



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Caracterización de un sistema de
medición capacitivo para procesos
físico-químicos y biológicos**

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniero Eléctrico y Electrónico

P R E S E N T A

Javier Ibarra Olvera

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Asur Guadarrama Santana



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2016

Agradecimientos.

Me llega a la mente un sin número de personas a las que me encantaría dedicar un par de líneas, sin embargo, el espacio es limitado por lo que en esta ocasión quiero agradecer a todos aquellos que han sido una pieza fundamental en mi formación personal y profesional.

A mis padres, Javier Ibarra Becerril y Ana Bertha Olvera Flores, pues ellos son mis principales cimientos, quienes sentaron en mí las bases de mi educación y quienes siempre me han apoyado. Doy gracias a la vida por permitirme disfrutar de tan excepcionales personas.

Agradezco a mi hermana, Ana Lilia Ibarra Olvera, que a pesar de nuestras peleas diarias sé que siempre he contado contigo, te quiero.

A Mateo, la alegría de la casa, que con sus travesuras e inocencia es capaz de cambiar cualquier mal día.

Expreso mi gratitud a Juan, Mildred, Aarón, Jarumi, Scarlet, Carlos (oso), Jorge y Aldo, es un honor para mí tenerlos como mis más grandes amigos. No me cabe la menor duda de que siempre estarán incondicionalmente cuando los necesite. Agradezco todas esas experiencias junto a ustedes.

Por ser paciente conmigo, por todos esos grandiosos momentos que hemos vivido, por ese gran apoyo que me has brindado, por siempre comprenderme y en general por ser una persona única; te agradezco infinitamente mi Eli costañita por todo este tiempo.

A los parres, los del depa, los biomédicos y en general a todas las personas de la universidad que hicieron de ésta un lugar más divertido.

Al Dr. Asur Guadarrama Santana por permitirme realizar este proyecto con usted, por la paciencia que me ha tenido en todo este tiempo y por la confianza que ha depositado en mí.

Quiero hacer mención de todo el equipo de operaciones del hospital SEDNA ya que en todo este tiempo dentro de la institución me han enseñado lo mejor de cada uno de ustedes. En especial a Aldo, Rosario, Toño, el señor Gabriel, el Ingeniero Marco, el ingeniero Carlos y el ingeniero Rubén, piezas fundamentales en mi desarrollo profesional.

Agradezco al señor Salvador Rodríguez Lozano por su ayuda en la implementación del circuito impreso para mi proyecto.

A mis sinodales por tomarse el tiempo de evaluar mi trabajo. A la Universidad Nacional Autónoma de México, a la Facultad de Ingeniería y al CCADET por brindarme la oportunidad de pertenecer y formarme académicamente en sus instalaciones.

Contenido.

Agradecimientos	III
Introducción	1
Organización del trabajo	3
Referencias	3
Capítulo 1. Marco teórico	5
1.1 Capacitancia	5
1.1.1 Cálculo de la capacitancia	6
1.2 Procesos físico-químicos	11
1.3 Procesos biológicos	13
1.4 Biosensores	14
1.5 Referencias	16
Capítulo 2. Sensores capacitivos	17
2.1 Principio de funcionamiento de un sensor capacitivo	17
2.2 Tipos de sensores capacitivos	18
2.2.1 Sensor capacitivo para desplazamiento	18
2.2.2 Sensor capacitivo para presión	19
2.2.3 Sensor capacitivo para nivel de líquido	19
2.2.4 Sensor capacitivo para humedad	19
2.2.5 Sensor capacitivo para temperatura	20
2.3 El sensor coplanario	20
2.4 Características del sensor	21
2.4.1 Características estáticas	22
2.4.2 Características dinámicas	23
2.5 Referencias	24

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto	25
3.1 Acondicionamiento electrónico	27
3.1.1 Retardo de fase fija	27
3.1.2 Retardo de fase controlable	31
3.1.3 Control de ganancia	35
3.1.4 Diferencial	38
3.2 Amplificador Lock-in	39
3.3 Análisis y cálculo de componentes electrónicos	41
3.3.1 Cálculos para la subetapa de retardo de fase fija	41
3.3.2 Cálculos para la subetapa de retardo de fase controlable	43
3.3.3 Cálculo para la subetapa de control de ganancia	44
3.3.4 Estandarización del método para diferentes frecuencias de referencia	47
3.3.5 Elección de los capacitores	53
3.4 Referencias	65
Capítulo 4. Desarrollo experimental	67
4.1 Implementación del sistema de medición	67
4.2 Metodología de medición	70
4.3 Referencias	77
Capítulo 5. Resultados experimentales	79
5.1 Caracterización del proceso de evaporación de solventes	79
5.2 Caracterización de tejidos biológicos	81
5.3 Caracterización de un tejido biológico vivo con sangre	82
5.4 Discusión	87
5.5 Conclusiones	88
5.6 Referencias	90

Apéndice A. Conceptos básicos	91
A.1 Ley de Coulomb	91
A.2 Campo eléctrico	91
A.3 Ley de Gauss	92
A.4 Diferencia de potencial	93
A.5 Referencias	95
Apéndice B. Configuraciones por defecto del amplificador Lock-in SR850	97
B.1 Reference Phase	97
B.2 Reference Source	97
B.3 Reference Frequency	97
B.4 Sine Output	97
B.5 Source	97
B.6 Line Notches	98
B.7 Sensitivity	98
B.8 Time Constant	98
B.9 Filter dB/oct	98
B.10 Sample Rate	98
B.11 Scan Length	99
B.12 Format	99
B.13 Display Scale	99
B.14 Referencias	100
Apéndice C. Hoja de especificaciones de los componentes utilizados	101
C.1 Amplificador TL074BC (SMD)	101
C.2 Amplificador de Instrumentación INA114BU (SMD)	103
Apéndice D. II Congreso Multidisciplinario de Ciencias Aplicadas en Latinoamérica	107
Bibliografía	113

Introducción.

Existe una gran variedad de sensores para medir cualquier variable que se nos pueda ocurrir ya sea directa o indirectamente. La importancia de los sensores en diversas áreas como la farmacéutica, la medicina, laboratorios, la industria, etc. juegan un papel muy importante, ya que son de vital importancia en los procesos de medición de parámetros para el control de máquinas (presión, temperatura, etc.), así como mediciones más complejas como porcentaje de humedad en el aire o mediciones de concentración en muestras físico-químicas o biológicas [1].

En los procesos fisicoquímicos se requiere medir variables en un tiempo determinado y muchas veces en condiciones controladas. En el área biológica, los procesos pueden presentarse con alguna respuesta bioeléctrica significativa como consecuencia de algún estímulo externo y para medirla necesitamos un medio con condiciones extremadamente estables y aisladas porque la relación señal a ruido presente es demasiado baja debido a que estos estímulos suelen ser señales ultra pequeñas.

Los procesos, fisicoquímicos y/o biológicos, suelen presentarse en un cierto tiempo por lo que es necesario contar con sistemas de monitorización en tiempo real para tener un control sobre estos y además que cuente con una resolución conveniente para el registro de datos temporales [2].

En este trabajo de tesis nos enfocaremos en cambios de capacitancia (sensor capacitivo) que están asociados con el cambio de la función dieléctrica de algún material bajo prueba, debido a variables fisicoquímicas y biológicas que afectan al material. Estos cambios se pueden sensor por medio de perturbaciones de campo eléctrico debido al material bajo prueba. Sin embargo, dichas perturbaciones suelen presentarse como señales eléctricas muy pequeñas a tal grado que pueden encontrarse inmersas en el ruido presente en el mismo sistema [3]. Es por esta razón que se requiere de un sistema que tenga la capacidad de reducir el ruido base a un nivel mínimo para poder obtener una relación señal a ruido conveniente con el fin de sensor, acondicionar y registrar estas señales de interés para su posterior estudio [2].

El sensor a desarrollar tendrá una forma plana, esto con el fin de poder caracterizar eléctricamente muestras de una forma no destructiva, es decir, sin la necesidad de separar sus componentes y con la ventaja de utilizar solo una pequeña porción de la muestra. Las mediciones con sensores de campo eléctrico han sido estudiadas anteriormente para sensor diferentes variables físicas como la impedancia o la capacitancia. Sin embargo, cuando dichas variables sufren cambios temporales muy pequeños la señal eléctrica derivada es de igual forma muy pequeña, por lo tanto el ruido juega un papel muy importante hasta el grado de impedir el registro de la señal [3]. Es la razón principal por la cual es necesario desarrollar sistemas que reduzcan el ruido hasta el punto en el cual nos permita observar las señales de interés. Este sistema pretende alcanzar

mediciones diferenciales capacitivas del orden de los femtofaradios y con un ruido base de algunas décimas de femtofaradios.

El objetivo de este trabajo es implementar y caracterizar un Sistema de Medición Capacitivo de bajo ruido para registrar cambios de capacitancia temporales de algún proceso fisicoquímico y/o biológico. Para ello es de vital importancia neutralizar las condiciones ambientales a las que se encontrará expuesto nuestro sistema (temperatura, humedad, presión, señales de radiofrecuencia, etc.) ya que no se encontrará aislado; esto lo lograremos poniendo como referencia las condiciones iniciales, esto es, ajustando un nivel de referencia mínimo para que las condiciones ambientales afecten lo menos posible [3].

Para el diseño de nuestro dispositivo se hará uso de la tecnología de montaje superficial ya que obtendremos grandes ventajas como, por ejemplo: la disminución del tamaño del circuito, evitar la perforación masiva de la placa, **menor resistencia e inductancia en las conexiones de los componentes** (lo que trae consigo la disminución de ruido), entre otras.

En el desarrollo del tema nos enfocaremos a caracterizar la respuesta del sistema con los resultados obtenidos por lo que no se abarcará a fondo en la investigación de los procesos físico-químicos y/o biológicos.

Organización del trabajo.

El primer capítulo titulado “Marco teórico” trata sobre las principales bases y conceptos esenciales que ayudarán a comprender de mejor manera el desarrollo de este trabajo de tesis.

El segundo capítulo nos muestra, a grandes rasgos, un panorama de los diferentes tipos de sensores que existen con el principio de la capacitancia así como las variables que miden, su principio de funcionamiento y las características generales (estáticas y dinámicas) de dichos sensores.

El tercero y más importante, tiene como propósito mostrar el diseño del sistema de medición capacitivo propuesto. Muestra cada una de las etapas así como su análisis eléctrico de cada una de ellas, posteriormente muestra los cálculos para la elección de los componentes electrónicos y la estandarización de un método de cálculo para diferentes frecuencias.

El cuarto capítulo describe el desarrollo físico del dispositivo y el modo de uso del mismo con una serie de pasos para la correcta medición de sustancias.

El quinto capítulo contiene los resultados obtenidos con el dispositivo implementado mostrando algunas gráficas resultado de las mediciones con solventes y tejido biológico vivo y muerto.

Referencias.

1. Duelelin, Ernest O. (1983), "Measurement Systems: Applications and Design", Mc Graw Hill, 3a edición.
2. Gonzales, Humberto, "Transductores Capacitivos", Clase 10 – Ingeniería Biomédica.
3. Guadarrama Santana, Asur y Ibarra Olvera, Javier, (2014), "Desarrollo y Caracterización de un Instrumento de Bajo Ruido basado en Sensores Capacitivos Coplanares", II Congreso Multidisciplinario de Ciencias Aplicadas en Latinoamérica.

Capítulo 1

Marco teórico.

En este primer capítulo se dará una explicación general de los conceptos básicos necesarios para entender el dispositivo a base de sensores capacitivos coplanarios tipo peine. De la misma manera se realizarán algunos procedimientos matemáticos para la obtención de ecuaciones clave. Todo esto basado en el comportamiento de un capacitor que es la parte principal de nuestro sensor.

Por otro lado, se dará una breve explicación acerca de los procesos tanto físico-químicos como biológicos, aunque como se mencionó anteriormente no es el objetivo principal profundizar en los procesos mencionados, el objetivo está orientado a la obtención de resultados caracterizables.

1.1 Capacitancia.

Para un capacitor en particular, la razón entre la carga de cada conductor y la diferencia de potencial entre los conductores es una constante llamada capacitancia y depende de las dimensiones y las formas de los conductores y del material aislante entre dichos conductores (si existe tal). Dicha capacitancia aumenta cuando está presente un aislante (dieléctrico) y sucede así porque en el interior del material aislante ocurre una redistribución de la carga, llamada polarización [1].

La energía almacenada en un capacitor con carga, guarda relación con el campo eléctrico en el espacio entre los conductores.

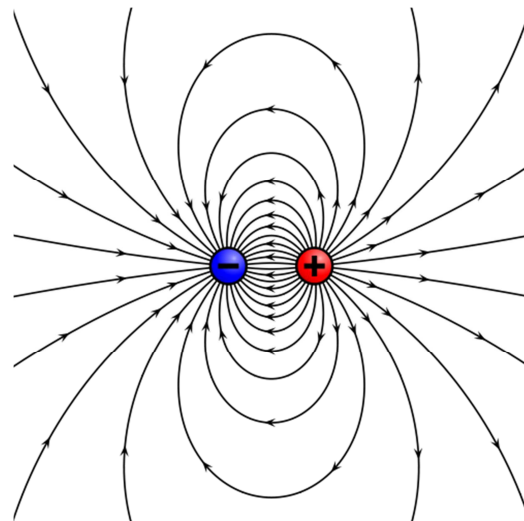


Figura 1.1 Dos conductores aislados uno del otro forman un capacitor.

Capítulo 1. Marco teórico

En la mayoría de las aplicaciones, cada conductor tiene inicialmente una carga neta igual a cero, y los electrones son transferidos de un conductor a otro; acción a la cual se le denomina “cargar el capacitor”. Entonces, los dos capacitores tienen cargas de igual magnitud pero con signo contrario y la carga neta del capacitor en su conjunto permanece siendo cero. En términos más científicos quiere decir que una carga Q está almacenada en el capacitor, esto es, que el conductor con mayor potencial tiene una carga $+Q$ y el conductor con menor potencial tiene una carga $-Q$ esto es por el intercambio de electrones entre los conductores [2][1].

En la figura 1.1 se puede apreciar un ejemplo general de lo que es un capacitor, la esfera roja con carga $+Q$ y la azul con carga $-Q$; las líneas de campo eléctrico viajan de positivo a negativo.

Una manera de cargar un capacitor es conectar una batería entre las terminales de cada conductor y posteriormente desconectar la batería. Esto genera una “diferencia de potencial” fija V_{ab} entre los conductores que es igual a la diferencia de potencial nominal de la batería (suponiendo que ésta es nueva) [2].

Sabemos que la diferencia de potencial V_{ab} entre los conductores es proporcional a la carga Q . Si se duplica la magnitud de la carga en cada conductor. También se duplican la densidad de carga en cada conductor y el campo eléctrico en cada punto, al igual que la diferencia de potencial entre los conductores; sin embargo, la razón entre la carga y la diferencia de potencial no cambia. A esta razón se le denomina “capacitancia” C del capacitor [1].

$$C = \frac{Q}{V_{ab}} \dots (1)$$

La unidad del SI para la capacitancia es el “farad” [F] en honor al físico inglés Michael Faraday.

$$1[F] = 1 \left[\frac{C}{V} \right] = 1 \frac{\text{coulomb}}{\text{volt}}$$

Cuanto mayor sea la capacitancia mayor será la carga en el conductor de cierta diferencia de potencial y , por lo tanto, mayor será la cantidad de energía almacenada. *Capacitancia es una medida de la cantidad de carga eléctrica almacenada para una diferencia de potencial eléctrico dada* [2].

1.1.1 Cálculo de la capacitancia.

Encontrando la diferencia de potencial V_{ab} entre los conductores para una magnitud de carga Q y aplicando la ecuación (1) es posible calcular la capacitancia C .

La forma más simple de un capacitor consiste en dos placas planas y paralelas cada una con área A y separadas a una distancia d . Cuando las placas están cargadas eléctricamente el campo eléctrico está casi completamente ubicado entre dichas placas [1].

Se puede observar en la figura 1.1.1 que cuando la separación de las placas es pequeña en comparación con el tamaño de las mismas, el campo eléctrico en los bordes es despreciable.

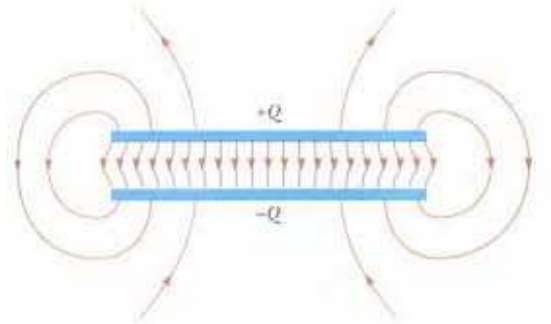


Figura 1.1.1 Campo eléctrico entre un par de placas

Procederemos a calcular el campo eléctrico entre dos placas conductoras paralelas y con cargas opuestas. De la figura 1.1.1 podemos observar que una pequeña carga reside en las superficies exteriores de las placas, sin embargo, como se dijo anteriormente el campo eléctrico es despreciable por lo que se puede suponer que en la región entre ambas placas el campo eléctrico es uniforme como se ilustra en la figura 1.1.2 (a).

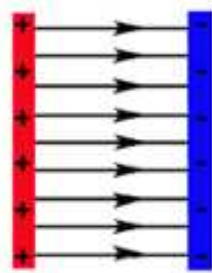


Figura 1.1.2 (a) Modelo idealizado del campo eléctrico entre placas

Una vez teniendo este modelo podemos obtener el campo eléctrico apoyándonos de **La Ley de Gauss** que nos dice que “El flujo eléctrico total a través de una superficie cerrada es igual a la carga eléctrica total (neta) dentro de la superficie, dividida entre ϵ_0 ” [2].

$$\oint_{E} \vec{ds} = \frac{Q_{ne}}{\epsilon_0} \longrightarrow \text{Ley de Gauss}$$

Trazaremos nuestra superficie gaussiana en el esquema de la figura 1.1.2 (a) quedando de la siguiente manera:

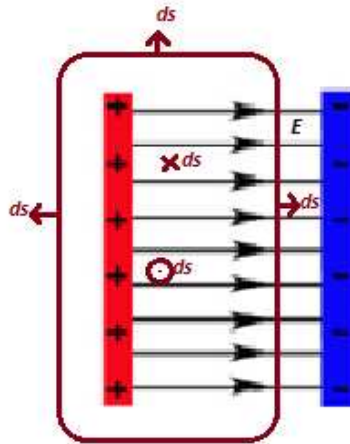


Figura 1.1.2 (b) Superficie gaussiana trazada sobre modelo idealizado donde ds son las distintas diferenciales de superficie para todas las caras de dicha superficie gaussiana.

En la superficie gaussiana trazada (en color marrón) se puede observar también los vectores diferenciales de superficie (ds). Se obtiene la siguiente ecuación utilizando la Ley de Gauss:

$$\int_{C_{izq}} \vec{E} \cdot \vec{ds} + \int_{C_{der}} \vec{E} \cdot \vec{ds} + \int_{C_{post}} \vec{E} \cdot \vec{ds} + \int_{C_{ant}} \vec{E} \cdot \vec{ds} + \int_{C_{sup}} \vec{E} \cdot \vec{ds} + \int_{C_{inf}} \vec{E} \cdot \vec{ds} = \frac{Q_{ne}}{\epsilon_0} \dots (1.1)$$

Dónde: Cizq es la cara izquierda; Cder es la cara derecha; Cpost es la cara posterior; Cant es la cara anterior; Csup es la cara superior; Csup es la cara superior y Cinf es la cara inferior.

Solo subsistirá la diferencial de superficie que es paralela al campo eléctrico (E) que tiene la misma dirección a éste ya que: la diferencial de la cara izquierda no hace un ángulo con el campo ya que no hay líneas de campo; la diferencial de la cara posterior, anterior, superior e inferior hacen un ángulo de 90° con las líneas de campo y al realizar el producto punto entre el vector campo eléctrico y el vector diferencial de superficie dan como resultado 0.

La ecuación (1.1) se resume a la siguiente expresión:

$$\int_{C_{der}} \vec{E} \cdot \vec{ds} = \frac{Q_{ne}}{\epsilon_0} \dots (1.2)$$

Esto debido a que el ángulo que forman los vectores campo eléctrico y diferencial de superficie es 0 y el producto punto que resulta es un escalar resultante de la multiplicación de la magnitud del vector " \vec{E} " y " \vec{ds} ". Esto es:

$$\int_{C_{der}} E \cdot ds = \frac{Q_{ne}}{\epsilon_0} \dots (1.3)$$

Resolviendo la integral:

$$E \cdot A = \frac{Q_{ne}}{\epsilon_0} \dots (1.4)$$

Despejando E de la ecuación (1.3):

$$E = \frac{Q_{ne}}{A\epsilon_0} \dots (1.5)$$

Donde:

E = Campo eléctrico entre las placas.

Q_{ne} = Carga neta encerrada en la superficie gaussiana.

A = Área de las placas.

ϵ_0 = Permitividad eléctrica en el vacío.

Procederemos a encontrar el potencial eléctrico entre dos placas utilizando el modelo idealizado como el de la figura 1.1.2 (a) donde el campo eléctrico es uniforme y con magnitud E y se quiere calcular la diferencia de potencial entre el punto "a" y el punto "b" como se muestra en la figura siguiente:

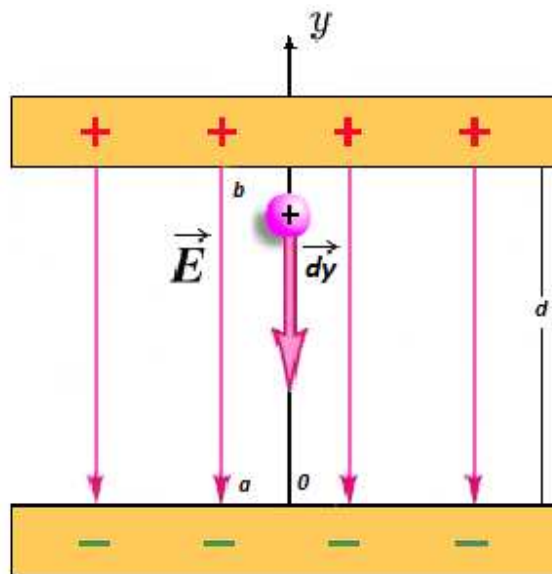


Figura 1.1.3 Campo uniforme entre placas con carga puntual moviéndose en dirección del campo

Partimos de la siguiente expresión que sirve para calcular la diferencia de potencial entre dos puntos:

$$V_{ab} = - \int_b^a \vec{E} \cdot d\vec{l} \dots (1.6)$$

Capítulo 1. Marco teórico

Tomando como referencia que el eje “y” tiene su origen en la placa inferior y crece de abajo hacia arriba sustituimos los valores del dibujo en la ecuación (1.6):

$$V_{ab} = - \int_b^a -E(\hat{j}) \cdot -dy(\hat{j}) \dots (1.7)$$

Realizando el producto punto entre los vectores obtenemos:

$$V_{ab} = - \int_b^a E dy \dots (1.8)$$

Resolviendo la integral:

$$V_{ab} = -E(Y_a - Y_b) \dots (1.9a)$$

$$V_{ab} = E(Y_b - Y_a) \dots (1.9b)$$

De la figura (1.1.3) se observa que:

$$Y_a = 0$$

$$Y_b = d$$

Por lo que sustituyendo en (1.9b) obtenemos la siguiente expresión.

$$V_{ab} = Ed \dots (1.10)$$

Donde:

V_{ab} = Diferencia de potencial entre placas.

E = Campo eléctrico entre placas.

d = Distancia entre placas.

Finalmente sustituyendo las ecuaciones (1.5) y (1.10) en (1) obtenemos la expresión siguiente:

$$C = \frac{Q}{V_{ab}} = \epsilon_0 \frac{AE}{Ed}$$

$$C = \epsilon_0 \frac{A}{d} \dots (1.11)$$

Expresión para obtener la capacitancia de un capacitor de placas paralelas con vacío. La capacitancia sólo depende de la geometría del capacitor; es directamente proporcional al área A de cada placa e inversamente proporcional a su separación d. Las cantidades A y d son constantes para un capacitor dado, y ϵ_0 es una constante universal. Así con vacío la capacitancia C es una constante independiente de la carga en el capacitor o de la diferencia de potencial entre las placas [1].

1.2 Procesos físico-químicos.

La materia presenta cambios de manera continua, el movimiento es constante en la naturaleza y lo podemos apreciar a nuestro alrededor como en el crecimiento de las plantas o la lluvia. Estos cambios se pueden clasificar como procesos ya sean físicos o químicos [3].

Para poder definir este concepto (proceso físico-químico) comenzaremos por definir propiamente lo que es un proceso físico y un proceso químico.

Proceso Físico.

Son los cambios que se presentan en la materia sin alterar su constitución, es decir, que no forman nuevas sustancias y, por lo tanto, no pierden sus propiedades, solamente cambian de estado de agregación, es decir son aquellos cambios reversibles [3]; por ejemplo, el paso de la corriente eléctrica por un alambre, el estiramiento de una goma elástica, la solidificación o evaporación del agua, etc.



Figura 1.2.1 En un cambio Físico la sustancia inicial es la misma que la sustancia final.

Proceso Químico.

Son los cambios que presentan las sustancias cuando, al reaccionar unas con otras, pierden sus características originales y dan lugar a otra sustancia, con propiedades diferentes y por lo tanto son cambios irreversibles [3]. Como ejemplos de este proceso tenemos la combustión de materiales como el papel, una cerilla o el gas butano; la oxidación de un clavo; el efecto que produce un clavo sobre un metal; la reacción de una sustancia con otra, como el oxígeno con el hidrógeno para formar agua, o el del sodio con el cloro para formar cloruro de sodio.

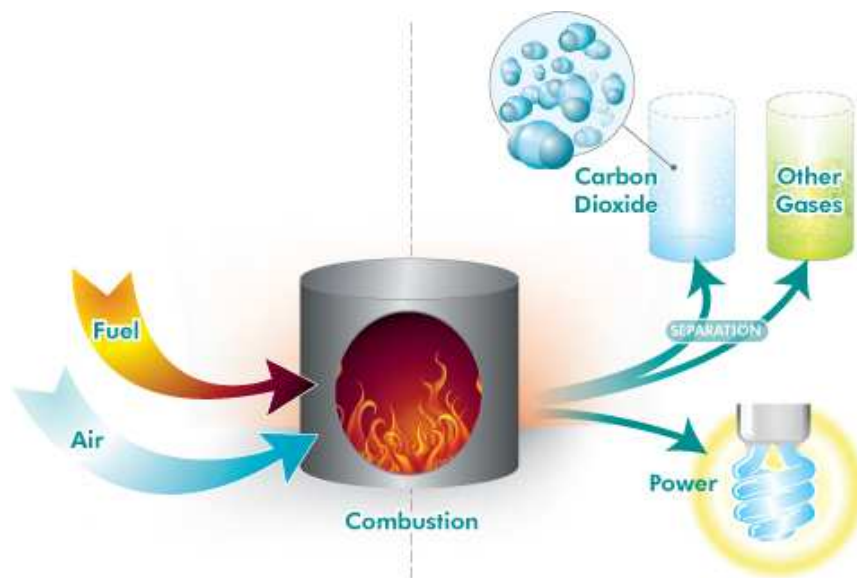


Figura 1.2.2 Proceso irreversible de la combustión.

Proceso Físico-Químico.

Podemos así definir un proceso físico-químico como las reacciones físicas que intervienen en la formación de los cambios en la estructura de los átomos y las moléculas y sus interacciones [3].

En sí, la mayoría de los fenómenos se puede catalogar como un proceso físico-químico dependiendo del punto de vista con que éste se ve ya que existen procesos que no pueden ser explicados por la Física o la Química independientemente.

1.3 Procesos biológicos.

Un proceso biológico se puede definir como todo cambio que altera la vida, los ecosistemas, las dependencias biológicas etc.

En otras palabras, un proceso biológico es un proceso de un ser vivo, consiste en algún número de reacciones químicas u otros eventos que resultan en una transformación. Algunos ejemplos que podemos mencionar son la fecundación, la polinización, la digestión, la cicatrización (figura 1.3.1), la evolución, crecimiento celular, etc.

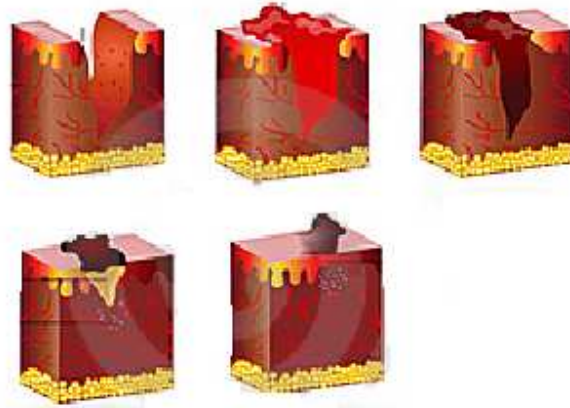


Figura 1.3.1 Proceso de cicatrización de la piel.

En algunos casos, la mutación puede llevar a interrupciones de un proceso biológico. Los virus tienen un conjunto de procesos biológicos por los que se reproducen [6].

Algunas de las características de estos procesos son:

- Cambios de fisiología.
- Posibles cambios de energía.
- Cambios fisiológicos irreversibles.

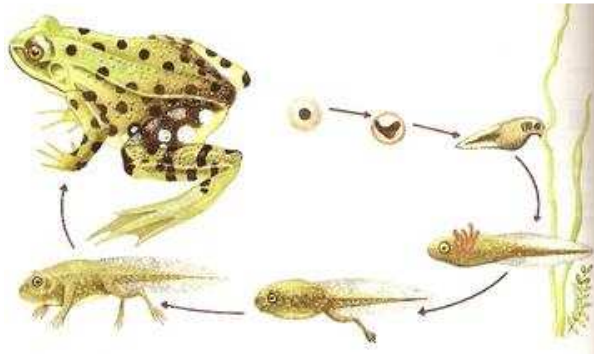


Figura 1.3.2 Proceso de crecimiento de un anfibio (metamorfosis).

1.4 Biosensores.

Se define como una herramienta o un sistema analítico compuesto. El sistema de reconocimiento biológico, también llamado bioreceptor o receptor, debe inmovilizarse sobre la superficie de un dispositivo denominado transductor que permita convertir la velocidad bioquímica que se produce en el proceso de reconocimiento biológico en una señal eléctrica que posteriormente es amplificada, procesada y convertida a la forma deseada [5].

Combinan una membrana semipermeable sobre la que se coloca un material biológico sensible, y un elemento sensor que convierte en una señal eléctrica la reacción de reconocimiento que tiene lugar en la membrana al ponerla en contacto con una muestra que tiene la sustancia a analizar (analito). La membrana semipermeable separa la sustancia a detectar de otras presentes en la muestra a las que también es sensible el material biológico (que puede ser enzimas o anticuerpos). La respuesta se detecta mediante un elemento sensor que puede ser electroquímico, térmico, óptico o piezoeléctrico [5].

Tienen una vida útil limitada debido al material biológico, si el material biológico es una enzima, le afectan mucho las características químicas ambientales (el pH principalmente). Si se mide dentro de un ser humano, el material biológico debe ser biocompatible con la persona. Por otro lado, tienen muy alta sensibilidad y requieren de poca cantidad de analito para las mediciones a realizar.

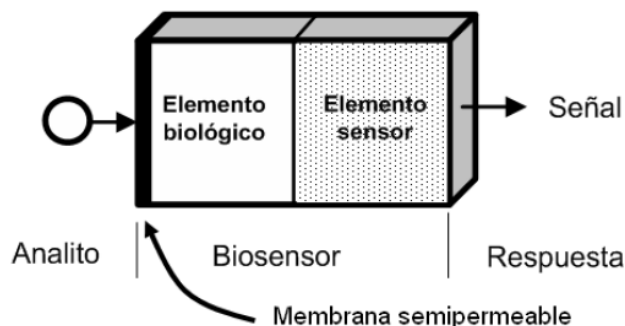


Figura 1.4.1 Diagrama general de un Biosensor.

En la figura 1.4.1 observamos que lo que conforma el biosensor es un elemento biológico y un elemento sensor. El elemento sensor puede estar formado por enzimas o anticuerpos, dependiendo del analito a medir y el elemento sensor, según el tipo de respuesta físico-química a medir, pueden ser electroquímicos, térmicos, ópticos o piezoeléctricos. En este trabajo nos enfocaremos en explicar muy brevemente los tipos de elementos sensores.

- a) Electroquímicos. En muchas reacciones químicas se producen o consumen iones o electrones lo que producen cambios en las propiedades eléctricas de la sustancia. Según el parámetro de medida, estos pueden ser potenciométricos, amperimétricos (los más utilizados) y conductimétricos. Un ejemplo de éste tipo de sensores son los de detección de glucosa la cual se determina por el oxígeno consumido o el agua oxigenada formada en la reacción de oxidación de la glucosa catalizada mediante la enzima Glucosa Oxidasa, “a mayor cantidad de glucosa, mayor consumo de oxígeno (menor detección) y mayor

producción de agua oxigenada” por lo que el elemento sensor asociado es una celda de oxígeno.

- b) **Térmicos.** Cuando el analito entra en contacto con la enzima se produce una reacción térmica que se calibra con relación en la concentración del analito mediante un sensor de temperatura. EL sistema se recubre de un aislante para reducir las pérdidas de calor como se muestra en la figura 1.4.2.

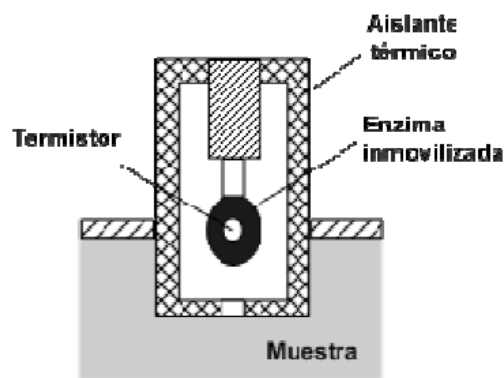


Figura 1.4.2 Biosensor térmico.

- c) **Ópticos.** Están basados en la interacción electromagnética con la materia que dan lugar a las variaciones de la intensidad, polarización o velocidad de la luz en el medio.
- d) **Piezoeléctricos.** Formados por un sensor de onda acústica acoplado a un anticuerpo. Cuando el analito se une a la membrana, su masa cambia y por lo tanto disminuye su frecuencia de resonancia.

Dichos Biosensores tienen aplicaciones médicas (medición de niveles de glucosa, colesterol, CO₂ en sangre, control de drogas y alcohol, producción de anticuerpos), industriales (farmacéutica), medida del tiempo de almacenamiento, deterioro y contaminación de alimentos, etc [5].

1.5 Referencias.

1. Zemansky, Sears, "Física Universitaria con Física Moderna", Pearson, 10ª edición.
2. Alvarenga, Beatriz y Máximo, António, "Física General con Experimentos Sencillos", Harla, 3ª edición.
3. Ander, Paul y Soninessa, Anthony J, (1973), "Principios de Química, Introducción a los Conceptos Teóricos", Limusa, 1ª edición.
4. https://en.wikipedia.org/wiki/Small_Outline_Integrated_Circuit
5. Duelelin, Ernest O. (1983), "Measurement Systems: Applications and Design", Mc Graw Hill, 3ª edición.

Capítulo 2

Sensores capacitivos.

Se puede definir como sensor al dispositivo encargado de convertir una señal física (mecánica, óptica, de presión, de temperatura, etc.) en una señal del tipo eléctrico.

A diferencia del sensor, el transductor es el dispositivo que transforma una señal física en otra señal del tipo físico, no necesariamente en una señal eléctrica [3].

Existen varios tipos de sensores como pueden ser de presión (piezoeléctricos, membranas), de posición (potenciómetros), de temperatura (termopar, termistor), de luz (fotodiodo, fotorresistencia, fototransistor), etc.

2.1 Principio de funcionamiento de un sensor capacitivo.

Un capacitor es un dispositivo eléctrico que está formado por dos conductores separados por un material aislante llamado dieléctrico y se caracterizan por almacenar cargas cuando se aplica una tensión entre los dos conductores, la relación entre la cantidad de cargas almacenadas y la tensión aplicada recibe el nombre de capacitancia. El valor de la capacitancia depende de la geometría de los conductores, las características del material dieléctrico y la distancia entre cada conductor [4].

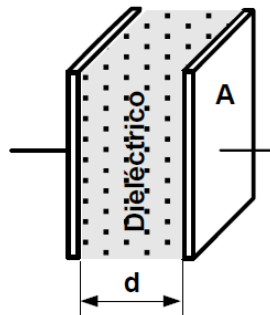


Figura 2.1.1 Capacitor de placas paralelas

Para el cálculo de la capacitancia de la figura 2.1.1 tenemos que:

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \dots\dots(2.1.1)$$

Donde:

C = Capacitancia
 ϵ = Permitividad
d = Distancia.

Capítulo 2. Sensores capacitivos

Para un sensor capacitivo básicamente consiste en la detección del cambio de capacitancia, estos cambios se dan si se varía alguna de las tres componentes de la ecuación (2.1.1).

Sabemos que:

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \dots (2.1.2)$$

Siendo:

ϵ_0 = Permitividad del vacío.

ϵ_r = Permitividad del aislante.

Si variamos el material dieléctrico, variamos ϵ_r , por lo tanto la capacitancia será distinta. Si el mismo material dieléctrico se ve afectado por estímulos físicos, químicos o biológicos, la permitividad ϵ_r puede verse afectada, y por lo tanto la capacitancia también [4].

El desplazamiento por vibraciones y expansiones en el material dieléctrico (por cualquier causa física o química) o si la estructura del material es elástica, entonces el desplazamiento es proporcional a la fuerza aplicada en algún electrodo (tomando en cuenta que desplazamiento=fuerza aplicada * constante elástica k) y a la presión. De esta manera la variable que cambia sería la distancia [4].

Es posible cambiar la estructura del sensor capacitivo o desplazar alguno de los conductores, de esta manera cambiará el área de las placas obteniendo una capacitancia diferente

2.2 Tipos de sensores capacitivos.

Existe una gran variedad sensores capacitivos, que sirven para medir diferentes variables físicas como son presión, temperatura, desplazamiento, humedad, nivel de líquidos, etc.

En este apartado mencionaremos algunos tipos de sensores capacitivos así como su principio de operación.

2.2.1 Sensor capacitivo para desplazamiento.

El dispositivo consiste de dos placas paralelas y fijas con un dieléctrico móvil o un dieléctrico fijo con una placa móvil. El desplazamiento de alguno de estos casos provocará un cambio en la capacitancia [4].

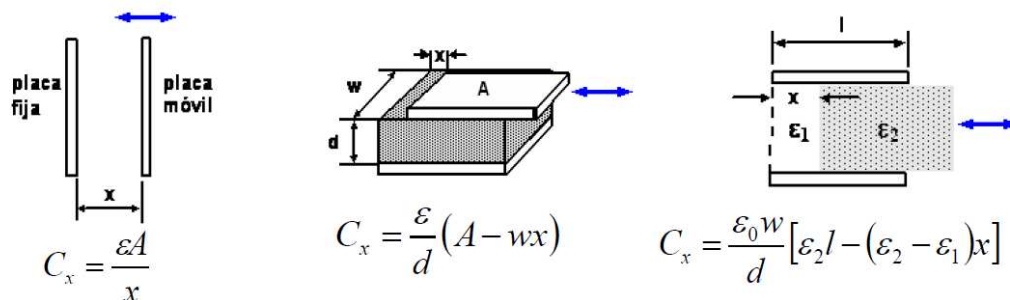


Figura 2.2.1 Ejemplos de sensor de desplazamiento.

Capítulo 2. Sensores capacitivos

2.2.2 Sensor capacitivo para presión.

Un diafragma aislado es unido a una placa fija para formar una cámara (un capacitor). La cámara puede estar o no sellada herméticamente, dependiendo de la presión que se desee obtener ya sea absoluta (si está sellada) o relativa (abierta a la atmosfera). La desviación del diafragma en respuesta al cambio de presión es medida por el cambio de la capacitancia [1].

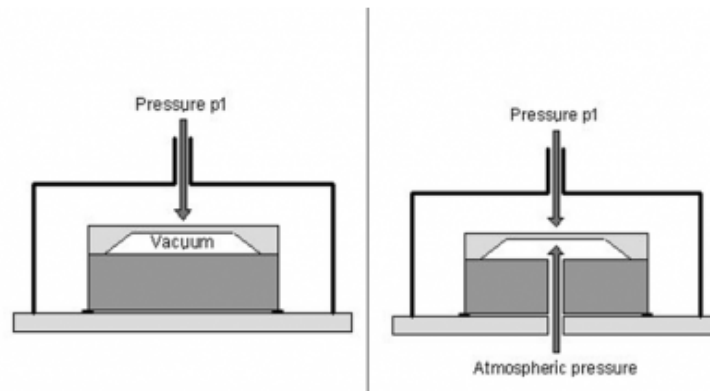


Figura 2.2.2 Principio de funcionamiento de un sensor capacitivo a) sellado; b) abierto a la atmósfera

2.2.3 Sensor capacitivo para nivel de líquido.

Un capacitor formado por un par de electrodos está parcialmente inmerso en un líquido que tiene una constante dieléctrica diferente a la del aire. Cuando el nivel del líquido cambia, la capacitancia del capacitor también se ve alterada [1] [4].

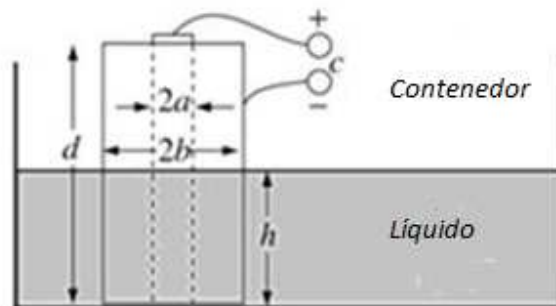


Figura 2.2.3 Esquema de un sensor capacitivo de nivel de líquido

2.2.4 Sensor capacitivo para humedad.

El sensor es formado por una película higroscópica dieléctrica ubicada entre dos electrodos o placas. Uno de los electrodos es de un material poroso, tiene el propósito de dejar un camino fácil para que el vapor de agua trasmite hacia la película higroscópica. Cuando la humedad en el ambiente cambia en su concentración, la constante dieléctrica en la película cambiará, modificando así la capacitancia del sensor [1].

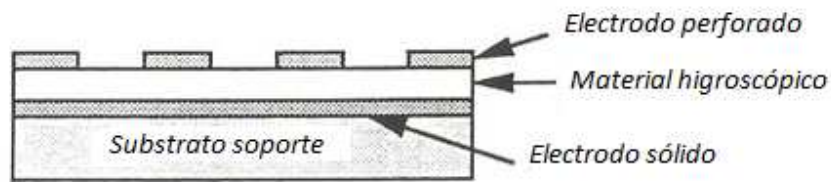


Figura 2.2.4 Configuración de un sensor capacitivo de humedad

2.2.5 Sensor capacitivo para temperatura.

La constante dieléctrica de ciertos materiales cambia cuando la temperatura en el ambiente también cambia para un sensor capacitivo de temperatura, esto es primordial, ya que si contiene uno de estos materiales como aislante, tendremos diferentes capacitancias con diferentes temperaturas al rededor del mismo [1].

2.3 El sensor coplanario.

El principio de este sensor está basado en un sensor capacitivo plano. Al igual que un sensor capacitivo convencional, donde las placas son planas y paralelas entre sí, detecta los cambios de capacitancia debido al cambio de material dieléctrico, distancia entre placas o cambio de posición del dieléctrico. La principal diferencia entre estos dos sensores (plano y convencional) es la distribución del flujo eléctrico y la ecuación relacionada [2].

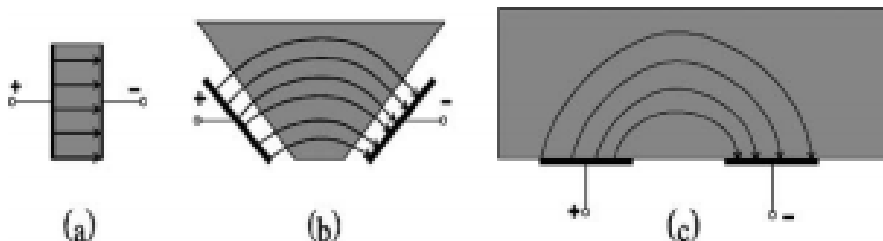


Figura 2.3.1 (a) Condensador de placas paralelas, (b) Condensador de placas parcialmente abiertas, (c) Condensador plano

En la figura 2.3.1 podemos visualizar la distribución de las líneas de flujo eléctrico en función de la posición de los electrodos. Las líneas de campo eléctrico tienden a fluir del potencial mayor al potencial menor [2].

Un sensor capacitivo tipo peine, mejor conocido como coplanario, es un capacitor coplanar con diferente geometría de sus electrodos. Es llamado tipo peine porque sus electrodos tienen la forma de peines intercalados [3].

Este sensor se basa en la medición directa de las propiedades dieléctricas del material bajo prueba, ya que al colocar un material cualquiera sobre la superficie del sensor, al perturbar las líneas de campo eléctrico, la constante dieléctrica cambiará y por lo tanto la capacitancia.

Capítulo 2. Sensores capacitivos

En la figura 2.3.2 podemos observar la representación gráfica de un capacitor tipo peine y la representación del comportamiento de las líneas de campo eléctrico, se observa un campo eléctrico más controlado y una mayor área sensitiva.

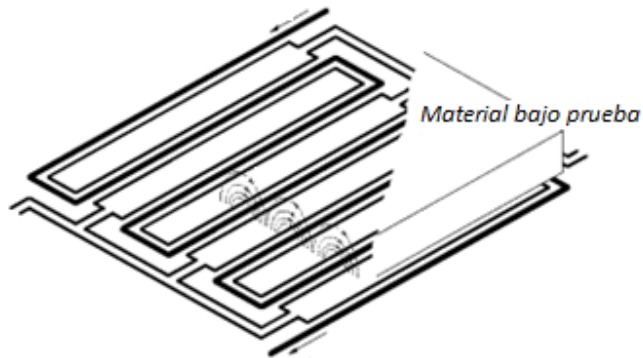


Figura 2.3.2 Representación gráfica de un sensor tipo peine.

La rama de la bioingeniería y la farmacéutica son algunas de las industrias que más le dan uso a esta configuración. Investigaciones han demostrado que la permitividad dieléctrica, espesor de la película, la anchura de los electrodos, la separación del electrodo y profundidad de penetración se encuentran entre los parámetros necesarios a considerar para el diseño del capacitor coplanario [1] [2].

Para el diseño de nuestro sensor se consideraron todos los parámetros anteriores que se explicarán en el apartado de diseño.

2.4 Características del sensor.

Todo sensor de cualquier tipo cuenta con características intrínsecas propias de los materiales con que fueron construidos.

El sensor ideal sería aquel en que la magnitud de entrada fuera proporcional a la magnitud de salida y de respuesta instantánea. Sin embargo, esto no ocurre, las características de un sensor varían dependiendo del estímulo externo por lo que nunca es del todo lineal, tiene un rango limitado de validez y suele ser afectada por perturbaciones del exterior y tienen un cierto retardo en la respuesta [3].

Las características de los sensores se pueden agrupar en dos grandes bloques:

1. **Las características estáticas:** Describen la actuación del sensor en régimen permanente (una vez que pasa el régimen transitorio). Se puede ver en la figura 2.4.1 que una vez que amortigua la señal de oscilación viene una señal constante, es en ese momento cuando actúan las características estáticas de un sensor.
2. **Las características dinámicas:** Describen el comportamiento del sensor en régimen transitorio, es decir, es la respuesta de los sensores a un cambio brusco en su entrada y estas características se presentan en los sensores que cuentan con elementos que almacenan energía (condensadores, inductancias, resortes, etc.).

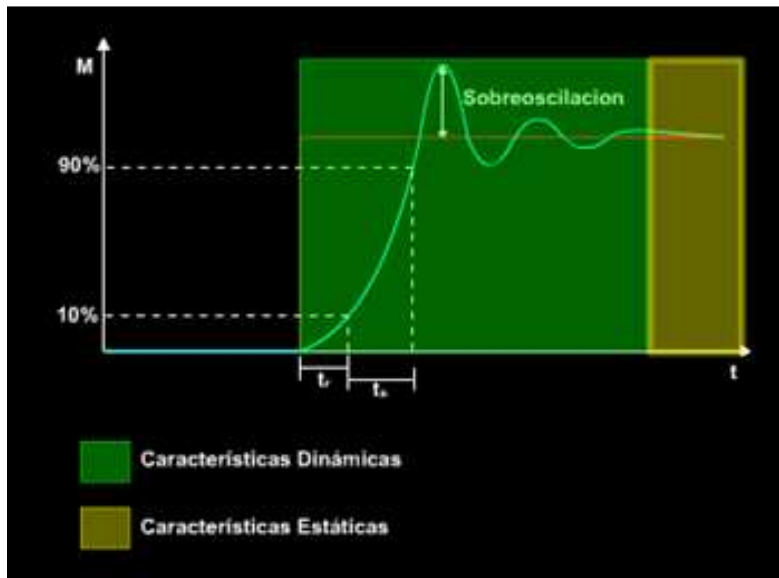


Figura 2.4.1 Respuesta de un sensor a una función escalón.

2.4.1 Características estáticas.

a) Resolución.

Es el incremento más pequeño que permite diferenciar una medida de otra. Expresa la posibilidad de discriminar entre valores e indica que variación de la señal de entrada produce una variación detectable en la señal de salida.

b) Precisión.

Define la variación máxima entre la salida real obtenida y la salida teórica dada como patrón para el sensor.

c) Repetibilidad.

Especifica la habilidad del instrumento para entregar la misma lectura en aplicaciones repetidas del mismo valor de la variable medida estando el instrumento en condiciones ambientales idénticas.

d) Linealidad.

Un sensor es lineal si existe una constante de proporcionalidad única que relaciona los incrementos de la señal de salida con los respectivos incrementos de la señal de entrada en todo el rango de medida, es decir, expresa el grado de coincidencia entre una curva de resultados y una línea recta determinada con una pendiente conocida [3].

En la figura 2.4.2 se muestra la representación gráfica de una curva cuasilineal comparada con una idealmente lineal.

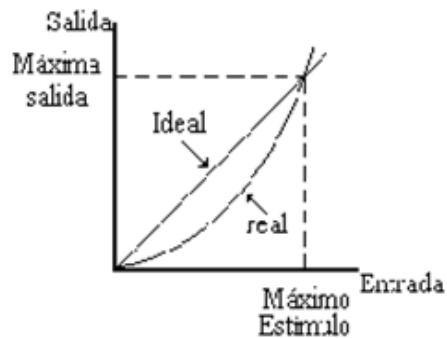


Figura 2.4.2 Representación de linealidad.

e) Sensibilidad.

Describe el mínimo cambio que el sensor puede detectar. Cuanto mayor sea la variación de la señal de salida producida por una variación de en la señal de entrada, el sensor es más sensible.

f) Ruido.

Cualquier perturbación aleatoria del propio sistema de medida que afecta la señal que se quiere medir.

2.4.2 Características dinámicas.

a) Velocidad de respuesta.

Mide la capacidad del sensor para que la señal de salida siga sin retraso las variaciones de la señal de entrada.

La medición puede implicar una demora debida a un fenómeno de equilibrio, transporte, almacenamiento de energía, etc.

b) Respuesta en frecuencia.

Mide la capacidad del sensor para seguir las variaciones de la señal de entrada a medida que aumenta la frecuencia, generalmente los sensores convencionales presentan una respuesta del tipo pasabajos.

c) Estabilidad.

Indica la desviación de la salida del sensor con respecto al valor teórico o al valor que se obtiene en un proceso de repetitibilidad solo que en este caso es al variar parámetros exteriores distintos al que se quiere medir (condiciones ambientales, alimentación, etc.).

2.5 Referencias.

1. Duelelin, Ernest O. (1983), "Measurement Systems: Applications and Design", Mc Graw Hill, 3a edición.
2. Mamishev, Alexander V., Sundara-Rajan, Kishore, Du, Yanqing and Zahn, Markus, (May, 2004), "Interdigital Sensors and Transducers", Proceedings of the IEEE, Vol. 92, No. 5.
3. Gonzales, Humberto, "Transductores Capacitivos", Clase 10 – Ingeniería Biomédica.
4. Mandado Pérez, Enrique y Murillo Roldan, Antonio, "Sensores Capacitivos", E.T.S. de Ingenieros de Telecomunicación de Vigo, Departamento de Ingeniería Electrónica.

Capítulo 3

Sistema de medición propuesto.

El sistema de medición que se propone (figura 3.1) presenta como base de operación un sensor capacitivo tipo peine y un capacitor llamado capacitor de compensación o de referencia el cual es similar al sensor capacitivo. Ambos capacitores son excitados con una señal senoidal a cierta amplitud y frecuencia determinadas. La tensión de salida de dichos capacitores, que idealmente deben ser la misma en amplitud, fase y frecuencia, ingresan a una **etapa diferencial**, ésta se encarga de restar las dos tensiones obteniendo en teoría una tensión igual a cero o mínimo valor de referencia.

Lo anterior tiene como propósito que al colocar una muestra sobre nuestro sensor capacitivo haya perturbaciones de campo eléctrico, las cuales provocarán un cambio en su capacitancia y por lo tanto la tensión de salida sea diferente a la del capacitor de referencia o de compensación. Al ingresar a la *etapa diferencial* dichas tensiones, obtendremos una tensión diferente de cero debida a la muestra, es a partir de esta tensión que determinaremos la capacitancia de la muestra bajo prueba.

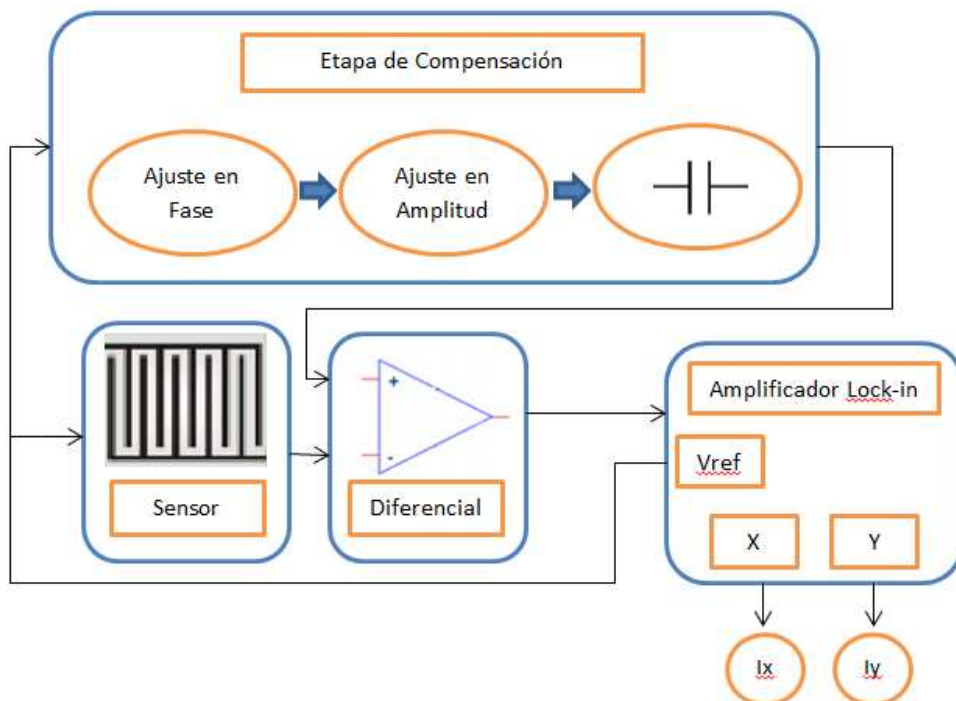


Figura 3.1 Diagrama a bloques del sistema de medición capacitivo.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Cuando no es colocada una muestra sobre el sensor capacitivo, las tensiones de salida tanto del sensor como del capacitor de referencia deberían ser iguales. Esto no sucede debido a que nuestras condiciones normales de operación no son ideales y mucho menos en los niveles extremadamente pequeños a los que trabajaremos (hablamos de obtener bio-señales) por lo que habrá una pequeña diferencia de inicio aclarando nuevamente que esa pequeña diferencia, para nuestro objetivo, sería abismal. Para corregir lo mayormente posible esta diferencia y poder estar lo más cerca posible del cero absoluto se agrega una **“etapa de acondicionamiento”** la cual tiene como propósito manipular la señal de entrada al capacitor de compensación en fase y amplitud con el fin de que a la salida de éste, dicha señal sea lo más parecida posible a la obtenida por el sensor capacitivo. A este proceso le llamaremos **“ajuste de mínimo voltaje de cero”** [1].

La señal que es obtenida de la etapa diferencial ingresa a la **“etapa lock-in”** la cual tiene como propósito extraer señales extremadamente pequeñas en donde comúnmente el ruido es mayor que la señal de interés. Esta señal puede ser visualizada ya sea en corriente o voltaje, cada una en su forma real y compleja, este rubro es muy importante ya que para este trabajo de tesis la parte imaginaria de la corriente es esencial. Es a partir de este dato y con una expresión matemática que se explicara más adelante que obtendremos la capacitancia del material a analizar [3].

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

3.1 Acondicionamiento electrónico.

Si bien la sección anterior tiene como propósito explicar a grandes rasgos el propósito de este trabajo de tesis. Este apartado tiene la finalidad de mostrar a detalle el desarrollo de la etapa de acondicionamiento de la señal.

La etapa de acondicionamiento se divide, a su vez, en cuatro subetapas:

1. Retardo de fase fija.
2. Retardo de fase controlable.
3. Control de ganancia.
4. Diferencial.

3.1.1 Retardo de fase fija.

El objetivo general (en cuanto a fase) es poder retrasar la señal de referencia 360° como máximo con el fin de obtener un ajuste de mínimo voltaje de referencia de cero inicial, esto no es posible simplemente con el control de fase y es por ello la intromisión de una subetapa previa a la de retardo de fase controlable. Esta subetapa es la que lleva por nombre “retardo de fase fija” y tiene como propósito retrasar la señal de referencia 270° . El circuito propuesto se muestra en la figura.

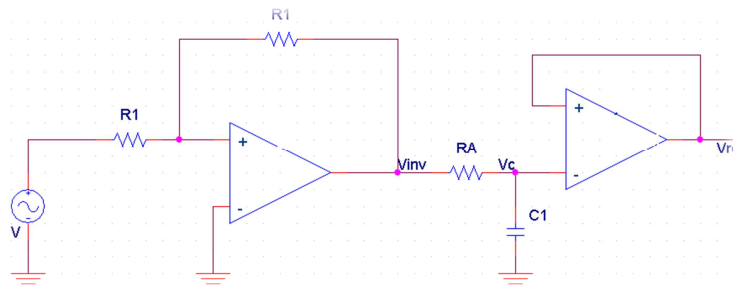


Figura 3.1.1 Configuración de retardo de fase fija.

Este circuito se conforma de dos configuraciones básicas, la primera es conocida como inversor por lo tanto su función es retrasar la señal de referencia 180° ; la segunda configuración se encarga de adicionarle al retraso de 180° un retraso de 90° y así obtener los 270° de desfase fijos.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

A continuación se hará el análisis del circuito dividido en sus dos configuraciones básicas.

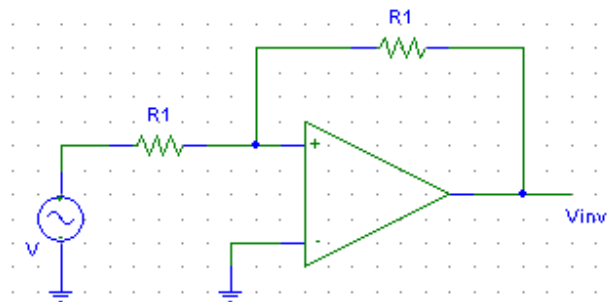


Figura 3.1.1 (a) Configuración de retardo de 180°.

Dado que es una configuración básica de un inversor tenemos que:

$$V_{inv}(t) = -\frac{R_1}{R_1} V(t) \dots (1)$$

Obteniendo la ganancia:

$$A = \frac{V(t)}{V_{inv}(t)} = -1 \dots (2)$$

De la ecuación (2) podemos deducir que:

$$Amplitud_1 = 1$$

$$\phi_1 = -180^\circ$$

Dado que la ganancia es unitaria y negativa tendremos una salida invertida con respecto a la señal de referencia o dicho de otra forma con un retraso de 180° [2].

La siguiente configuración tiene como propósito retrasar 90° más la señal de referencia para así obtener un retraso final en fase fija de 270°.

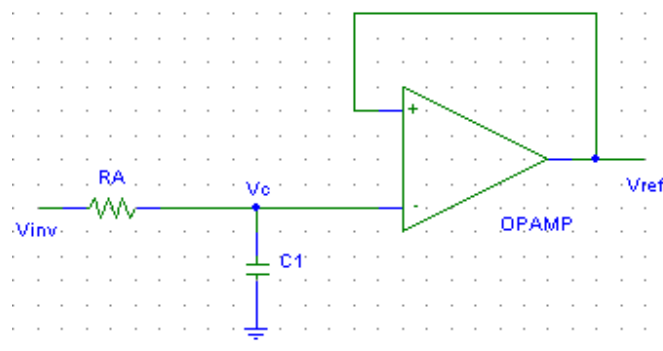


Figura 3.1.1 (b) Configuración de retardo de fase.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Las impedancias de los dos elementos (resistor y capacitor) son las siguientes:

$$Z_A = R_A \dots (I)$$

$$Z_{C1} = \frac{1}{sC_1} \dots (II)$$

Posteriormente obtenemos la corriente en el resistor a la cual le llamaremos i_{RA} :

$$i_{RA} = \frac{V_{inv} - V_C}{Z_A} \dots (3)$$

Ahora obtenemos la corriente en el capacitor:

$$i_C = \frac{V_C - 0}{Z_{C1}}$$

$$i_C = \frac{V_C}{Z_{C1}} \dots (4)$$

Como $i_{RA} = i_C$ igualamos la ecuación (3) y (4):

$$\frac{V_{inv} - V_C}{Z_A} = \frac{V_C}{Z_{C1}} \dots (5)$$

Reacomodando la ecuación (5):

$$\frac{V_{inv}}{Z_A} = \frac{V_C}{Z_{C1}} + \frac{V_C}{Z_A} \dots (5.1)$$

Como $V_C = V_{ref}$ de (5.1) tenemos que:

$$\frac{V_{inv}}{Z_A} = \frac{V_{ref}}{Z_{C1}} + \frac{V_{ref}}{Z_A}$$

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Despejando V_{inv} de la ecuación anterior:

$$V_{inv} = \left(\frac{Z_A}{Z_{C1}} + 1 \right) V_{ref} \dots (5.2)$$

Obteniendo la ganancia de (5.2) tenemos que:

$$A = \frac{V_{ref}}{V_{inv}} = \frac{1}{\frac{Z_A}{Z_{C1}} + 1} \dots (6)$$

Sustituyendo la ecuación (I) y (II) en (6):

$$A = \frac{V_{ref}}{V_{inv}} = \frac{1}{\frac{R_A}{\frac{1}{sC_1}} + 1} \dots (6.1)$$

Reacomodando la ecuación (6.1) para obtener la función de transferencia $H(s)$:

$$H(s) = \frac{1}{R_A s C_1 + 1} \dots (7)$$

Como $s = j\omega$ nuestra función de transferencia para ésta etapa queda como:

$$H(j\omega) = \frac{1}{j\omega C_1 R_A + 1} \dots (8)$$

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Obteniendo amplitud y fase a partir de la función de transferencia (8):

$$Amplitud_2 = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 C_1^2 R_A^2 + 1}} \dots (8.1)$$

$$\phi_2 = -ang \tan(\omega C_1 R_A) \dots (8.2)$$

Finalmente obtenemos la amplitud y fase total de la primer subetapa:

$$Amplitud = (1) * \left(\frac{1}{\sqrt{\omega^2 C_1^2 R_A^2 + 1}} \right) \dots (8.3)$$

$$\phi = -180 - ang \tan(\omega C_1 R_A) \dots (8.4)$$

3.1.2 Retardo de fase controlable.

La finalidad de esta subetapa es el retrasar la señal hasta 360 grados, es decir, adicionar al retraso total obtenido en la subetapa anterior un retraso tal que nos permita alcanzar 360 grados, y éste podrá ser variable, de 270° a 360°.

A continuación se muestra la figura del circuito que se propone.

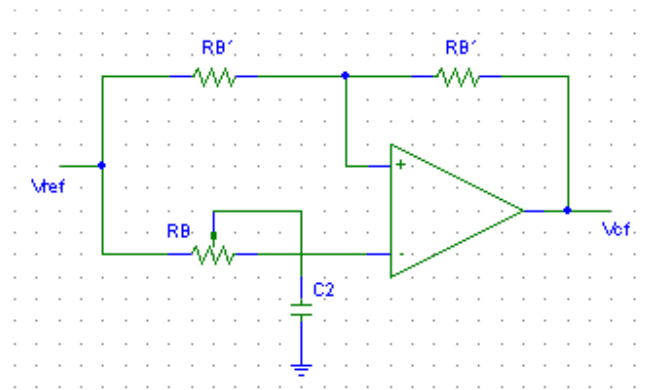


Figura 3.1.2 Configuración de retardo de fase controlable.

Para resolver el circuito procederemos a separar la fuente V_{ref} en dos fuentes V_1 y V_2 , ambas con el mismo valor V_{ref} . El circuito queda de la siguiente manera:

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

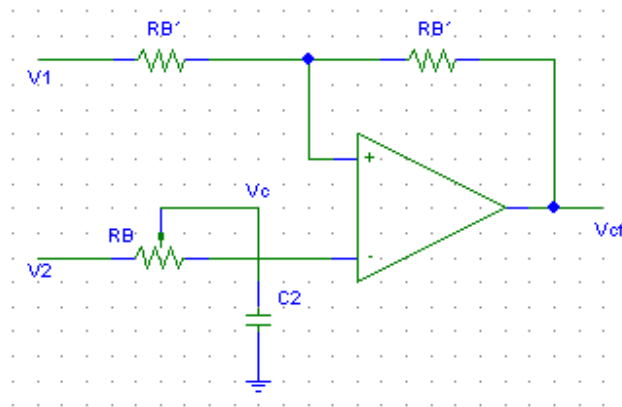


Figura 3.1.2 (a) Configuración de retardo de fase controlable.

Resolvemos por superposición [2]:

Si $V_2 = 0$

Observamos que se convierte en un simple inversor, por lo tanto:

$$V_{cf1} = -\frac{R_B'}{R_B} V_1 \dots (9)$$

$$V_{cf1} = -V_1 \dots (9.1)$$

Si $V_1 = 0$

Obtenemos en primera estancia la impedancia de los elementos del circuito:

$$Z_{C2} = \frac{1}{sC_2} \dots (III)$$

$$Z_B = R_B \dots (IV)$$

Dado que el circuito se convierte en un amplificador no inversor tenemos que:

$$V_{cf2} = \left(1 + \frac{R_B'}{R_B}\right) V_C \dots (10)$$

$$V_{cf2} = (1+1)V_C \dots (10.1)$$

$$V_{cf2} = 2V_C \dots (10.2)$$

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Para obtener el voltaje V_C tenemos el siguiente circuito:

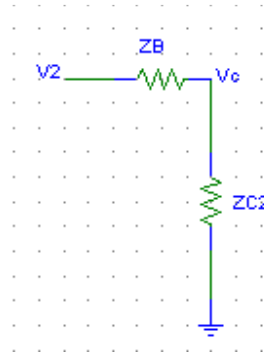


Figura 3.1.2 (b) Configuración divisor de voltaje.

De donde obtenemos la expresión siguiente:

$$V_C = \frac{Z_{C2} V_2}{Z_B + Z_{C2}} \dots (11)$$

Sustituyendo la ecuación 11 en 10.2 tenemos que:

$$V_{cf2} = \frac{2Z_{C2}}{Z_B + Z_{C2}} V_2 \dots (12)$$

Sustituyendo (III) y (IV) en 12 tenemos:

$$V_{cf2} = \frac{2 \frac{1}{sC_2}}{R_B + \frac{1}{sC_2}} V_2 \dots (12.1)$$

Simplificando:

$$V_{cf2} = \frac{2 \frac{1}{sC_2}}{\frac{sC_2 R_B + 1}{sC_2}} V_2 \dots (12.2)$$

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

$$V_{cf2} = \frac{2}{sC_2R_B + 1} V_2 \dots (12.3)$$

Sumando $V_{cf1} + V_{cf2}$ que son la ecuación (9.1) y (12.3) tenemos que:

$$V_{cf} = -V_1 + \frac{2}{sC_2R_B + 1} V_2 \dots (13)$$

Como $V_1 = V_2$ y a su vez estas son iguales a V_{ref} :

$$V_{cf} = \left(\frac{2}{sC_2R_B + 1} - 1 \right) V_{ref} \dots (13.1)$$

$$V_{cf} = \frac{2 - sC_2R_B + 1}{sC_2R_B + 1} V_{ref} \dots (13.2)$$

$$V_{cf} = \frac{1 - sC_2R_B}{1 + sC_2R_B} V_{ref} \dots (13.3)$$

La función de transferencia:

$$H(s) = \frac{V_{cf}}{V_{ref}} = \frac{1 - sC_2R_B}{1 + sC_2R_B} \dots (13.4)$$

Como $s = j\omega$ nuestra función de transferencia para ésta etapa queda como:

$$H(j\omega) = \frac{1 - j\omega C_2 R_B}{1 + j\omega C_2 R_B} \dots (14)$$

Dónde:

$$\text{Amplitud} = \frac{\sqrt{1^2 + (\omega C_2 R_B)^2}}{\sqrt{1^2 + (\omega C_2 R_B)^2}} = 1 \dots (14.1)$$

$$\underline{\text{Amplitud}} = 1 \dots (14.2)$$

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

$$\phi = \frac{\text{ang tan}\left(\frac{-\omega R_B C}{1}\right)}{\text{ang tan}\left(\frac{\omega R_B C}{1}\right)} = \frac{-\text{ang tan}\left(\frac{\omega R_B C}{1}\right)}{\text{ang tan}\left(\frac{\omega R_B C}{1}\right)} \dots\dots(14.3)$$

$$\phi = -\text{ang tan}(\omega R_B C) - \text{ang tan}(\omega R_B C) \dots\dots(14.4)$$

$$\phi = -2\text{ang tan}(\omega R_B C) \dots\dots(14.5)$$

$$\phi = -\text{ang tan}(2\omega R_B C) \dots\dots(14.6)$$

La ecuación final para el cálculo de la fase (tomando en cuenta la ecuación 8.4 y 14.6) es la siguiente:

$$\phi = -180 - \text{ang tan}(\omega C_1 R_A) - \text{ang tan}(2\omega R_B C) \dots (14.7)$$

3.1.3 Control de ganancia.

Una vez habiendo obtenido el control en fase de la señal, el control de ganancia tiene como propósito controlar la amplitud de la misma hasta igualar la tensión de salida del capacitor de compensación a la tensión de salida del sensor (estando éste sin muestra alguna).

A continuación se observa el circuito propuesto:

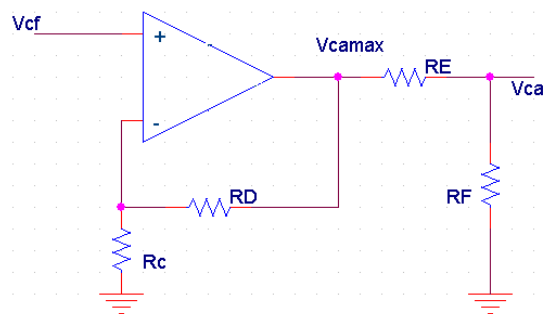


Figura 3.1.3 Configuración para el control de ganancia.

Procederemos a analizar el circuito para lo cual dividiremos en dos partes. La primera configuración es conocida como “amplificador no inversor” y su función será la de proveernos la tensión máxima a la que podrá incrementarse la señal de salida de la etapa anterior (V_{cf}) a continuación se visualiza el circuito a analizar [1] [2]:

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

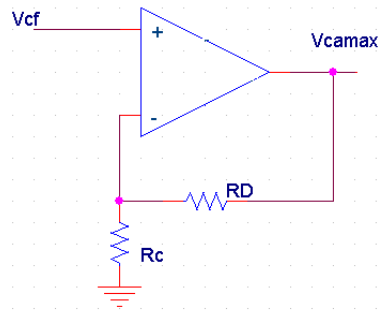


Figura 3.1.3 (a) Configuración de amplificador no inversor.

Para ésta configuración tenemos la siguiente expresión:

$$V_{CA\max}(t) = \left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right) V_{cf}(t) \dots (15)$$

Y para la segunda parte tenemos la siguiente configuración que lleva por nombre “divisor de voltaje” la cual está conectada a la salida del amplificador no inversor y su función es la de atenuar $V_{CA\max}$ hasta una tensión mínima que más adelante será propuesta [2].

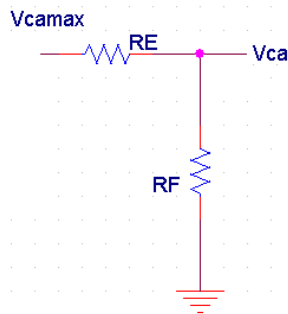


Figura 3.1.3 (b) Configuración de modulación de amplitud.

Obtenemos la siguiente expresión:

$$V_{CA} = \frac{R_F}{R_E + R_F} V_{CA\max} \dots (16)$$

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Sustituyendo la ecuación (15) en (16):

$$V_{CA} = \left(\frac{R_F}{R_E + R_F} \right) \left(1 + \frac{R_D}{R_C} \right) V_{cf} \dots (16.1)$$

Dónde:

$$G = \frac{V_{CA}}{V_{cf}} = \left(\frac{R_F}{R_E + R_F} \right) \left(1 + \frac{R_D}{R_C} \right) \dots (17)$$

Esta última expresión (17) es la ecuación general para obtener la ganancia de nuestro sistema y la ecuación (16.1) nos proporciona la amplitud de nuestra señal a la salida del control de ganancia.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

3.1.4 Diferencial.

La subetapa diferencial es la última en este acondicionamiento de la señal y se compone básicamente de un amplificador de instrumentación en el cual a sus entradas se conectan el capacitor de compensación (al que antecede toda la etapa de acondicionamiento desarrollada en las subetapas anteriores) en una de ellas y el sensor capacitivo en la otra terminal de entrada.

Cabe aclarar que tanto el sensor capacitivo como el capacitor de compensación idealmente deberían tener el mismo valor de capacitancia esto con el fin de que ambas tensiones (V_{in}^- y V_{in}^+), que son las entradas al amplificador de instrumentación, sean iguales. Esta es la razón de contar con una etapa de ajuste de mínimo voltaje de referencia inicial la cual en realidad disminuye el voltaje de offset de la señal de salida al mínimo [2].

Una vez que ambas tensiones sean lo más parecidas en fase y amplitud, el amplificador de instrumentación tiene la tarea de rechazar las señales en modo común a las dos entradas y amplificar la diferencia entre dos señales, obtendremos una señal de salida bastante pequeña debido al ruido generado en el mismo amplificador, las condiciones a las que esté expuesto y el rechazo en modo común.

Cuando tengamos la tensión mínima posible a la salida del amplificador operacional podremos decir que el sistema está "al mínimo voltaje de referencia inicial" (que es el objetivo principal del acondicionamiento de la señal) y al momento de poner una muestra en el sensor capacitivo la capacitancia del mismo se modificará y como resultado la señal de salida del sensor, que es la entrada al amplificador de instrumentación ya no será similar a la señal resultante del capacitor de compensación, por lo tanto habrá una diferencia que de inmediato captará el amplificador y será incrementada en amplitud con ganancia unitaria. Ese incremento pasará a ser analizado por el amplificador Lock-in que veremos en el subtema siguiente (3.2).

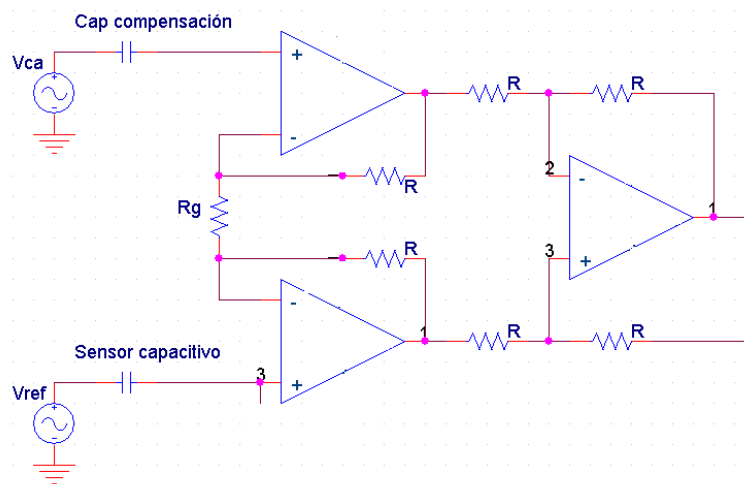


Figura 3.1.4 Configuración del amplificador de instrumentación con el sensor y el capacitor de compensación sus entradas.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

La ganancia del amplificador que se utilizará en este diseño (INA114) es la siguiente:

$$G = 1 + \frac{50[k\Omega]}{R_G} \dots (17.1)$$

3.2 Amplificador Lock-in.

El amplificador Lock-in es un instrumento de medición que está enfocado a la detección de microseñales inmersas en una señal de ruido que es muchas veces más grande a la señal de interés, esto es, que la señal a monitorizar pueda ser filtrada de la señal de ruido [4].

Estos amplificadores utilizan una señal de referencia y una técnica llamada “*detección sensible a la fase*” en donde las señales de ruido y otras señales con una frecuencia distinta a la de la señal de referencia son rechazadas para no afectar a la medición en curso. La señal de referencia puede ser tomada de un generador de funciones o del mismo oscilador interno del Lock-in la cual servirá para excitar a nuestro dispositivo. Esta misma señal (con una frecuencia ω_r y amplitud V_r) al entrar al Lock-in es amarrada por un PLL, por sus siglas en inglés *phase-locked-loop*, el cual se encarga de detectar y mantener la frecuencia ω_r para que posteriormente el Lock-in genere una señal con una frecuencia ω_L siendo ésta igual a ω_r , una amplitud V_L y un desfase con respecto a la señal de referencia que llamaremos θ_{ref} , es decir: $V_L \text{sen}(\omega_L t + \theta_{ref})$.

Como hemos mencionado la señal de referencia también excitará al dispositivo y por lo tanto obtendremos una salida que deberá tener la misma frecuencia llamada ω_r , una amplitud V_{sig} , y un desfase θ_{sig} lo que nos da una señal de salida: $V_{sig} \text{sen}(\omega_r t + \theta_{sig})$.

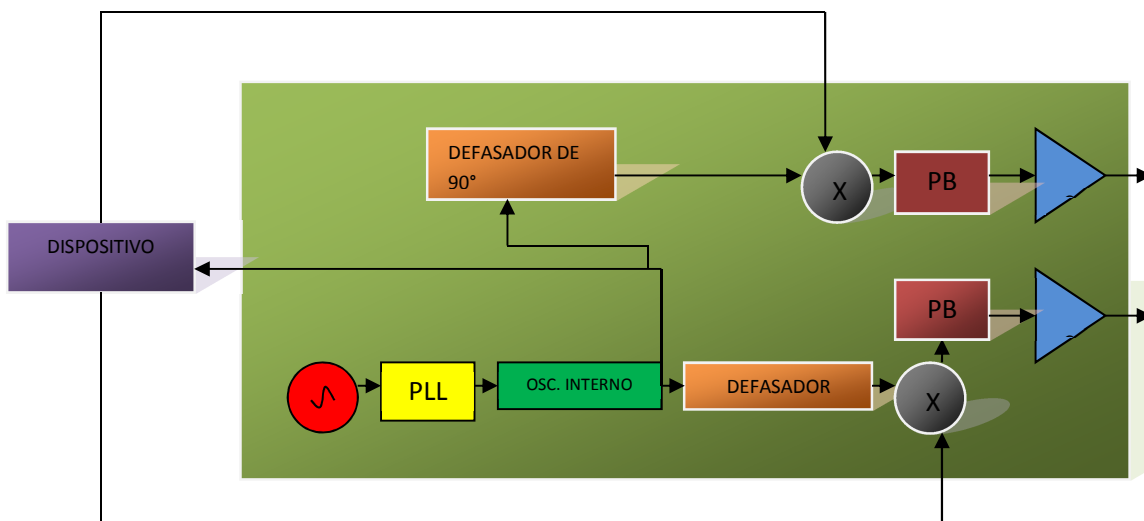


Figura 3.2 Diagrama a bloques del Amplificador Lock-in.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Tanto la señal generada por el Lock-in como la señal resultante del experimento ingresan a un PSD (detector sensitivo de fase) y a un multiplicador el cual realiza el producto de ambas señales, esto es:

$$V_{psd} = V_{sig} \text{sen}(\omega_r t + \theta_{sig}) V_L \text{sen}(\omega_L t + \theta_{ref}) \dots (18)$$

Por trigonometría tenemos que:

$$V_{psd} = \frac{1}{2} V_L V_{sig} \cos[(\omega_r - \omega_L)t + \theta_{sig} - \theta_{ref}] - \frac{1}{2} V_L V_{sig} \cos[(\omega_r + \omega_L)t + \theta_{sig} + \theta_{ref}] \dots (18.1)$$

Podemos observar en la ecuación (18.1) que a la salida del PSD obtendremos dos señales senoidales, una con la diferencia de frecuencias $(\omega_r - \omega_L)$ y otra con la suma de frecuencias $(\omega_r + \omega_L)$. Si la salida del PSD pasa a través de un filtro paso bajas, las señales de corriente alterna son atenuadas quedándonos solo con las señales de corriente directa, en la ecuación podemos notar que cuando $\omega_r = \omega_L$ la componente que contiene la resta de frecuencias se vuelve una señal de corriente directa, por lo que la ecuación se reduce como sigue:

$$V_{psd} = \frac{1}{2} V_L V_{sig} \cos(\theta_{sig} - \theta_{ref}) \dots (18.2)$$

Observemos la ecuación (18.2), podemos ajustar $\theta_{ref} = \theta_{sig}$ de tal modo que la amplitud sea $\frac{1}{2} V_L V_{sig}$. Por el contrario, si la diferencia da como resultado 90° no habrá salida. Esta particularidad puede ser eliminada adicionando un segundo PSD que multiplicará la señal del experimento y la señal de referencia adicionándole un desfase de 90° esto es:

$$V_L \text{sen}(\omega_L t + \theta_{ref} + 90^\circ).$$

Al multiplicar las señales y aplicando trigonometría obtenemos la ecuación siguiente:

$$V_{psd2} = \frac{1}{2} V_L V_{sig} \cos[(\omega_r - \omega_L)t + \theta_{sig} - \theta_{ref} + 90^\circ] - \frac{1}{2} V_L V_{sig} \cos[(\omega_r + \omega_L)t + \theta_{sig} + \theta_{ref} + 90^\circ] \dots (18.3)$$

Nuevamente pasará por un filtro paso bajas.

$$V_{psd2} = \frac{1}{2} V_L V_{sig} \cos(\theta_{sig} - \theta_{ref} + 90^\circ) \dots (18.4)$$

Nuevamente por trigonometría la ecuación (18.4) queda de la siguiente forma:

$$V_{psd2} = \frac{1}{2} V_L V_{sig} \text{sen}(\theta_{sig} - \theta_{ref}) \dots (18.5)$$

Finalmente tenemos dos salidas de DC una dependiente de seno y otra de coseno, renombrando la ecuación (18.2) y (18.5) y si $\theta = \theta_{sig} - \theta_{ref}$:

$$X = \frac{1}{2} V_L V_{sig} \cos(\theta) \dots (18.6)$$

$$Y = \frac{1}{2} V_L V_{sig} \text{sen}(\theta) \dots (18.7)$$

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

“X” y “Y” representan la componente real e imaginaria, respectivamente, de la señal del experimento medida con el amplificador Lock-in [3].

3.3 Análisis y cálculo de componentes electrónicos.

Este subtema se basa principalmente en el cálculo de los componentes electrónicos pasivos que conformarán cada una de las etapas de nuestro sistema de acondicionamiento. Para eso nos basaremos en modelos matemáticos y en el comportamiento que nuestro sistema vaya presentando conforme se seleccionen los valores que tendrán los componentes, dicho comportamiento se visualizará a través de graficas que de igual manera se presentarán en este subtema, para los cálculos serán utilizadas algunas de las ecuaciones obtenidas anteriormente (subtema 3.1).

Para nuestros cálculos la variable primordial, más que la amplitud, es la frecuencia de la señal de referencia ya que de ella dependen las subetapas del sistema, los filtros del Lock-in y la respuesta de nuestro sistema. En primera estancia, desarrollaremos el cálculo de los componentes en nuestro sistema a una frecuencia $f=10$ [kHz]. A partir de dichos cálculos estandarizaremos un método para poder calcular los componentes a una frecuencia distinta.

3.3.1 Cálculos para la subetapa de retardo de fase fija

Comenzaremos calculando los componentes para la configuración de la subetapa de retardo de fase fija (correspondiente al circuito de la figura 3.1.1) para lo cual necesitaremos las ecuaciones (8.3) y (8.4) que son para la amplitud y fase respectivamente

Con un capacitor $C_1 = 2.7$ [nF] y una resistencia variable 1 [k Ω] $\leq R_A \leq 100$ [k Ω] obtenemos las siguientes gráficas:

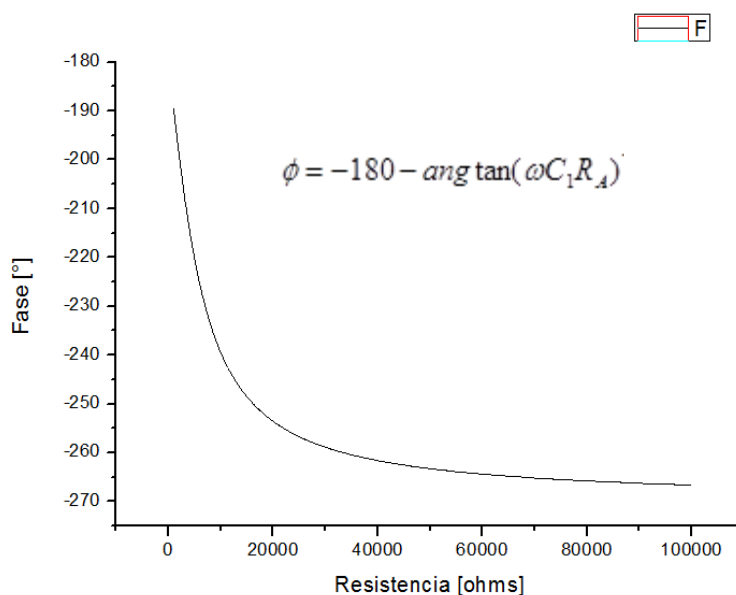


Figura 3.3.1 (a) Respuesta de fase con resistencia variable.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

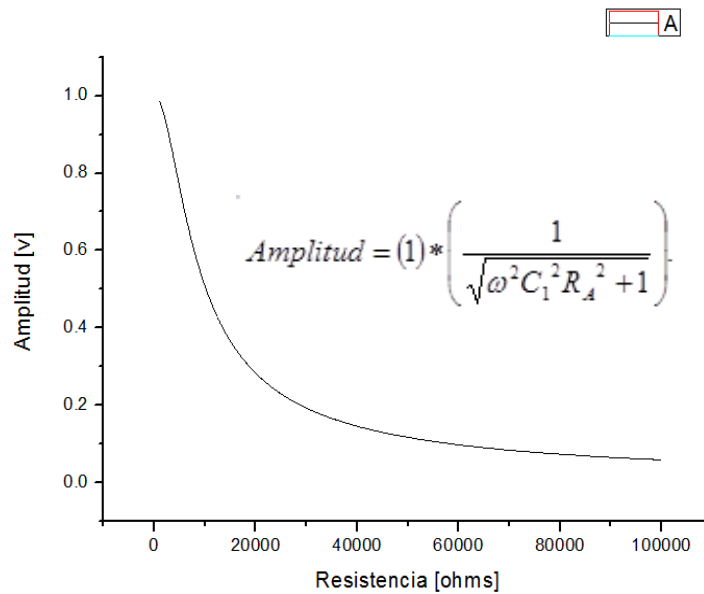


Figura 3.3.1 (b) Respuesta de amplitud con resistencia variable.

De la gráfica 3.3.1(a) observamos que la curva abarca casi todos los valores entre -180° y -270° , con el rango de resistencia propuesta (de 0 a 100 [kΩ]), sin embargo, la amplitud decae mucho si queremos aproximarnos a un desfaseamiento de 270° como se puede apreciar en la gráfica de la figura 3.3.1(b). Por esta razón se eligió un valor entre -250° y -260° . Con apoyo de las gráficas, se puede obtener la resistencia (R_A), y con esta la amplitud como se muestra en la siguiente tabla:

Tabla 3.3.1 Correlación de los valores a partir de graficas 1 y 2.

Fase [°]	Resistencia [kΩ]	Amplitud [v]
-250	16.19	0.34
-253.57	20	0.2827
-258	27.73	0.20

Una resistencia comercial entre los dos valores obtenidos en la tabla es de 20 [kΩ] la cual nos da como resultado una fase de **-253.57 [°]** y una amplitud de **0.2827 [v]**.

En este punto hemos obtenido los valores para la primera subetapa y como $R_1 = R_A$ tenemos los siguientes resultados:

$$\begin{aligned} R_1 &= 20[k\Omega] \\ R_A &= 20[k\Omega] \\ C_1 &= 2.7[nF] \end{aligned}$$

Nota: Para el cálculo del capacitor, véase la sección 3.3.5 de este capítulo.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

3.3.2 Cálculos para la subetapa de retardo de fase controlable.

Para esta etapa (figura 3.1.2), dado que la ganancia es unitaria, nos enfocaremos en la fase y para eso haremos uso de la ecuación (14.6) adicionando el retraso obtenido en la etapa anterior, esto es:

$$\phi = -253.57 - \text{ang} \tan(2\omega R_B C) \dots (19)$$

Con un capacitor de $C_2 = 2.7[nF]$ (ver sección 3.3.5) obtenemos la siguiente gráfica:

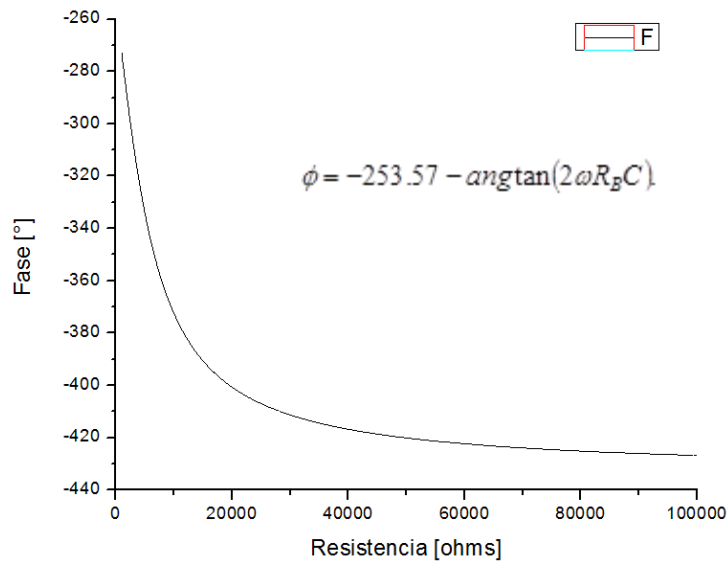


Figura 3.3.2 Respuesta de fase con resistencia variable subetapa 2.

De la figura 3.3.2 podemos observar que en un rango de $0[\Omega]$ a $20[k\Omega]$ la gráfica se comporta de manera cuasilineal. Es por esta razón que para la subetapa de control de fase elegiremos una resistencia variable de $20[k\Omega]$.

Los valores para esta subetapa serán:

$$\begin{aligned} R_B &= 20[k\Omega] \\ R_B' &= 20[k\Omega] \\ C_2 &= 2.7[nF] \end{aligned}$$

Cabe mencionar que con la resistencia variable R_B elegida obtendremos un rango controlable de fase que va de -253.57° a -400.73° esto es:

$$(-253.57[^\circ] \leq \phi \leq -400.73[^\circ])$$

Dado que la ganancia es unitaria, la amplitud de la señal queda igual que a la salida de la subetapa anterior, es decir, **0.2827 [v]**.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

3.3.3 Cálculos para la subetapa de control de ganancia.

Hasta este momento ya tenemos los valores de los componentes para las subetapas referentes al acondicionamiento en fase por lo que continuaremos con el cálculo de los componentes de la subetapa del control de ganancia que se encuentra en el circuito de la figura 3.1.3

La tensión que requerimos alcanzar es de 1[V] así que el rango de amplificación seleccionado será:

$$0.5[V] \leq V_{CA} \leq 1.5[V]$$

Así tendremos un rango de voltaje de 0.5 [V] por arriba y por debajo de la señal a igualar. Haremos uso de la ecuación (15) para nuestros cálculos y sustituiremos los valores conocidos:

$$\left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right) 0.2827[V] = 1.5[V]$$

Despejando R_D nos queda:

$$R_D = 4.306R_C \dots (20)$$

Obtenemos la siguiente gráfica:

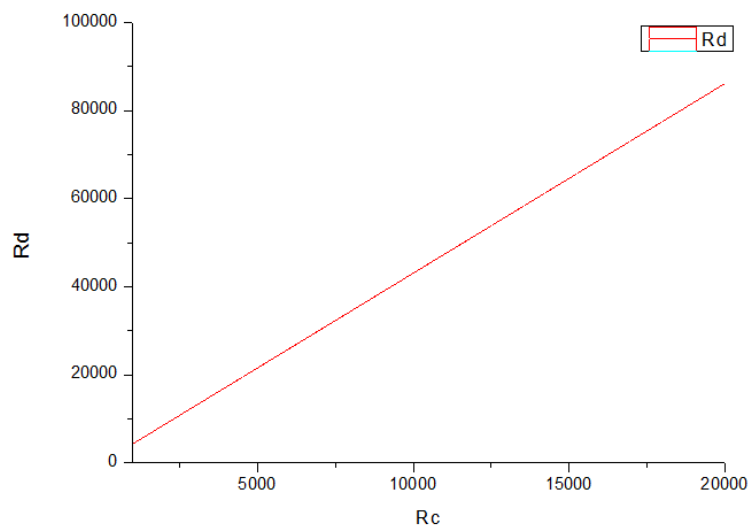


Figura 3.3.3 (a) Modelo de resistencias que proporcionan la diferencia de potencial de 1.5 [V]

A partir de la gráfica de la figura 3.3.3(a) podemos obtener los valores más próximos al valor comercial de resistencias que nos aproxima al voltaje deseado. En la siguiente gráfica se muestran los valores elegidos:

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

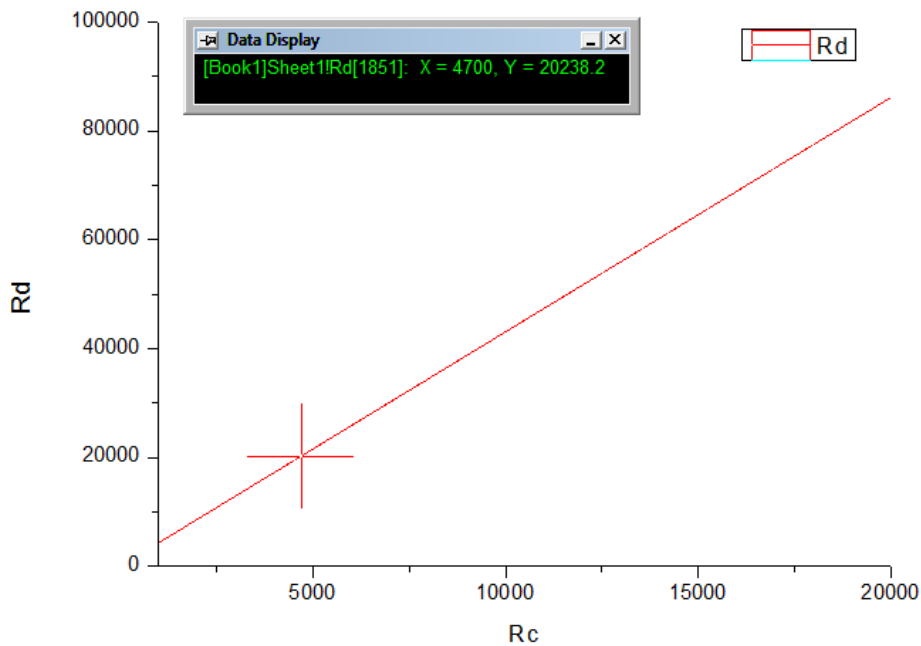


Figura 3.3.3 (b) Punto de intersección que nos da el valor de ambas resistencias.

Observamos que R_C tendrá exactamente un valor de $4.7[k\Omega]$ mientras que R_D tiene un valor de $20.23[k\Omega]$ que no es comercial, por lo que aproximamos el valor a $20[k\Omega]$ el cual nos da un $V_{CAmax} = 1.4856[v]$.

$$\begin{aligned} R_C &= 4.7[k\Omega] \\ R_D &= 20[k\Omega] \\ V_{CAmax} &= 1.4856[v] \end{aligned}$$

Ahora, para los valores de los resistores R_E y R_F , usaremos el valor de V_{CAmax} obtenido y el valor $V_{CAmin} = 0.5[v]$ propuesto para sustituir en la ecuación (16):

$$\frac{R_F}{R_E + R_F} 1.4856[v] = 0.5[v]$$

Despejando R_E tenemos que:

$$1.4857R_F = 0.5(R_E + R_F)$$

$$R_F(1.4857 - 0.5) = 0.5R_E$$

$$R_E = 1.9714R_F \dots (21)$$

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Graficando la ecuación (21):

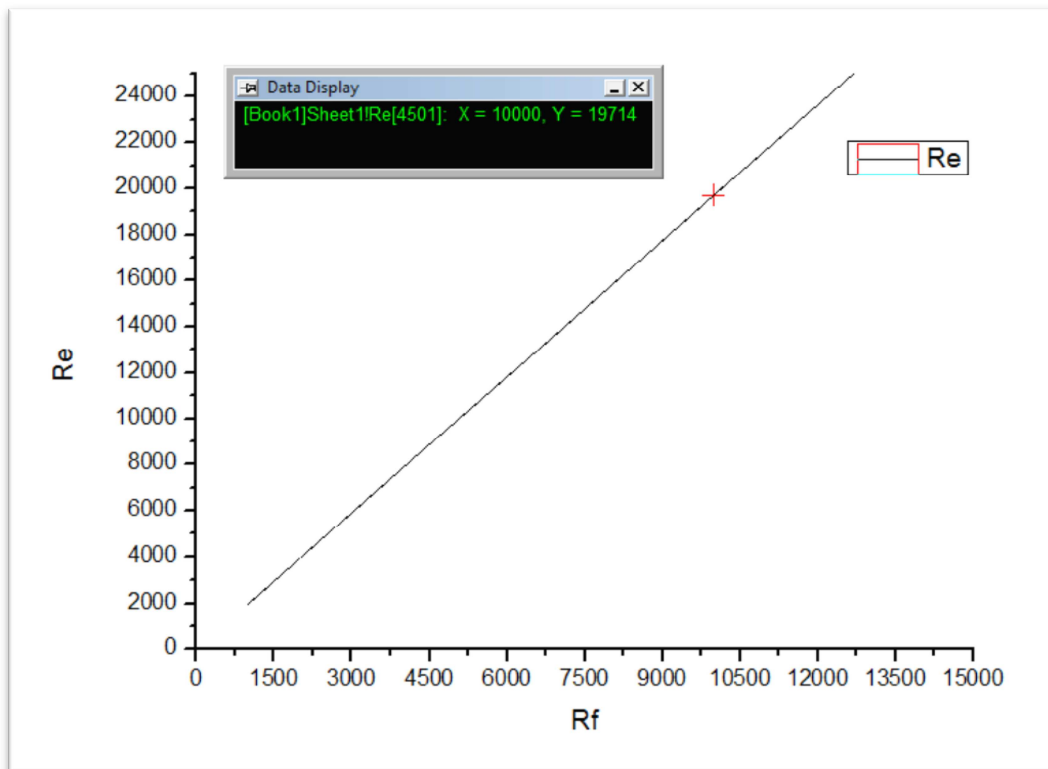


Figura 3.3.3 (c) Modelo de resistencias que proporcionan la diferencia de potencial de 0.5 [v]

La gráfica de la figura 3.3.3(c) nos muestra un conjunto de valores que producen el mismo efecto V_{CAmin} respetando el valor de V_{CAmax} obtenido anteriormente. Los valores de resistencias seleccionados son los siguientes:

$$\begin{aligned} R_F &= 10[k\Omega] \\ R_E &= 19.714[k\Omega] \approx 20[k\Omega] \end{aligned}$$

Estos valores nos dan una diferencia de potencial mínima de:

$$V_{CAmin} = 0.4952[v]$$

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

3.3.4 Estandarización del método para diferentes frecuencias de referencia.

Hasta este punto hemos obtenido todos los valores de los componentes que conforman el diseño ya que la subetapa diferencial y la etapa Lock-in están conformadas por un dispositivo físico cada una.

En este subtema nos enfocaremos a desarrollar un método en el cual tendremos el propósito de mantener o alcanzar una buena aproximación de los resultados obtenidos en los cálculos realizados con la frecuencia de 10 [kHz], esto es, una fase de **-253.57[°]** y una amplitud de **0.2827[v]** para la primer subetapa , un rango controlable de fase de **-253.57° a -400.73°** para la segunda subetapa y un rango de amplitud de **0.5[v] a 1.5[v]** para la tercer subetapa.

Para una frecuencia de referencia de 20 [kHz]:

Obtenemos las siguientes graficas de la primer subetapa (figura 3.1.1):

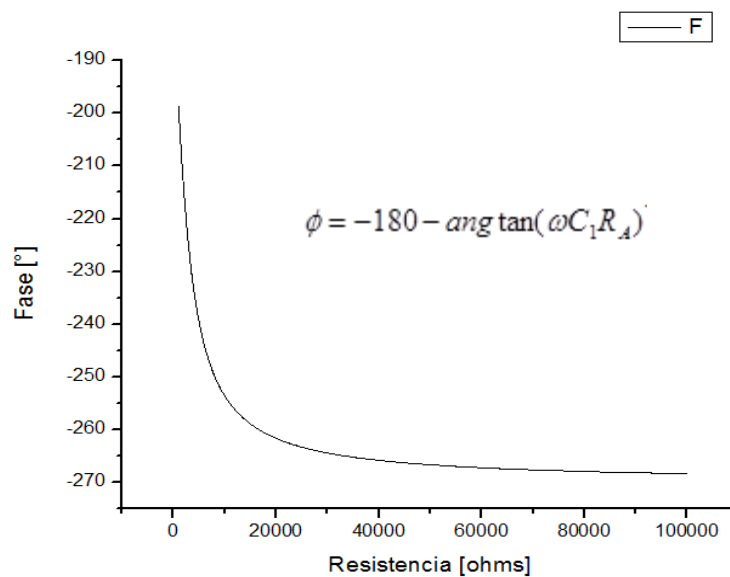


Figura 3.3.4 (a) Respuesta de fase con resistencia variable

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

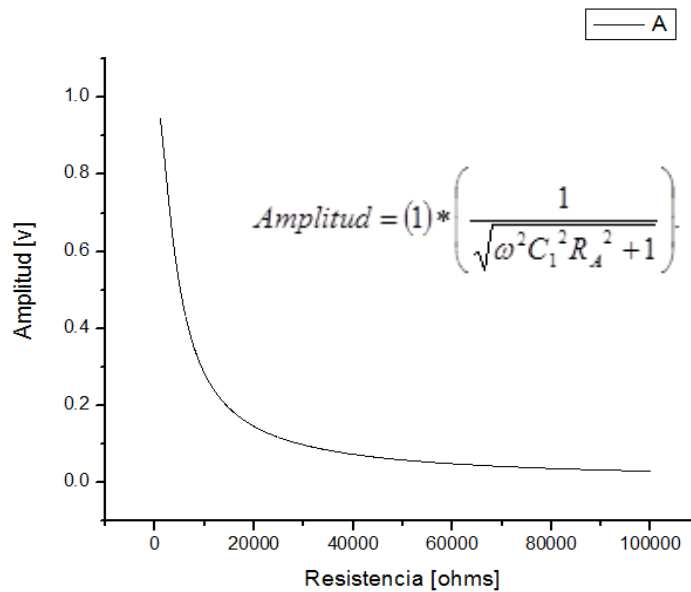


Figura 3.3.4 (b) Respuesta de amplitud con resistencia variable

Las consideraciones para la elección de la resistencia R_A son:

- Mantener una fase cercana a la obtenida para una frecuencia de 10 [kHz]
- Mantener una amplitud cercana a la obtenida para una frecuencia de 10 [kHz]

Tabla 3.3.4 Datos obtenidos a partir de las gráficas de las figuras 3.3.4 (a) y 3.3.4 (b)

Fase [°]	Resistencia [kΩ]	Amplitud [v]
-250	8.43	0.33
-253.57	10	0.2827
-258	14.37	0.20

La resistencia comercial elegida entre estos dos valores es: $R_A = 10[k\Omega]$ con la que obtendremos una fase de **-253.57 [°]** y una amplitud de **0.2827 [v]** que van acorde con las consideraciones obtenidas.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Para la segunda subetapa (figura 3.1.2) obtenemos:

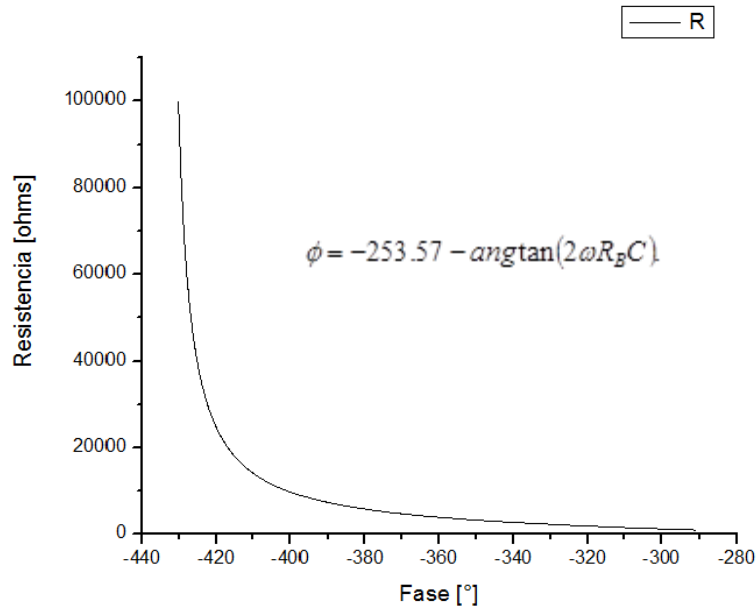


Figura 3.3.4 (c) Respuesta de fase con resistencia variable, subetapa 2

Observamos que con una resistencia variable: $R_B = 20[k\Omega]$ obtenemos un rango de fase: $-253.57[^\circ]$ a $-416.81[^\circ]$ por lo que en la segunda etapa no cambian los valores nominales.

Como se puede apreciar en los cálculos realizados para una frecuencia de referencia de 20 [kHz] solamente es necesario cambiar los valores de R_A para mantener los mismos parámetros establecidos en la frecuencia de referencia de 10 [kHz].

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Las siguientes gráficas muestran la respuesta en fase y amplitud con resistencias variables en un rango de frecuencias de 1[kHz] a 50[kHz], utilizando el mismo método se obtendrán los valores de los componentes pasivos para cada una utilizando las ecuaciones (8.3) y (8.4) para el circuito de la figura 3.1.1.

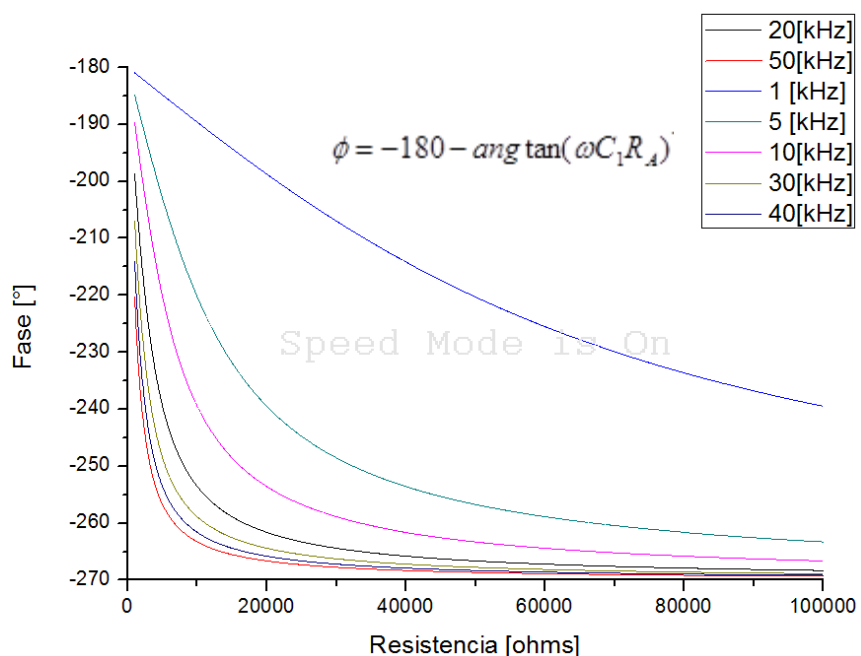


Figura 3.3.4.1 (a) Respuesta de fase a diferentes frecuencias para la subetapa de fase fija

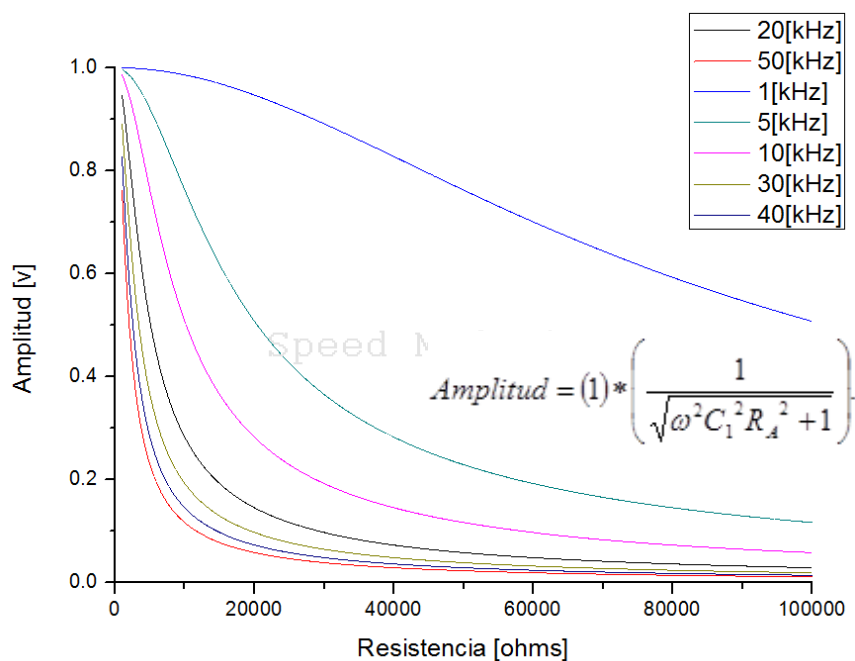


Figura 3.3.4.1 (b) Respuesta de amplitud a diferentes frecuencias para la subetapa de fase fija

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Tabla 3.3.4.1 Valores de R_A calculados para diferentes frecuencias tomando en cuenta los mismos criterios utilizados en la frecuencia de 10 [kHz].

Frecuencia de Referencia	Resistencia R_A [k Ω]	Fase [°]	Amplitud [v]
50 [kHz]	4.7	-255.91	0.2432
30 [kHz]	6.8	-255.86	0.2775
40 [kHz]	4.7	-252.59	0.2991
5 [kHz]	39	-253.18	0.2893
1 [kHz]	220	-255	0.25

Para la segunda etapa (utilizando el circuito de la figura 3.1.2) las gráficas son:

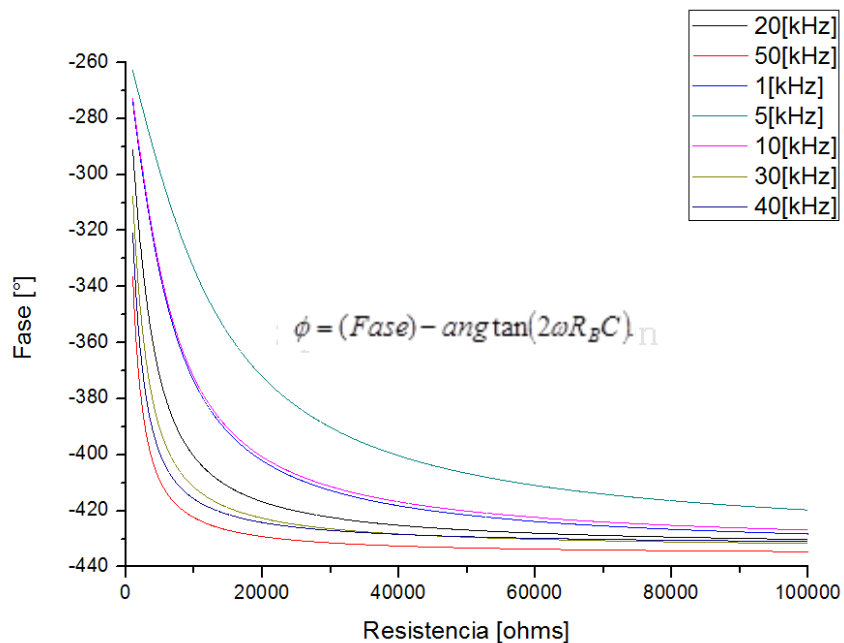


Figura 3.3.4.1 (c) Respuesta de fase a diferentes frecuencias para la subetapa de fase controlable

Cabe mencionar que de la ecuación para obtener las curvas de la figura 3.3.4.1(c), la fase requerida se obtiene de la tabla 3.3.4.1.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Tabla 3.3.4.1 Valores de R_A calculados para diferentes frecuencias tomando en cuenta los mismos criterios utilizados en la frecuencia de 10 [kHz].

Frecuencia de Referencia	Resistencia R_A [k Ω]	Fase [°]	Amplitud [v]
50 [kHz]	20	-429.16	0.2432
30 [kHz]	20	-422.16	0.2775
40 [kHz]	20	-424.16	0.2991
5 [kHz]	20	-372.05	0.2893

Para el caso de una frecuencia de referencia de **1 [kHz]**:

$R_B = 20[k\Omega]$, $C_2 = 27[nF]$ con la que obtendremos una fase máxima de **-402.53 [°]**. Como podemos observar para 1 [kHz] es necesario cambiar el capacitor C_2 , esto para mantener la resistencia R_B de $20[k\Omega]$ ya que de no cambiar el capacitor la resistencia variable se tendría que elevar bastante. A continuación se muestra la gráfica sin variar el capacitor, es decir, $C_2 = 2.7[nF]$

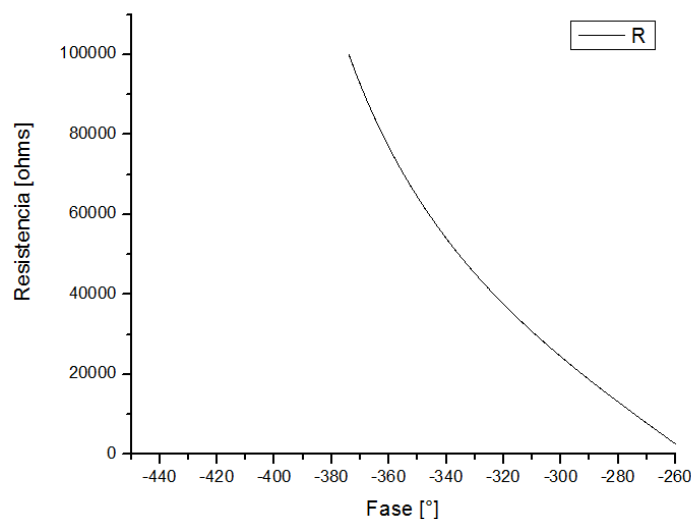


Figura 3.3.4.2 Subetapa dos, a 1 [kHz] y 2.7 [nF]

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

3.3.5 Elección de los capacitores.

A continuación mostraremos las gráficas con las cuales se seleccionaron los capacitores adecuados para ambas etapas (subetapa de retardo de fase fija y subetapa de fase controlable)

Para una frecuencia de referencia de 10 [kHz]:

Para la subetapa de fase fija (figura 3.1.1) tenemos:

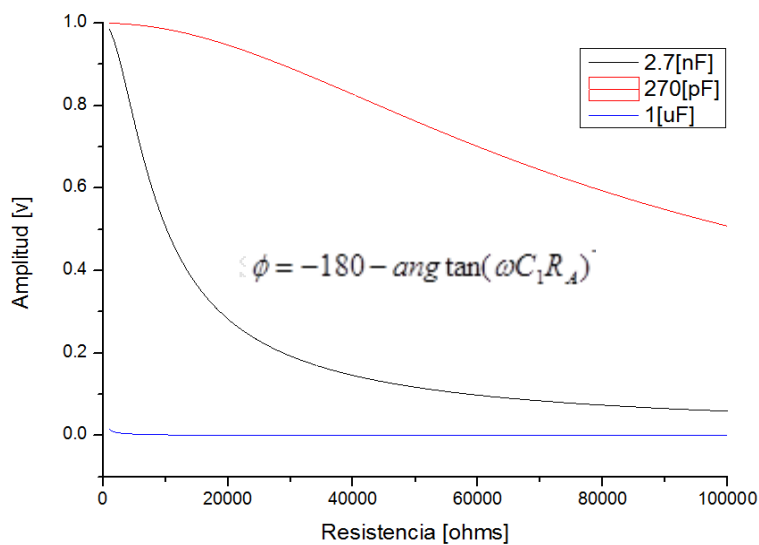


Figura 3.3.5.1 (a) Amplitud vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

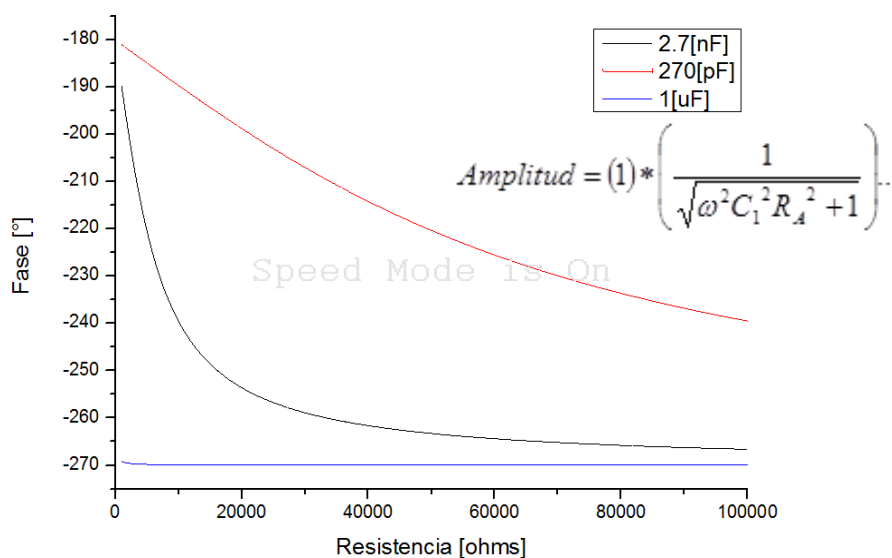


Figura 3.3.5.1 (b) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

De las gráficas seleccionamos el capacitor de 2.7 [nF] ya que con éste alcanzamos la fase y la amplitud (de acuerdo a los criterios establecidos) conveniente con el que calculamos la gráfica de la subetapa de fase controlable (circuito de la figura 3.1.2):

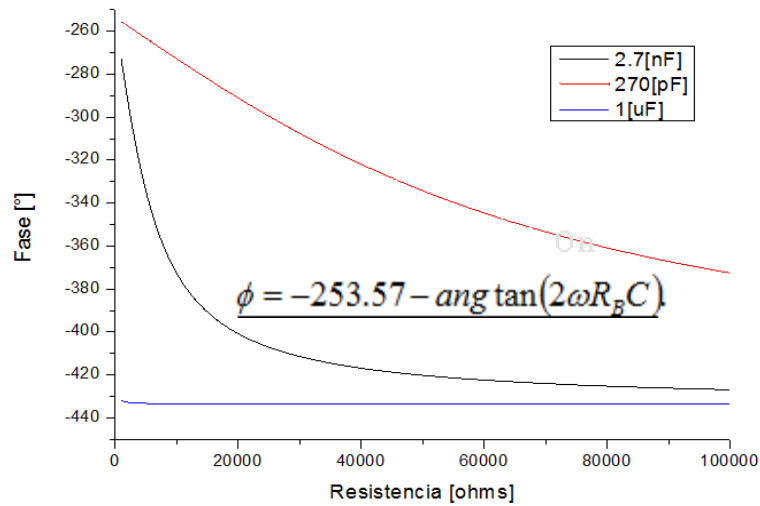


Figura 3.3.5.1 (c) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores (subetapa de fase controlable).

Seleccionamos el capacitor de 2.7 [nF] para esta segunda etapa.

Para una frecuencia de referencia de 1 [kHz]:

Para la subetapa de fase fija (circuito de la figura 3.1.1):

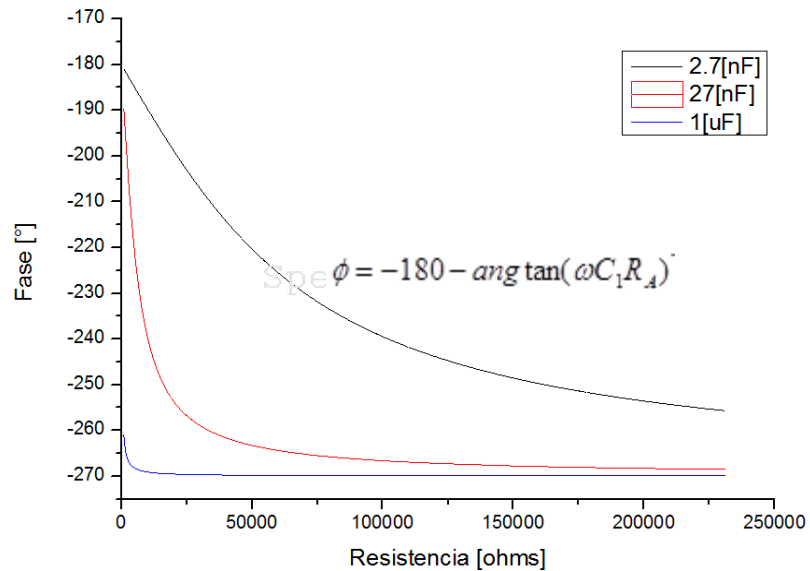


Figura 3.3.5.2 (a) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

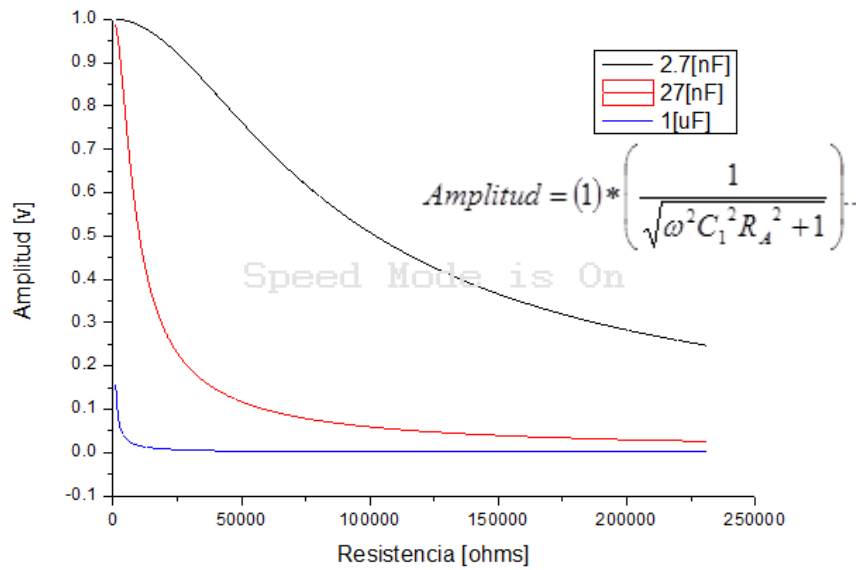


Figura 3.3.5.2 (b) Fase vs Amplitud con tres diferentes capacitores.

Seleccionando el capacitor de 27 [nF], se grafican las curvas para la subetapa dos (circuito de la figura 3.1.2):

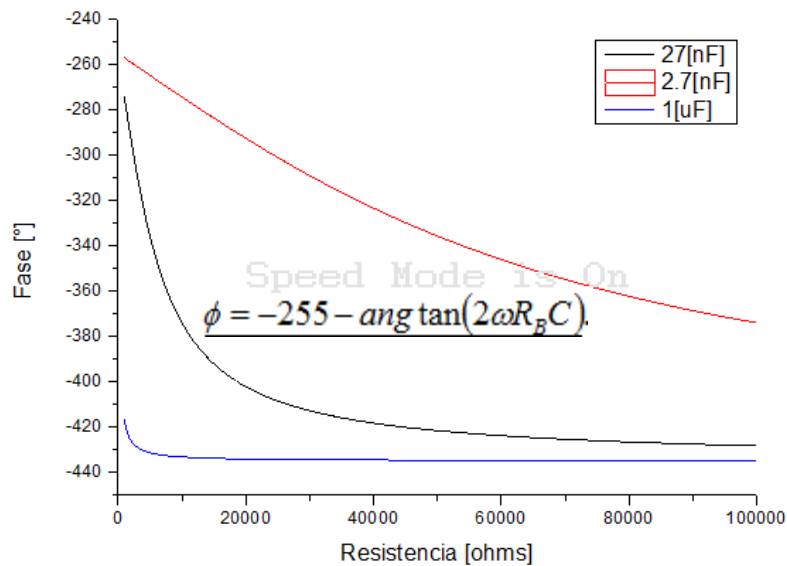


Figura 3.3.5.2 (c) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores (subetapa de fase controlable).

Seleccionamos el capacitor de 27 [nF] para esta segunda etapa.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Para una frecuencia de referencia de 5 [kHz]:

Para la subetapa de fase fija (circuito de la figura 3.1.1):

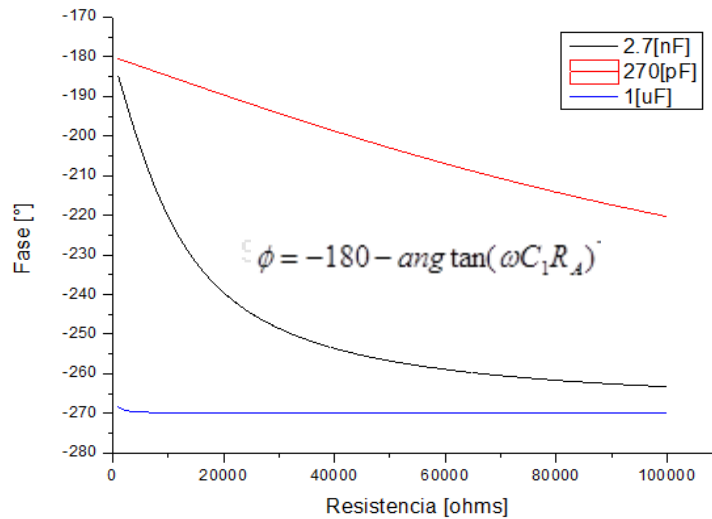


Figura 3.3.5.3 (a) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

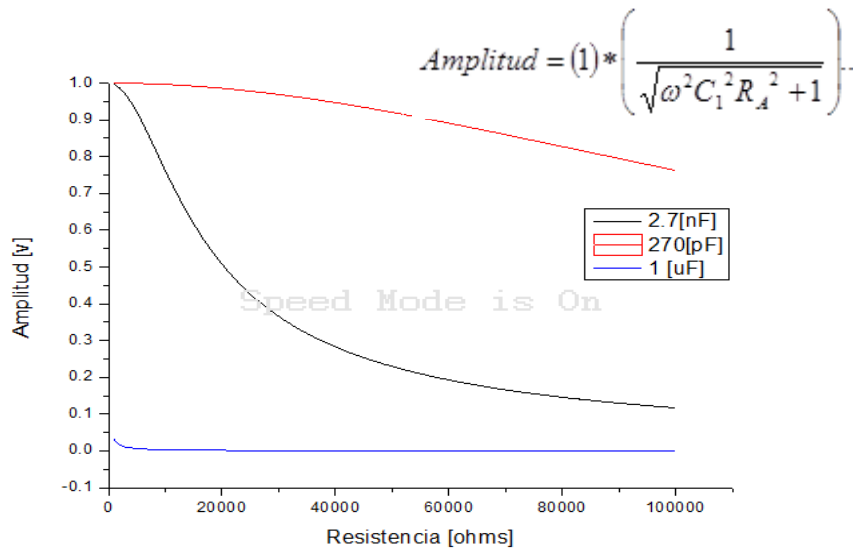


Figura 3.3.5.3 (b) Amplitud vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Seleccionando el capacitor de 2.7 [nF], se grafican las curvas para la subetapa dos (circuito de la figura 3.1.2):

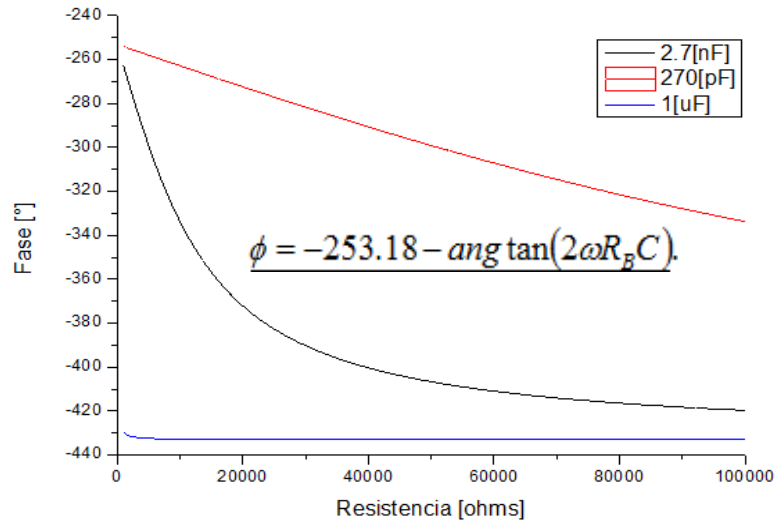


Figura 3.3.5.3 (c) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores (subetapa de fase controlable).

Seleccionamos el capacitor de 2.7 [nF] para esta segunda etapa.

Para una frecuencia de referencia de 20 [kHz]:

Para la subetapa de fase fija (circuito de la figura 3.1.1):

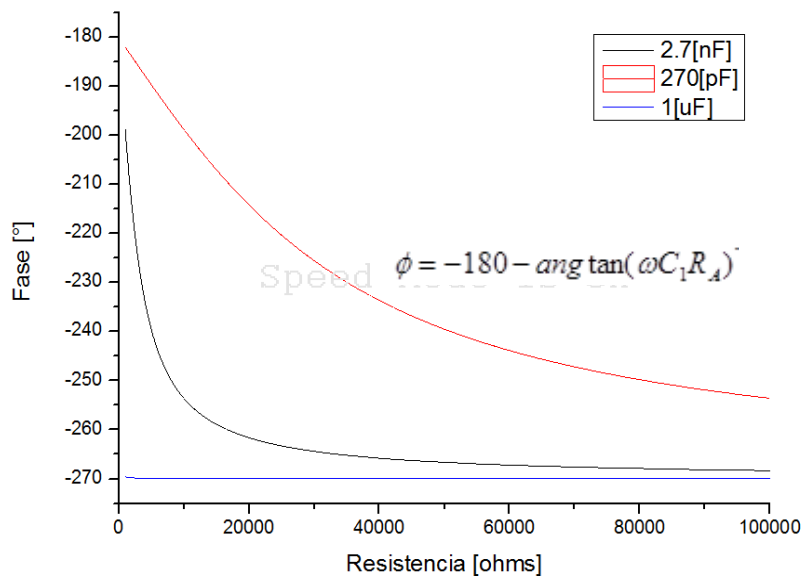


Figura 3.3.5.4 (a) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

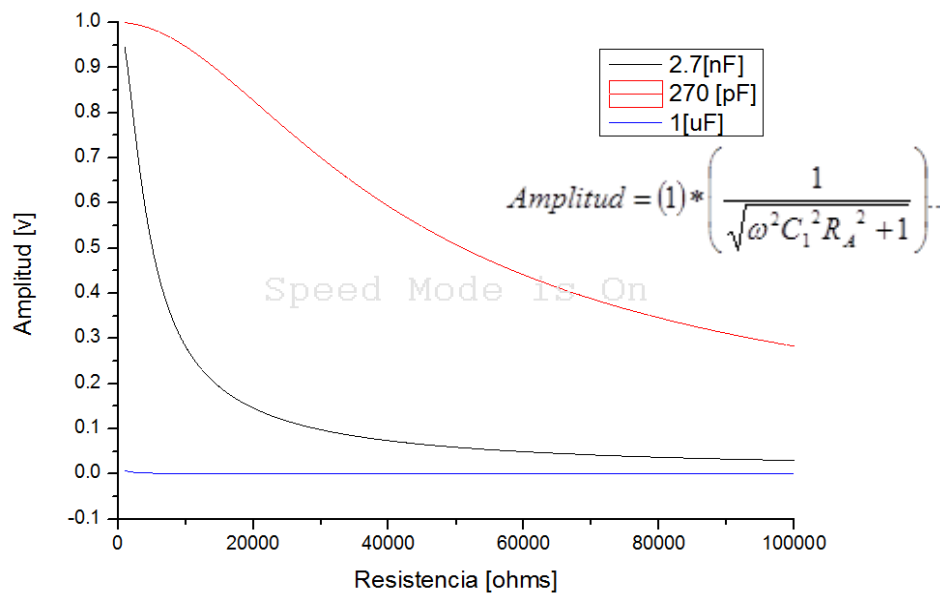


Figura 3.3.5.4 (b) Amplitud vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

Seleccionando el capacitor de 2.7 [nF], se grafican las curvas para la subetapa dos (circuito de la figura 3.1.2):

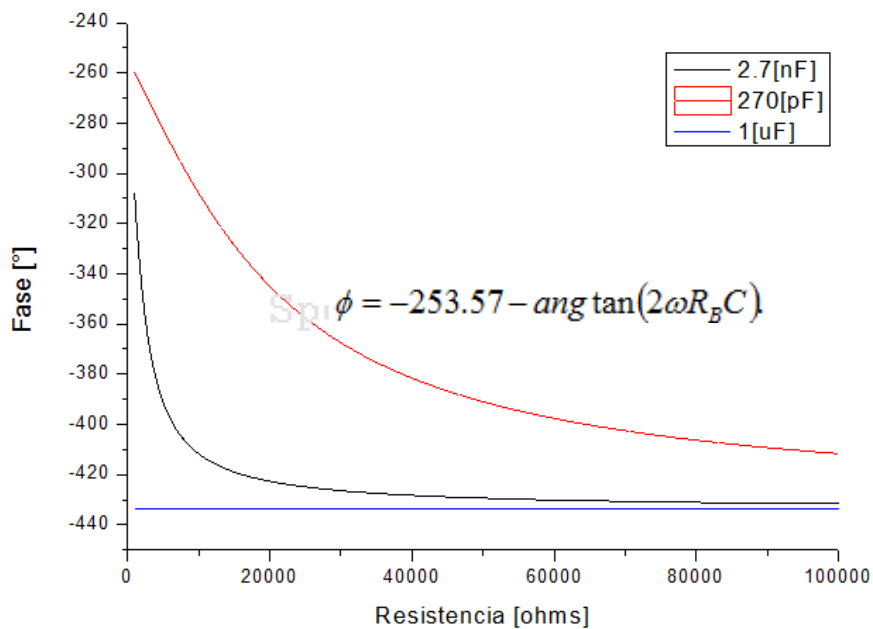


Figura 3.3.5.4 (c) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores (subetapa de fase controlable).

Seleccionamos el capacitor de 2.7 [nF] para esta segunda etapa.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Para una frecuencia de referencia de 30 [kHz]:

Para la subetapa de fase fija (circuito de la figura 3.1.1):

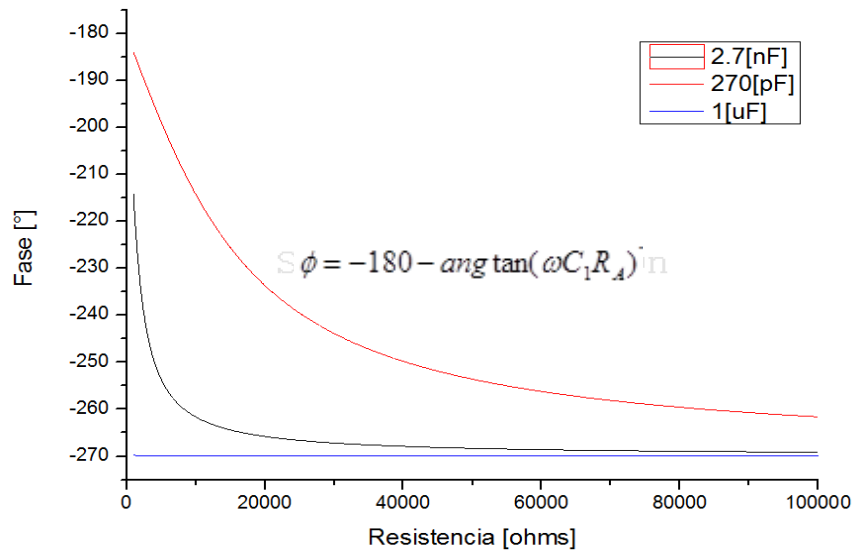


Figura 3.3.5.5 (a) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

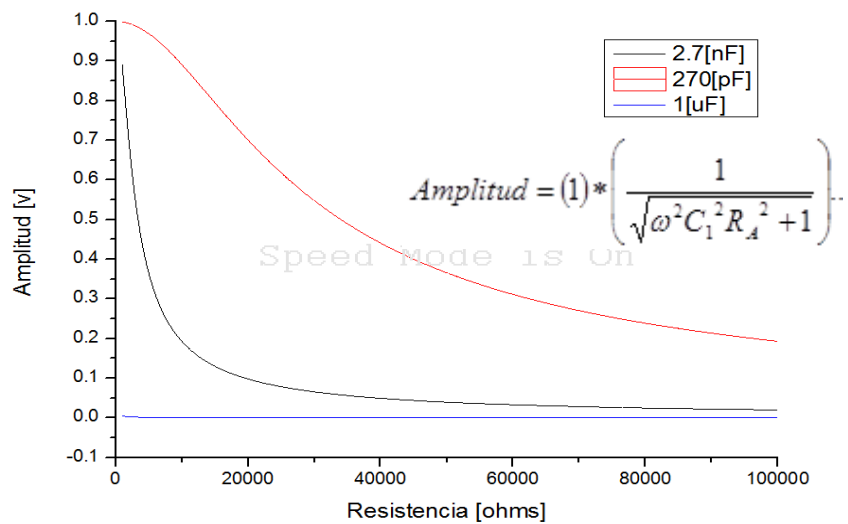


Figura 3.3.5.5 (b) Amplitud vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Seleccionando el capacitor de 2.7 [nF], se grafican las curvas para la subetapa dos (circuito de la figura 3.1.2):

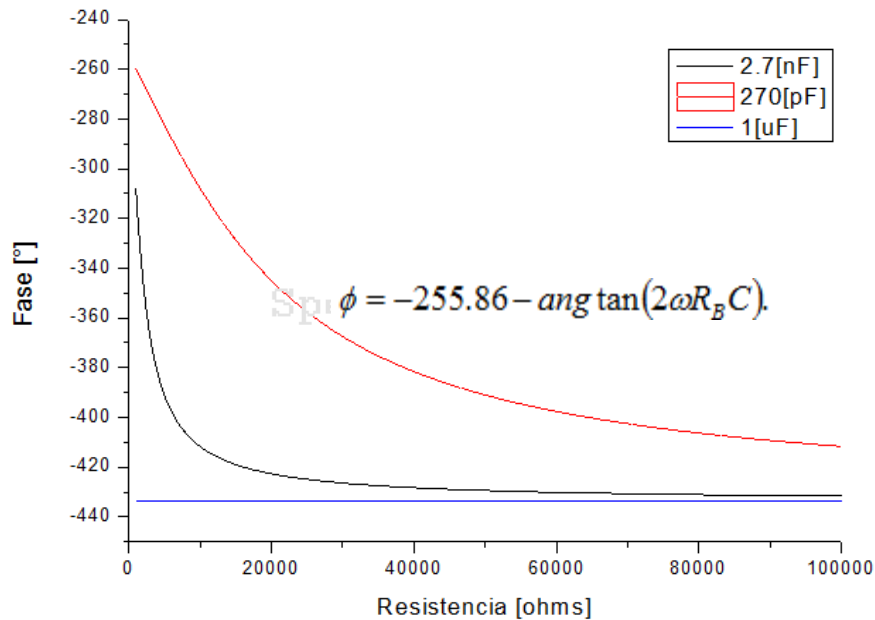


Figura 3.3.5.5 (c) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores (subetapa de fase controlable).

Seleccionamos el capacitor de 2.7 [nF] para esta segunda etapa.

Para una frecuencia de referencia de 40 [kHz]:

Para la subetapa de fase fija (circuito de la figura 3.1.1):

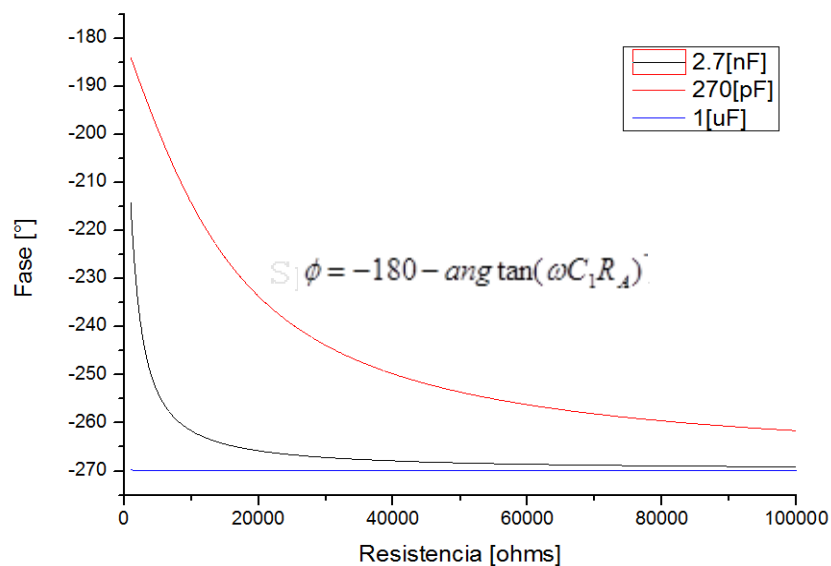


Figura 3.3.5.6 (a) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

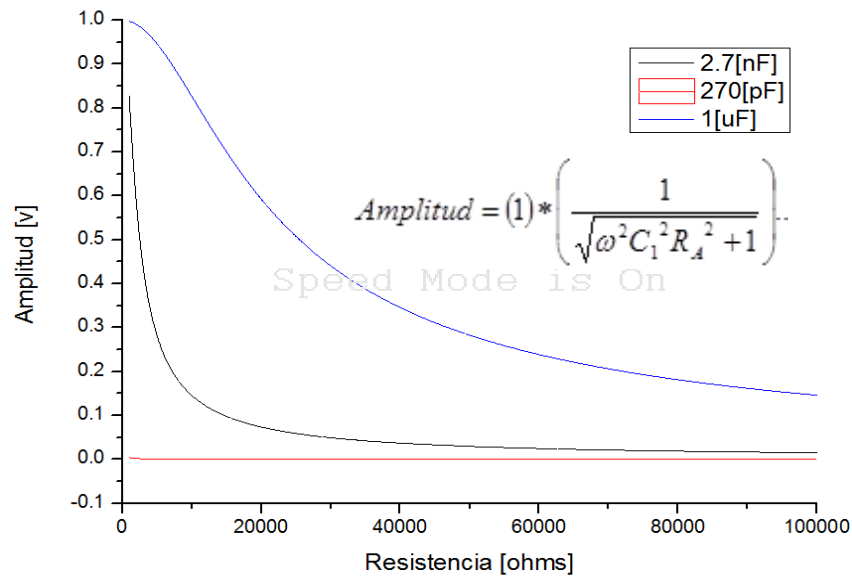


Figura 3.3.5.6 (b) Amplitud vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

Seleccionando el capacitor de 2.7 [nF], se grafican las curvas para la subetapa dos (circuito de la figura 3.1.2):

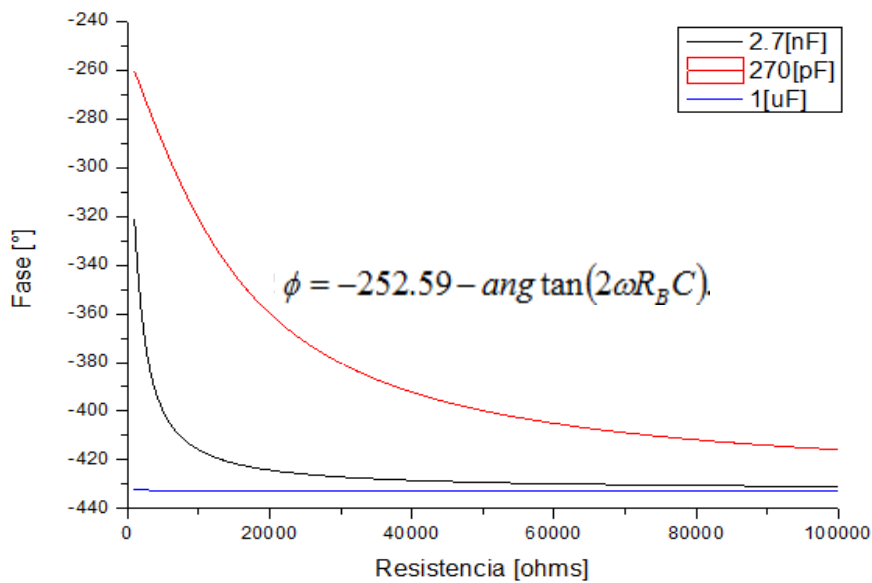


Figura 3.3.5.6 (c) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores (subetapa de fase controlable).

Seleccionamos el capacitor de 2.7 [nF] para esta segunda etapa.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Para una frecuencia de referencia de 50 [kHz]:

Para la subetapa de fase fija (circuito de la figura 3.1.1):

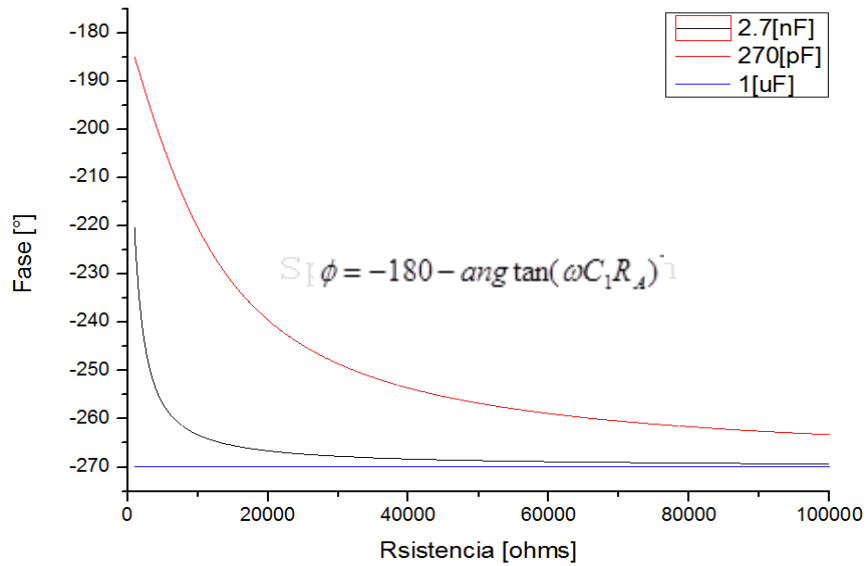


Figura 3.3.5.7 (a) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

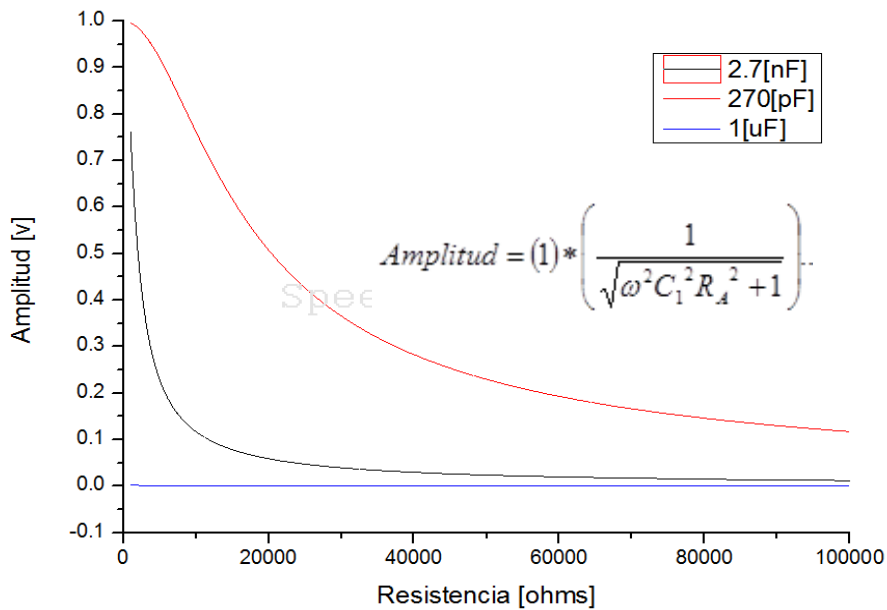


Figura 3.3.5.7 (b) Amplitud vs Resistencia con tres diferentes capacitores.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Seleccionando el capacitor de 2.7 [nF], se grafican las curvas para la subetapa dos (circuito de la figura 3.1.2):

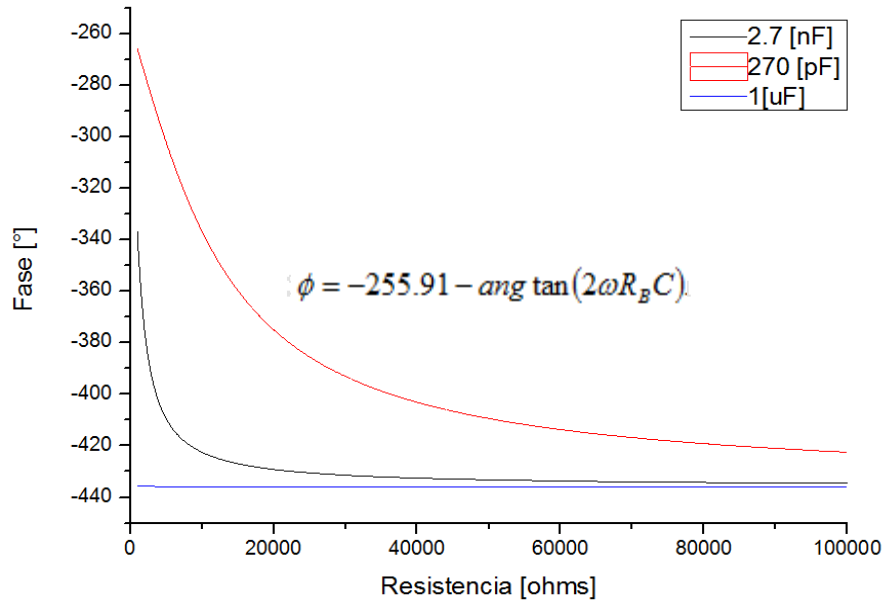


Figura 3.3.5.7 (c) Fase vs Resistencia con tres diferentes capacitores (subetapa de fase controlable).

Seleccionamos el capacitor de 2.7 [nF] para esta segunda etapa.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Resumiendo todos los capacitores en una tabla:

Tabla 3.3.5 Selección de capacitores para la etapa de fase fija y para la etapa de fase controlable.

Frecuencia de Referencia	Capacitor seleccionado para la etapa de retardo de fase fija	Capacitor seleccionado para la etapa de retardo de fase controlable
50 [kHz]	2.7 [nF]	2.7 [nF]
40 [kHz]	2.7 [nF]	2.7 [nF]
30 [kHz]	2.7 [nF]	2.7 [nF]
20 [kHz]	2.7 [nF]	2.7 [nF]
10 [kHz]	2.7 [nF]	2.7 [nF]
5 [kHz]	2.7 [nF]	2.7 [nF]
1 [kHz]	27 [nF]	27 [nF]

Como conclusión, respecto a este método, observamos que para todas las frecuencias calculadas solo es necesario cambiar la resistencia R_A de la subetapa de fase fija. Cambiando ésta podemos obtener parámetros de amplitud y fase cercanos a las calculadas a 10 [kHz] a excepción de 1 [kHz]. Para las frecuencias de 10, 20, 30, 40 y 50 [kHz] ± 5 [kHz] cada una, abarcando todas las frecuencias desde 1 [kHz] hasta 55 [kHz].

En las gráficas del subtema 3.3.5 observamos que el capacitor ideal, en la mayoría de los casos es el de 2.7 [nF] con el cual observamos en cada gráfica, tanto de la subetapa de fase fija como en la subetapa de fase controlable, que el rango de frecuencias requerido es cubierto adecuadamente. Solo al trabajar con la frecuencia de 1 [kHz] es necesario cambiar el capacitor por uno de 270 [nF] para ambas subetapas.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

3.4 Referencias.

1. Franco, Sergio, (2005), "Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos", Mc Graw Hill, 3ª edición.
2. Boylestad, Robert L. y Nashelsky, Louis, "Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos", Pearson, 8ª edición.
3. (1992), "Model SR850 DSP Lock-in Amplifier", Stanford Research Systems (SRS), Revision 1.8 (02/2007).
4. Laquidara, Aníbal, "Circuitos Electrónicos II: Amplificadores Lock-in", Universidad Nacional de la Plata, Facultad de Ingeniería.

Capítulo 3. Sistema de medición propuesto

Capítulo 4

Desarrollo experimental.

El presente apartado está encaminado hacia el diseño físico del instrumento de bajo ruido basado en sensores capacitivos coplanarios (tipo peine) así como la metodología para el correcto uso de dicho dispositivo.

4.1 Implementación del sistema de medición.

En primera estancia, se implementó el sensor capacitivo (inmerso en el circuito de acondicionamiento). Consta de 20 electrodos con un ancho de $20\ [\mu m]$ cada uno y una separación entre ellos, de igual manera, de $20\ [\mu m]$ formando una superficie sensitiva de $1\ [cm^2]$. Dicho sensor cuenta con un plano de tierra, teniendo así un campo eléctrico muy controlado.

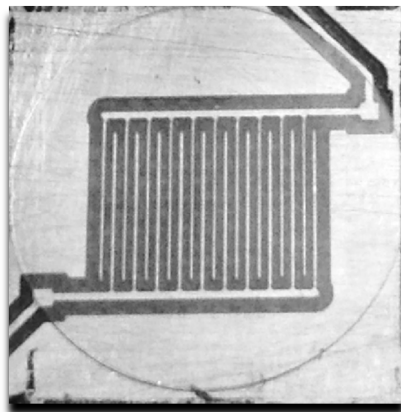


Figura 4.1.1 Sensor capacitivo diseñado para el circuito.

Capítulo 4. Desarrollo experimental

A continuación se muestra el diagrama electrónico del dispositivo a realizar.

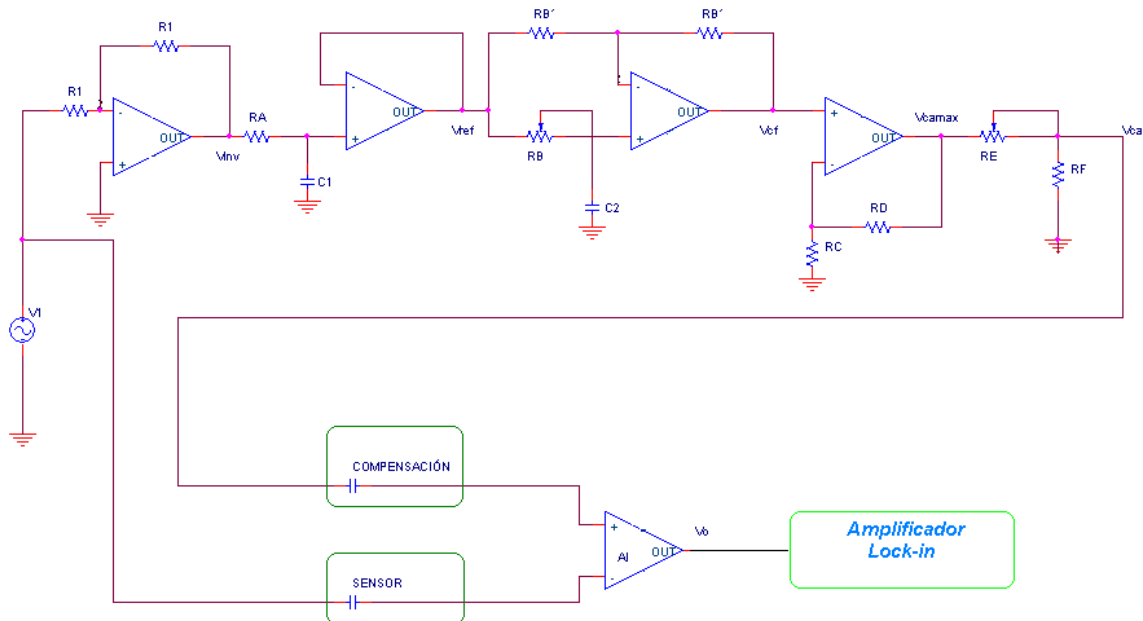


Figura 4.1.2 Diagrama unificado del sistema de medición capacitivo.

La realización del dispositivo es implementado en un circuito impreso de 8x7.5 [cm], donde se integra el circuito de acondicionamiento, el capacitor de referencia y el sensor capacitivo (ambos, capacitor y sensor, con la geometría exactamente igual), el circuito impreso queda de la siguiente manera:

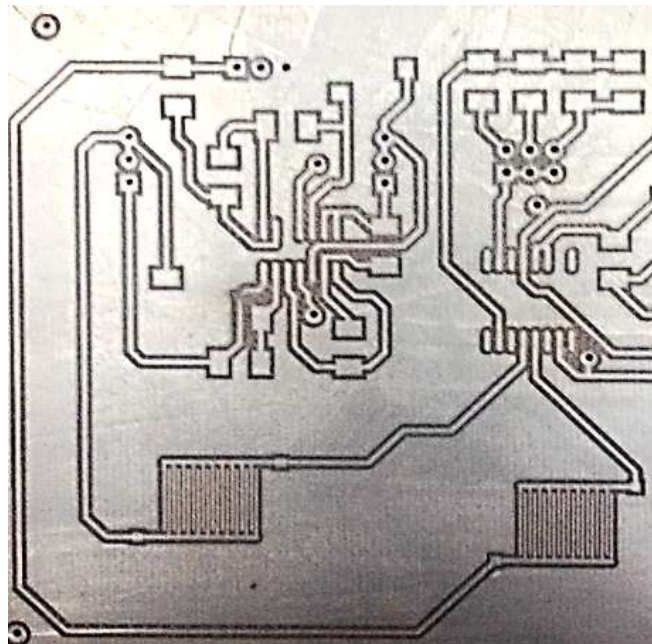


Figura 4.1.3 Circuito impreso del sistema de medición capacitivo.

Capítulo 4. Desarrollo experimental

Teniendo entrada de alimentación para fuente bipolar (alimentación para amplificadores), entrada de señal de referencia (señal senoidal para la etapa de acondicionamiento y para el sensor) y salida de señal diferencial (señal diferencial resultado de sensar el material bajo prueba).

De la figura anterior se enlistan los componentes utilizados para el ensamble del circuito:

Tabla 4.1.4 de valores de los componentes del sistema de medición capacitivo.

Nombre	Componente
R_1	Resistor SMD de 20 [k Ω]
R_A	Resistor SMD de 20 [k Ω]
C_1	Capacitor SMD de 2.7 [nF]
R_B	Trim Pot de 20 [k Ω]
R'_B	Resistor SMD de 20 [k Ω]
C_2	Capacitor SMD de 2.7 [nF]
R_D	Resistor SMD de 20 [k Ω]
R_C	Resistor SMD de 4.7 [k Ω]
R_E	Resistor SMD de 20 [k Ω]
R_F	Resistor SMD de 10 [k Ω]
OPAM	Amplificador TL074BC (SMD)
AM INST	Amp. Instrumentación INA114BU (SMD)

De la tabla de componentes cabe aclarar que la totalidad de los componentes son de tecnología de montaje superficial más conocida por sus siglas en inglés “SMT” (Surface Mount Technology). Los componentes que manejan esta tecnología son llamados dispositivos de montaje superficial y es común hallarlos con las siglas “SMD” (Surface Mount Device). Se decidió utilizar ésta tecnología debido a sus diferentes ventajas pero la principal es la disminución del ruido ya que gracias al menor tamaño se reducen las interferencias electromagnéticas.

Capítulo 4. Desarrollo experimental

Para soldar todos los componentes se utilizó un caudín tipo lápiz con punta especial para soldar componentes SMD obteniendo el siguiente resultado:

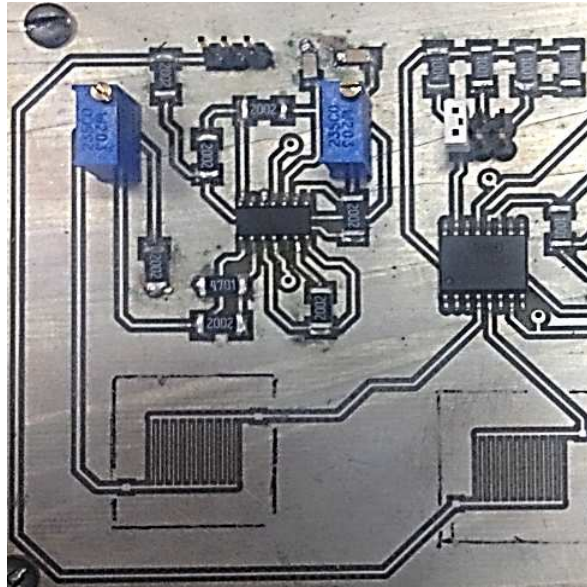


Figura 4.1.5 Circuito ensamblado.

4.2 Metodología de medición.

En este punto describiremos las acciones a seguir para una correcta medición de un material bajo prueba una vez que ya tenemos armado nuestro circuito.

Lo primero que tenemos que hacer es calibrar a cero el dispositivo, es importante colocar un objeto dieléctrico base entre el sensor y el material bajo prueba ya que el sensor, al ser un capacitor, puede entrar en corto circuito si el material bajo prueba resulta ser conductor.

Se decide colocar un cubre objetos cuadrado de vidrio de $1.5 [cm^2]$ de superficie y $100 [\mu m]$ de espesor en nuestro sensor, sin embargo es recomendable de igual manera colocar otro cubre objetos en el capacitor de referencia para tener ambos en la condiciones más parecidas y que el diferencial sea únicamente la respuesta del material bajo prueba.

Capítulo 4. Desarrollo experimental

Procedemos a colocar los parámetros requeridos en el amplificador Lock-in marca Stanford Research Systems, modelo SR850 [1].

Tabla 4.2.1 Tabla de parámetros ajustados al Lock-in.

Parámetro	Valor
Ref. Phase	0 [°]
Ref. Source	Internal
Ref. Frequency	10 [kHz]
Sine Output	1 [v]
Source	1
Grounding	Ground
Line Notches	Line
Sensitivity	5 [pA]
Time Constant/ Width Band	100 [ms], 1.2 [Hz]
Filter	12 [dB/oct]
Sample Rate	Variado
Scan Length	300, 1 shot
Format	Up/Down
Display Scale	Chart, 5e-12, 10[min/div]

Capítulo 4. Desarrollo experimental

El dispositivo se conecta como se muestra en la figura 4.2.1. Se observa la fuente de alimentación simétrica marca Tektronix, modelo PS280 la cual está ajustada a ± 5 [V], la señal de referencia obtenida del Lock-in y hacia la señal de entrada del dispositivo, la señal de salida del dispositivo hacia la entrada A del Lock-in y la señal de referencia del Lock-in conectada también hacia la entrada A del osciloscopio (ésta última solo para monitorizar la señal de referencia que entrega el amplificador Lock-in).

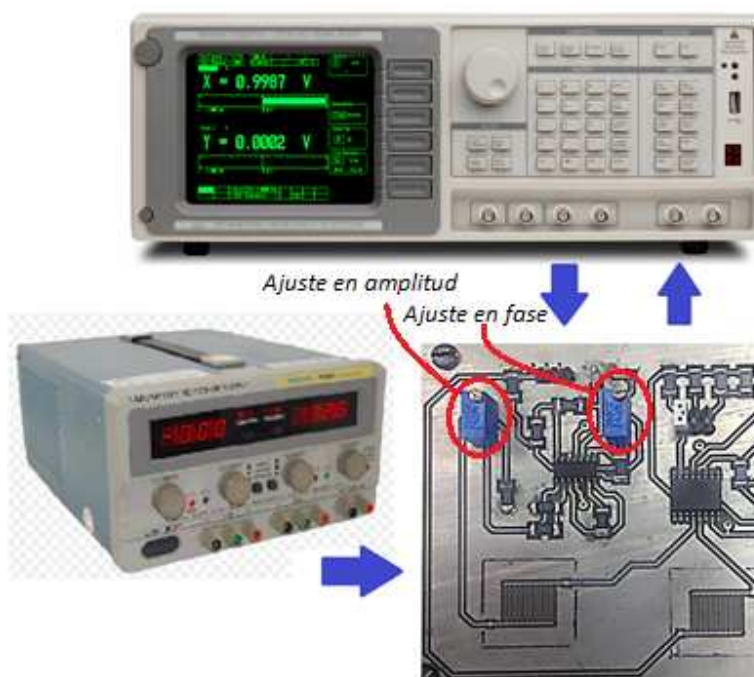


Figura 4.2.1 Dirección de las conexiones hacia el dispositivo. Es alimentado con ± 5 [V] de la fuente simétrica, excitado con 1 [Vrms] del Lock-in y el circuito a su vez manda la señal a una de las entradas del Lock-in.

Posteriormente procedemos a ajustar el mínimo voltaje de referencia con nuestro prototipo. Podemos observar en el circuito dos resistencias variables (trim pot's) uno dedicado a la variación de la amplitud y el otro a la variación en fase. Para obtener una correcto ajuste es necesario que ambas señales, la del sensor y la del capacitor de referencia sean lo más parecidas posible para ello ajustamos la amplitud y en seguida la fase de manera que la señal del sensor sea casi igual a la del capacitor. Para lograr esta aproximación se ajusta la amplitud de tal suerte que obtengamos la mínima medición posible en el Lock-in, una vez logrado esto procedemos a hacer lo mismo con el ajuste en fase. Observaremos que la medición en el lock-in disminuirá aún más. Este proceso se realiza hasta llegar a lo más cercano posible a un valor mínimo de referencia, cercano a cero.

En las figuras 4.2.2(a), 4.2.2(b) y 4.2.2(c) se muestra paso a paso el ajuste al mínimo voltaje de referencia, siendo la amarilla la señal de referencia de entrada al circuito, la azul la señal a igualar y la roja la señal a ajustar de manera que sea lo más parecido posible a la señal azul .

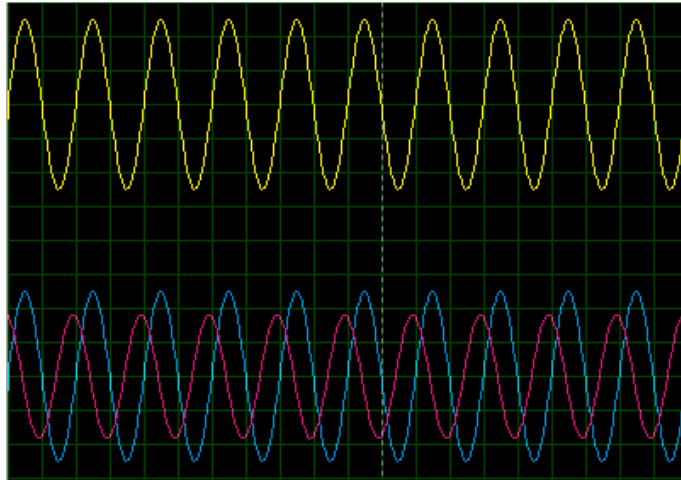


Figura 4.2.2(a) La señal amarilla muestra la señal de excitación, la azul es la señal de referencia, la señal roja es la señal ajustable.

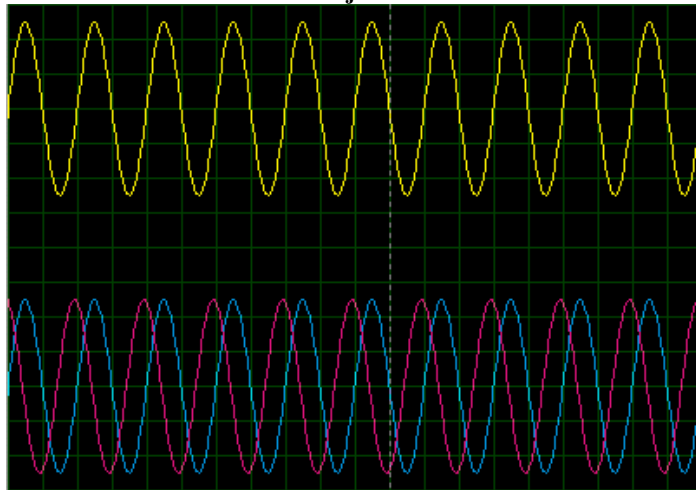


Figura 4.2.2(b) La señal amarilla muestra la señal de excitación, la azul es la señal de referencia, la señal roja es la señal ajustada en amplitud.

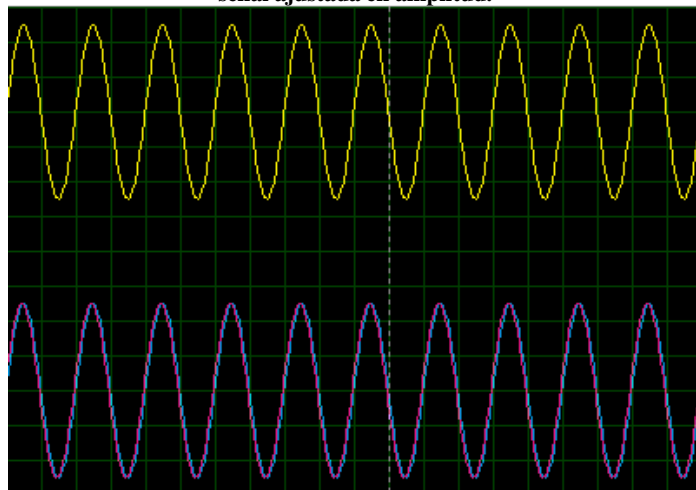


Figura 4.2.2(c) La señal amarilla muestra la señal de excitación, la azul es la señal de referencia, la señal roja es la señal ajustada en amplitud y fase.

Capítulo 4. Desarrollo experimental

Una vez ajustado el sistema a un valor mínimo de referencia podremos observar el ruido base en corriente compleja de nuestro dispositivo en el amplificador Lock-in con la cual es posible obtener indirectamente el valor de la capacitancia.

Para poder obtener la expresión que nos permita visualizar los resultados en capacitancia, analizamos el siguiente circuito:

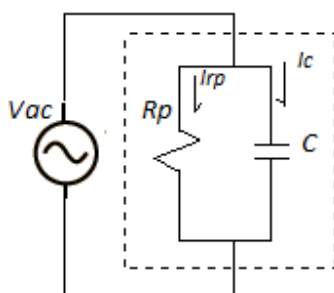


Figura 4.2.3 Circuito RC que representa al sensor capacitivo.

Donde:

R_p = Resistencia parásita del capacitor.

C = Capacitancia del sensor.

V_{ac} = Fuente que alimenta el circuito.

Como I_c es la corriente imaginaria que se obtiene directamente del amplificador Lock-in ya no es necesario encontrar el valor de la corriente I_{rp} ni la resistencia dado que tenemos los datos necesarios que son V_{ac} e I_c . Al discriminar tanto la resistencia R_p como su corriente I_{rp} tenemos:

$$V_{ac} = Z_c I_{cm} \dots (4.1)$$

Donde Z_c al ser un elemento puramente capacitivo es X_c

V_{ac} = Fuente de alimentación

Z_c = Impedancia capacitiva

I_{cm} = Corriente a través del capacitor

X_c = Reactancia capacitiva

La reactancia de un capacitor es:

$$X_c = \frac{1}{j\omega C} \dots (4.2)$$

Como $Z_c = X_c$ la ecuación 4.2 queda de la siguiente forma:

$$V_{ac} = \frac{I_{cm}}{j\omega C} \dots (4.3)$$

Capítulo 4. Desarrollo experimental

Obteniendo la magnitud de la ecuación 4.3:

$$V_{ac} = \frac{I_{cm}}{\omega C} \dots (4.4)$$

Despejando C:

$$C = \frac{I_{cm}}{\omega V_{ac}} \dots (4.5)$$

Como $\omega = 2\pi f$ (frecuencia angular) :

$$C = \frac{I_{cm}}{2\pi f V_{ac}} \dots (4.6)$$

Donde:

I_{cm} = Corriente imaginaria proporcionada por el Lock – in

f = Frecuencia de referencia

V_{ac} = Voltage de referencia

C = Capacitancia del sensor [2] [3]

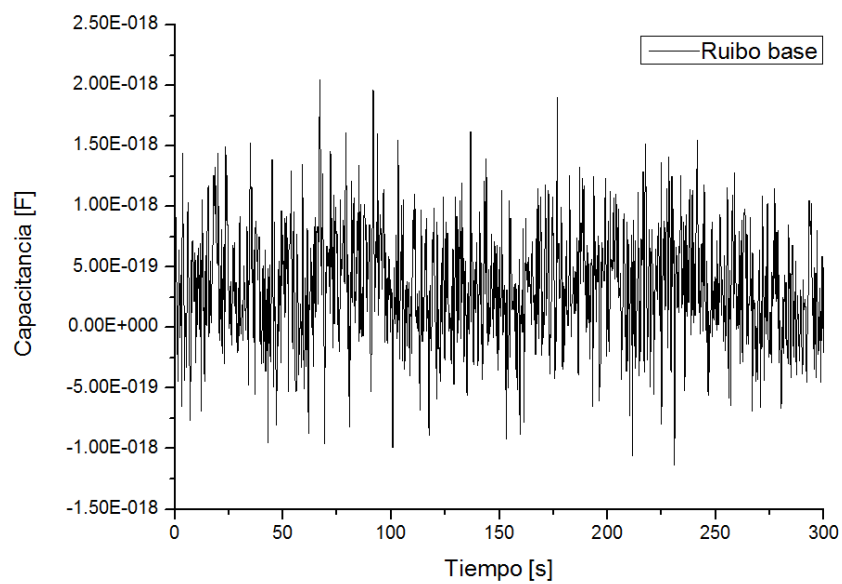


Figura 4.2.3 Gráfica del ruido base del sistema de medición.

Capítulo 4. Desarrollo experimental

En la siguiente tabla se observa el ruido promedio obtenido de la gráfica tanto en corriente como en capacitancia así como también el ruido RMS que se define como el ruido inmerso en el ancho de banda establecido con el Lock-in digital (1.2 [Hz]).

$$I_{RMS} = \frac{I}{\sqrt{BW}} \dots (4.7) ; \quad C_{RMS} = \frac{C}{\sqrt{BW}} \dots (4.8)$$

Donde:

I = Ruido base en corriente

BW = Ancho de banda establecido en el Lock-in.

C = Ruido base en capacitancia

Ruido base en corriente	31.41109 [fA]
Ruido base en capacitancia	0.499923 [aF]
Ruido base en corriente (I_{RMS})	28.6742709 $\left[\frac{fA}{\sqrt{Hz}} \right]$
Ruido base en capacitancia (C_{RMS})	0.45636517 $\left[\frac{aF}{\sqrt{Hz}} \right]$

Como podemos observar en la gráfica, obtenemos un ruido base de corriente muy bajo lo cual es muy conveniente para realizar nuestras mediciones, tomando en cuenta que las señales esperadas son de muy baja magnitud, es decir, el objetivo es obtener una relación señal a ruido bastante aceptable con el sistema de medición propuesto.

En este punto ya podemos comenzar a medir un material, solo basta con cambiar el cubreobjetos vacío colocado sobre el sensor por uno que contenga un material a medir. Es recomendable comenzar la prueba dejando correr el experimento con los cubreobjetos vacíos y seguir registrando datos mientras cambiamos a la muestra de tal forma que podamos observar el cambio de capacitancia temporal cuando no tenemos muestra sobre el sensor y cuando ya la tenemos.

4.3 Referencias.

1. (1992), "Model SR850 DSP Lock-in Amplifier", Stanford Research Systems (SRS), Revision 1.8 (02/2007).
2. Boylestad, Robert L. y Nashelsky, Louis, "Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos", Pearson, 8ª edición.
3. Pérez Jiménez, Francisco, (2011), "Diseño de un Sensor Capacitivo para Monitorizar Procesos en Coloides", Universidad Nacional Autónoma de México.

Capítulo 5

Resultados experimentales.

5.1 Caracterización del proceso de evaporación de solventes.

Siempre que realicemos una medición de un material bajo prueba es necesario ajustar nuestro sistema y realizar una medición del ruido base ya que varía dependiendo de las condiciones ambientales a las que se encuentre sometido en ese momento el prototipo. Esto debido a que el sensor capacitivo es altamente sensible a la humedad ambiental principalmente.

Primero comenzamos caracterizando la respuesta del dispositivo midiendo temporalmente la capacitancia diferencial del proceso de evaporación de la acetona. Se realizó tres veces este procedimiento (con 5 [μl] de acetona en cada medición) para observar las características de nuestro sensor en condiciones no controladas (repetitibilidad, resolución, sensibilidad, ruido, estabilidad, etc.).

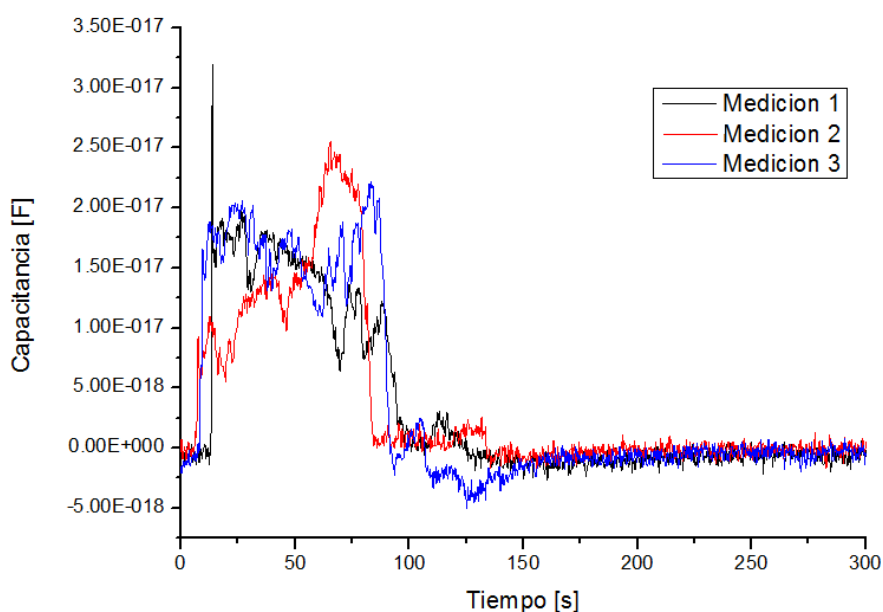


Figura 5.1 Proceso de evaporación de la acetona medido tres veces.

En las gráficas podemos observar repetitibilidad en el experimento aunque cabe mencionar que es un procedimiento no controlado ya que el entorno no está aislado y hay una posibilidad muy grande de que el entorno varíe de un proceso a otro.

Capítulo 5. Resultados experimentales

Vemos que la señal en cada grafica comienza con el ruido base y posteriormente se observa un cambio repentino. Dicho cambio se da en diferentes instantes debido a que al verter los 5 [μl] de acetona no se hace en el mismo instante sino que varía por algunos segundos.

Para obtener la máxima relación señal a ruido en una medición hacemos uso de la siguiente ecuación:

$$SNR = \frac{S_{max}}{N} \dots (5.1.1)$$

Donde:

SNR = Relación señal a ruido.

S_{max} = Señal en su máxima amplitud.

N = Ruido base (1.5453×10^{-19} [F])

$$SNR_{acetona} = \frac{2.7839 \times 10^{-17} [F]}{1.5453 \times 10^{-19} [F]}$$

$$SNR_{acetona} = \mathbf{180.1527}$$

Cabe resaltar que este cálculo de la SNR se puede realizar para cada medición en cualquier punto de la gráfica.

Por otro lado observamos que el proceso de evaporación de los 5 [μl] de acetona en cada muestra dura aproximadamente el mismo tiempo (aproximadamente 150 [s]).

5.2 Caracterización de tejidos biológicos.

Después de obtener resultados del proceso de evaporación con la acetona, se caracterizaron tres tejidos biológicos (hígado, corazón de pollo y tendón bovino) que se encontraban inmersos en formol. Se tomaron muestras de cada tejido con $1 [cm^2]$ de superficie y $300 [\mu m]$ de espesor aproximadamente. Cabe aclarar que dichas muestras no pasaron por un proceso especial para su corte, sino que solo se extrajeron del frasco con formol y se cortaron al tamaño del área sensitiva. Acto seguido se colocaron en papel absorbente para retirar el exceso de formol de tal manera que éste influyera lo menos posible en las mediciones.

Las muestras se depositaron en el cubre objetos colocado sobre el sensor del dispositivo ya teniendo éste correctamente ajustado. Se monitorizó temporalmente la componente imaginaria de la corriente con la cual se obtuvo mediante la ecuación 4.6 mencionada en el capítulo anterior, la señal temporal de capacitancia propia de cada tejido. A continuación se muestran los resultados obtenidos para cada tejido.

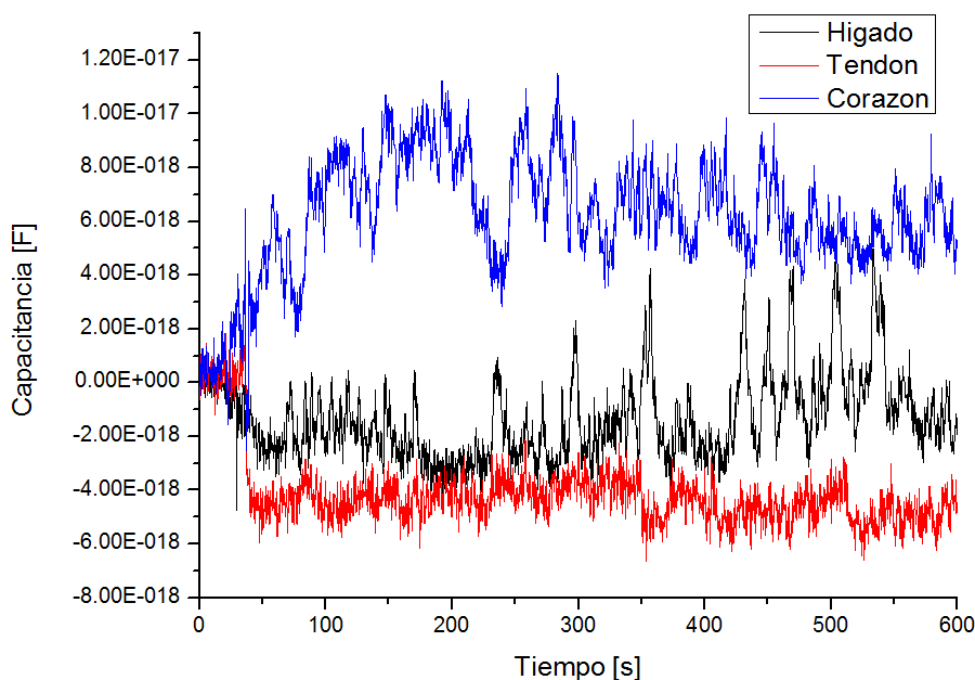


Figura 5.2 Señales temporales de Capacitancia de tejidos biológicos de hígado y corazón de pollo y tendón bovino.

Haciendo uso de la ecuación 5.1.1 calculamos la relación señal a ruido para cada tejido:

$$SNR_{\text{corazón}} = \frac{1.1837 \times 10^{-17} [F]}{3.3155 \times 10^{-19} [F]}$$

$$SNR_{\text{corazón}} = 35.7020$$

$$SNR_{higado} = \frac{5.0132 \times 10^{-18} [F]}{3.3155 \times 10^{-19} [F]}$$

$$SNR_{higado} = 15.1205$$

$$SNR_{tendon} = \frac{6.0083 \times 10^{-18} [F]}{3.3155 \times 10^{-19} [F]}$$

$$SNR_{tendon} = 18.1218$$

5.3 Caracterización de un tejido biológico vivo con sangre.

Para el siguiente proceso fue necesario cambiar la técnica de colocación del material bajo prueba a monitorizar pues se trató de sangre “entera” obtenida en el momento de la medición.

En primer lugar cambiamos de geometría para los cubreobjetos, siendo éstos de forma circular teniendo una longitud de 18 [mm] de diámetro y 150 [μm] de espesor.

Para ajustar el sistema se colocaron dos cubreobjetos de las características anteriormente descritas sobre el sensor y dos más sobre el capacitor de referencia. Esto debido a que la muestra (sangre) a colocar se depositará sobre un cubreobjetos y será cubierta con otro cubreobjetos a manera de tener aproximadamente 5 [μl] de sangre entre ambos cubreobjetos.

La manera de obtener la muestra de sangre fue mediante un dispositivo punzante y una lanceta, se pincha el dedo y la sangre se deposita sobre el cubreobjetos.



Figura 5.3 Momento del pinchado del dedo para la obtención de la muestra.

Capítulo 5. Resultados experimentales



Figura 5.4 Muestra de sangre preparada para la medición (ya colocada entre dos cubreobjetos).

Una vez referenciado el sistema retiramos los cubreobjetos del sensor para ser colocada la muestra de sangre obtenida (visualizada en la figura 5.4) quedando de la siguiente manera:



Figura 5.5 Vista del sistema con la muestra de sangre a monitorear.

Capítulo 5. Resultados experimentales

El proceso temporal de la muestra de sangre entera fue monitorizada por 2.7 [hrs] obteniendo los siguientes resultados:

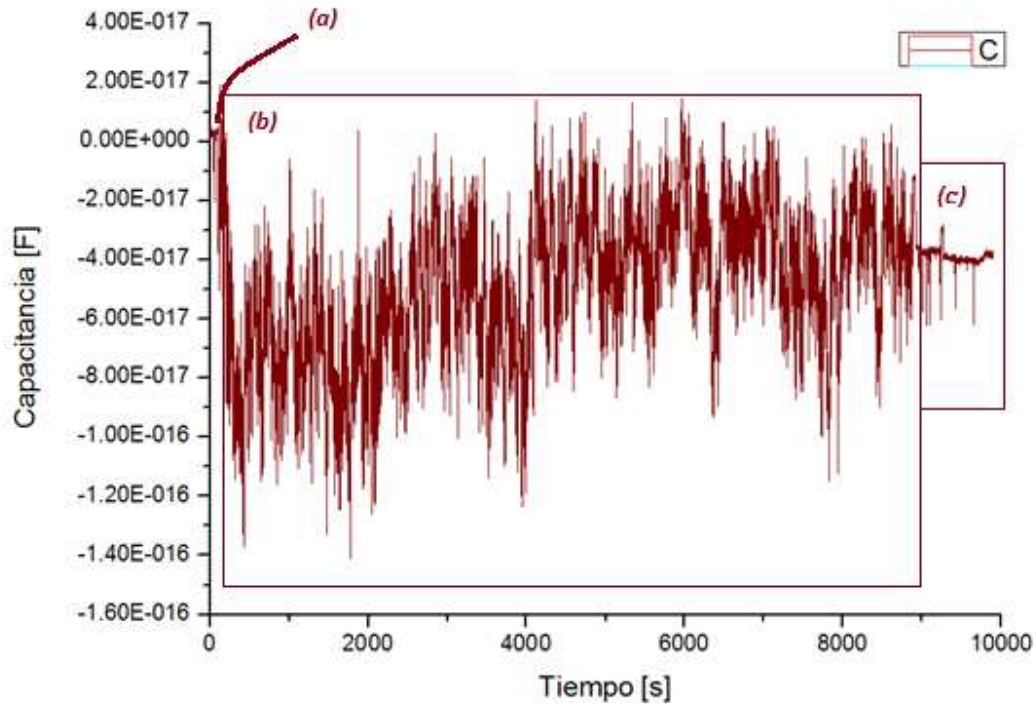


Figura 5.6 Gráfica del proceso temporal de la muestra de sangre entera.

En el gráfico de la figura 5.6 podemos observar tres etapas del proceso temporal con sangre:

- La primera gráfica nos muestra el ruido base del sistema durante (0-110)[s] antes de colocar la muestra de sangre (figura 5.7).
- La segunda gráfica representa el proceso temporal de la muestra de sangre a partir de (110-9000)[s] (figura 5.8).
- La tercera gráfica nos deja ver la respuesta del sistema en el momento que la muestra de sangre disminuye la variación de la señal a partir de aproximadamente (9000-10000)[s] (figura 5.9).

Capítulo 5. Resultados experimentales

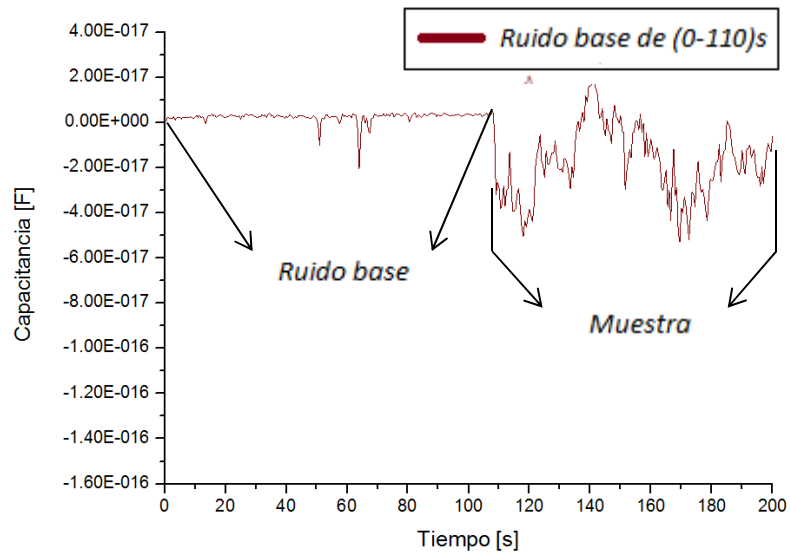


Figura 5.7 Registro del mínimo voltaje de referencia hasta los 110 [s]. Antes de colocar la muestra de sangre entera.

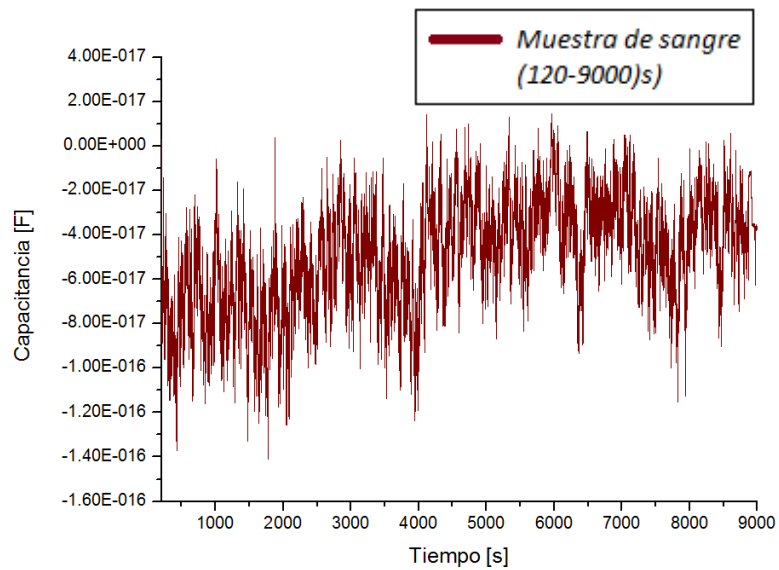


Figura 5.8 Máximo registro de perturbación de campo eléctrico en el sensor debido a la muestra de sangre entera.

Capítulo 5. Resultados experimentales

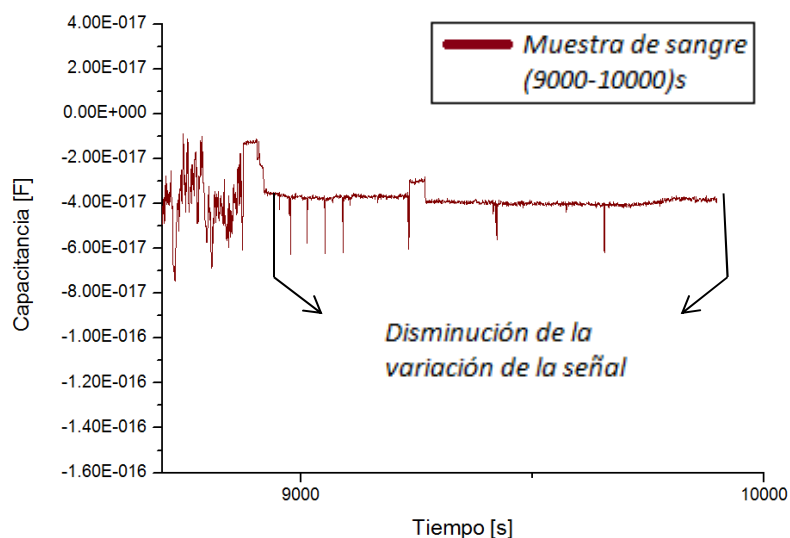


Figura 5.9 Parte final del proceso temporal de la muestra de sangre.

Posterior a esta medición se procedió a hacer una medición, 48 [hrs] después, de la misma muestra de sangre (durante 30 [min]). Se observa que no presenta perturbaciones del campo eléctrico en el sensor, representando la respuesta de un material biológico inerte como si se tratase de un tejido muerto.

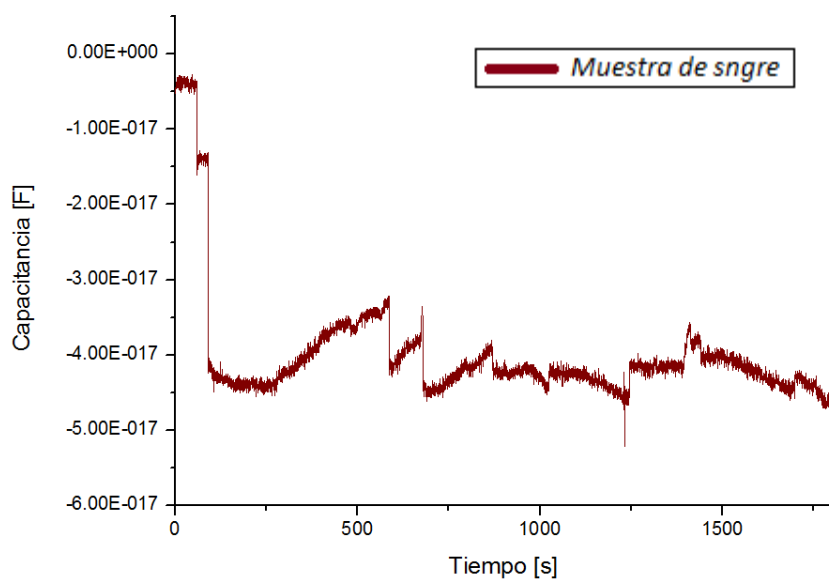


Figura 5.10 Muestra de sangre sin registro de actividad eléctrica.

En la gráfica de la figura 5.10 se observa una señal que oscila en un rango muy pequeño (2[aF]) comprobando que ya no se observan perturbaciones del campo eléctrico en el sensor. Cabe señalar que la parte que se ve al inicio de la gráfica es el mínimo voltaje de referencia, antes de colocar la muestra de sangre.

Capítulo 5. Resultados experimentales

5.4 Discusión.

Es posible sensor perturbaciones del campo eléctrico dentro del área sensitiva del dispositivo capacitivo de un material bajo prueba. Esto se logra debido a las propiedades eléctricas que dicho material posee. Estas perturbaciones son esenciales para nuestras mediciones puesto que provocan un cambio en la componente compleja de la corriente con la cual podemos obtener variaciones de la capacitancia eléctrica propia del material. El material bajo prueba funciona como el dieléctrico del sensor (capacitor), este dieléctrico está en constante cambio por el proceso temporal al que esté sometido, dicho cambio temporal es registrado en todo momento como variaciones de capacitancia (indirectamente) [1].

Con respecto a la gráfica de la figura 5.1 que representa el proceso de evaporación de 5 [μ l] de acetona, podemos observar perfectamente el cambio temporal de capacitancia que sufre este solvente líquido (acetona). La gráfica se puede visualizar sin ningún problema, es decir, el ruido no impide la lectura de la señal de interés a pesar de que ésta es bastante pequeña. Esto está representado con la relación señal a ruido (SNR) obtenido en la medición (**180. 1527**).

En la figura 5.2, donde podemos observar la capacitancia de tres tejidos distintos (corazón e hígado de pollo y tendón bovino), existe una diferencia aproximada de 3 [aF] entre el hígado de pollo y el tendón bovino y de alrededor de 9 [aF] con el corazón de pollo con esto podemos decir que es posible caracterizar dichos tejidos ya que, a pesar de ser muy ruidosas las señales, se pueden distinguir una de otra al estar en distintos niveles de capacitancia. Para una mejor caracterización de tejidos sería necesario realizar más mediciones con tejidos biológicos mejorando la técnica de preparación de dichas muestras, con un medio ambiente mejor controlado y aumentar la intensidad del campo eléctrico en el sensor [1].

De la figura 5.6 (proceso temporal de la muestra de sangre) visualizada en tres partes como se describió anteriormente, para el segundo tramo observamos una señal muy caótica o ruidosa que a comparación de la tercera parte donde la muestra de sangre no registra perturbaciones del campo eléctrico, la señal es mucho más estable. Éste comportamiento se puede asociar a la actividad eléctrica de las células de la muestra de sangre antes de un proceso de disminución de estas perturbaciones de campo eléctrico causadas por la muerte de células, nos aventuramos a decir esto ya que posteriormente medimos la misma muestra (después de 48 horas) obteniendo la gráfica de la figura 5.7 donde ya no observamos variaciones de señal mayores que el ruido, sino una señal bastante estable, es decir, la muestra estaba actuando solamente como un dieléctrico con cierta constante dieléctrica presentando un nivel de capacitancia de entre 3 y 5 [aF], como si se tratase de un tejido biológico muerto [2] [3].

Capítulo 5. Resultados experimentales

5.5 Conclusiones.

Existen numerosas complicaciones para las mediciones con las diferentes muestras utilizadas a lo largo de este trabajo de tesis como por ejemplo la irregularidad de los cortes en tejidos, el control de cantidad en las muestras de sangre, el estado fisiológico de las muestras, la falta de control en el medio que envuelve al sistema de medición, entre otros. Sin embargo, el objetivo de este trabajo fue caracterizar un sistema de medición capacitivo de bajo ruido para aplicaciones biológicas temporales y mostrar que es posible realizar pruebas de caracterización de tejidos biológicos y aplicarlo en diferentes ámbitos de la investigación ya sea biomédica, alimenticia, etc. [1]

Los cambios de capacitancia están asociados a cambios en la función dieléctrica de algún material bajo prueba, sensados por medio de perturbaciones de campo eléctrico aplicado a dicho material. Dichos cambios en la capacitancia se pudieron notar muy claramente en la monitorización de una muestra de sangre ya que la señal varía de principio hasta el momento en que disminuye la actividad eléctrica [2].

En este proceso biológico se podría decir que la actividad eléctrica de las células representa una actividad biológica como el proceso de coagulación y cuando esta actividad disminuye pudiera representar la muerte de células en determinado tiempo, cuando disminuye en las perturbaciones del campo eléctrico en el sensor [3].

Es posible reducir el tamaño en el prototipo digitalizando por completo la etapa lock-in de tal manera que el sistema no sea dependiente de un equipo lock-in comercial así como también la integración de una fuente de alimentación regulada en el circuito. De esta manera el sistema sería portable, solo requeriría de una laptop con el programa del lock-in digital precargado.

Con respecto al sensor capacitivo, se tiene contemplado ya sea fabricarlo con algún biomaterial o recubrirlo con una película biocompatible que no afecte las propiedades del material bajo prueba, de tal suerte que no sea necesario el cubreobjetos que se ha utilizado sobre dicho sensor y de esta manera ganar mayor sensibilidad perdida por el espesor del cubreobjetos de vidrio.

Se tienen que realizar más pruebas con un sensor especializado para obtener información con alguna muestra biológica en particular.

Los resultados obtenidos muestran que es posible realizar mediciones capacitivas temporales de muy bajo ruido, en el rango de los attoFaradios. Estas variaciones de capacitancia temporales hacen que la técnica de medición pueda ser aplicada en áreas de investigación como en electrofisiología celular, farmacología y en general procesos físico-químicos y biológicos.

En cuanto al análisis del circuito para la etapa de acondicionamiento electrónico que se realizó para distintas frecuencias de referencia se puede observar que cambiando solo un elemento resistivo en el circuito es posible ajustar el sistema a un valor mínimo de referencia conveniente para las mediciones. Esto nos da una gran ventaja ya que en el momento que se desee realizar mediciones temporales de capacitancia a una frecuencia distinta a 10 [kHz] (que es la frecuencia con la que se trabaja actualmente) solo es necesario cambiar el valor de un resistor (cabe hacer mención que el resistor, de entre todos los componentes electrónicos, es el elemento más sencillo

Capítulo 5. Resultados experimentales

de variar en un circuito ya que se puede hacer a través de un “trim pot”, un “potenciómetro” o por medio de configuraciones en serie y/o paralelo de éstos).

Capítulo 5. Resultados experimentales

5.6 Referencias.

1. Guadarrama Santana, Asur y Ibarra Olvera, Javier, (2014), “Desarrollo y Caracterización de un Instrumento de Bajo Ruido basado en Sensores Capacitivos Coplanares”, II Congreso Multidisciplinario de Ciencias Aplicadas en Latinoamérica.
2. Guadarrama Santana, Asur y P. M., Miguel, “Virtual Instrumentation for Biological Process Monitoring Based on Electric Field Perturbations”, Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico U.N.A.M.
3. Kin Fong Lei, Kuan-Hao Chen, Po-Hsiang Tsui, Ngan-Ming Tsang, (October, 2013), “Real-Time Electrical Impedimetric Monitoring of Blood Coagulation Process under Temperature and Hematocrit Variations Conducted in a Microfluidic Chip”, Volume 8, PLOS ONE.

Apéndice A.

Conceptos básicos

A.1 Ley de Coulomb.

La Ley de Coulomb menciona que:

La magnitud de la fuerza eléctrica entre dos cargas puntuales es directamente proporcional al producto de las cargas, e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia que las separa. [2]

En términos matemáticos tenemos que:

$$F = k \frac{q_1 q_2}{r^2} \dots (A.1)$$

$$K = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \dots (A.1.1)$$

Dónde la magnitud F es la fuerza que cada una de las dos cargas, q_1 y q_2 , separadas a una distancia r , ejerce sobre la otra y k se define como una constante de proporcionalidad.

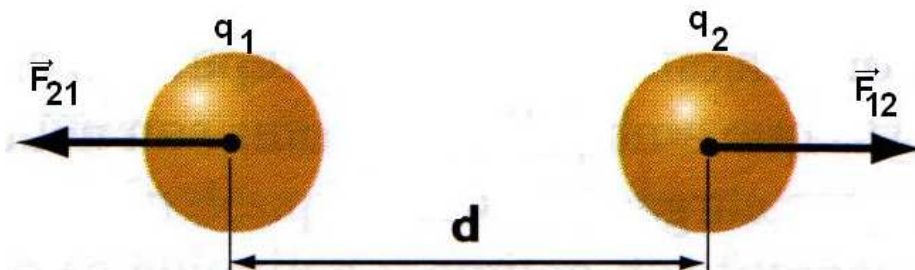


Figura A.2 Representación gráfica de la Ley de Coulomb, muestra dos cuerpos separados a una distancia d y aplicando una fuerza el uno sobre el otro. Dependiendo de la carga la fuerza será de atracción o repulsión

A.2 Campo eléctrico.

Consideremos una carga Q fija en determinada posición, como se indica en la figura A.2. Ya sabemos que si otra carga q fuese colocada en un punto P , a cierta distancia de Q , se tendrá una fuerza eléctrica \vec{F} actuando sobre q .

Supongamos ahora que la carga q fuese desplazada, en torno de Q , a otro punto cualesquiera, como P_1, P_2 , etc. Obviamente en cada uno de ellos también actuaría sobre q una fuerza eléctrica ejercida por Q . Para describir este hecho, decimos que en cualquier punto del espacio alrededor de Q existe un **campo eléctrico** producido por esta carga [2].

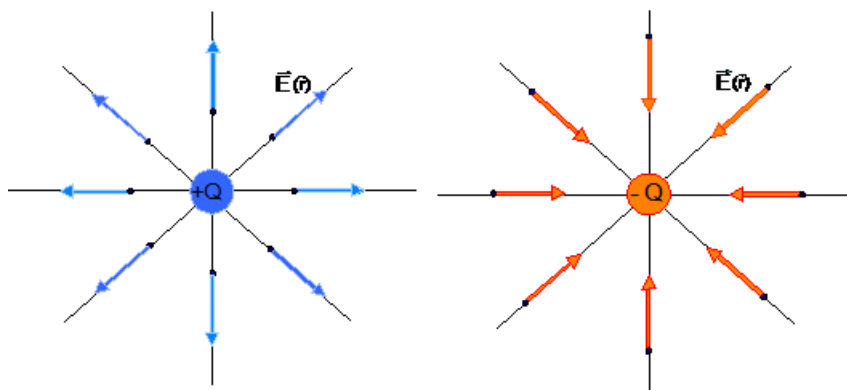


Figura A.3 Campo eléctrico producido por una carga positiva y una carga negativa.

Para definir operacionalmente el campo eléctrico, colocamos una carga de prueba que tenga una carga q (que por conveniencia es positiva) en el punto del espacio que va a examinarse y se mide la fuerza eléctrica \mathbf{F} (si existe) que actúa sobre este cuerpo. El campo eléctrico en el punto seleccionado queda definido como:

$$E = \frac{F}{q} \dots (A.2)$$

En este caso, \mathbf{E} es un vector debido a que \mathbf{F} es un vector y q un escalar. La dirección de \mathbf{E} es la misma que la de \mathbf{F} , es decir, su dirección es aquella en la cual tendería a moverse una carga positiva colocada en ese punto.

A.3 Ley de Gauss.

La ley de Gauss es una alternativa a la ley de Coulomb. Aunque equivale por completo a la ley de Coulomb, la ley de Gauss ofrece una forma distinta de expresar la relación entre la carga eléctrica y el campo eléctrico.

La ley de Gauss establece que el flujo eléctrico total a través de cualquier superficie cerrada (una superficie que encierra un volumen definido) es proporcional a la carga eléctrica total (neta) dentro de la superficie, dividida entre ϵ_0 [3].

$$\Phi_E = \oint_E \vec{E} \cdot d\vec{s} = \frac{Q_{ne}}{\epsilon_0} \dots (A.3)$$

A menudo se hace referencia a la superficie cerrada que se menciona en la Ley de Gauss como superficie gaussiana. Debemos recordar que dicha superficie es imaginaria.

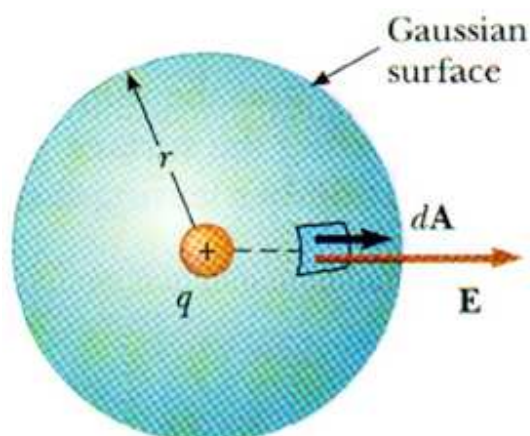


Figura A.4 Ejemplo de una superficie gaussiana sobre una carga de prueba. Cabe aclarar que $dA=ds$ en la ecuación (A.3).

A.4 Diferencia de potencial.

Comenzaremos por revisar el concepto de trabajo el cual es la energía necesaria para mover un cuerpo desde un punto inicial hasta un punto final conocido [2], esto es, cuando una fuerza \vec{F} actúa sobre una partícula que se mueve de un punto a un punto b el trabajo $W_{a \rightarrow b}$ efectuado por la fuerza está dado por la siguiente integral de línea:

$$W_{a \rightarrow b} = \int_a^b \vec{F} \cdot d\vec{l} \dots (A. 4.1)$$

Donde $d\vec{l}$ es un desplazamiento infinitesimal a lo largo de la trayectoria de la partícula.

El potencial es la energía potencial por la unidad de carga. Se define el potencial V en cualquier punto en el campo eléctrico como la energía potencial U por unidad de carga asociada con una carga de prueba q_0 en ese punto:

$$V = \frac{U}{q_0} \dots (A. 4.2)$$

Sabemos que:

$$W_{a \rightarrow b} = U_b - U_a \dots (A. 4.3)$$

Sobre una base de "trabajo por unidad de carga", al dividir la ecuación (A.4.3) entre q_0 :

$$\frac{W_{a \rightarrow b}}{q_0} = \frac{U_b}{q_0} - \frac{U_a}{q_0} = V_b - V_a \dots (A. 4.4)$$

Esto es:

$$\frac{W_{a \rightarrow b}}{q_0} = V_{ab} \dots (A. 4.5)$$

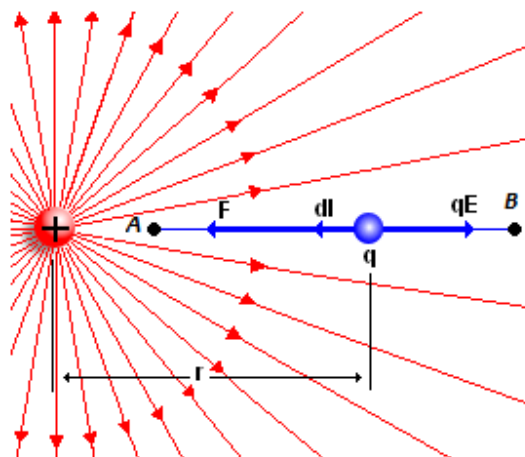


Figura A.5 Representación de la diferencia de potencial.

La fuerza \vec{F} sobre una carga de prueba q_0 se escribe como:

$$\vec{F} = -q_0 \vec{E} \dots (A.4.6)$$

El signo negativo se debe a que de la figura A.5 observamos que el campo eléctrico va en sentido contrario a la fuerza.

Sustituyendo la ecuación (A.4.6) en (A.4.1) tenemos:

$$W_{a \rightarrow b} = - \int_b^a q_0 \vec{E} \cdot \vec{dl} \dots (A.4.7)$$

Sacando la constante q_0 de la ecuación (A.4.7):

$$W_{a \rightarrow b} = -q_0 \int_b^a \vec{E} \cdot \vec{dl} \dots (A.4.8)$$

Dividiendo entre q_0 a la ecuación (A.4.8):

$$V_{ab} = - \int_b^a \vec{E} \cdot \vec{dl} \dots (A.4.9)$$

Que se define como la diferencia de potencial como integral de \vec{E} .

A.5 Referencias

1. Zemansky, Sears, "Física Universitaria con Física Moderna", Pearson, 10ª edición.
2. Alvarenga, Beatriz y Máximo, António, "Física General con Experimentos Sencillos", Harla, 3ª edición.

Apéndice B. Configuraciones por defecto del Lock-in SR850

Apéndice B.

Configuraciones por defecto del amplificador Lock-in SR850.

B.1 Reference Phase

Este parámetro selecciona la fase a la cual se encontrará nuestra señal de referencia. Éste cambio de fase se puede signar mediante el teclado numérico o con la perilla. El rango al cual se puede ajustar la fase va desde -180° hasta $+180^\circ$ con una resolución de 0.001° .

B.2 Reference Source

Selecciona la fuente de referencia para el lock-in que puede ser interna o externa. Si la referencia es externa el dispositivo lock-in buscará una referencia externa conectada en el BNC de entrada localizado en la parte trasera del SR850. Cuando la referencia es interna, el lock-in toma el oscilador interno como referencia e ignora la referencia externa proveniente de la entrada BNC. En este modo, la salida senoidal es la excitación para la medición.

B.3 Reference Frequency.

Selecciona la frecuencia de la señal de referencia y solo se puede usar cuando utilizamos la fuente de referencia interna. Se puede ajustar mediante el teclado numérico del lock-in o con la perilla. El rango de frecuencias va desde 1 [mHz] hasta 102 [kHz] con una resolución de 0.1 [mHz].

B.4 Sine Output.

Regula la amplitud de la señal de salida. La amplitud puede estar entre 4[mVrms] a 5[Vrms]. La impedancia de salida de esta señal es de 50[Ω].

B.5 Source.

La fuente de entrada selecciona la configuración de la señal de entrada frontal. La entrada puede ser una sola (A) o la diferencia entre dos entradas (A-B), voltaje o corriente (I).

Para la entrada de corriente se usa el conector A.

Apéndice B. Configuraciones por defecto del Lock-in SR850

B.6 Line Notches.

Esta tecla selecciona no activar ningún filtro (Out), activar el filtro de línea (Line) o dos veces la frecuencia de línea (2xLine) o ambos filtros activos (Both). Los filtros Notch de línea atenúan las frecuencias de línea (50 o 60 Hz) y dos veces la frecuencia de línea (100 o 120 Hz).

Estos filtros tienen una atenuación de al menos 30 [dB]. Estos filtros tienen un rango finito de atenuación, generalmente de 10 [Hz] o menos. Si la frecuencia de referencia es de 70 [Hz], no se debe usar el filtro notch de 60 [Hz].

B.7 Sensitivity.

Este botón selecciona la escala de sensibilidad que se utilizará para las mediciones. Se usa la perilla para seleccionar la sensibilidad deseada, en este caso no aplica el teclado numérico.

Tiene un rango de 2 [nV] a 1 [V] (rms) o 2 [fA] a 1 [μA] (rms).

B.8 Time Constant.

Esta opción selecciona la constante de tiempo. Se utiliza la perilla para activar la constante de tiempo, el teclado numérico no se habilita en este caso. La constante de tiempo tiene un rango de 10 [μs] a 30 [s]. A la constante de tiempo va asociada al ancho de banda del filtro paso-bajas. Éste ancho de banda depende de la constante de tiempo y de la pendiente del filtro.

Esta puede ser: 10 [μs] a 30 [s] (si la referencia es menor a 200 [Hz]) y hasta 30000 [s] (si la referencia es menor a 200 [Hz])

B.9 Filter dB/oct.

Selecciona la pendiente del filtro paso bajas (número de polos). Cada polo contribuye 6[dB/oct] de caída. Si usamos una alta pendiente puede decrecer la constante de tiempo requerida y tomar una rápida medición. La pendiente de la respuesta del filtro afecta la mínima constante de tiempo que se puede seleccionar, es decir, cambiando la pendiente del filtro puede cambiar la constante de tiempo si la actual constante de tiempo seleccionada es más pequeña que la mínima constante de tiempo de esa nueva pendiente del filtro seleccionada.

B.10 Sample Rate.

Esta opción selecciona la frecuencia de muestreo para el momento en que comencemos a grabar datos. Se utiliza la perilla para seleccionar la frecuencia de muestreo requerida. Ésta puede variar desde 62.5 [mHz] (1 punto cada 16 segundos) hasta 512 [Hz] (512 puntos en 1 segundo).

Apéndice B. Configuraciones por defecto del Lock-in SR850

B.11 Scan Length.

Es la longitud de adquisición de datos que escanea en segundos. El mínimo valor de escaneo es 1 segundo y el máximo es el número máximo de puntos que puede guardar la memoria (16000, 32000 o 64000) dividido entre la frecuencia de muestreo.

B.12 Format.

La opción de formato permite seleccionar entre uno o dos formatos de pantalla a visualizar. En doble formato de visualización se puede seleccionar a cuál de los dos formatos se le desea seleccionar las diferentes funciones.

B.13 Display Scale.

Con esta opción se nos permite seleccionar el tipo de gráfico que queremos ver (de barra, gráfica o polar), rango de la gráfica, ubicación del origen y los la selección de los segundos por división.

Apéndice B. Configuraciones por defecto del Lock-in SR850

B.14 Referencias.

1. (1992), "Model SR850 DSP Lock-in Amplifier", Stanford Research Systems (SRS), Revision 1.8 (02/2007).

Apéndice C. Hoja de especificaciones de los componentes

Apéndice C.

Hoja de especificaciones de los componentes utilizados.

C.1 Amplificador TL074BC (SMD)

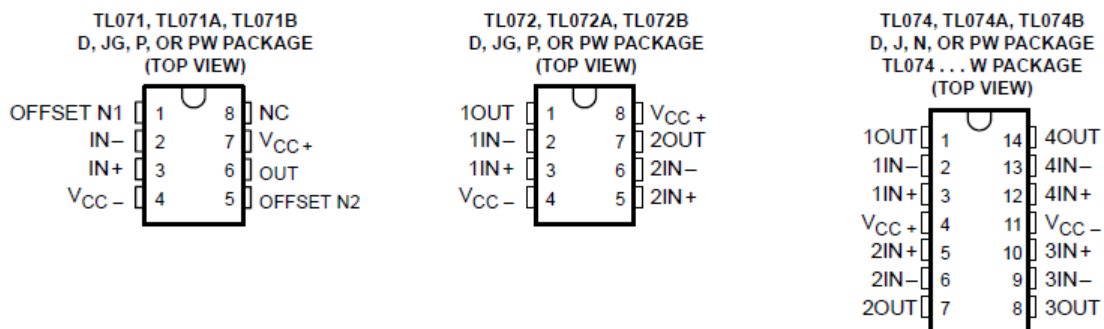
TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

- 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
- 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

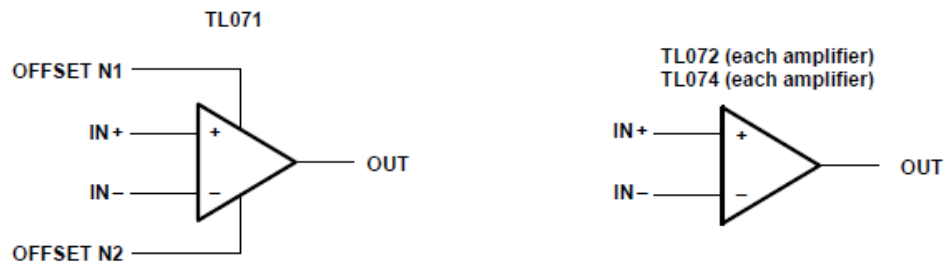
The JFET-input operational amplifiers in the TL07_ series are designed as low-noise versions of the TL08_ series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07_ series ideally suited for high-fidelity and audio preamplifier 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.



Apéndice C. Hoja de especificaciones de los componentes

symbols




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		$\text{V}/\mu\text{s}$
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	18		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f = 10\text{ Hz to }10\text{ kHz}$		4	4		μV	
I_n	Equivalent input noise current $R_S = 20\ \Omega$, $f = 1\text{ kHz}$	0.01			0.01			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total harmonic distortion $V_{\text{rms}} = 6\text{ V}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$, $A_{VD} = 1$, $R_S \leq 1\text{ k}\Omega$	0.003%			0.003%			

Apéndice C. Hoja de especificaciones de los componentes

C.2 Amplificador de Instrumentación INA114BU (SMD)



BURR - BROWN®
BB



INA114

INA114

Precision INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- LOW OFFSET VOLTAGE: 50µV max
- LOW DRIFT: 0.25µV/°C max
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 2nA max
- HIGH COMMON-MODE REJECTION: 115dB min
- INPUT OVER-VOLTAGE PROTECTION: ±40V
- WIDE SUPPLY RANGE: ±2.25 to ±18V
- LOW QUIESCENT CURRENT: 3mA max
- 8-PIN PLASTIC AND SOL-16

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.

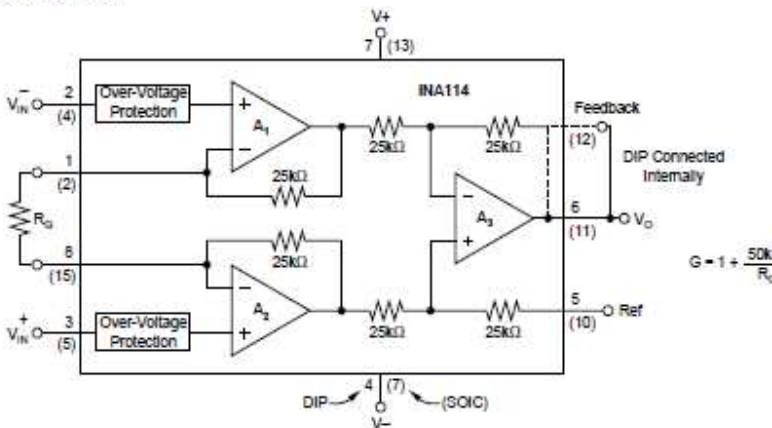
A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. Internal input protection can withstand up to ±40V without damage.

The INA114 is laser trimmed for very low offset voltage (50µV), drift (0.25µV/°C) and high common-mode rejection (115dB at G = 1000). It operates with power supplies as low as ±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°C temperature range.

APPLICATIONS

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



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

International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 8730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85736 • Tel: (520) 748-1111 • Twx: 910-962-1111
Internet: <http://www.burr-brown.com> • FAXLine: (800) 548-8133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 098-6481 • FAX: (520) 885-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-8132

- 103 -

Apéndice C. Hoja de especificaciones de los componentes

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

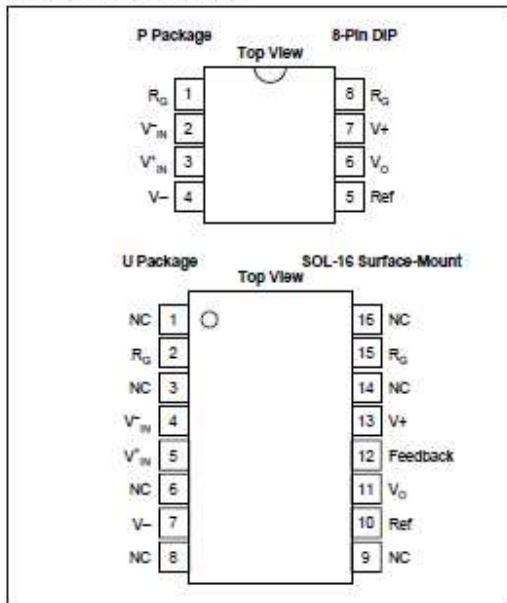
At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_D = \pm 15\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA114BP, BU			INA114AP, AU			UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
INPUT Offset Voltage, RTI Initial vs Temperature vs Power Supply Long-Term Stability Impedance, Differential Common-Mode Input Common-Mode Range Safe Input Voltage Common-Mode Rejection	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MAX} $V_D = \pm 2.25\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$		$\pm 10 + 20/G$ $\pm 0.1 + 0.5/G$ $0.5 + 2/G$ $\pm 0.2 + 0.5/G$ $10^{10} \parallel 6$ $10^{10} \parallel 6$ ± 13.5	$\pm 50 + 100/G$ $\pm 0.25 + 5/G$ $3 + 10/G$		$\pm 25 + 30/G$ $\pm 0.25 + 5/G$ *	$\pm 125 + 500/G$ $\pm 1 + 10/G$ *	μV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/\text{V}$ $\mu\text{V}/\text{mo}$ $\Omega \parallel \text{pF}$ $\Omega \parallel \text{pF}$ V V	
		$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{V}$, $\Delta R_{\text{DS}} = 1\text{k}\Omega$	± 11		± 40	*	*	*	V
		$G = 1$	80	96		75	90		dB
		$G = 10$	96	115		90	106		dB
		$G = 100$	110	120		105	110		dB
$G = 1000$	115	120		105	110		dB		
BIAS CURRENT vs Temperature			± 0.5 ± 8	± 2		*	± 5	nA pA/°C	
OFFSET CURRENT vs Temperature			± 0.5 ± 8	± 2		*	± 5	nA pA/°C	
NOISE VOLTAGE, RTI $f = 10\text{Hz}$ $f = 100\text{Hz}$ $f = 1\text{kHz}$ $f_b = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz Noise Current $f = 10\text{Hz}$ $f = 1\text{kHz}$ $f_b = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz	$G = 1000$, $R_G = 0\Omega$		15 11 11 0.4			*	*	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{V}/\text{p}$	
				0.4 0.2 18			*	*	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ pA/p
			1	$1 + (50\text{k}\Omega/R_G)$	10000	*	*	*	V/V V/V
		$G = 1$		± 0.01	± 0.05		*	*	%
		$G = 10$		± 0.02	± 0.4		*	± 0.5	%
$G = 100$		± 0.05	± 0.5		*	± 0.7	%		
$G = 1000$		± 0.5	± 1		*	± 2	%		
Gain vs Temperature 50k Ω Resistance ⁽¹⁾ Nonlinearity	$G = 1$		± 2 ± 25 ± 100	± 10 ± 100 ± 100		*	± 10 *	ppm/°C ppm/°C	
$G = 10$			± 0.0001	± 0.001		*	± 0.002	% of FSR	
$G = 100$			± 0.0005	± 0.002		*	± 0.004	% of FSR	
$G = 1000$			± 0.0005	± 0.002		*	± 0.004	% of FSR	
OUTPUT Voltage Load Capacitance Stability Short Circuit Current	$I_O = 5\text{mA}$, T_{MIN} to T_{MAX} $V_D = \pm 11.4\text{V}$, $R_G = 2\text{k}\Omega$ $V_D = \pm 2.25\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$	± 13.5	± 13.7		*	*		V	
		± 10	± 10.5		*	*		V	
		± 1	± 1.5		*	*		V	
			1000		*	*		pF	
			$+20/-15$		*	*		mA	
FREQUENCY RESPONSE Bandwidth, -3dB Slew Rate Setting Time, 0.01% Overload Recovery	$G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$ $V_D = \pm 10\text{V}$, $G = 10$		1 100 10 1			*	*	MHz kHz kHz kHz	
		$G = 1$	0.3	0.6 18 20 120 1100		*	*	μs μs μs μs μs	
		$G = 10$		18		*	*	μs	
		$G = 100$		20		*	*	μs	
		$G = 1000$		120		*	*	μs	
POWER SUPPLY Voltage Range Current	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$	± 2.25	± 15 ± 2.2	± 18 ± 3	*	*	*	V mA	
TEMPERATURE RANGE Specification Operating		-40 -40		85 125	*	*	*	°C °C °C/W	
			80		*	*		°C/W	

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

Apéndice C. Hoja de especificaciones de los componentes

PIN CONFIGURATIONS



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage	+18V
Input Voltage Range	+40V
Output Short-Circuit (to ground)	Continuous
Operating Temperature	-40°C to +125°C
Storage Temperature	-40°C to +125°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage.

ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
INA114AP	8-Pin Plastic DIP	006	-40°C to +85°C
INA114BP	8-Pin Plastic DIP	006	-40°C to +85°C
INA114AU	SOL-16 Surface-Mount	211	-40°C to +85°C
INA114BU	SOL-16 Surface-Mount	211	-40°C to +85°C

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

Apéndice C. Hoja de especificaciones de los componentes

Apéndice D.

Producto de este trabajo de tesis, se obtuvo un escrito el cual fue presentado en el II Congreso Multidisciplinario de Ciencias Aplicadas en Latinoamérica "COMCAPLA 2014", el cual se llevó a cabo en Guatemala, Guatemala del 7 al 10 de octubre del 2014.

II CONGRESO MULTIDISCIPLINARIO DE CIENCIAS APLICADAS EN LATINOAMÉRICA

COMCAPLA 2014

7 al 10 de Octubre, Guatemala, Guatemala

Desarrollo y caracterización de un instrumento de bajo ruido basado en sensores capacitivos coplanares

Guadarrama S. A.¹, Ibarra O. J.¹

¹Grupo de Sensores Ópticos y Eléctricos
Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico UNAM
Ciudad Universitaria, Apartado Postal 70-186, Distrito Federal, 04510, México

e-mail: asur.guadarrama@ccadet.unam.mx

1. Resumen

En este trabajo describimos la caracterización de un desarrollo experimental de un sistema de medición capacitivo de bajo ruido basado en sensores capacitivos coplanares. El método de sensado está basado en la medición diferencial de potenciales y corrientes eléctricas con sus respectivas componentes real y compleja aplicando un voltaje alterno a una frecuencia determinada al elemento sensor para generar un campo eléctrico en el cual se encuentra un material bajo prueba (MBP). Las perturbaciones del campo eléctrico debidas a variables físicas o químicas que afectan al MBP son detectadas como potenciales eléctricos y corrientes eléctricas muy pequeñas que se generan por la impedancia propia del MBP y que por lo general se encuentran inmersas en el ruido presente del propio sistema. Las señales eléctricas temporales son detectadas y acondicionadas electrónicamente antes de entrar a una etapa de amplificación Lock-in que disminuye el ruido de la señal al máximo para obtener la mayor relación a ruido (S/R) en mediciones de respuesta y caracterización del sistema.

2. Introducción

Los sensores capacitivos se han utilizado en diferentes campos de la industria y de la investigación en física, química y biomédica. Estos ofrecen ventajas prácticas en la caracterización de materiales realizando mediciones de impedancia eléctrica debido a propiedades dieléctricas dependientes de la frecuencia, capas poliméricas, líquidos, materia micro y macro granular. Una ventaja importante de los sensores capacitivos planos es que solo una superficie del material bajo prueba (MBP) puede estar en contacto con los electrodos del sensor dejando la superficie superior en contacto con el ambiente permitiendo así el sensado de las perturbaciones de un campo eléctrico presente en el MBP debido a variables físicas o químicas como la temperatura, humedad, adsorción de gases, concentración de químicos o señales bioeléctricas en el

II CONGRESO MULTIDISCIPLINARIO DE CIENCIAS APLICADAS EN LATINOAMÉRICA

COMCAPLA 2014

7 al 10 de Octubre, Guatemala, Guatemala

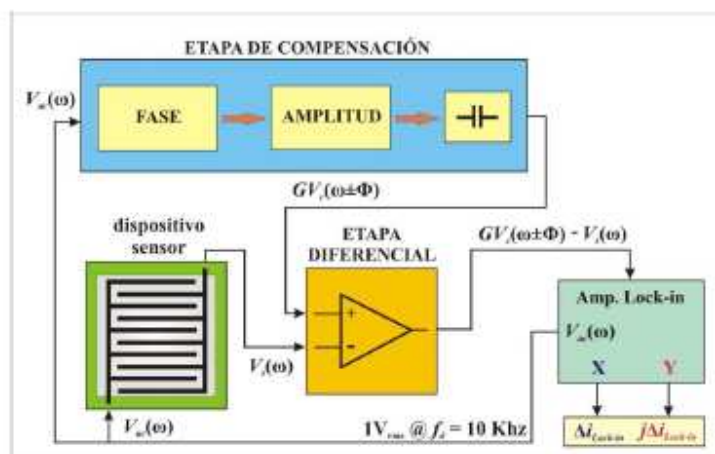
caso de muestras biológicas^[1]. Los sensores capacitivos planos son convenientes para pruebas no destructivas (PND) y se puede obtener indirectamente una variable de las propiedades eléctricas de interés por medio de la relación con la función dieléctrica efectiva de un MBP^[2].

En este trabajo describimos la caracterización de un desarrollo experimental de un sistema de medición capacitivo (SMC) de bajo ruido basado en sensores capacitivos coplanares. El método de sensado está basado en la medición de potenciales eléctricos y corrientes complejas cuando se aplica un voltaje alterno a una frecuencia determinada al elemento sensor para generar un campo eléctrico que penetre al MBP. Las perturbaciones del campo eléctrico debidas a variables físicas o químicas son detectadas como corrientes muy pequeñas que se generan por la impedancia propia del MBP y que se encuentran inmersas en el ruido presente del propio sistema. Las señales eléctricas temporales son detectadas y acondicionadas electrónicamente antes de entrar a una etapa de amplificación Lock-in que disminuye el ruido de la señal al máximo en un ancho de banda muy estrecho con el fin de obtener la mayor relación a ruido (S/R) en las mediciones. Se propuso una metodología de medición de voltaje y corriente diferencial en con el SMC para caracterizar tres diferentes tipos de tejidos biológicos en función de su impedancia propia.

3. Condiciones Experimentales

3.1 Sistema de medición

El método de medición está basado en el sensado de potenciales eléctricos diferenciales y corrientes diferenciales complejas ambas temporales provocadas por perturbaciones del campo eléctrico que envuelve a un MBP depositado sobre un arreglo de electrodos coplanares los cuales forman el área sensitiva del sensor capacitivo al cual se le aplica un potencial eléctrico alterno de $1V_{rms}$.



II CONGRESO MULTIDISCIPLINARIO DE CIENCIAS APLICADAS EN
LATINOAMÉRICA

COMCAPLA 2014

7 al 10 de Octubre, Guatemala, Guatemala

Figura 1. Diagrama de bloques del sistema de medición capacitivo de bajo ruido.

Las perturbaciones del campo eléctrico son debidas a variables y/o procesos físico-químicos que afectan directamente al MBP. Para medir y registrar estas señales eléctricas temporales se propuso un sistema de medición de bajo ruido que está basado en sensores capacitivos, una etapa de acondicionamiento electrónico (etapas de compensación y diferencial) y un amplificador Lock-in como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 1.

El sensor capacitivo y el dispositivo de compensación capacitivo se encuentran integrados en el circuito impreso de la electrónica de acondicionamiento. El sensor cuenta con 20 electrodos en una superficie sensitiva de 1cm^2 . Se aplica un voltaje alterno $V_{ac}(\omega)$ de $1V_{\text{rms}}$ al dispositivo sensor y este mismo potencial entra a la etapa de acondicionamiento electrónico para ser compensado en fase y amplitud y que se aplica a un dispositivo de compensación capacitivo para obtener un voltaje $GV_c(\omega \pm \Phi)$. Los voltajes de salida de los dispositivos capacitivos sensor y de compensación $V_s(\omega)$ y $GV_c(\omega \pm \Phi)$ respectivamente, entran a la etapa diferencial para obtener un voltaje de salida diferencial $\Delta V_d(\omega) = GV_c(\omega \pm \Phi) - V_s(\omega)$. El voltaje diferencial $\Delta V_d(\omega)$ es necesario para establecer un voltaje de referencia inicial con offset mínimo antes de realizar cualquier medición con el SMC propuesto, además ayuda a reducir variaciones de las señales debido a corrientes parásitas que se presentan en la electrónica del sistema. El voltaje diferencial $\Delta V_d(\omega)$ entra a una etapa de amplificación Lock-in en el cual por medio de subetapas de transimpedancia, filtraje, detección de fase sensitiva e integración es posible registrar las componentes temporales real e imaginaria del voltaje o de la corriente diferenciales generadas por la impedancia del MBP sobre el sensor capacitivo. El oscilador interno del Amplificador Lock-in Stanford Research SR850 genera la señal de excitación $V_{ac}(\omega)$ de $1V_{\text{rms}}$ a una frecuencia f de 10kHz , la cual también sirve como señal de referencia del Lock-in. La función principal del amplificador Lock-in es reducir al máximo el ruido de la señal diferencial para mejorar su relación señal a ruido S/N. Los cambios de la señal diferencial $\Delta V_d(\omega)$ son detectados por la etapa de detección de fase sensitiva a la frecuencia central de referencia f y son registrados en un ancho de banda B aproximado de 1.2Hz con el fin de discriminar el ruido envolvente de la señal diferencial fuera de este ancho de banda. Con la componente compleja de la corriente diferencial $\text{Im}[\Delta I_{\text{Lock-in}}]$ es posible obtener indirectamente la capacitancia diferencial $\Delta C(\omega)$ realizando un análisis de admitancias del sistema^[3]. En este caso la capacitancia diferencial se obtiene por medio de la siguiente expresión,

$$\Delta C(\omega) = \frac{\text{Im}[\Delta I_{\text{Lock-in}}]}{j\omega V_{ac}} \quad (1)$$

II CONGRESO MULTIDISCIPLINARIO DE CIENCIAS APLICADAS EN LATINOAMÉRICA

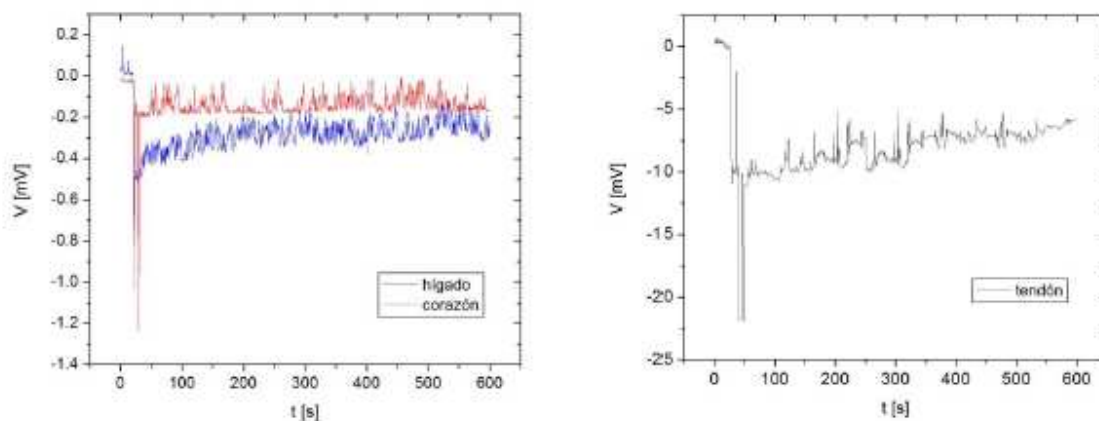
COMCAPLA 2014
7 al 10 de Octubre, Guatemala, Guatemala

3.2 Metodología

Para caracterizar la respuesta y resolución del sistema de medición propuesto primero se compenso la señal de excitación $V_{ac}(\omega)$ en fase y en amplitud para obtener la señal diferencial $\Delta V_a(\omega)$ de referencia con el fin de reducir al mínimo el offset presente en las mediciones. Se colocó un cubre objeto cuadrado de vidrio de 1.5cm^2 de superficie y $100\mu\text{m}$ de espesor sobre la superficie sensitiva de 1cm^2 del sensor. Después se realizaron mediciones de ruido base promedio con condiciones ambientales no controladas en un lapso de tiempo de 600 segundos obteniendo ruido base $N_{\text{rms}}=0.5$ [$\text{aF}/\sqrt{\text{Hz}}$] en las mediciones capacitivas y de hasta $N_{\text{rms}}=21.64$ [$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$] en las mediciones de potencial, a pesar de que los sensores capacitivos son altamente sensibles a la humedad ambiental. Esta misma metodología de ajuste de señal de referencia se realizó antes de cualquier medición.

Se caracterizaron tres tejidos biológicos, hígado y corazón de pollo y tendón de bovino. Los tejidos biológicos se encontraban inmersos en formol antes de obtener muestras de 1cm^2 y $300\mu\text{m}$ de espesor aproximadamente. Las muestras de tejido biológico utilizadas en la caracterización no pasaron por un tratamiento especial después de sacarlas del recipiente con formol, solamente se cortaron al tamaño del área sensitiva del dispositivo sensor y se colocaron sobre papel absorbente para secar el tejido por unos segundos con el fin de que el formol influyera lo menos posible en las mediciones. Posteriormente, las muestras se depositaron en el substrato de vidrio colocado sobre el área sensitiva del dispositivo sensor siguiendo la misma metodología de ajuste de señal de referencia mencionada anteriormente antes de realizar cualquier medición.

Con el sistema propuesto se monitorizo temporalmente la componente real del potencial eléctrico $\Delta V_a(\omega)$ que genera la impedancia propia de las muestras de cada tejido como se muestra en la figura 2.



II CONGRESO MULTIDISCIPLINARIO DE CIENCIAS APLICADAS EN LATINOAMÉRICA

COMCAPLA 2014

7 al 10 de Octubre, Guatemala, Guatemala

a) b)

Figura 2. Señales temporales de la componente real del potencial eléctrico de muestras de tejidos biológicos.

a) corazón e hígado de pollo y b) tendón de bovino.

También se registró temporalmente la componente imaginaria de la diferencial de corriente $\text{Im}[\Delta I_{\text{Lock-in}}]$ con la cual se obtuvo la capacitancia diferencial temporal $\Delta C(\omega)$ de cada muestra de tejido aplicando la expresión (1) como se muestra en la figura 3.

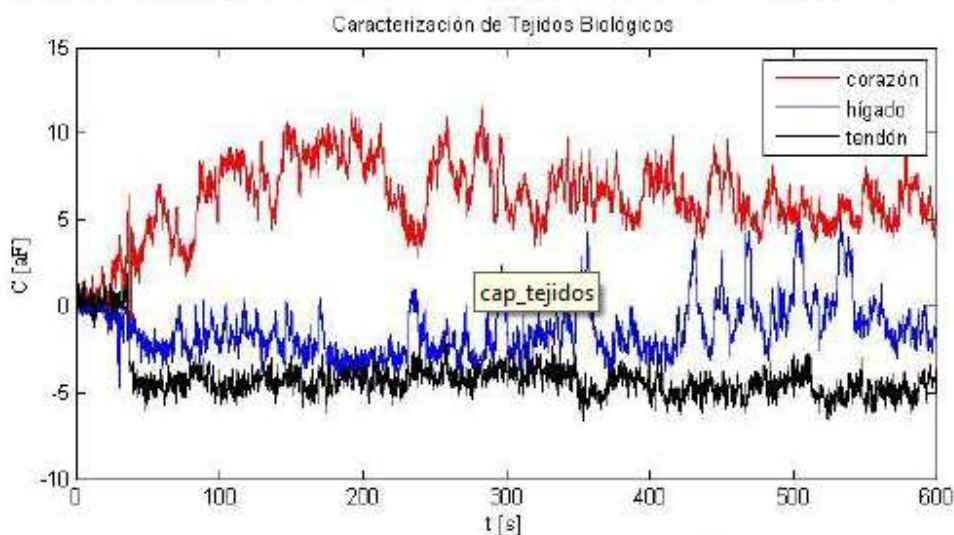


Figura 3. Señales temporales de capacitancia de muestras biológicas de tejidos de corazón e hígado de pollo y tendón de bovino.

4. Resultados y discusión.

Cuando se aplica la señal de excitación $V_{ac}(\omega)$ al dispositivo sensor con el MBP se presentan perturbaciones del campo eléctrico debidas a la impedancia propia del MBP que en este caso son diferentes tejidos biológicos. La frecuencia de excitación aplicada no tiene efecto en la señal de la componente real del potencial eléctrico. Sin embargo en la señal de la componente compleja de la corriente la frecuencia de excitación si es significativa para obtener la capacitancia puesto que la constante dieléctrica esta directamente en función de la frecuencia de excitación^[4].

Como puede observarse en la figura 2(a) las señales temporales muestran que existe una diferencia aproximada de 0.1mV entre los tejidos de hígado y corazón de pollo y de aproximadamente de 7.5mV con respecto del tejido de tendón de bovino como se muestra en la figura 2(b).

II CONGRESO MULTIDISCIPLINARIO DE CIENCIAS APLICADAS EN
LATINOAMÉRICA

COMCAPLA 2014

7 al 10 de Octubre, Guatemala, Guatemala

En el caso de las señales de la figura 3 se puede observar que existe una diferencia aproximada de $3aF$ entre los tejidos de hígado de pollo y de tendón de bovino y de aproximadamente de $9aF$ con el tejido de corazón de pollo.

A pesar de que el ruido presente en las señales es mucho mayor al ruido base fue posible realizar una caracterización de diferentes tejidos biológicos. No es el objetivo de este trabajo profundizar en el estudio de la impedancia de tejidos biológicos si no caracterizar la respuesta del sistema de medición con una posible aplicación en la caracterización de tejidos biológicos. En este sentido, sería necesario realizar más mediciones con tejidos biológicos mejorando la preparación de las muestras, aumentar la intensidad del campo eléctrico aplicado y realizar un barrido en frecuencia con el fin de obtener un trabajo de caracterización más completo. También es posible implementar una etapa Lock-in digital con el fin de disminuir el ruido en la respuesta de las señales obtenidas.

5. Conclusiones

Existen algunas complicaciones para realizar las mediciones de propiedades eléctricas de tejidos biológicos debido a varios factores como son la inhomogeneidad del tejido, la anisotropía, el estado fisiológico del tejido y la polarización de los electrodos principalmente. Es por esto que se deben tomar algunas precauciones en la metodología y procedimiento de las mediciones de tejidos biológicos^[3,5].

Los resultados obtenidos mostraron que con el sistema de medición propuesto es posible realizar pruebas de caracterización de tejidos biológicos y posiblemente aplicarlo en el área de diagnóstico médico, ciencias forenses y e industria alimenticia.

6. Bibliografía.

1. F.Starzky, Parametrisation of interdigit comb capacitor for dielectric impedance spectroscopy, Archives of Materials Science and Engineering, Vol. 34, Issue 1, 2008, 31-34.
2. Kishore Sundara-Rajan, Alexander V. Mamishev, Markus Zahn, Fringing Electric and Magnetic Field Sensors, Encyclopedia of Sensors, Vol. X, 1-12, 2006.
3. Damijan Miklavcic, Natasa Pavselj, Francis X. Hart, Wiley Encyclopedia of Biomedical Engineering, Copyright 2006 John Wiley & Sons, Inc.
4. C Gabriel, A Peyman and E H Grant, Electrical conductivity of tissue at frequencies below 1MHz, Phys. Med. Biol. 54 (2009), 4863-4878.
5. Orjan G. Martinsen, Sverre Grimnes, Herman P. Schwan, Interface phenomena and dielectric properties of biological tissue, Encyclopedia of Surface and Colloid Science, Copy right 2002 by Dekker, Inc.

Agradecimientos

Los autores agradecen a Nathalie Alemán García por el suministro y apoyo en la preparación de las muestras biológicas.

Bibliografía.

Introducción

- Duelelin, Ernest O. (1983), "Measurement Systems: Applications and Design", Mc Graw Hill, 3a edición.
- Gonzales, Humberto, "Transductores Capacitivos", Clase 10 – Ingeniería Biomédica.
- Guadarrama Santana, Asur y Ibarra Olvera, Javier, (2014), "Desarrollo y Caracterización de un Instrumento de Bajo Ruido basado en Sensores Capacitivos Coplanares", II Congreso Multidisciplinario de Ciencias Aplicadas en Latinoamérica.
- Small Outline Integrated Circuit
https://en.wikipedia.org/wiki/Small_Outline_Integrated_Circuit

Capítulo 1

- Zemansky, Sears, "Física Universitaria con Física Moderna", Pearson, 10ª edición.
- Alvarenga, Beatriz y Máximo, António, "Física General con Experimentos Sencillos", Harla, 3ª edición.
- Ander, Paul y Soninessa, Anthony J, (1973), "Principios de Química, Introducción a los Conceptos Teóricos", Limusa, 1ª edición.
- Small Outline Integrated Circuit
https://en.wikipedia.org/wiki/Small_Outline_Integrated_Circuit
- Duelelin, Ernest O. (1983), "Measurement Systems: Applications and Design", Mc Graw Hill, 3a edición.

Capítulo 2

- Duelelin, Ernest O. (1983), "Measurement Systems: Applications and Design", Mc Graw Hill, 3a edición.
- Mamishev, Alexander V., Sundara-Rajan, Kishore, Du, Yanqing and Zahn, Markus, (May, 2004), "Interdigital Sensors and Transducers", Proceedings of the IEEE, Vol. 92, No. 5.
- Gonzales, Humberto, "Transductores Capacitivos", Clase 10 – Ingeniería Biomédica.
- Mandado Pérez, Enrique y Murillo Roldan, Antonio, "Sensores Capacitivos", E.T.S. de Ingenieros de Telecomunicación de Vigo, Departamento de Ingeniería Electrónica.

Capítulo 3

- Franco, Sergio, (2005), "Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos", Mc Graw Hill, 3ª edición.
- Boylestad, Robert L. y Nashelsky, Louis, "Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos", Pearson, 8ª edición.
- (1992), "Model SR850 DSP Lock-in Amplifier", Stanford Research Systems (SRS), Revision 1.8 (02/2007).
- Laquidara, Aníbal, "Circuitos Electrónicos II: Amplificadores Lock-in", Universidad Nacional de la Plata, Facultad de Ingeniería.

Capítulo 4

- (1992), "Model SR850 DSP Lock-in Amplifier", Stanford Research Systems (SRS), Revision 1.8 (02/2007).
- Boylestad, Robert L. y Nashelsky, Louis, "Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos", Pearson, 8ª edición.
- Pérez Jiménez, Francisco, (2011), "Diseño de un Sensor Capacitivo para Monitorizar Procesos en Coloides", Universidad Nacional Autónoma de México.

Capítulo 5

- Guadarrama Santana, Asur y Ibarra Olvera, Javier, (2014), "Desarrollo y Caracterización de un Instrumento de Bajo Ruido basado en Sensores Capacitivos Coplanares", II Congreso Multidisciplinario de Ciencias Aplicadas en Latinoamérica.
- Guadarrama Santana, Asur y P. M., Miguel, "Virtual Instrumentation for Biological Process Monitoring Based on Electric Field Perturbations", Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico U.N.A.M.
- Kin Fong Lei, Kuan-Hao Chen, Po-Hsiang Tsui, Ngan-Ming Tsang, (October, 2013), "Real-Time Electrical Impedimetric Monitoring of Blood Coagulation Process under Temperature and Hematocrit Variations Conducted in a Microfluidic Chip", Volume 8, PLOS ONE.

Apéndice A

- Zemansky, Sears, “Física Universitaria con Física Moderna”, Pearson, 10ª edición.
- Alvarenga, Beatriz y Máximo, António, “Física General con Experimentos Sencillos”, Harla, 3ª edición.

Apéndice B

- (1992), “Model SR850 DSP Lock-in Amplifier”, Stanford Research Systems (SRS), Revision 1.8 (02/2007).