captado por el amplificador Lock-in (ver capítulo IV).

III.5. Referencias

1. Coughlin, Robert, (1999), "Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales", Prentice Hall, 5ª Edición, pp.44-53
2. Ogata, Katsuhico, (2003), "Ingeniería de Control Moderna", Prentice Hall, 4ª edición, pp. 492-496
3. (1992), "Model SR850 Lock-in DSP Amplifier", Stanford Research Systems (SRS), Revision 2.0 (01/2009)
4. Franco, Sergio, (2005), "Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos", pp. 83-85

Capítulo IV. Desarrollo experimental

IV.1. Diseño del sensor

La fabricación del sensor fue realizada sobre una placa fenólica FR4, el diseño de los electrodos del sensor se realizaron en el programa de desarrollo de circuitos impresos Eagle 5.7.0 con las medidas mostradas en la figura IV.1. Dichas medidas proporcionan un área de sensado de $228 \text{ [mm}^2\text{]}$.

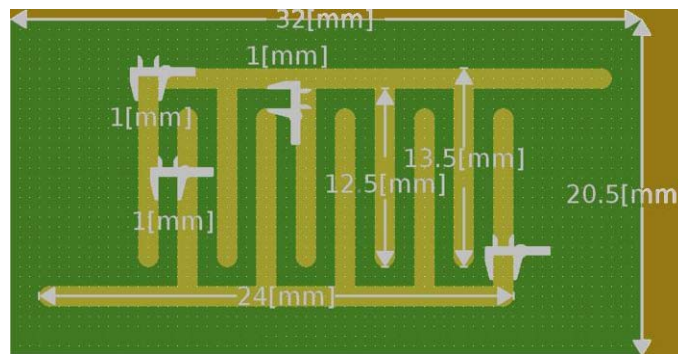


Figura IV.1. Medidas de los electrodos del sensor.

El diseño final del circuito impreso se muestra en la figura IV.2.

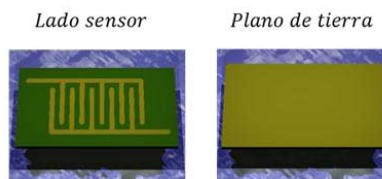


Figura IV.2. Diseño del sensor.

En la figura IV.3 se puede observar la implementación física del sensor en peine.

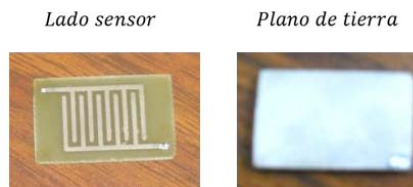


Figura IV.3. Implementación física del sensor.

Se fabricaron sensores con plano de tierra y sin plano de tierra para realizar una mejor elección del sensor, después se les midieron a los dos tipos de sensores su capacitancia (C), su impedancia (Z) y su factor disipación (D) mediante un puente digital. El factor de disipación de un capacitor debe tener un valor muy pequeño o lo más aproximado a cero para que no sufra pérdidas en la capacitancia [1].

En la tabla IV.1 se muestran los parámetros con los cuales se realizaron las mediciones de (C), (Z) y (D).

TABLA IV.1. PARÁMETROS DEL PUENTE DIGITAL Y AMBIENTALES

POLARIZACIÓN (V)	1 [v_{RMS}]
FRECUENCIA (f)	10 [kHz]
NÚMERO DE MUESTRAS A PROMEDIAR (n)	10 [$adim$]
TEMPERATURA (T)	21 [$^{\circ}C$]
HUMEDAD RELATIVA (H_r)	24 [%]

La conexión al puente digital de cada sensor capacitivo se realizó individualmente, los sensores con plano de tierra se conectaron como se muestra en la figura IV.4.

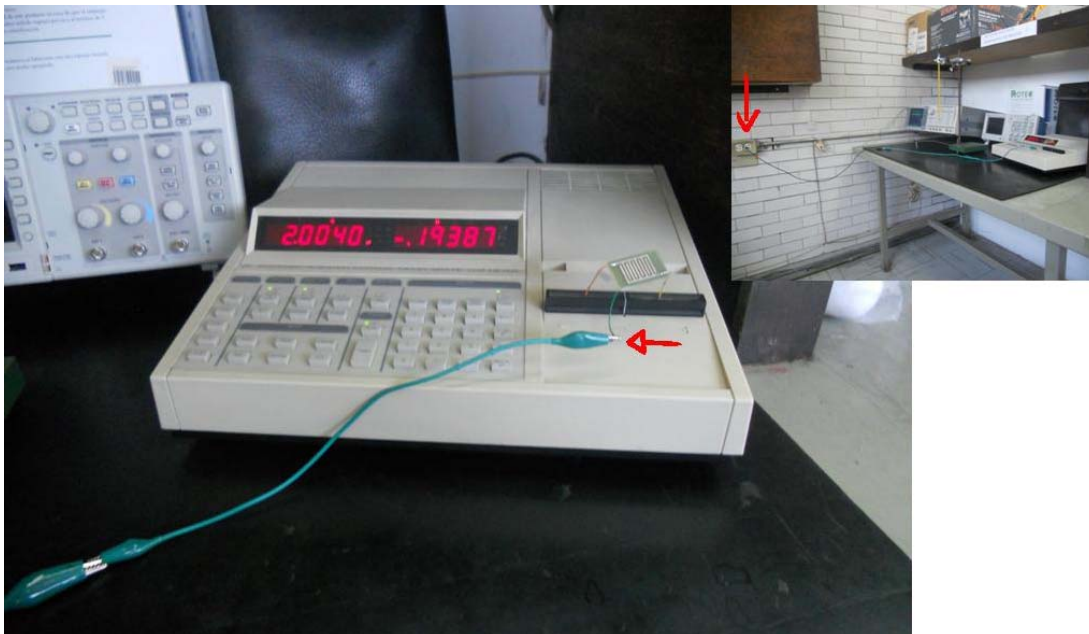


Figura IV.4. Conexión de los sensores capacitivos al puente digital.

Para realizar las mediciones de cada sensor primero se limpió el área sensible de los electrodos con el fin de eliminar las impurezas presentes en la superficie; las cuales, alteran el valor de la capacitancia del sensor. En la tabla IV.2 se muestran los valores promedio de impedancia Z , factor de disipación D y capacitancia C de los sensores sin plano de tierra y con plano de tierra medidos con un puente de impedancias digital Stanford Research SR715 (los

promedios se tomaron con base en 6 sensores fabricados de cada tipo), con la información mostrada en la tabla IV.2 se eligió el tipo de sensor más conveniente para realizar las mediciones experimentales con MBP.

TABLA IV.2. PROMEDIOS DE LOS SENSORES

TIPO DE SENSOR	SIN PLANO DE TIERRA	CON PLANO DE TIERRA
IMPEDANCIA (Z)	307.9248 [$M\Omega$]	1299.8 [$M\Omega$]
FACTOR DE DISIPACIÓN (D)	0.0357 [$adim$]	0.0245 [$adim$]
CAPACITANCIA (C)	3.7944 [pF]	1.8317 [pF]

Se eligieron los sensores con plano de tierra para hacer las mediciones del MBP porque su factor de disipación es menor, su impedancia es mayor y su campo eléctrico está controlado. Las características del sensor con el que se realizaron las mediciones experimentales se muestran en la tabla IV.3.

TABLA IV.3. CARACTERÍSTICAS DEL SENSOR

IMPEDANCIA (Z)	4300.6 [$M\Omega$]
FACTOR DE DISIPACIÓN (D)	0.00209 [$adim$]
CAPACITANCIA (C)	2.0731 [pF]

IV.2. Diseño de la estructura mecánica del sensor

Una vez elegido el sensor se buscó la mejor forma de mantener al sensor sin movimiento y libre en su área sensible, de tal forma que fuera posible mantener los electrodos en forma horizontal, para que la capacitancia parásita sea lo menor posible y pueda compensarse en la calibración inicial, la montura tiene una abertura de forma transversal con el fin de colocar o retirar fácilmente el sensor para su limpieza o cambio por otro. Una vez realizada esa estructura se diseñó una base para sostener la montura de teflón con acrílico. El área sensible del sensor queda libre y es posible hacer mediciones, con una muestra de un MBP que puede ser colocada directamente sobre los electrodos (en la figura IV.5 se puede observar la base de acrílico que sostiene el teflón con los tornillos que aprisionan al sensor).



Figura IV.5. Estructura mecánica que mantiene al sensor fijo.

IV.3. Elección del cable de conexión del sensor

Los cables utilizados para realizar las conexiones eléctricas del sistema capacitivo fueron con malla conectada a tierra física, estos cables realizan un blindaje para reducir interferencias presentes en el ambiente y capacitancias parásitas (ver figura IV.6).

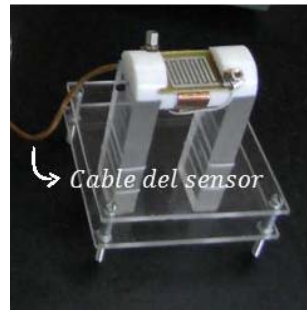


Figura IV.6. Cable del sensor.

Un cable puede ser visto como un capacitor porque se tiene el forro aislante que cubre al conductor de permitividad relativa (ϵ_r), el cable que lleva la señal de excitación y la malla conectada al plano de tierra forman los electrodos. Las características eléctricas del cable de conexión medidas con un puente de impedancias digital Stanford Research SR715 se muestran en la tabla IV.4.

Tabla IV.4. CARACTERÍSTICAS DEL CABLE DE CONEXIÓN DEL SENSOR

IMPEDANCIA (Z)	5.1939 [$M\Omega$]
FACTOR DE DISIPACIÓN (D)	0.49724 [$adim$]
CAPACITANCIA (C)	4.2851 [pF]

IV.4. Diseño de la electrónica de acondicionamiento

La electrónica requerida para realizar el acondicionamiento de la señal fue probada en una placa de pruebas (protoboard) con las cuales se probaron todas las etapas mostradas en el capítulo III. Se observaron las fases y amplitudes para probar el control de fase y el control de amplitud, ambos controles funcionaron como se esperaba, la calibración de cero resultó inferior al ruido en 60 [Hz], este fue el punto de partida para realizar el diseño del circuito impreso. El circuito impreso se realizó con el programa de desarrollo de circuitos impresos Eagle 5.7.0, se colocó un plano de tierra en la parte superior del circuito para disminuir señales no deseadas que pudieran interferir al momento de medir, estas señales pueden ser generadas por campos

electromagnéticos del ambiente. La simulación del diseño del circuito impreso con los componentes electrónicos se muestra en la figura IV.7.

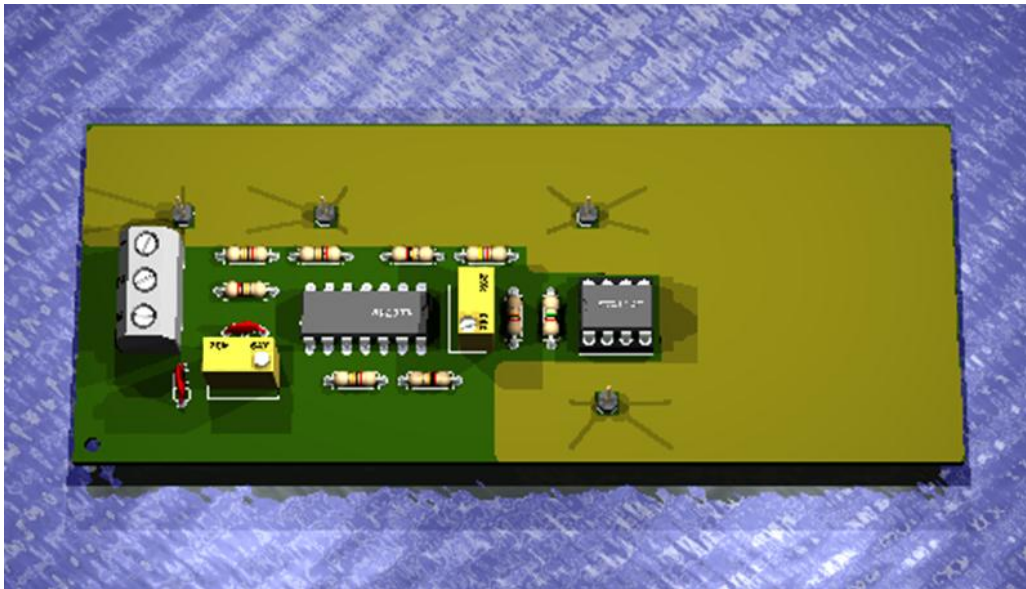


Figura IV.7. Diseño del circuito impreso.

La distribución física de los componentes electrónicos sobre el circuito impreso de la etapa de acondicionamiento de la señal del sensor capacitivo se muestra en la figura IV.8.

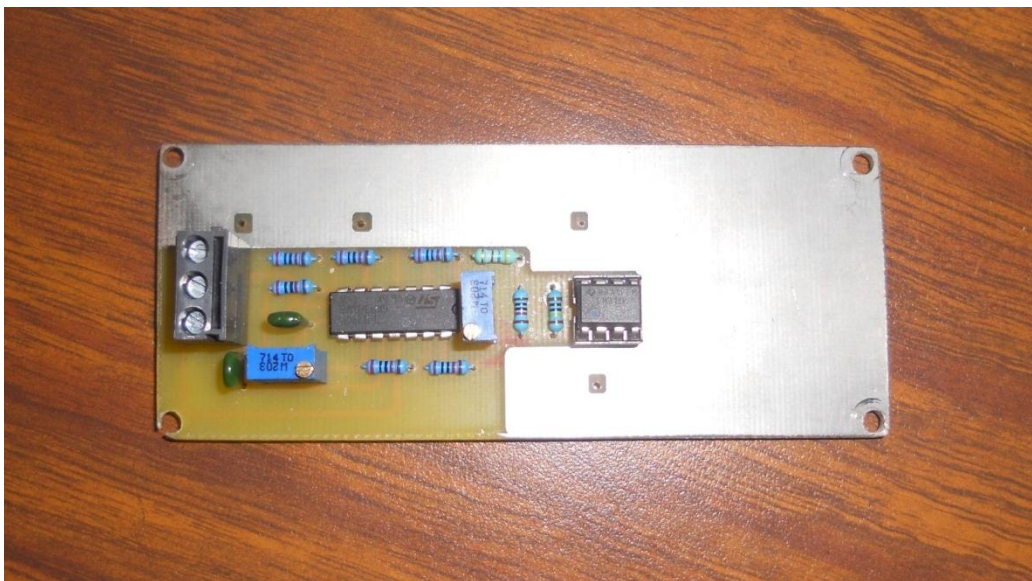


Figura IV.8. Implementación física del sistema electrónico de acondicionamiento de la señal.

Las hojas de especificaciones de los amplificadores se muestran en el apéndice D

IV.5. Elección de los cables del sistema de acondicionamiento de la señal

Tomando en cuenta que la señal de calibración de cero tiene una magnitud inferior a la del ruido cuando se probó en la placa de pruebas donde se determinó que el cable de la señal debía estar blindado al igual que el cable del sensor, el cable de polarización del circuito está conectado a una fuente de tensión bipolar y regulada Tektronix PS280, en la figura IV.9 se muestran los cables con los bornes de conexión al amplificador Lock-in y el cable de polarización para el circuito impreso.

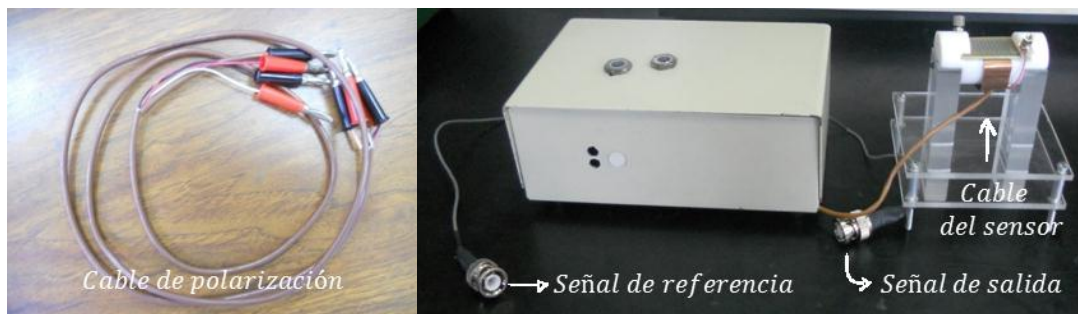


Figura IV.9. Cables de polarización y de conexión al amplificador Lock-in.

IV.6. Blindaje de la electrónica de acondicionamiento

Una vez realizadas las conexiones de la electrónica de acondicionamiento, de la fuente de polarización del circuito y del amplificador Lock-in, se implementó un blindaje conectado a tierra física y que encierra a la electrónica de acondicionamiento. La solución a este problema fue utilizar una caja metálica, los cables de polarización están conectados en serie a un interruptor de dos polos y dos tiros, la referencia de cero del circuito está conectada directamente al circuito. En la figura IV.10 se puede observar la caja de blindaje del circuito de acondicionamiento.

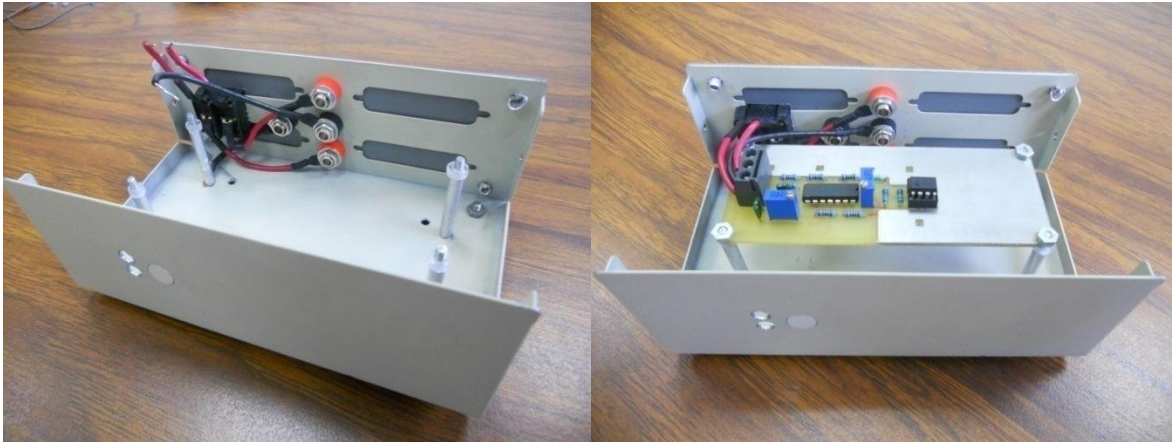


Figura IV.10. Blindaje del acondicionamiento de la señal.

IV.7. Calibración de cero

Resumiendo las etapas mostradas en el capítulo III, se tienen dos rangos de ajuste en fase y amplitud (ver figura IV.11) con el fin de realizar una calibración de cero a la salida de la etapa diferencial, controlados mediante las resistencias variables R_B y R_E .

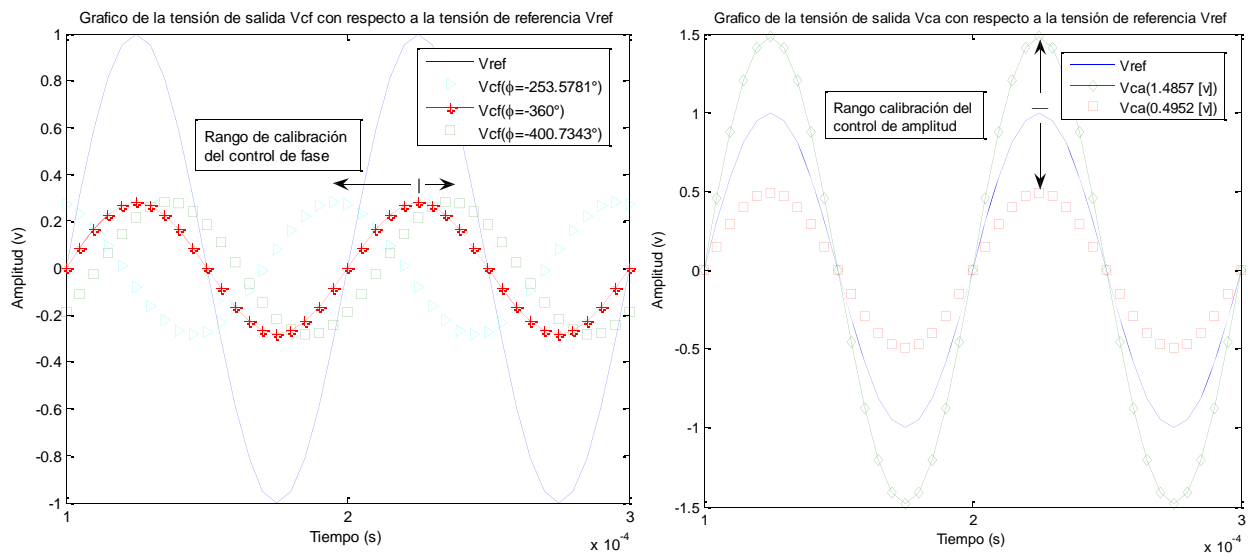


Figura IV.11. Rangos de ajuste en fase y amplitud para calibrar a cero.

La respuesta de los controles de fase y amplitud se ven reflejadas en la tensión de salida del control de amplitud V_{ca} que llega al capacitor de compensación. Como la capacitancia del capacitor de compensación es diferente a la capacitancia del sensor las tensiones que llegan al

amplificador de instrumentación también son diferentes debido a la impedancia del capacitor de compensación (Z_P) y a la impedancia del sensor (Z_S). En la figura IV.12 se muestran las conexiones del circuito.

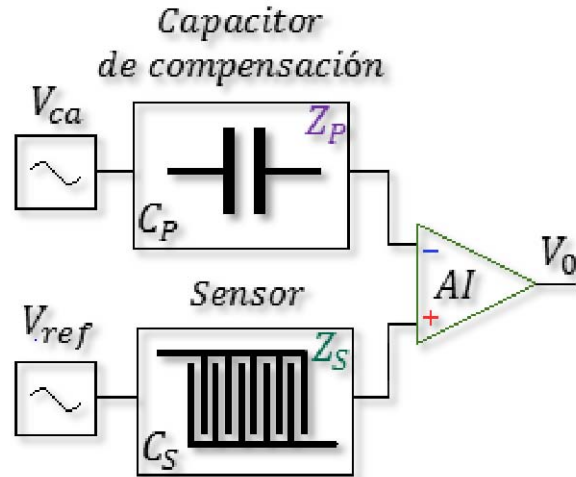


Figura IV.12. Diagrama de conexiones del circuito.

La salida V_0 del amplificador de instrumentación AI es una salida diferencial de las señales de los sensores que entran al mismo amplificador. El objetivo de realizar una calibración inicial es hacer que la salida del amplificador AI tienda a cero con los ajustes de fase y amplitud mencionados anteriormente. La salida del amplificador AI entrará a una etapa de amplificación Lock-in en la cual se realizarán las mediciones de corrientes finales.

La impedancia de entrada del amplificador Lock-in es $1 [k\Omega]$ que convierte la señal de tensión a corriente eléctrica, después esa corriente llega a un amplificador de transimpedancia que convierte esa corriente a voltaje, internamente el amplificador Lock-in separa la corriente real de la compleja. En la figura IV.13 se muestra como a la salida del amplificador de instrumentación (AI) está conectada una resistencia en serie cuya corriente es convertida a voltaje a la salida del amplificador Lock-in

Como se puede observar en la figura IV.13 el valor del capacitor de compensación $C_P = 1.7 [pF]$ es menor al que se tiene en el sensor $C_S = 2.0731 [pF]$ y que es provocado por una capacitancia parásita en los cables $C_{SP} = 4.2851 [pF]$.

El programa utilizado para la simulación de circuitos fue Multisim 11.0.

La simulación de la calibración de cero en el programa de simulación de circuitos responde muy lentamente y además no se puede obtener la corriente imaginaria, es por ello que la calibración solamente se debe hacer experimentalmente con el amplificador Lock-in el cual permite separar la corriente en parte real e imaginaria.

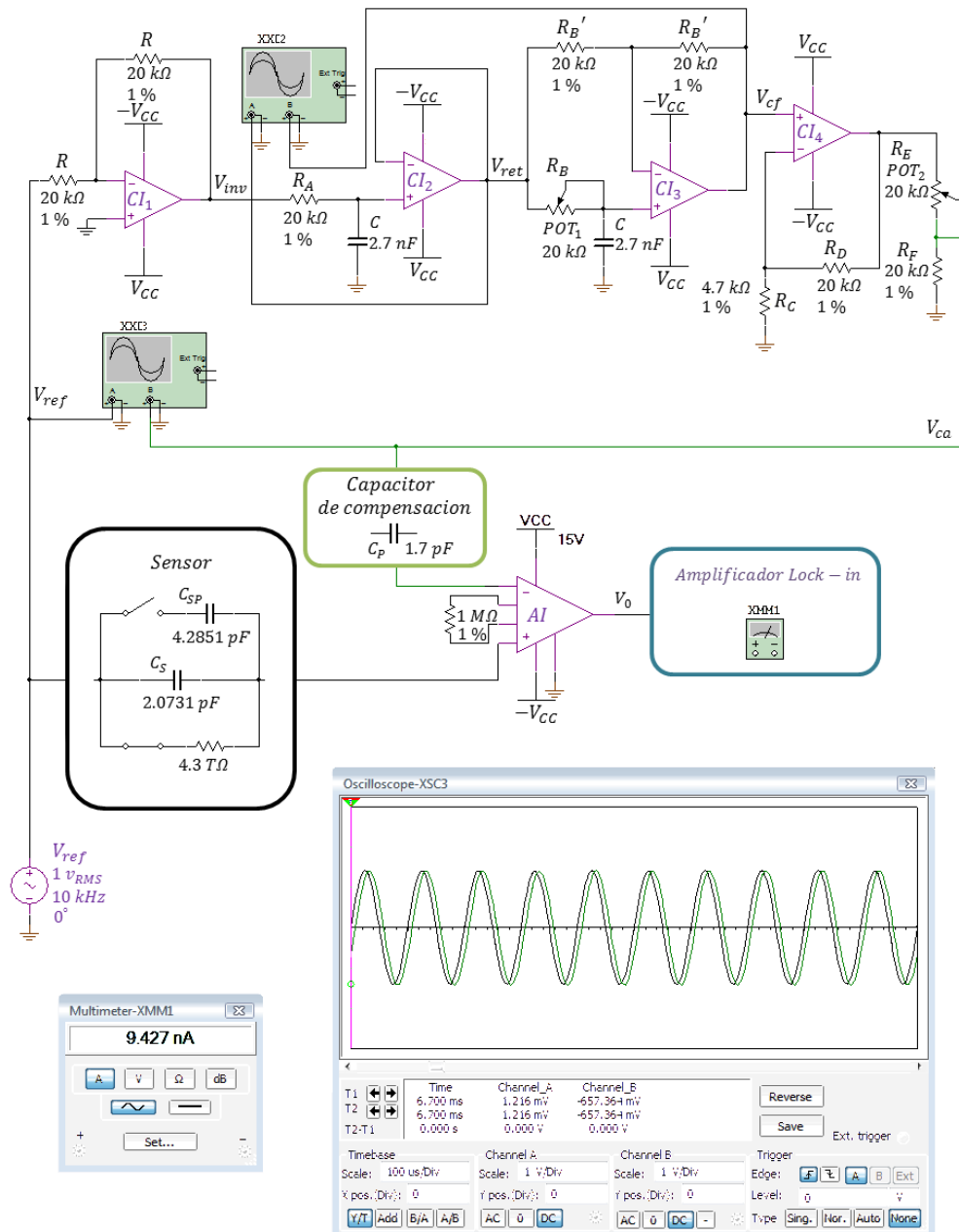


Figura IV.13. Calibración de cero.

Preparación del sistema de medición antes de realizar la calibración a cero:

- Antes de empezar a realizar mediciones todos los equipos deben estar desconectados, si no lo están hay que desconectarlos.
- Encender el amplificador Lock-in y poner la terminal A como una entrada de corriente

- Se varía la sensibilidad en el amplificador Lock-in hasta que se alcance un punto óptimo de trabajo de $10 [nA]$ (entre más pequeño sea este valor se pueden despreciar más señales no deseadas, pero habrá un punto en el que no será posible tomar lectura alguna porque estaremos en la escala del ruido del amplificador y nuestra señal se perderá (estará al nivel del ruido)).
- Se deberán mostrar en el amplificador Lock-in la corriente compleja en dos modos: una gráfica contra tiempo y otra en barra (la corriente compleja es la que se debe medir y esto es porque la corriente real la producen los elementos resistivos, y los elementos que almacenan energía solo pueden ser un inductor o un capacitor, como no se tienen inductores en el sistema el sensor capacitivo es el único elemento que puede proporcionar una corriente compleja).
- Encender la fuente de alimentación bipolar y conectarla como se muestra en el apéndice B de tal forma que se tenga una polarización de $\pm 9 [v]$.
- Si se desean monitorizar los cambios de temperatura y humedad este es el momento de colocar un termómetro y un detector de humedad.
- Se conecta la fuente de alimentación al sistema de acondicionamiento de la señal fabricado mediante los conectores banana-banana (el cable blanco se conecta a la polarización negativa ($-V_{CC}$), el cable café se conecta a tierra física (GND), el cable negro se conecta a la referencia de ($0 [v]$) y el cable rojo se conecta a la polarización positiva ($+V_{CC}$)).
- Verificar con un multímetro u osciloscopio que se mantengan las señales de la fuente de alimentación. Y desde este momento evitar tocar con las manos el sistema electrónico de acondicionamiento de la señal.
- Conectar la señal de referencia del amplificador Lock-in y verificar que las señales V_{ca} y V_{ref} lleguen respectivamente al capacitor de compensación C_p y al sensor capacitivo C_s .
- Cada vez que se realice una medición el substrato debe estar limpio y hay que evitar tocar la superficie donde se coloca el Material Bajo Prueba (MBP) así como la superficie sensible del sensor.
- Conectar la entrada de corriente en la terminal A de amplificador Lock-in.

Los pasos a seguir para realizar la calibración de cero se enuncian a continuación:

1. Ajustar la fase de la señal mediante la resistencia variable R_B hasta obtener una corriente compleja mínima en el amplificador Lock-in.
2. Observar en un osciloscopio que las tensiones a la entrada del amplificador de instrumentación V^+ y V^- estén en fase (en caso de que se desconozca si están en fase o no ambas señales).
3. Una vez ajustada la señal en fase se deberá ajustar la amplitud de la señal mediante la resistencia variable R_E hasta obtener una corriente compleja aún menor.

4. Monitorizar la corriente compleja en un lapso de 100 [s] del sistema calibrado, hay que tomar en cuenta que en las instalaciones del CCADET, donde se realizaron las pruebas, se tiene un nivel de ruido alto de 10:00 [Hrs] a 16:00 [Hrs] el nivel de ruido subirá en algunos casos a 20 [aF] en una medición normal, por ejemplo de 37 [aF] subirá a 57 [aF] y la señal de referencia de cero puede estar en 10 [aF] cuando está descalibrado, por ejemplo de 11 [aF] a 21 [aF]. A partir de las 16:00 [Hrs] el nivel de ruido disminuye a sus valores normales, para ello se realizaron mediciones durante 3 meses para corroborar estos niveles de ruido.
5. Cuando hay cambios bruscos en una medición o algo que no es normal en una medición, por ejemplo puede ser un pico o un drift se deberá repetir el paso 4, las vibraciones del ambiente afectan, si no hay vibraciones con una repetición del paso 4 será suficiente y se puede realizar esto con un máximo de 3 veces, si el sistema sigue marcando algo erróneo se deberán repetir todos los pasos.
6. Si se han realizado satisfactoriamente los pasos anteriores se podrán monitorizar los incrementos de la señal diferencial de corriente compleja con el amplificador Lock-in (es necesario que no haya objetos y/o personas en movimiento en todo el transcurso de una medición eso afecta bastante una medición y se deberá repetir el experimento, de preferencia el personal y/o un robot debe depositar la muestra y después permanecer sin movimiento hasta que concluya la medición).

IV.8. Resultados experimentales

La forma de obtener el cálculo de la capacitancia de forma indirecta se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$C = \frac{Im\{i\}}{2\pi f \cdot V_{ref}}, \quad (IV.1)$$

C : Capacitancia medida.

$Im\{i\}$: Corriente compleja que proporciona el amplificador Lock-in.

f : Frecuencia de la señal de tensión de referencia V_{ref} (10 [kHz]).

V_{ref} : Diferencia de potencial aplicado al sensor capacitivo (1 [v]).

La calibración de cero del sensor fue el primer resultado que se obtuvo, debe recordarse que cuando se realiza una calibración de cero esta es tomada como el mínimo valor que puede ser registrado en el amplificador Lock-in al momento de medir. Los resultados de la calibración se muestran en la tabla IV.4.

TABLA IV.4. RESULTADOS DE LA CALIBRACIÓN DE CERO

SEÑAL DE CALIBRACION DE CERO (S)	11 [aF]
RELACIÓN SEÑAL-RUIDO (S_R)	0.23 [$adim$]
RUIDO EN EL AMPLIFICADOR LOCK-IN (R_L)	43.1 [$\frac{aF}{\sqrt{Hz}}$]
TIEMPO DE CALIBRACIÓN (t)	100 [s]
TEMPERATURA (T)	23 [$^{\circ}C$]
HUMEDAD RELATIVA (H_r)	21 [%]

Después se realizaron mediciones con tiempos mayores: veinte minutos y una hora para ver si la calibración del sensor en el transcurso del tiempo presentaba el fenómeno llamado *drift* (cuando una calibración de cero presenta drift significa que la calibración de cero puede moverse y cambiar su valor de calibración a uno diferente en un tiempo determinado; si esto ocurre, se producirá un error al momento de medir). Los resultados obtenidos en la calibración variaban muy poco y no presentaron drift, se observó también que en las mañanas y por las tardes el ruido alcanzaba los 10 [aF] y la calibración de cero podía aumentar hasta 18 [aF].

Los segundos resultados de las mediciones de capacitancia se realizaron con muestras de vidrio con 1 [mm] y 100 [μm] de espesor, teflón con 1 [mm] de espesor y PDMS (el PDMS es un polímero biocompatible de nombre *polidemitilsiloxano*) con 3 [mm] de espesor, cada una de estas 4 muestras cubrían el área sensible y daban valores cuasi-constantes en la medición de su capacitancia.

Después de hacer varias mediciones e intercambiando los materiales, se hizo una prueba con PDMS y se trató de calibrar a cero con ese material: ¡la calibración fue exitosa!, de igual forma se intentó calibrar el sensor con los otros 3 materiales y las calibraciones de cero resultaron de igual forma exitosas, después se pretendieron medir cambios en la capacitancia poniendo al PDMS, al teflón y al vidrio (1 [mm] y 100 [μm]) con una gota de agua, se observó que la tensión superficial de una gota no permitía que la gota se expandiera y abarcara a todos los electrodos: tocaba uno o dos electrodos en el mejor de los casos y tardaba más de media hora en evaporarse una gota de agua sobre el sensor, se retiró el agua y se hicieron mediciones con alcohol isopropílico los cambios de capacitancia con los substratos de PDMS, teflón y vidrio de 1 [mm] no fueron exitosos debido a la profundidad de penetración del campo eléctrico con estos espesores, pero en el vidrio de 100 [μm] si fue posible detectar los cambios de capacitancia. *Esto dio paso para monitorizar un MBP sobre el vidrio de 100 [μm] utilizándolo como substrato.*

Como en toda pintura se tiene un solvente, fue necesario medir en primera instancia el proceso de evaporación de los solventes dado que el secado de una pintura tarda más tiempo. El solvente de una pintura se evapora y al evaporarse éste, se quedan los residuos en la superficie donde se colocó la pintura. Para monitorizar los cambios de capacitancia diferenciales se tomaron otros solventes además del alcohol isopropílico como el thinner, la acetona y el etanol, aplicando

la misma técnica se monitorizaron los demás solventes a medida que se iban evaporando (ver figura IV.14).



Figura IV.14. Solventes.

Después de tener calibrado a cero se monitorizaron los incrementos en la capacitancia poniendo gotas de volumen no controlado sobre el substrato de vidrio, los resultados obtenidos solo eran para ver la respuesta del sensor, el área que abarcaba la gota en el área sensible no estaba controlada tampoco, por lo que los resultados solo eran para caracterizar la sensibilidad del sensor, determinar la relación señal a ruido, ver el tiempo de respuesta del sensor y verificar que los solventes presentarán una respuesta diferente al evaporarse.

Una vez realizadas las primeras mediciones se implementó una celda en donde se depositó la misma cantidad de volumen para cada solvente con el fin de realizar las mediciones con volumen controlado. La celda fue construida sobre un substrato de vidrio con $100\ [\mu m]$ de espesor y resina epoxi como se muestra en la figura IV.15. La celda fabricada permite depositar $30\ [\mu L]$ de volumen.

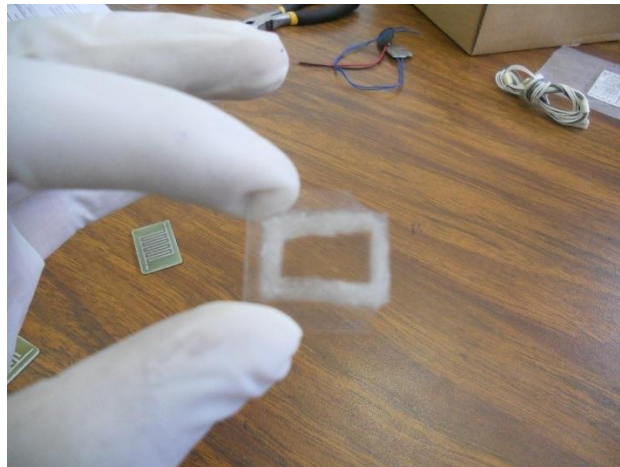


Figura IV.15. Substrato de vidrio de $100\ [\mu m]$ con la resina epoxi.

El substrato de la figura IV.15 es colocado sobre el área sensible del sensor capacitivo, se calibra a cero la corriente compleja, después se monitoriza en el amplificador Lock-in y mediante la ecuación (IV.1) se calculó la su capacitancia del MBP de forma indirecta.

Se realizó 12 veces el experimento para cada solvente obteniendo repetibilidad en sus respuestas; el tiempo de monitorización fue de 15 minutos (ver figura IV.16). En general, el ruido la señal de calibración de cero y las condiciones ambientales a las que se realizó cada monitorización de capacitancia se muestran en la tabla IV.5.

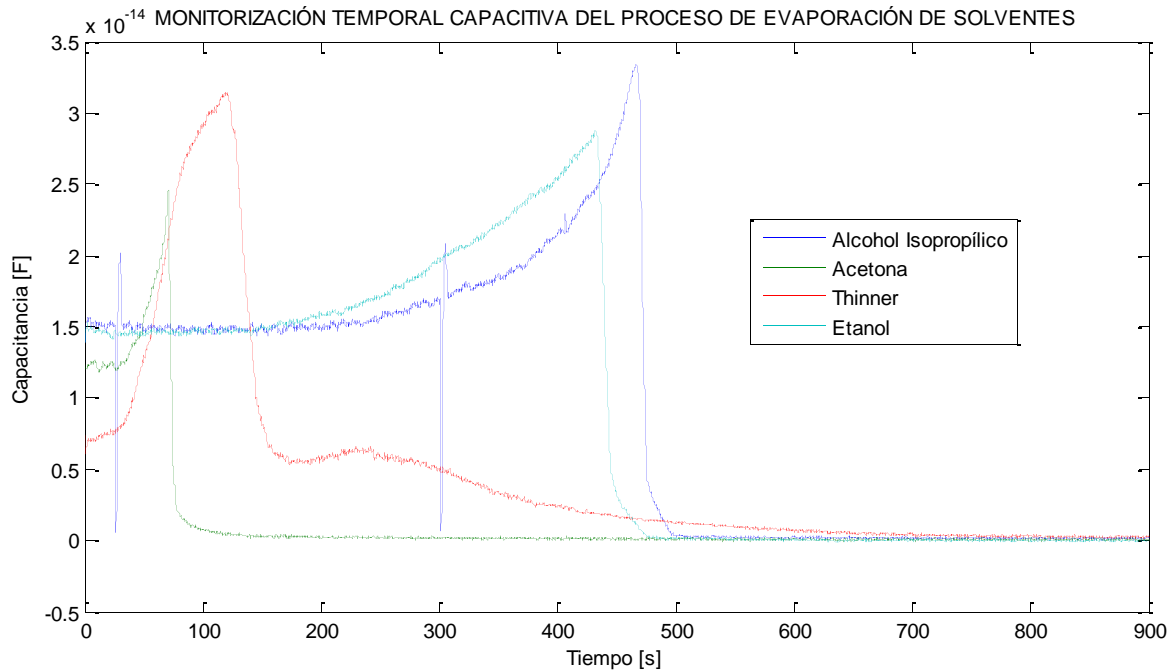


Figura IV.16. Monitorización temporal capacitiva del proceso de evaporación de solventes.

TABLA IV.5. RESULTADOS DE LA CALIBRACIÓN DE CERO

SEÑAL DE CALIBRACION DE CERO (S)	0.3 [aF]
RELACIÓN SEÑAL-RUIDO (S_R)	0.005 [adim]
RUIDO EN EL AMPLIFICADOR LOCK-IN (R_L)	51.62 $\left[\frac{aF}{\sqrt{Hz}}\right]$
TIEMPO DE CALIBRACIÓN (t)	100 [s]
TEMPERATURA (T)	27 [°C]
HUMEDAD RELATIVA (H_r)	20 [%]

La figura IV.16 muestra los resultados experimentales sobre proceso de evaporación de los solventes, el orden de los solventes es el siguiente:

- Acetona.
- Thinner.

- Etanol.
- Alcohol Isopropílico.

Observé que en todos los casos se tiene una capacitancia inicial cuando el tiempo es cero, y sin excepción todos los solventes aumentan su valor de capacitancia hasta un nivel máximo. Con la acetona, etanol y alcohol isopropílico después de que llegan a su valor máximo se evaporan rápidamente y regresan al estado de calibración de cero, esto no ocurrió con el thinner, ya que tardó más tiempo en evaporarse aunque después regresó a su estado de calibración de cero. También se observó que si se tiene un solvente contaminado no regresa a su estado de calibración de cero (en este caso no se realizaron mezclas de solventes). En la gráfica del alcohol isopropílico se registraron dos picos en las mediciones debido a alguna fuente de ruido, pudo ser un transitorio en la red eléctrica o alguna vibración en el edificio del CCADET.

En comparación con los resultados obtenidos en la simulación hecha en el capítulo II de un sensor sin plano de tierra, con 6 electrodos, sin sustrato de vidrio y de las figuras II.8 y II.9. La explicación del comportamiento de los solventes en la figura IV.6 no es fácil de interpretar dado que el espesor del solvente está cambiando en el tiempo y la profundidad de penetración del campo eléctrico es menor debido al sustrato de vidrio sobre el sensor [2]. Cuando se calibra a cero la contribución de capacitancia de la placa fenólica, del cable, del sustrato de vidrio y del aire son compensadas, esto significa que la capacitancia registrada solo contenga la información de cada solvente y debido a que la intensidad de campo eléctrico pasa primero por el sustrato de vidrio disminuye la profundidad de penetración del campo eléctrico hacia el MBP por lo que las capacitancias registradas tienen valores menores de capacitancia. En la simulación mostrada en la figura II.7 el MBP fue tratado como un medio no conductor, una forma de explicar que la capacitancia aumenta y quizá no sea la forma más certera de explicar este fenómeno sea que el MBP se vuelva más conductor, ya que al ser más conductor el valor de tensión que llega a la terminal V_{in}^+ de amplificador de instrumentación es mayor a la tensión en la terminal V_{in}^- , lo que daría como resultado sería que el valor de la corriente registrada tenga una amplitud mayor. Otra forma de explicar el comportamiento consistiría en partir de la ecuación II.2 donde se concluiría que la constante dieléctrica del MBP aumenta, si se tomase en cuenta que es posible encerrar a cualquiera de los dos electrodos del sensor (electrodo de excitación o electrodo sensor) dentro de una superficie gaussiana para calcular la carga encerrada en un electrodo y que la distancia entre electrodos permanece constante.

El siguiente experimento fue monitorizar el secado de una película de pegamento blanco comercial: Resistol 850 con $100 [\mu m]$ de espesor aproximadamente colocado sobre el sustrato de vidrio de $100 [\mu m]$ como se muestra en la figura IV.17. Las condiciones de la calibración de cero fueron las mismas que se realizaron en el experimento de los solventes mostrados en la tabla IV.5. En la figura IV.18 se muestra el proceso de secado de una película de Resistol 850 con $100 [\mu m]$ de espesor, el proceso de secado se monitoreo por 12 [h], con el fin de registrar el valor de capacitancia cuando la película del pegamento blanco estuviera ya seca. A los 5000 [s] o

83.3 [min] se consideró que ya no habían cambios de capacitancia y este fue el intervalo que se trazó en la figura IV.18

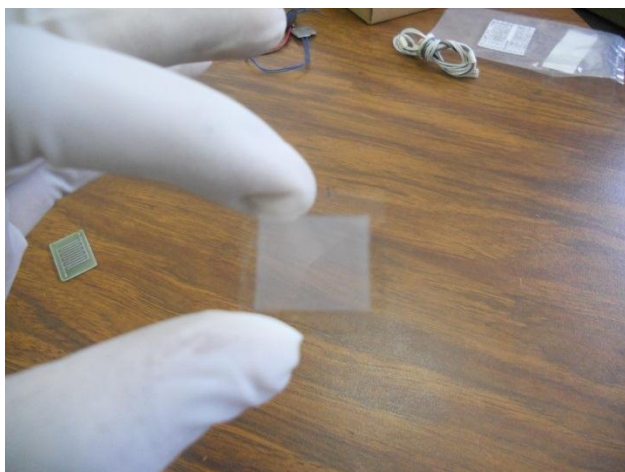


Figura IV.17. Película de Resistol 850 sobre un sustrato de vidrio con 100 [μm] de espesor.

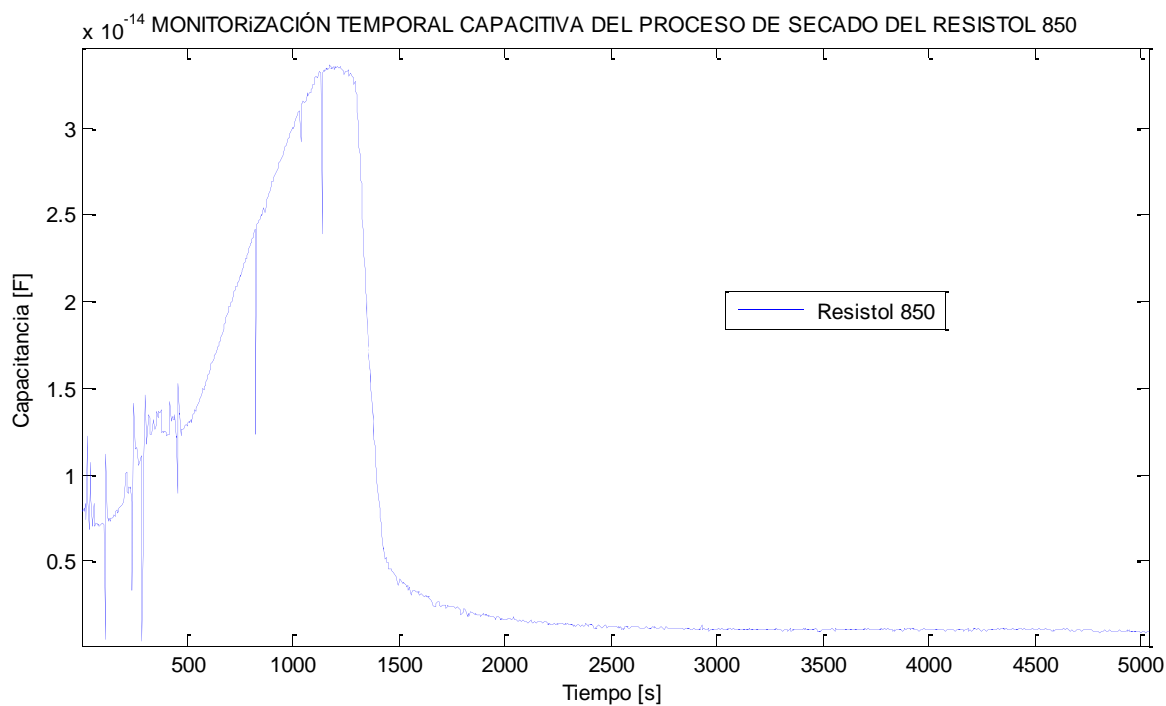


Figura IV.18. Monitorización temporal capacitiva del proceso de secado de la película de Resistol 850.

La curva trazada en la figura IV.18 muestra los incrementos de capacitancia asociados a este experimento. La capacitancia actúa de forma parecida a las curvas de capacitancia obtenidas con los solventes, en el sentido de que aumenta hasta un valor máximo y a medida que se va

secado toma un valor constante de capacitancia diferente de cero de referencia de calibración, en este caso $C = 1.058 [pF]$.

La interpretación del secado de pegamento blanco esta “ligada” a la evaporación de solventes; el secado del resistol consiste en la pérdida del solvente en las distintas capas del resistol [3]. Si se toma como primera capa a la superficie del resistol en contacto con el aire el solvente en su superficie será el primero en evaporarse por lo cual la superficie quedaría seca lo cual impide el paso del solvente de la segunda capa (debajo de la primera capa). El secado de la película del pegamento blanco depende de la evaporación del solvente en la segunda capa.

Finalmente se monitorizó el incremento de capacitivo del proceso de secado de una película de Pintura Serilustre, en la figura IV.19 se muestra la película de pintura sobre el substrato de vidrio con $100 [\mu m]$ de espesor.

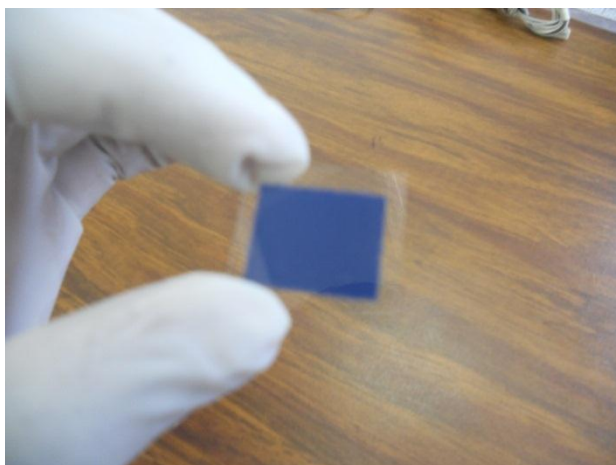


Figura IV.19. Película de Pintura Serilustre sobre un substrato de vidrio con $100 [\mu m]$ de espesor.

Las condiciones de calibración de cero para monitorizar este proceso de secado se muestran en la tabla IV.6, las condiciones de temperatura y humedad relativa son parecidas a las que se obtuvieron cuando se monitorizó el secado del Resistol 850. Se utilizó la técnica de serigrafía para colocar las muestras de pintura sobre el substrato. El espesor de la pintura fue de $100 [\mu m]$.

TABLA IV.6. RESULTADOS DE LA CALIBRACIÓN DE CERO

SEÑAL DE CALIBRACION DE CERO (S)	4.97 [aF]
RELACION SEÑAL-RUIDO (S_R)	0.1 [$adim$]
RUIDO EN EL AMPLIFICADOR LOCK-IN (R_L)	45.59 [$\frac{aF}{\sqrt{Hz}}$]
TIEMPO DE CALIBRACIÓN (t)	100 [s]
TEMPERATURA (T)	27 [$^{\circ}C$]
HUMEDAD RELATIVA (H_r)	22 [%]

La monitorización temporal capacitiva del proceso de secado de la película de pintura serilustre realizó en un lapso de 12 [h] donde se obtuvo la curva mostrada en la figura IV.20, la monitorización de la capacitancia durante el secado de la pintura serilustre se realizó dos veces en los cuales se observó que la lectura no llegó a un valor máximo como ocurrió con los solventes y el resistol 850, sin embargo lo que se puede observar es lo siguiente: a medida que se va secando la pintura se puede observar que la capacitancia disminuye el valor máximo de capacitancia aproximadamente $C = 1.1 [pF]$ de forma gradual hasta llegar a un valor mínimo $C = 944 [fF]$ cuando ya está seca la pintura. Es posible que las moléculas que conforman a la pintura no se evaporen o puede ser que reaccionen con el aire para coagularse [2]. La medición comenzó a las 16:00 [Hrs], se puede observar como disminuyen las variaciones de capacitancia alrededor de las 21:00 [Hrs] en adelante.

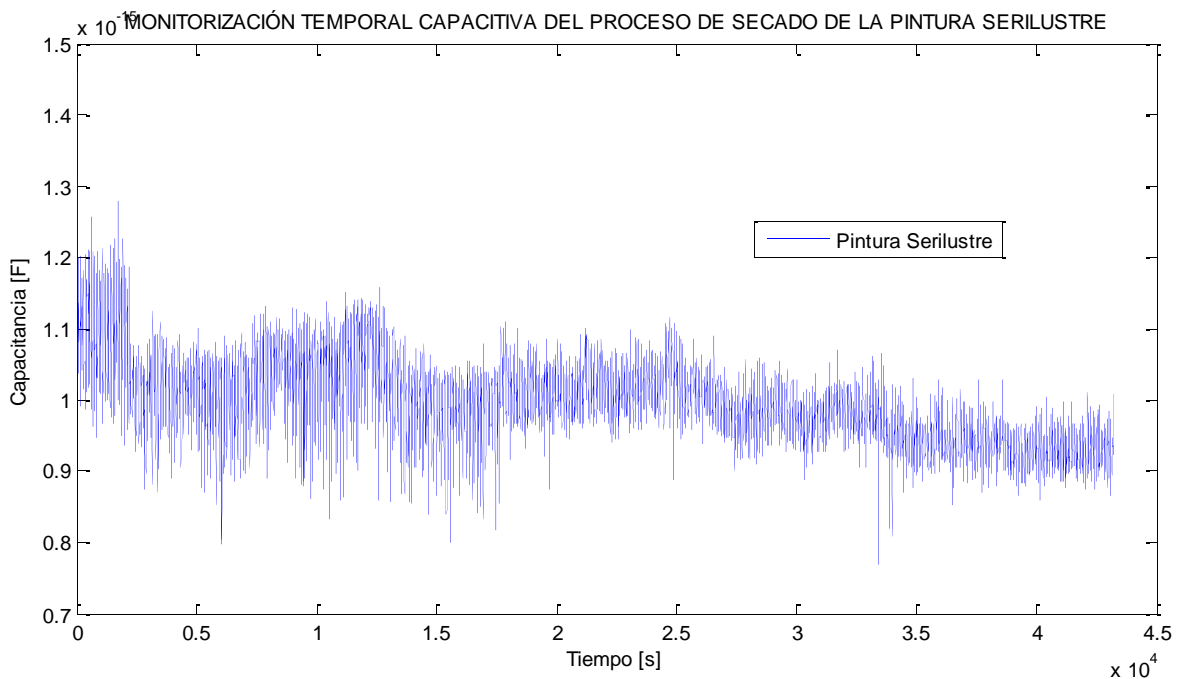


Figura IV.20. Monitorización temporal capacitiva del proceso de secado de la película de pintura serilustre.

Se puede observar que las variaciones de capacitancia y la relación señal a ruido son menores en este proceso de secado que con los dos procesos anteriores con los solventes y con el resistol. En este caso la variación máxima de capacitancia que se registró con el sistema de medición propuesto fue $0.3 [fF]$.

De la misma forma que en el secado de la película de pegamento blanco, el secado consiste en las pérdidas del solvente en la película de pintura, a diferencia del resistol el secado de una pintura de uso profesional para trabajos de serigrafía es un proceso más estricto dado que no deben existir porosidades, cuando la primera capa se seca, esta tiene una cantidad menor de porosidades por las cuales no es posible que el solvente se evapore [3], el solvente al no poderse

evaporar se encuentra fluctuando, las fluctuaciones del proceso de evaporación del solvente en la pintura por capacitancia están registrados en la figura IV.20.

IV.9. Referencias

1. (1991), Model SR715 LCR Meters, Stanford Research Systems (SRS), Revision 1.2 (5/92)
2. Hu, Xiaohui y Yang, Wuqiang, (2010) "Planar Capacitive Sensors – Designs and Applications", *Sensor Review*, Vol. 30 Iss: 1, pp. 24–39
3. Masschelein Kleiner y Liliane, (2004), "Los solventes", Centro Nacional de Conservación y Restauración (CNCR), pp. 25-37

Capítulo V. Conclusiones

El diseño del sensor capacitivo tipo peine del sistema de medición propuesto está basado en simulaciones realizadas con el Método de Elemento Finito (MEF) y con las que se determinaron sus parámetros de diseño. Con las gráficas de C versus ε_r se observó que la capacitancia tiene una respuesta lineal en función de la permitividad relativa para diferentes espesores del MBP, lo que permite determinar una aproximación de la sensibilidad para diferentes MBP. Para espesores del MBP entre 1.5 [mm] y 2 [mm] se observó que la variación de capacitancia es más lenta y tiende a llegar a un valor de capacitancia máximo, esto quiere decir que existe un espesor máximo del MBP que no es conveniente para realizar mediciones. Para espesores menores a 0.5 [mm] la variación de capacitancia es más rápida. En el caso de que se utilice un sustrato sobre el área sensible del sensor, como fue en el caso de las mediciones realizadas en este trabajo, esta información es fundamental porque se puede apreciar que entre menor sea el espesor de este sustrato se tendrá una sensibilidad mayor en las mediciones capacitivas y en este caso se podrá realizar una calibración inicial para solamente detectar las perturbaciones del campo eléctrico del MBP que se deposite sobre este sustrato.

En las gráficas de C versus d se observó que la respuesta de la capacitancia en función del espesor no es lineal para diferentes permitividades relativas del MBP. La variación de la capacitancia es menor conforme aumenta el espesor y tiende a converger a un valor de capacitancia máximo. Para espesores menores a 0.5 [mm] se puede observar una variación más rápida de la capacitancia para diferentes permitividades relativas del MBP. Con estos datos se puede obtener el rango dinámico del sensor. En esta gráfica se puede comprobar claramente que es aconsejable utilizar un sustrato con un espesor menor a 0.5 [mm] sobre el área sensible del sensor. Estos resultados permitieron diseñar un sensor capacitivo con la característica de utilizar sustratos de vidrio intercambiables de 100 [μm] de espesor sobre su área sensible para realizar las mediciones capacitivas de diferentes MBP sobre la superficie del sustrato. Esta característica hace que la técnica de monitorización temporal capacitiva sea más versátil. En cuestión de escalamiento, se observó que es posible reducir el tamaño de la electrónica de acondicionamiento por una electrónica de montaje superficial.

A ciencia cierta el proceso de evaporación de solventes y el secado de películas coloidales no es un proceso sencillo de explicar debido a que los solventes tienen una cierta conductividad que no fue registrada, en los experimentos solo se tomó la corriente compleja la cual permitía obtener de forma indirecta el valor de capacitancia del MBP, la corriente real es la que proporciona la información de la conductividad del MBP, en investigaciones posteriores esta corriente se debe tomar en cuenta para adquirir más información sobre los cambios que sufra un MBP.

Los experimentos realizados con el sistema de monitorización temporal capacitivo propuesto sirvieron para ver la respuesta del sensor. Para el proceso de evaporación y para el secado del resistol se obtuvo una buena relación señal a ruido con respecto de la calibración inicial de cero antes de cada medición. Para el proceso de secado de la película de pintura la relación señal a ruido disminuyó sin embargo, se registraron cambios de capacitancia de hasta 0.1 femtofaradios durante el proceso. En todos los casos el límite de la calibración de cero fue el promedio del ruido en un lapso de 100 segundos registrado por el amplificador Lock-in en el ancho de banda de trabajo, alrededor de $50 \left[\frac{aF}{\sqrt{Hz}} \right]$. Es posible aplicar el escalamiento capacitivo al sensor tomando en cuenta que las principales limitantes en las mediciones son la resolución mínima que tenga el equipo de instrumentación y el ruido. Esto implica que se puedan reducir las dimensiones del sensor a una escala micrométrica así como reducir el tamaño de la electrónica de acondicionamiento por una electrónica de montaje superficial o incluso integrarlo en un circuito integrado.

Para que el desempeño del circuito de acondicionamiento de la señal sea óptimo se deben cuidar varios factores que afectan directamente su funcionamiento:

- Si la temperatura no se encuentra dentro del intervalo (10 [°C] a 40 [°C]) el amplificador Lock-in puede fallar y hay que evitar estas temperaturas límites. Si se aísla el amplificador Lock-in térmicamente es posible trabajar a las condiciones de uso que no afectan al equipo.
- Si la humedad relativa es mayor al 91% y/o con condensación la electrónica de acondicionamiento puede fallar, por ejemplo no se obtendrían mediciones verídicas y quizá no sería posible realizar la calibración de cero.
- Como se trata de un sensor que está en contacto directo con el medio ambiente (condiciones no controladas) el valor de la capacitancia medida puede resultar errónea, el sensor es capaz de captar presencia de objetos en movimiento a una distancia de 20 [cm], esto se debe tomar en cuenta al momento de medir.

No se consideró la presión atmosférica en Ciudad Universitaria de 77.77[kPa] porque nos encontramos a una presión constante, pero es posible que si se realiza la medición a otra altura las gráficas puedan variar, hasta el momento no se sabe que pueda ocurrir si cambia la presión atmosférica.

En algunas circunstancias es posible adaptar el sensor a condiciones ambientales para un proceso en particular. Los resultados obtenidos permiten que la técnica de monitorización temporal capacitiva propuesta pueda ser aplicable en diferentes procesos físico-químicos y biológicos en investigación y/o industriales.

Las aplicaciones se pueden extender en diversas áreas entre ellas pueden ser:

- Química. Observando los fenómenos eléctricos de un MBP.

- Física. Si se miniaturiza el sensor se pueden hacer mediciones eléctricas de algún fenómeno en otro orden de magnitud.
- Médica. Mediciones en la sangre.
- Biológica. Reproductividad de bacterias.
- Robótica. Un robot con este sensor podría separar e identificar el material con el que se encuentra interactuando.

Finalmente el objetivo de realizar las pruebas descritas en esta tesis fue estudiar la respuesta de un sensor capacitivo tipo peine junto con un sistema de monitorización temporal capacitiva propuesto. Los resultados obtenidos en procesos de coloidales como son el secado de resistol y de pinturas mostraron que es posible aplicar esta técnica de medición a otro tipo de procesos como la evaporación de solventes en la cual se obtuvieron buenos resultados y posiblemente a procesos de tipo bioquímico.

Apéndice A. Antecedentes de electrostática

A.1. Ley de coulomb

La ley de Coulomb establece que si se tienen dos cuerpos relativamente pequeños separados a una distancia muy grande experimentan una fuerza proporcional a la carga en cada cuerpo e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia que las separa (ver figura A.1) [1].

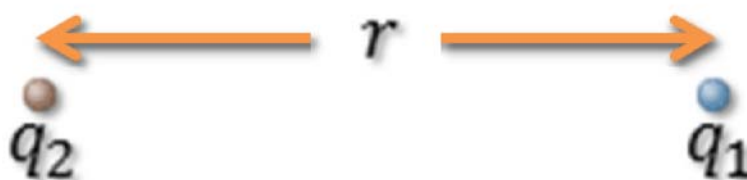


Figura A.1. Dos cuerpos separados a una distancia relativamente grande.

$$\vec{F} = k \frac{q_1 q_2}{r^2} \hat{r} [N] , \quad (A.1)$$

$$k = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{Nm^2}{C^2} \right] , \quad (A.2)$$

k : Constante de proporcionalidad

r : Distancia entre ambos cuerpos

q_1, q_2 : Carga en cada cuerpo

ϵ_0 : Permitividad en el vacío, en este caso aire.

A.2. Permitividad eléctrica

En el estudio de los capacitores es importante saber que le sucede a un material aislante (no conductor) cuando se encuentra en presencia de una diferencia de potencial, la característica principal que hace notar la diferencia entre un aislante y otro está dada por una constante del

material llamada permitividad eléctrica [2]. La permitividad eléctrica es la capacidad que tiene un cuerpo para hacer pasar a través de él un campo eléctrico, la permitividad en el vacío es

$$\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \left[\frac{F}{m} = \frac{C^2}{Nm^2} \right]. \quad (A.3)$$

A.3. Intensidad de campo eléctrico

Suponiendo que se tienen dos cuerpos con sus respectivas cargas en un espacio en el vacío donde una de las cargas q_1 se fija en un punto en el vacío y la carga q_2 se mueve en todas direcciones alrededor de q_1 . Lo que experimenta q_2 es un campo eléctrico en todas las direcciones provocado por la carga q_1 , la fuerza por unidad de carga da origen al término de Intensidad de campo eléctrico [3] (ver figura A.2).

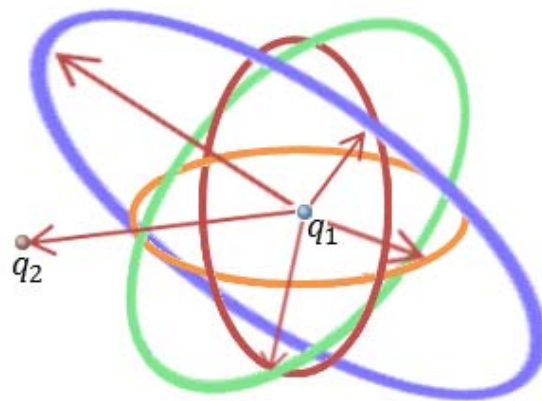


Figura A.2. Campo eléctrico.

$$\vec{E} = \frac{\vec{F}}{q_2} = k \frac{q_1}{r^2} \hat{r} \left[\frac{N}{C} \right]. \quad (A.4)$$

A.4. Trabajo

Es la energía necesaria para mover un cuerpo desde un punto inicial hasta un punto final conocido, en la figura A.3 se puede observar la carga q del cuerpo en su punto inicial (q_{ini}) y final (q_{fin}), matemáticamente el trabajo es directamente proporcional al producto de la fuerza por el desplazamiento.

$$W = F \cdot L [J]. \quad (A.5)$$

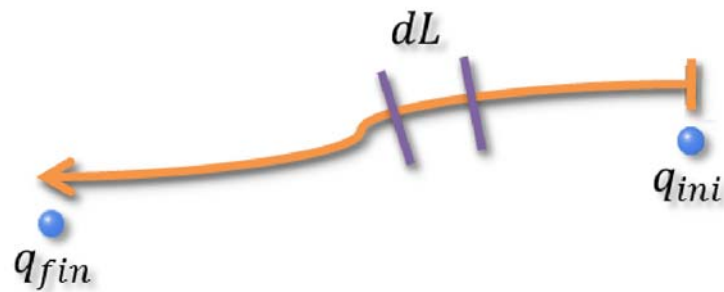


Figura A.3. Trabajo necesario para mover una carga q hasta q' .

Gráficamente el trabajo se representa por el área bajo la curva del producto de la fuerza por el desplazamiento, cuando la trayectoria del desplazamiento no es una línea recta el trabajo se puede obtener integrando todas las áreas para obtener la energía total [4].

$$W = \int_{ini}^{fin} \vec{F} \cdot d\vec{L}. \quad (A.6)$$

A.5. Diferencia de potencial

Es una magnitud física que nos proporciona información de cuanta energía se requiere para realizar el trabajo de llevar una carga (electrón) desde un punto A hasta un punto B en presencia de un campo eléctrico \vec{E} (ver figura A.4). La diferencia de potencial está dada por

$$V = \frac{W}{q} \left[\frac{J}{C} = v \right]. \quad (A.7)$$

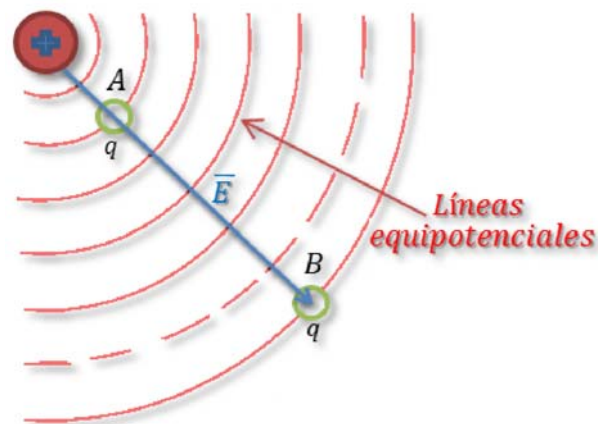


Figura A.4. Diferencia de potencial.

En la figura A.4 se puede observar que el potencial va disminuyendo hasta cero en la dirección donde el potencial es nulo, la dirección del campo eléctrico es perpendicular a las líneas equipotenciales y su sentido es hacia donde el potencial disminuye. La carga q_1 se encuentra a un mayor potencial que la carga q_2 . Si q_2 se encuentra en un punto del espacio en el infinito el potencial en ese punto será cero. Combinando las ecuaciones (A.5), (A.6) y (A.7) se obtiene la forma integral de la diferencia de potencial

$$V_{AB} = \int_A^B \vec{E} \cdot d\vec{L}. \quad (\text{A.8})$$

Si la carga q_2 se trae desde el infinito hasta el punto A, la diferencia de potencial será la siguiente

$$V_{BA} = - \int_B^A \vec{E} \cdot d\vec{L}. \quad (\text{A.9})$$

A.6. Desplazamiento eléctrico

Es una medida de densidad de carga eléctrica, tiene la misma dirección del campo eléctrico, cuantifica cuantas líneas de flujo eléctrico atraviesan una superficie normal a estas, por unidad de área (ver figura A.5). El desplazamiento eléctrico es directamente proporcional al campo eléctrico, donde la constante de proporcionalidad es la permitividad absoluta ϵ .

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \left[\frac{C}{m^2} \right]. \quad (\text{A.10})$$

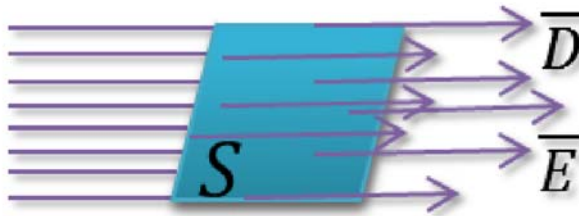


Figura A.5. Desplazamiento eléctrico.

A.7. Ley de gauss

El flujo eléctrico (ϕ) que pasa a través de cualquier superficie cerrada (S) es igual a la carga total encerrada (Q_T) por esa superficie (ver figura A.6). La ley de Gauss se representa por la integral de superficie cerrada del desplazamiento eléctrico \bar{D}_S por la diferencial de área superficial ($d\bar{S}$).

$$\phi = \oint_S \bar{D}_S \cdot d\bar{S} = Q_T [C]. \quad (\text{A.11})$$

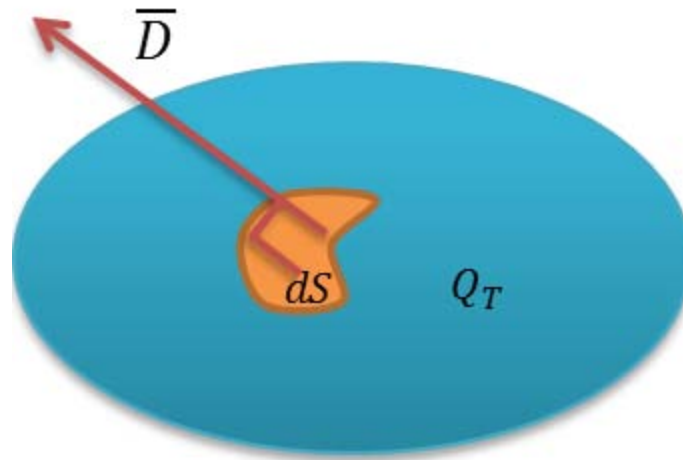


Figura A.6. Ley de Gauss.

A.8. El capacitor como un elemento que almacena energía

Si se colocan dos placas (o electrodos) cargados de cualquier geometría a una diferencia de potencial no nula en un medio con una permitividad eléctrica (ϵ), la capacitancia se define como la relación entre la diferencia de potencial que existe entre las placas (P_1 y P_2) del capacitor y la carga almacenada en éstas [3].

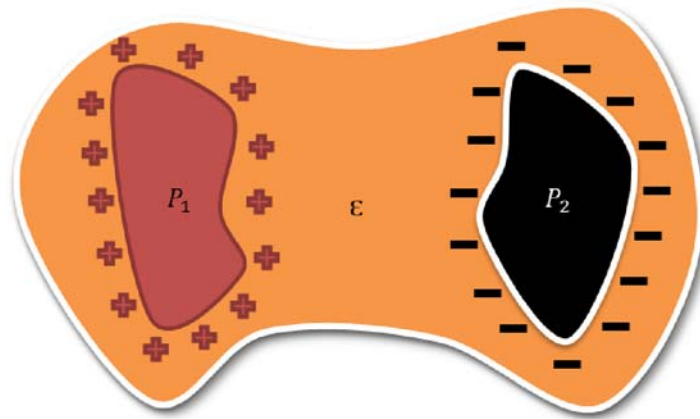


Figura A.7. Dos electrodos sumergidos en un medio dieléctrico.

Un capacitor es un dispositivo que almacena la carga eléctrica que recibe, la carga almacenada en el capacitor puede ser devuelta a la fuente después de que dicha fuente sea desconectada. La ecuación que describe a la capacitancia está dada por

$$C = \frac{Q}{V} \left[\frac{C}{V} = F \right]. \quad (\text{A.12})$$

Sustituyendo las ecuaciones (A.9) y (A.11) en (A.12) se puede obtener la representación de la capacitancia en su forma integral

$$C = \frac{\oint_S \bar{D}_S \cdot d\bar{S}}{-\int \bar{E} \cdot d\bar{L}}. \quad (\text{A.13})$$

A.9. Intensidad de corriente

Al flujo de carga eléctrica por unidad de tiempo se le conoce como intensidad de corriente [4]. La ecuación que representa dicha intensidad de corriente es

$$I(t) = \frac{dQ(t)}{dt} \left[\frac{C}{s} = A \right]. \quad (\text{A.14})$$

En electrónica y modelado de sistemas físicos la intensidad de corriente se obtiene de despejar Q de la ecuación (A.12), derivar con respecto al tiempo y sustituir en la ecuación (A.14)

$$i_c(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt}. \quad (\text{A.15})$$

A.10. Elementos activos

Un circuito eléctrico es un sistema cerrado formado por distintos elementos, donde: los elementos que proporcionan la energía a una red son llamados elementos activos, los elementos pasivos disipan la energía en forma de calor o la almacenan, entre los elementos activos destacan los mostrados en la figura A.8 [6].

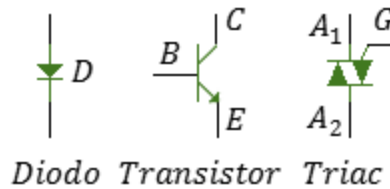


Figura A.8. Elementos activos.

A.11. Elementos pasivos

Los elementos pasivos son los que toman la energía que entregan los elementos activos. Estos elementos disipan la energía en forma de calor o la almacenan (una resistencia disipa calor, el capacitor y el inductor son dispositivos que almacenan energía asociada a la carga eléctrica y campo magnético) [6]. En la figura A.9 se muestran los elementos pasivos.

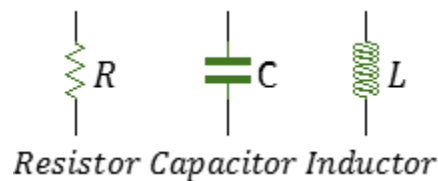


Figura A.9. Elementos pasivos.

A.12. Resistencia e impedancia

La resistencia está definida como la dificultad que tienen los electrones libres al fluir en un circuito cerrado entre un átomo y otro [7]. En el análisis de circuitos todo elemento que consume energía tiene una resistencia, la ley de Ohm establece que la tensión (V) es directamente proporcional al producto de la intensidad de corriente (i) por la resistencia (R). En electrónica es

muy importante hacer mediciones de señales que dependen del tiempo, tomando en cuenta esto la ley de Ohm queda

$$V(t) = Ri(t) . \quad (A.16)$$

La impedancia tiene un papel similar a la resistencia y sus unidades son las mismas, en los circuitos de corriente alterna a la resistencia se le conoce como impedancia [8].

$$V = ZI , \quad (A.17)$$

la impedancia es una cantidad compleja que se expresa como

$$Z = R + jX , \quad (A.18)$$

R : Resistencia

X : Reactancia

La impedancia es un número complejo el cual tiene magnitud ($|Z|$) y ángulo de fase (ϕ)

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}, \phi = \text{angtan} \left(\frac{X}{R} \right) . \quad (A.19)$$

En un capacitor la reactancia es lo que se opone al paso de la corriente. Aplicando la transformada de Laplace en la ecuación (A.15)

$$I(s) = CsV(s) , \quad (A.20)$$

despejando $V(s)$

$$V(s) = \frac{1}{sC} I(s) \quad (A.21)$$

La reactancia en un capacitor es

$$X_C = \frac{1}{sC} . \quad (A.22)$$

En el dominio de Laplace “ s ” es una variable compleja que se expresa de la siguiente forma

$$s = \sigma + j\omega , \quad (A.23)$$

σ : Atenuación de la señal.

ω : Frecuencia angular de la señal.

En el dominio de la frecuencia se margina la parte real de s quedando solo la parte imaginaria [9]

$$s = j\omega , \quad (A.24)$$

La reactancia en un capacitor en función de la frecuencia se puede obtener sustituyendo de la ecuación (A.24) en la ecuación (A.22) [7]

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} , \quad (\text{A.25})$$

La impedancia de un circuito puramente capacitivo es

$$Z = X_C . \quad (\text{A.26})$$

A.13. Referencias

1. Jaramillo, Gabriel y Alvarado, Alfonso, (1990), "Electricidad y Magnetismo", Trillas, 2ª Preedición, pp. 1-10
2. Hlawiczka, Paul, (1977), "Introducción a la Electrónica Cuántica", Reverté S.A., pp. 175-181
3. Hayt, William, (2006), "Teoría electromagnética", McGraw Hill, 2ª Edición, pp. 30-35, 57-67, 88-90, 96-98, 103-104, 149-152
4. Wilson, Jerry y Buffa, Anthony, (2003), "Física", Prentice Hall, 5ª edición, pp. 142-143
5. Burbano, Santiago y Gracia, Carlos, (2006), "Física General", Tébar, 32ª Edición, pp. 450
6. Carretero, Alfonso, (2009), "Electrónica", Editex, 1ª Edición, pp. 87-88
7. Senner, Adolf, (1994), "Principios de Electrotecnia", Reverté S.A., 1ª Edición, pp. 28, 146
8. Edminister, Joseph, (1997), "Circuitos Eléctricos", McGraw Hill, 3ª Edición, pp. 229-230
9. Ogata, Katsuhico, (2004), "Ingeniería de control Moderna", Prentice Hall, 4ª edición, pp. 492-493

Apéndice B. Amplificadores

B.1. Amplificador operacional

Un amplificador operacional básicamente está conformado por dos terminales de entrada de señal llamadas “terminal no inversora” (V^+) y “terminal inversora” (V^-). Su ganancia en malla abierta es infinita ($A \rightarrow \infty$). La impedancia de entrada es muy alta $z = \infty$ y la impedancia a la salida es $z = 0$ [1].

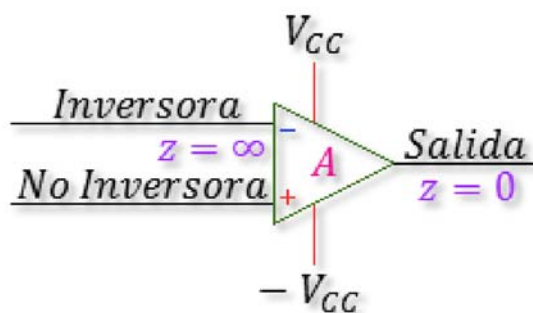


Figura B.1. Amplificador Operacional.

El amplificador operacional necesita para su funcionamiento una polarización externa diferente a la señal de entrada, esta es una polarización de corriente directa positiva ($+V_{CC}$) y una polarización negativa ($-V_{CC}$), en la figura B.2 se muestra como se polariza un amplificador operacional.

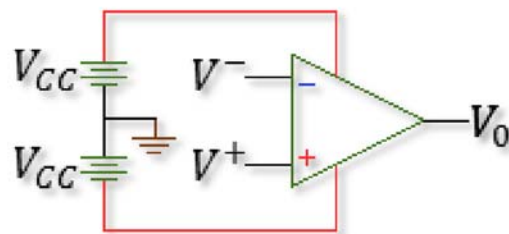


Figura B.2. Polarización del amplificador operacional.

La ecuación que describe el comportamiento de la señal de salida de un amplificador operacional es la mostrada en la ecuación (B.1).

$$V_0 = -A(V^- - V^+). \tag{B.1}$$

B.2. Amplificador operacional inversor

Se le llama amplificador operacional inversor porque es dispositivo que permite amplificar la señal de entrada y además invierte la señal de entrada o realiza un retardo de fase de 180 grados con respecto a la señal de entrada.

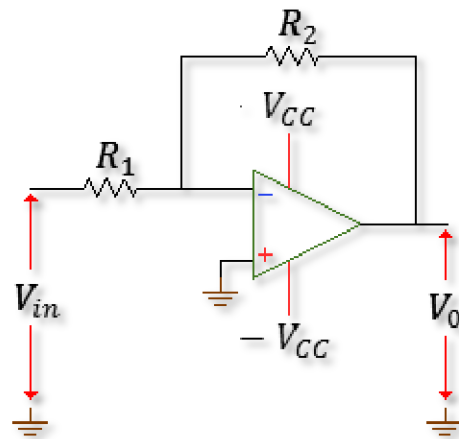


Figura B.3. Amplificador Operacional Inversor.

Para obtener el comportamiento de V_0 se buscan primero las ecuaciones que representen a las tensiones en ambas terminales del amplificador

Para V^+ se tiene

$$V^+ = 0[v]. \quad (\text{B.2})$$

Para V^- se tiene

$$V^- = V_{V_{in}}^- + V_{V_0}^- . \quad (\text{B.3})$$

Por superposición $V_{in} = 0$

$$V_{V_0}^- = \frac{R_1 V_0}{R_1 + R_2} . \quad (\text{B.4})$$

Por superposición $V_0 = 0$

$$V_{V_{in}}^- = \frac{R_2 V_{in}}{R_1 + R_2} , \quad (\text{B.5})$$

sustituyendo (A.4) y (A.5) en (A.3)

$$V^- = \frac{R_2 V_{in}}{R_1 + R_2} + \frac{R_1 V_0}{R_1 + R_2} , \quad (\text{B.6})$$

sustituyendo (A.6) en (A.1)

$$V_0 = -A \left(\frac{R_2 V_{in}}{R_1 + R_2} + \frac{R_1 V_0}{R_1 + R_2} + 0 \right), \quad (\text{B.7})$$

dejando los términos que contengan a V_0 del lado izquierdo de la igualdad

$$\frac{v_0}{A} + \frac{R_1 V_0}{R_1 + R_2} = -\frac{R_2 V_{in}}{R_1 + R_2} \quad (\text{B.8})$$

$$V_0 \left(\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = -\frac{R_2 V_{in}}{R_1 + R_2}, \quad (\text{B.9})$$

sustituyendo la ganancia en malla abierta ($A \rightarrow \infty$)

$$V_0 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = -\frac{R_2 V_{in}}{R_1 + R_2}, \quad (\text{B.10})$$

despejando la señal de salida V_0

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}, \quad (\text{B.11})$$

para obtener la ganancia de voltaje se divide la señal de salida entre la señal de entrada [1]

$$\frac{V_0}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (\text{B.12})$$

B.3. Amplificador operacional no inversor

Un amplificador no inversor es un amplificador que tiene la cualidad de amplificar la señal de entrada sin alterar su fase

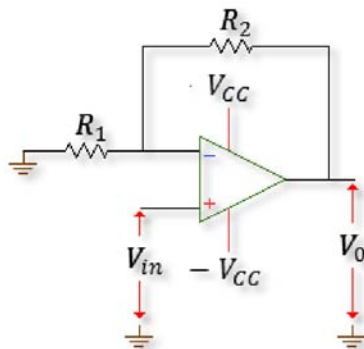


Figura B.4. Amplificador Operacional no Inversor.

Para encontrar V_0 se busca V^- y V^+

Para V^+ se tiene

$$V^+ = V_{in} . \quad (B.13)$$

Para V^- se tiene

$$V^- = \frac{R_1 V_0}{R_1 + R_2} . \quad (B.14)$$

sustituyendo (A.13) y (A.14) en (A.1)

$$V_0 = -A \left(\frac{R_1 V_0}{R_1 + R_2} - V_{in} \right) , \quad (B.15)$$

dejando los términos que contengan a V_0 del lado izquierdo de la igualdad

$$V_0 \left(\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = V_{in} , \quad (B.16)$$

sustituyendo la ganancia en malla abierta ($A \rightarrow \infty$)

$$V_0 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = V_{in} , \quad (B.17)$$

despejando la señal de salida V_0

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{in} , \quad (B.18)$$

la ganancia de voltaje

$$\frac{V_0}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} . \quad (B.19)$$

B.4. Amplificador operacional seguidor de voltaje

Un amplificador seguidor de voltaje es también llamado buffer y desacoplador de voltaje su característica es que tiene una alta impedancia $z = \infty$ de entrada y una impedancia mínima $z = 0$ a la salida del amplificador. La señal de salida de este amplificador es la misma que la señal de entrada lo cual dice que la carga que sea conectada a este buffer no alterará la señal de entrada.

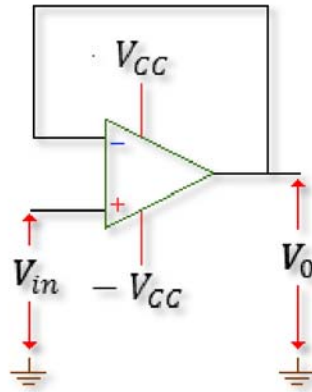


Figura B.5. Amplificador Operacional Seguidor.

Para encontrar V_0 se busca V^- y V^+

Para V^+ se tiene

$$V^+ = V_{in} . \quad (\text{B.20})$$

Para V^- se tiene

$$V^- = V_0 , \quad (\text{B.21})$$

sustituyendo (B.20) y (B.21) en (B.1)

$$V_0 = -A(V_0 - V_{in}) , \quad (\text{B.22})$$

dejando los términos que contengan a V_0 del lado izquierdo de la igualdad

$$V_0 \left(\frac{1}{A} + 1 \right) = V_{in} , \quad (\text{B.35})$$

sustituyendo la ganancia en malla abierta ($A \rightarrow \infty$)

$$V_0 = V_{in} , \quad (\text{B.36})$$

la ganancia de voltaje

$$\frac{V_0}{V_{in}} = 1 . \quad (\text{B.37})$$

B.5. Amplificador de instrumentación

Un amplificador de instrumentación está diseñado para eliminar ruido en la señal. Si el ruido generado sumado a las señales diferenciales en el amplificador por un agente externo es común en ambas entradas del amplificador dicho ruido será grandemente rechazado y las señales de entradas diferenciales son amplificadas.

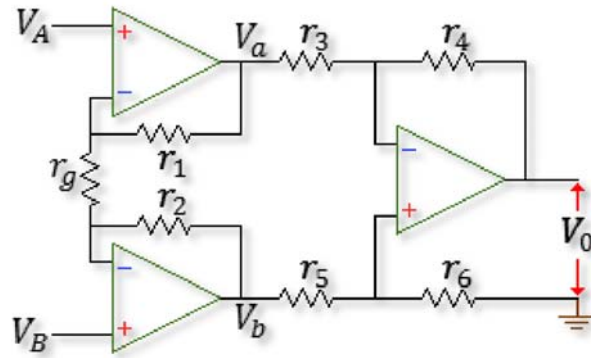


Figura B.6. Amplificador de instrumentación.

La señal de salida V_0 depende de las tensiones en los puntos V_a y V_b

$$V_0 = V_{0_a} + V_{0_b} . \quad (\text{B.38})$$

Las tensiones en los puntos V_a y V_b dependen de las señales de entrada del amplificador de instrumentación

$$V_a = V_{a_A} + V_{a_B} \quad (\text{B.39})$$

$$V_b = V_{b_A} + V_{b_B} . \quad (\text{B.40})$$

Por el teorema de superposición $V_B = 0$

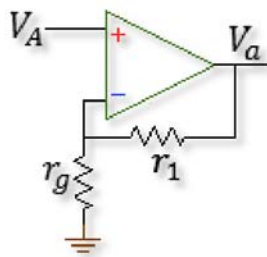


Figura B.7. Cuando $V_B = 0$.

Queda un amplificador operacional no inversor

$$V_{a_A} = \left(1 + \frac{r_1}{r_g}\right) V_A . \quad (\text{B.41})$$

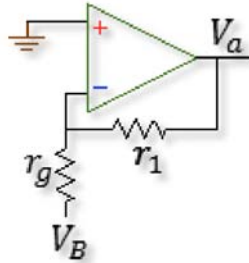


Figura B.8. Cuando $V_A = 0$.

Por el teorema de superposición $V_A = 0$

Queda un amplificador inversor

$$V_{a_B} = -\frac{R_1}{R_g} V_B , \quad (\text{B.42})$$

sustituyendo las ecuaciones (B.41) y (B.42) en (B.39)

$$V_a = \left(1 + \frac{r_1}{r_g}\right) V_A - \frac{R_1}{R_g} V_B , \quad (\text{B.43})$$

de igual forma se calcula V_b

$$V_b = \left(1 + \frac{r_2}{r_g}\right) V_B - \frac{R_1}{R_g} V_A . \quad (\text{B.44})$$

Al arreglo de la figura B.9 se le conoce como amplificador diferencial.

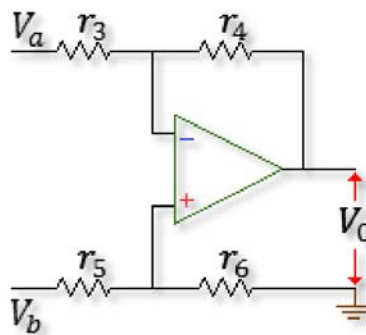


Figura B.9. Amplificador diferencial.

Para obtener la señal de salida V_0 se aplica el mismo teorema de superposición.

Por el teorema de superposición $V_b = 0$

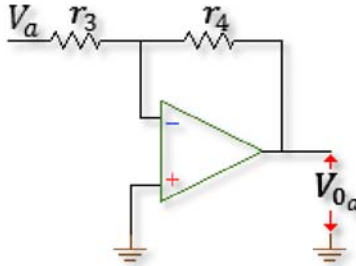


Figura B.10. Amplificador inversor.

Queda un amplificador operacional inversor, donde la señal de salida debido a la tensión V_a es

$$V_{0a} = -\frac{r_4}{r_3} V_a . \quad (B.45)$$

Por el teorema de superposición $V_b = 0$

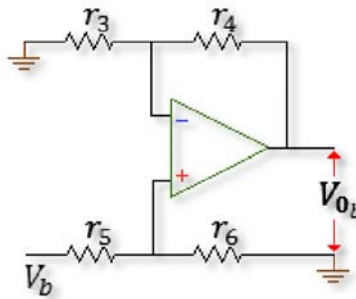


Figura B.11. Amplificador no inversor.

Queda un amplificador operacional no inversor, para obtener la tensión en la terminal V^+ se hace un divisor de tensión. La señal de salida debido a la tensión V_b es

$$V_{0b} = \left(1 + \frac{r_4}{r_3}\right) \frac{r_6 V_b}{r_5 + r_6} , \quad (B.46)$$

sustituyendo las ecuaciones (B.43) y (B.44) en (B.40)

$$V_0 = -\frac{r_4}{r_3} V_a + \left(1 + \frac{r_4}{r_3}\right) \frac{r_6 V_b}{r_5 + r_6} , \quad (B.47)$$

sustituyendo las ecuaciones (B.38) y (B.39) en (B.41)

$$V_0 = -\frac{r_4}{r_3} \left[\left(1 + \frac{r_1}{r_g} \right) V_A - \frac{r_1}{r_g} V_B \right] + \left(1 + \frac{r_4}{r_3} \right) \frac{r_6}{r_5+r_6} \left[\left(1 + \frac{r_2}{r_g} \right) V_B - \frac{r_2}{r_g} V_A \right]. \quad (\text{B.48})$$

Un amplificador de instrumentación integrado normalmente tiene todas sus resistencias iguales ($r_1 = r_2 = r_3 = r_4 = r_5 = r_6 = r$), a excepción de la resistencia que le da la ganancia al amplificador (r_g). Considerando lo anterior la señal de salida del amplificador de instrumentación es

$$V_0 = (V_B - V_A) \left(1 + \frac{2r}{r_g} \right). \quad (\text{B.49})$$

B.6. Razón de rechazo en modo común del amplificador de instrumentación

La razón de rechazo en modo común se encuentra en el amplificador diferencial interno de un amplificador de instrumentación (ver figura B.9). Si las fuentes de tensión del amplificador diferencial son sustituidas por fuentes de modo común y de modo diferencial V_{CM} y V_{DM} la figura B.9 se transforma en la figura [B.12]. [1][2]

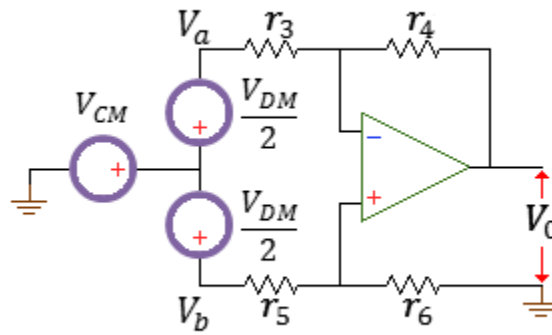


Figura B.12. Amplificador diferencial en términos de V_{CM} y V_{DM} .

Las componentes de entrada en común y diferencial son

$$V_{CM} = \frac{V_a + V_b}{2} \quad (\text{B.50})$$

$$V_{DM} = V_b - V_a, \quad (\text{B.51})$$

despejando V_a y V_b de las ecuaciones (B.50) y (B.51)

$$V_a = V_{CM} - \frac{V_{DM}}{2} \quad (B.52)$$

$$V_b = V_{CM} + \frac{V_{DM}}{2}, \quad (B.52)$$

sustituyendo las ecuaciones (B.52) y (B.53) en (B.47)

$$V_0 = -\frac{r_4}{r_3} \left(V_{CM} - \frac{V_{DM}}{2} \right) + \left(1 + \frac{r_4}{r_3} \right) \frac{r_6}{r_5+r_6} \left(V_{CM} + \frac{V_{DM}}{2} \right), \quad (B.53)$$

la ecuación (B.53) en términos de sus ganancias del modo común y diferencial queda de la siguiente forma

$$V_0 = \left[\left(\frac{r_3+r_4}{r_3} \right) \frac{r_6}{r_5+r_6} - \frac{r_4}{r_3} \right] V_{CM} + \frac{1}{2} \left[\frac{r_4}{r_3} + \left(\frac{r_3+r_4}{r_3} \right) \frac{r_6}{r_5+r_6} \right] V_{DM} \quad (B.54)$$

$$V_0 = A_{cm} V_{CM} + A_{dm} V_{DM}, \quad (B.55)$$

A_{cm} : Ganancia del modo común

A_{dm} : Ganancia del modo diferencial

La razón de rechazo en modo común (CMRR) del amplificador de instrumentación se obtiene de la misma forma que en un amplificador diferencial, como se muestra a continuación:

$$CMRR_{db} = 20 \log_{10} \left| \frac{A_{dm}}{A_{cm}} \right|, \quad (B.56)$$

si las resistencias del amplificador de instrumentación son iguales $R_3 = R_5$ y $R_4 = R_6$ entonces la señal de salida de amplificador será:

$$V_0 = 0V_{CM} + \frac{R_4}{R_3} V_{DM}, \quad (B.57)$$

para este caso cuando $A_{cm} \rightarrow 0$, la razón de rechazo en modo común tenderá al infinito ($CMRR_{db} \rightarrow \infty$).

La razón de rechazo en modo común es un dato que proporciona el fabricante en la hoja de especificaciones del amplificador.

B.7. Amplificador Lock-in

¿Para qué sirve un amplificador Lock-in?

Un amplificador Lock-in es un instrumento de medición que permite detectar señales pequeñas (nano-voltios, pico-amperios) que la mayoría de las veces estas señales no son fáciles de

detectar en osciloscopios comunes por tener una señal tan pequeña o que esta señal tiene una amplitud menor a la del ruido lo cual ocurre a menudo [3].

Un amplificador Lock-in utiliza la técnica de Detección de Fase Sensible (DFS) o multiplicador, donde se multiplica la señal de referencia del Lock-in con la señal que viene del experimento.

¿Por qué usar un amplificador Lock-in?

En cualquier sistema de medición electrónico es muy importante hacer mediciones de la señal que viene de un experimento ya sea de voltaje (V_{EXP}) o de corriente (I_{EXP}) que queremos medir e ignorar el ruido del amplificador ya sea de instrumentación o un amplificador Lock-in. En la figura B.13 se pueden observar las características de fabricación de todo amplificador, como lo es el ruido de voltaje y corriente en la entrada de amplificador (V_R y I_R), y su ancho de banda B .

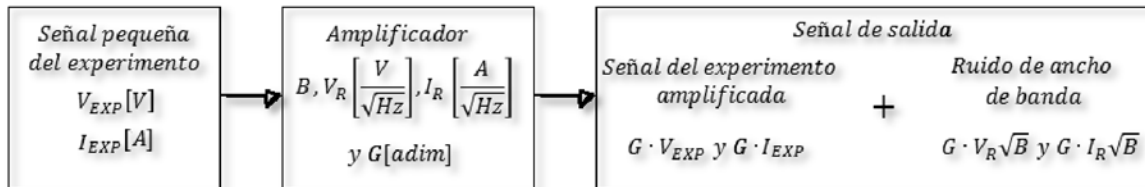


Figura B.13. Características de la señal de salida de un amplificador.

A diferencia de los amplificadores de instrumentación, el amplificador Lock-in SR850 tiene un ancho de banda muy estrecho $B = 0.01 [Hz]$. Se puede observar de la figura B.13 que si la señal V_{EXP} tiene una magnitud pequeña y el amplificador tiene un ancho de banda mayor a $B = 100 [kHz]$ la señal empezaría perderse en la salida del amplificador [3].

Ruido térmico en la entrada de un amplificador

El ruido térmico (Johnson) es causado por la agitación térmica de los portadores de un conductor o semiconductor el cual estará presente en todo elemento pasivo que se oponga al paso de la corriente. En la figura B.14a se muestra una resistencia R_R con ruido y en las figuras B.14b y B.14c se ha considerado el ruido de Johnson equivalente, donde R es una resistencia sin ruido, V_n y I_n son los elementos activos de ruido.

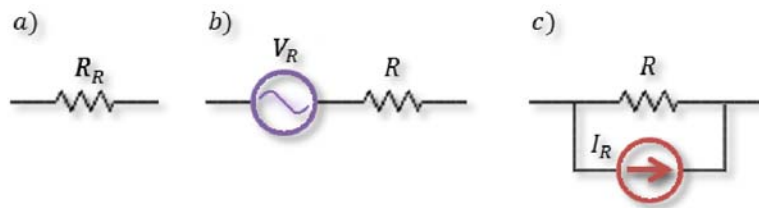


Figura B.14. Equivalencia de la resistencia R_n considerando Johnson.

El ruido que se presenta en la entrada de un amplificador se puede observar en la figura B.15.

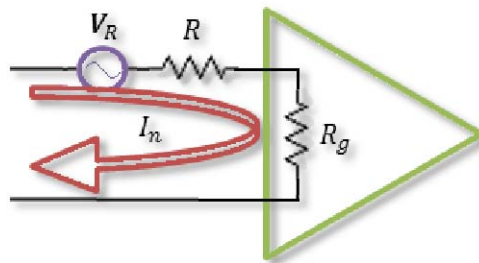


Figura B.15. Ruido de entrada de un amplificador.

La corriente de la rama es

$$I_R = \frac{V_R}{R+R_n} [A] . \quad (B.58)$$

La tensión en la entrada es

$$V_g = \frac{V_R R_g}{R+R_g} [v] . \quad (B.59)$$

La potencia en la resistencia interna de amplificador es

$$P = I_R V_g , \quad (B.60)$$

sustituyendo las ecuaciones (B.58) y (B.59) en (B.60)

$$P = \frac{V_R^2 R_g}{(R+R_g)^2} , \quad (B.61)$$

si $R = R_g$

$$P = \frac{V_R^2}{4R_g} = \frac{V_R^2}{4R}, \quad (\text{B.62})$$

la densidad espectral de la potencia de ruido se define como la potencia de ruido en 1 [Hz] de ancho de banda [4].

$$P = \frac{V_R^2}{4R} = kTB[W], \quad (\text{B.63})$$

k : Es la constante de Boltzmann $(1.38 \times 10^{-23} \left[\frac{J}{K} \right])$.

T : Es la temperatura en grados Kelvin.

B : Es el ancho de banda.

Considerando a T como una constante a la que está la resistencia, el promedio del cuadrado del voltaje de ruido térmico [5] entre los extremos de la resistencia es

$$\overline{V_R^2} = 4RkTB, \quad (\text{B.64})$$

V_n : Es el voltaje de la potencia de ruido en la resistencia interna del amplificador.

El dato que muestran los fabricantes de amplificadores es este voltaje V_n por unidad de la raíz del ancho de banda es

$$\frac{V_R}{\sqrt{B}} = 2\sqrt{RkT} \left[\frac{v}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]. \quad (\text{B.65})$$

Otro dato que muestran los fabricantes es la corriente de ruido [6] a la entrada del amplificador I_R . El cual está dado de la siguiente forma

$$\frac{I_R}{\sqrt{B}} = 2\sqrt{\frac{kT}{R}} \left[\frac{A}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]. \quad (\text{B.66})$$

Reserva dinámica

Suponiendo una señal de entrada al amplificador Lock-in consiste de una señal a escala completa a una frecuencia de referencia más el ruido en otra frecuencia. La reserva dinámica es la razón de señal de ruido tolerable más grande a escala completa de la señal.

Cómo se realiza una medición en un amplificador Lock-in

Un amplificador Lock-in requiere una frecuencia de referencia para su funcionamiento, dicha frecuencia de referencia puede ser tomada de un generador de funciones o del oscilador interno del amplificador Lock-in, ambos generador de funciones y amplificador Lock-in pueden excitar al experimento a una amplitud V_r y a una frecuencia angular ω_r .

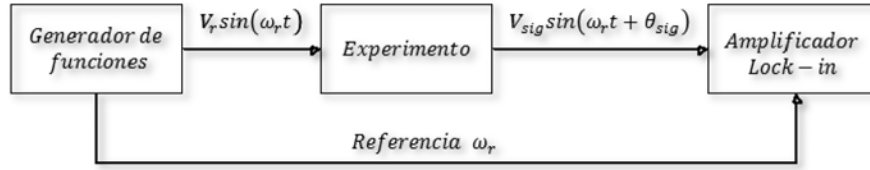


Figura B.16. Frecuencia de referencia tomada de un generador de funciones.

Cuando la señal de referencia entra al Lock-in es sujeta por un PLL el cual *amarra* la frecuencia de la señal, entonces el Lock-in genera una señal con una frecuencia angular ω_L la cual debe tener el mismo valor de ω_r , después esta señal generada es desplazada a una fase conocida de referencia θ_r (ver figura B.18), dicho ángulo puede ser ajustado por el usuario.

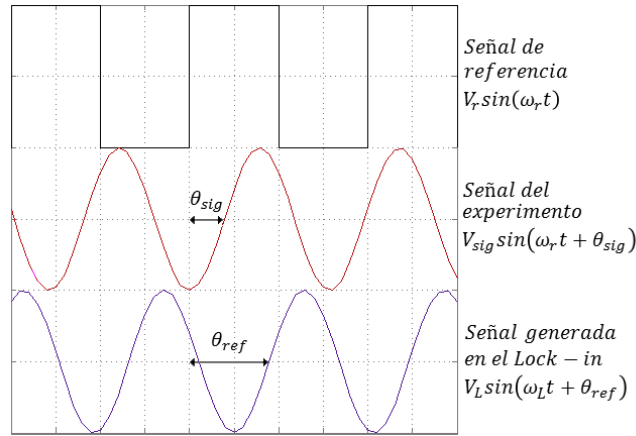


Figura B.17. Señales de referencia, del experimento, y la generada en el Lock-in.

La señal generada y desplazada en fase la señal del Lock-in y la señal del experimento entran a un a un multiplicador o detector sensible a la fase (PSD) el cual hace el producto de las señales esto se hace para después obtener como resultado la componente X de la señal

$$V_{psd_1} = V_{sig} V_L \sin(\omega_r t + \theta_{sig}) \sin(\omega_L t + \theta_{ref}), \quad (B.67)$$

la señal generada también es desplazada una fase fija de 90° ($V_L \sin(\omega_L t + \theta_{ref} + 90^\circ)$), esta señal es multiplicada por la señal del experimento esto se hace para después obtener la componente en Y de la señal

$$V_{psd_2} = V_{sig} V_L \sin(\omega_r t + \theta_{sig}) \sin(\omega_L t + \theta_{ref} + 90^\circ), \quad (B.68)$$

por trigonometría las ecuaciones (B.67) y (B.68) se expanden de la siguiente forma

$$V_{psd_1} = \frac{V_{sig} V_L \cos((\omega_r - \omega_L) + \theta_{sig} - \theta_{ref})}{2} + \frac{V_{sig} V_L \cos((\omega_r + \omega_L) + \theta_{sig} + \theta_{ref})}{2} \quad (B.69)$$

$$V_{psd_2} = \frac{V_{sig}V_L \cos((\omega_r - \omega_L) + \theta_{sig} - \theta_{ref} - 90^\circ)}{2} + \frac{V_{sig}V_L \cos((\omega_r + \omega_L) + \theta_{sig} + \theta_{ref} + 90^\circ)}{2}, \quad (B.70)$$

dichas ecuaciones muestran una resta de frecuencias $\omega_r - \omega_L$ y una suma de frecuencias $\omega_r + \omega_L$, en cada componente de ambos PSD. La salida de cada PSD es pasado por un filtro paso bajas; en general, la salida de cada PSD tendrá como salida una señal de componente de DC

$$X = \frac{V_{sig}V_L \cos(\theta_{sig} - \theta_{ref})}{2} \quad (B.71)$$

$$Y = \frac{V_{sig}V_L \cos(\theta_{sig} - \theta_{ref} + 90^\circ)}{2}, \quad (B.72)$$

por trigonometría La ecuación (B.72) se transforma en

$$Y = \frac{V_{sig}V_L \sin(\theta_{sig} - \theta_{ref})}{2}, \quad (B.73)$$

si la amplitud V_L es la unidad, las amplitudes de X y Y representan la componente real e imaginaria proporcionales a la señal del experimento.

Referencias

1. Franco, Sergio, (2005), "Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos", pp. 8-21, 63-85
2. Schuler, Charles, (2002), "Electrónica, Principios y Aplicaciones", Reverté, 1ª Edición, pp. 163
3. (1992), "Model SR850 Lock-in DSP Amplifier", Stanford Research Systems (SRS), Revision 2.0 (01/2009)
4. Lesurf, Jim, (2010), "Information and Measurement –Alternative Ways to Describe Noise", University of St. Andrews, 2ª Edición
5. Tomásí, Wayne, (2003), "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas", Prentice Hall, 4ª Edición, pp. 34-37
6. Skoog, Douglas, (2008), "Principios de Análisis Instrumental", Cengage Learning, 6ª Edición, pp. 110-114

Apéndice C. Respuesta en frecuencia de un sistema en estado estacionario

Para cualquier señal sinusoidal que entra a un sistema con un retraso de fase fijo o variable (θ). Se puede demostrar que es posible obtener la señal de salida y_{ss} en estado estacionario siempre y cuando todos los polos del sistema sean negativos, como se muestra en la figura 1.

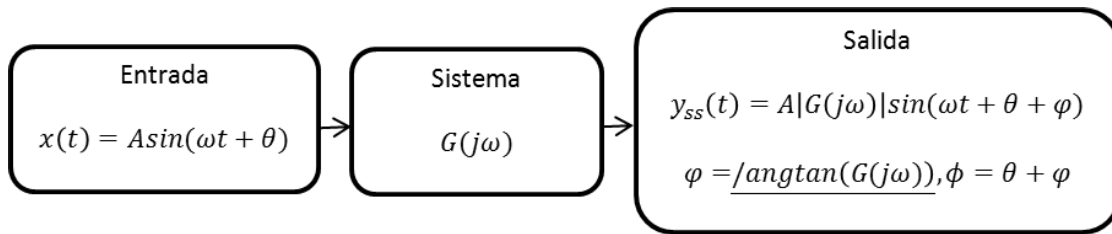


Figura C.1. Respuesta de un sistema en estado estacionario cuando se tiene un retraso en la fase inicial.

$x(t)$: Señal de entrada.

A : Amplitud inicial.

θ : Ángulo de fase inicial.

$y_{ss}(t)$: Señal de salida en estado estacionario.

$G(j\omega)$: Función de transferencia.

$|G(j\omega)|$: Magnitud de $G(j\omega)$.

φ : Ángulo de fase $G(j\omega)$.

ϕ : Ángulo de fase total de $y_{ss}(t)$.

La señal de entrada sinusoidal se puede expresar en su forma compleja [1] como

$$x(t) = A \sin(\omega t + \theta) = \frac{A}{2j} e^{j(\omega t + \theta)} - \frac{A}{2j} e^{-j(\omega t + \theta)}, \quad (C.1)$$

$$x(t) = A \sin(\omega t + \theta) = \frac{A e^{j\theta}}{2j} e^{j\omega t} - \frac{A e^{-j\theta}}{2j} e^{-j\omega t}, \quad (C.2)$$

aplicando la transformada de Laplace a la señal de entrada [1]

$$X(s) = L\{A\sin(\omega t + \theta)\} = L\left\{\frac{Ae^{j\theta}}{2j} e^{j\omega}\right\} - L\left\{\frac{Ae^{-j\theta}}{2j} e^{-j\omega}\right\} \quad (C.3)$$

$$X(s) = L\{A\sin(\omega t + \theta)\} = \frac{Ae^{j\theta}}{2j} L\{e^{j\omega}\} - \frac{Ae^{-j\theta}}{2j} L\{e^{-j\omega}\} \quad (C.4)$$

$$X(s) = L\{A\sin(\omega t + \theta)\} = \frac{Ae^{j\theta}}{2j} \frac{1}{s-j\omega} - \frac{Ae^{-j\theta}}{2j} \frac{1}{s+j\omega}. \quad (C.5)$$

La transformada de Laplace de la señal de salida es

$$Y(s) = G(s)X(s), \quad (C.6)$$

sustituyendo la ecuación (C.5) en (C.6)

$$Y(s) = G(s) \left(\frac{Ae^{j\theta}}{2j} \frac{1}{s-j\omega} - \frac{Ae^{-j\theta}}{2j} \frac{1}{s+j\omega} \right), \quad (C.7)$$

donde $G(s)$ es la función de transferencia del sistema, para que la señal de salida sea estable dicha función de transferencia debe tener todos sus polos negativos. La función de transferencia está dada por

$$G(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{P(s)}{(s+s_1)(s+s_2)(s+s_3)\dots(s+s_n)}. \quad (C.8)$$

Si los polos de $Y(s)$ son únicamente polos distintos (simples) el desarrollo en fracciones parciales queda

$$Y(s) = \frac{a}{s+j\omega} + \frac{\bar{a}}{s-j\omega} + \frac{b_1}{s+s_1} + \frac{b_2}{s+s_2} + \dots + \frac{b_n}{s+s_n}, \quad (C.9)$$

a, b_i son constantes y \bar{a} es el conjugado de a

La transformada inversa de Laplace la señal de salida es

$$y(t) = L^{-1}\{Y(s)\} = \underbrace{ae^{-j\omega t} + \bar{a}e^{j\omega t}}_{\text{Estado Estacionario}} + \underbrace{b_1e^{-s_1t} + b_2e^{-s_2t} + \dots + b_ne^{-s_nt}}_{\text{Estado Transitorio}}, \quad (C.10)$$

Estado Estacionario

Estado Transitorio

cuando $t \rightarrow \infty$ los términos transitorios tienden a cero, por lo tanto la respuesta en estado estacionario es

$$y_{ss}(t) = L^{-1}\{Y(s)\} = ae^{-j\omega t} + \bar{a}e^{j\omega t}. \quad (C.11)$$

De la ecuación (C.9) se puede obtener a de la siguiente forma

$$a = G(s) \frac{(s+j\omega)e^{j\theta} + (-s+j\omega)e^{-j\theta}}{2j(s^2+\omega^2)} \Big|_{s=-j\omega} = G(-j\omega) \frac{2j\omega e^{-j\theta}}{2j(-2j\omega)}, \quad (C.12)$$

$$a = -G(-j\omega) \frac{e^{-j\theta}}{2j} \quad (C.13)$$

$$\bar{a} = G(s) \frac{(s+j\omega)e^{j\theta} + (-s+j\omega)e^{-j\theta}}{2j(s^2+\omega^2)} (s-j\omega) \Big|_{s=j\omega} = G(j\omega) \frac{2j\omega e^{j\theta}}{2j(2j\omega)} \quad (C.14)$$

$$\bar{a} = G(j\omega) \frac{e^{j\theta}}{2j}, \quad (C.15)$$

$G(j\omega)$: Es una cantidad compleja la cual se puede reescribir de la siguiente forma

$$G(j\omega) = |G(j\omega)|e^{j\varphi}, \quad \varphi = \underline{/G(j\omega)} \text{ angtan} \left(\frac{\text{Im}\{G(j\omega)\}}{\text{Re}\{G(j\omega)\}} \right), \quad (C.16)$$

donde

$$G(-j\omega) = |G(-j\omega)|e^{-j\varphi} = |G(j\omega)|e^{-j\varphi}, \quad (C.17)$$

sustituyendo las ecuaciones (B.16) y (B.17) respectivamente en (B.13 y B.15)

$$a = -|G(j\omega)| \frac{e^{-j(\theta+\varphi)}}{2j} \quad (C.18)$$

$$\bar{a} = |G(j\omega)| \frac{e^{j(\theta+\varphi)}}{2j}, \quad (C.19)$$

Sustituyendo las ecuaciones (C.18) y (C.19) en (C.11)

$$y_{ss}(t) = |G(j\omega)| \frac{e^{j(\omega t+\theta+\varphi)} - e^{-j(\omega t+\theta+\varphi)}}{2j},$$

Finalmente las ecuaciones que representan a la señal de salida en estado estacionario son

$$y_{ss}(t) = |G(j\omega)|X \sin(\omega t + \theta + \varphi) \quad (C.20)$$

$$\varphi = \underline{/G(j\omega)}. \quad (C.21)$$

Función de transferencia sinusoidal

$$G(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)}. \quad (C.22)$$

Cociente de amplitud entre las señales sinusoidales de salida y de entrada

$$|G(j\omega)| = \frac{|Y(j\omega)|}{|X(j\omega)|}. \quad (C.23)$$

Desplazamiento en fase de la señal sinusoidal de salida con respecto a la de entrada

$$\varphi = \underline{/G(j\omega)} = \frac{\underline{/Y(j\omega)}}{\underline{/X(j\omega)}}. \quad (C.24)$$

C.1. Referencias

1. Papoulis, Athanasios y Bertrán, Miquel, (1989), "Sistemas y Circuitos: Digitales y Analógicos", Marcombo, 1ª Edición, pp. 83-84
2. Ogata, Katsuhico, (2003), "Ingeniería de Control Moderna", Prentice Hall, 4ª edición, pp. 492-496

Apéndice D. Componentes

D.1. Hoja de especificaciones del amplificador TL074 (CI_1, CI_2, CI_3 y CI_4)

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

- | | |
|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> ● Low Power Consumption ● Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges ● Low Input Bias and Offset Currents ● Output Short-Circuit Protection ● Low Total Harmonic Distortion
0.003% Typ | <ul style="list-style-type: none"> ● Low Noise
$V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at $f = 1 \text{ kHz}$ ● High Input Impedance . . . JFET Input Stage ● Internal Frequency Compensation ● Latch-Up-Free Operation ● High Slew Rate . . . $13 \text{ V}/\mu\text{s}$ Typ ● Common-Mode Input Voltage Range
Includes V_{CC+} |
|--|---|

description

The JFET-input operational amplifiers in the TL07_ series are designed as low-noise versions of the TL08_ series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07_ series ideally suited for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages integrated on a single monolithic chip.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	18 V
Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1)	-18 V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	$\pm 30 \text{ V}$
Input voltage, V_I (see Notes 1 and 3)	$\pm 15 \text{ V}$
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range, T_A : C suffix	0°C to 70°C
I suffix	-40°C to 85°C
M suffix	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: J, JG, or W package	300°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, N, P, or PW package	260°C


† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.


- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
2. Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL07xM			ALL OTHERS			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR	Slew rate at unity gain $V_I = 10 \text{ V}$, $C_L = 100 \text{ pF}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, See Figure 1	5	13		8	13		V/ μs
t_r	Rise time overshoot factor $V_I = 20 \text{ mV}$, $C_L = 100 \text{ pF}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, See Figure 1		0.1			0.1		μs
V_n	Equivalent input noise voltage $R_S = 20 \Omega$	$f = 1 \text{ kHz}$			18			nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10 \text{ Hz to } 10 \text{ kHz}$			4			μV
I_n	Equivalent input noise current $R_S = 20 \Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$	0.01			0.01			pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total harmonic distortion $V_{rms} = 6 \text{ V}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$	0.003%			0.003%			

D.2. Hoja de especificaciones del amplificador INA114AP (AI)





INA114

Precision INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- **LOW OFFSET VOLTAGE:** 50 μ V max
- **LOW DRIFT:** 0.25 μ V/ $^{\circ}$ C max
- **LOW INPUT BIAS CURRENT:** 2nA max
- **HIGH COMMON-MODE REJECTION:** 115dB min
- **INPUT OVER-VOLTAGE PROTECTION:** \pm 40V
- **WIDE SUPPLY RANGE:** \pm 2.25 to \pm 18V
- **LOW QUIESCENT CURRENT:** 3mA max
- **8-PIN PLASTIC AND SOL-16**

APPLICATIONS

- BRIDGE AMPLIFIER
- THERMOCOUPLE AMPLIFIER
- RTD SENSOR AMPLIFIER
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION

DESCRIPTION

The INA114 is a low cost, general purpose instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile 3-op amp design and small size make it ideal for a wide range of applications.

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. Internal input protection can withstand up to \pm 40V without damage.

The INA114 is laser trimmed for very low offset voltage (50 μ V), drift (0.25 μ V/ $^{\circ}$ C) and high common-mode rejection (115dB at G = 1000). It operates with power supplies as low as \pm 2.25V, allowing use in battery operated and single 5V supply systems. Quiescent current is 3mA maximum.

The INA114 is available in 8-pin plastic and SOL-16 surface-mount packages. Both are specified for the -40° C to $+85^{\circ}$ C temperature range.

International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 8730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 745-1111 • Twx: 910-852-1111
 Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA114BP, BU			INA114AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
INPUT								
Offset Voltage, RTI	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MAX} $V_S = \pm 2.25\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$		$\pm 10 + 20/\text{G}$	$\pm 50 + 100/\text{G}$		$\pm 25 + 30/\text{G}$	$\pm 125 + 500/\text{G}$	μV
Initial			$\pm 0.1 + 0.5/\text{G}$	$\pm 0.25 + 5/\text{G}$		$\pm 0.25 + 5/\text{G}$	$\pm 1 + 10/\text{G}$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs Temperature			$0.5 + 2/\text{G}$	$3 + 10/\text{G}$		*	*	$\mu\text{V}/\text{V}$
vs Power Supply			$\pm 0.2 + 0.5/\text{G}$			*	*	$\mu\text{V}/\text{mV}$
Long-Term Stability			$10^{10} \parallel 6$			*	*	$\Omega \parallel \text{pF}$
Impedance, Differential		$10^{10} \parallel 6$			*	*	$\Omega \parallel \text{pF}$	
Common-Mode		± 11	± 13.5		*	*	V	
Input Common-Mode Range				± 40			V	
Safe Input Voltage							V	
Common-Mode Rejection	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{V}$, $\Delta R_S = 1\text{k}\Omega$							
	G = 1	80	96		75	90	dB	
	G = 10	96	115		90	106	dB	
	G = 100	110	120		106	110	dB	
	G = 1000	115	120		106	110	dB	
BIAS CURRENT			± 0.5	± 2		*	± 5	nA
vs Temperature			± 8			*		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
OFFSET CURRENT			± 0.5	± 2		*	± 5	nA
vs Temperature			± 8			*		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
NOISE VOLTAGE, RTI	G = 1000, $R_S = 0\Omega$							
f = 10Hz			15			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 100Hz			11			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 1kHz			11			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f_b = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz			0.4			*		$\mu\text{Vp-p}$
Noise Current								
f = 10Hz			0.4			*		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 1kHz			0.2			*		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f_b = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz			18			*		pAp-p
GAIN								
Gain Equation		1	$1 + (50\text{k}\Omega/R_G)$	10000	*	*	*	V/V
Range of Gain								V/V
Gain Error	G = 1		± 0.01	± 0.05		*	*	%
	G = 10		± 0.02	± 0.4		*	*	%
	G = 100		± 0.05	± 0.5		*	± 0.5	%
	G = 1000		± 0.5	± 1		*	± 0.7	%
Gain vs Temperature	G = 1		± 2	± 10		*	± 2	%
50k Ω Resistance ⁽¹⁾			± 25	± 100		*	± 10	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
Nonlinearity	G = 1		± 0.0001	± 0.001		*	*	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
	G = 10		± 0.0005	± 0.002		*	± 0.002	% of FSR
	G = 100		± 0.0005	± 0.002		*	± 0.004	% of FSR
	G = 1000		± 0.002	± 0.01		*	± 0.02	% of FSR
OUTPUT								
Voltage	$I_O = 5\text{mA}$, T_{MIN} to T_{MAX} $V_S = \pm 11.4\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ $V_S = \pm 2.25\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$	± 13.5	± 13.7		*	*	*	V
Load Capacitance Stability		± 10	± 10.5		*	*	*	V
Short Circuit Current		± 1	± 1.5		*	*	*	V
			1000					pF
			$+20/-15$					mA
FREQUENCY RESPONSE								
Bandwidth, -3dB	G = 1		1			*	*	MHz
	G = 10		100			*	*	kHz
	G = 100		10			*	*	kHz
	G = 1000		1			*	*	kHz
Slew Rate	$V_O = \pm 10\text{V}$, G = 10	0.3	0.6		*	*	*	V/ μs
Settling Time, 0.01%	G = 1		18			*	*	μs
	G = 10		20			*	*	μs
	G = 100		120			*	*	μs
	G = 1000		1100			*	*	μs
Overload Recovery	50% Overdrive		20			*	*	μs
POWER SUPPLY								
Voltage Range		± 2.25	± 15	± 18	*	*	*	V
Current	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$		± 2.2	± 3	*	*	*	mA
TEMPERATURE RANGE								
Specification		-40		85	*		*	$^\circ\text{C}$
Operating		-40		125	*		*	$^\circ\text{C}$
θ_{JA}			80		*	*	*	$^\circ\text{C}/\text{W}$

* Specification same as INA114BP/BU.

NOTE: (1) Temperature coefficient of the "50k Ω " term in the gain equation.

$$G = 1 + \frac{50 [k\Omega]}{R_G} \tag{1}$$

Bibliografía

Capítulo I

1. Chang, Raymond, (2002), "Química", McGraw Hill, 7ª Edición, pp. 493, 496-497
2. Atkins, Peter, (1998), "Química Física", Ediciones Omega, 6ª Edición, pp. 704-705, 709
3. Ayres, Gilbert, (1992), "Análisis Químico Cuantitativo", Harla, 3ª Edición, pp. 196-199
4. Brown, Theodore, (2004), "Química la Ciencia Central", Prentice Hall, 9ª Edición, pp. 511-515

Capítulo II

1. Hu, Xiaohui y Yang, Wuqiang, (2010) "Planar Capacitive Sensors – Designs and Applications", Sensor Review, Vol. 30 Iss: 1, pp. 24–39
2. Sundara, Kishore y Zahn, Markus, (2006) "Fringing Electric and Magnetic Field Sensors", Encyclopedia of Sensors, Volume X: pp. 1-12
3. Guadarrama, Asur y García, Augusto, (2010) "Design Parameters for Interdigitated Capacitance Sensors for Monitoring the Dielectric Constant of Coatings", 1st International Congress on Instrumentation and Applied Sciences, pp. 1-7

Capítulo III

1. Coughlin, Robert, (1999), "Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales", Prentice Hall, 5ª Edición, pp.44-53
2. Ogata, Katsuhico, (2003), "Ingeniería de Control Moderna", Prentice Hall, 4ª edición, pp. 492-496

3. (1992), "Model SR850 Lock-in DSP Amplifier", Stanford Research Systems (SRS), Revision 2.0 (01/2009)
4. Franco, Sergio, (2005), "Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos", pp. 83-85

Capítulo IV

1. (1991), Model SR715 LCR Meters, Stanford Research Systems (SRS), Revision 1.2 (5/92)
2. Hu, Xiaohui y Yang, Wuqiang, (2010) "Planar Capacitive Sensors – Designs and Applications", Sensor Review, Vol. 30 Iss: 1, pp. 24–39
3. Masschelein Kleiner y Liliane, (2004), "Los solventes", Centro Nacional de Conservación y Restauración (CNCR), pp. 25-37