



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA –INSTRUMENTACIÓN

DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE MEDICIÓN CAPACITIVO
PORTÁTIL DE BAJO RUIDO BASADO EN INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL PARA
APLICACIONES EN CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA DE PROCESOS FÍSICO-QUÍMICOS
EN MATERIALES.

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
MIGUEL ÁNGEL PEÑA MARTÍNEZ

TUTOR PRINCIPAL
ASUR GUADARRAMA SANTANA, CCADET.

MÉXICO, D. F. DICIEMBRE 2015



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

JURADO ASIGNADO:

Presidente: DR. GARCÍA VALENZUELA AUGUSTO
Secretario: DR. SANDOVAL ROMERO GABRIEL EDUARDO
Vocal: DR. GUADARRAMA SANTANA ASUR
1^{er} Suplente: DR. HAUTEFEUILLE MATHIEU CHRISTIAN ANNE
2^o Suplente: DR. GARDUÑO MEJÍA JESÚS

Lugar donde se realizó la tesis:

CENTRO DE CIENCIAS APLICADAS Y DESARROLLO TECNOLÓGICO (CCADET) – Grupo de Sensores Ópticos y Eléctricos.

Ciudad Universitaria, México D.F.

TUTOR DE TESIS:

DR. ASUR GUADARRAMA SANTANA

FIRMA

Agradecimientos:

- A mi familia y amigos.
- Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT), por la beca otorgada para mis estudios de Maestría (CVU: 558614).
- A mi asesor de tesis el Dr. Asur Guadarrama Santana, por su gran compromiso, paciencia, confianza y apoyo en todo momento para la realización de este proyecto.
- A los miembros del jurado: Dr. Augusto García Valenzuela, Dr. Gabriel Eduardo Sandoval Romero, Dr. Mathieu Christian Anne Hautefeuille y Dr. Jesús Garduño Mejía, por su atención y valiosas observaciones para corregir y mejorar este trabajo escrito.

ÍNDICE.

RESUMEN	1
Descripción del trabajo.	2
INTRODUCCIÓN.	4
Referencias.	6
OBJETIVOS.	8
CAPÍTULO 1. ANTECEDENTES.	9
1.1 Sensores capacitivos.	9
1.2 Sensores capacitivos de electrodos coplanarios.	11
1.3 Sistema de medición.	13
1.4 Referencias.	17
CAPÍTULO 2. SISTEMA PROPUESTO.	19
2.1 Sistema propuesto.	19
2.1.1 Fuente bipolar USB.	20
2.1.2 Acondicionamiento electrónico.	22
2.1.3 Acoplamiento de impedancias.	23
2.1.4 Ajuste del voltaje de señal de referencia generada por el módulo CDA.	25
2.2 Implementación de los circuitos electrónicos.	26
2.4 Referencias.	28
CAPÍTULO 3. MODULO DE CONVERSION DA Y AD.	29
3.1 Conversión Analógico Digital.	29
3.2 Convertidor AD y DA NI USB-4431.	29
3.2.1 Características significativas.	32
3.2.2 Tareas del NI USB-4431.	34
3.3 Generación de la señal de referencia con SignalExpress.	35
3.4 Referencias.	36
CAPÍTULO 4. INSTRUMENTO VIRTUAL.	37
4.1 Sistema digital.	37

4.2 Implementación del Lock-in digital.....	38
4.2.1 Secciones del Instrumento Virtual.....	38
4.2.2 Programa.	40
4.3 Parámetros del Instrumento Virtual.....	43
4.4 Exportación de datos.	44
4.5 Referencias.....	44
CAPÍTULO 5. ASPECTOS PRELIMINARES DEL SISTEMA.....	45
5.1 Conexión del sistema.	45
5.2 Tarjetas de sensores y acondicionamiento electrónico (TSAE).	46
5.2.1 TSAE A (20 electrodos).	46
5.2.2 TSAE B (16 electrodos).....	47
5.3 Ajuste de mínima señal de referencia diferencial (offset).	47
5.4 Efecto del vidrio en el sensor.....	50
5.4.1 Estimación de la pérdida de sensibilidad.....	51
5.5 Referencias.....	53
CAPÍTULO 6. PROCEDIMIENTOS DE MEDICION Y RESULTADOS.....	54
6.1 Ruido en el sistema.....	54
6.1.1 Ruido a la entrada (R_{en}).....	57
6.1.2 Ruido a la salida.	58
6.2 Reducción de ruido.	60
6.2.1 TSAE A (20 electrodos).	60
6.2.2 TSAE B (16 electrodos).....	60
6.3 Procedimientos, parámetros y resultados de la monitorización de procesos en función del voltaje.....	61
6.3.1 Procedimiento y parámetros para solventes como MBP.....	61
6.3.1.1 Resultados del proceso de evaporación de Acetona.....	63
6.3.1.2 Resultados del proceso de evaporación de Alcohol isopropílico.	64
6.3.2 Procedimiento y parámetros para látex como MBP.....	65
6.3.2.1 Resultados del proceso de secado de Látex.	68
6.3.3 Procedimiento y parámetros para sangre como MBP.....	69

6.3.3.1 Resultados del proceso de coagulación de Sangre.	71
6.4 Resultados en términos de capacitancia.	74
6.4.1 Ruido base.	75
6.4.2 Máxima relación señal a ruido.	76
6.4.2.1 Proceso de evaporación de acetona.	76
6.4.2.2 Proceso de evaporación de alcohol isopropílico.	77
6.4.2.3 Proceso de secado de Látex.	78
6.4.2.4 Proceso de coagulación de Sangre.	79
6.5 Referencias.	81
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y PROPUESTA DE TRABAJO A FUTURO.	83
7.1 Conclusiones.	83
7.2 Propuesta de trabajo a futuro.	87
APÉNDICES.	89
Apéndice A. Convertidor CD-CD MEA1D0505DC.	89
Apéndice B. Modulación Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$).	90
Apéndice C. Segmentos destacados de programación del Instrumento Virtual.	94
Apéndice D. Algoritmo Lock-in.	98
Apéndice E. Análisis de admitancias.	103

RESUMEN

El presente trabajo de tesis muestra el desarrollo e implementación de un sistema de medición portátil de bajo ruido basado en sensores capacitivos planos de tipo peine (coplanarios), en conjunto con la técnica de amplificación *lock-in* para la detección de señales inmersas en ruido eléctrico. En esencia el sistema monitoriza las propiedades eléctricas del Material Bajo Prueba (MBP) como la impedancia y la capacitancia las cuales dependen de la función dieléctrica. Una ventaja importante de los sensores capacitivos coplanarios es que solo una superficie del MBP está en contacto directo con los electrodos permitiendo el monitoreo de las perturbaciones de campo eléctrico presentes en el MBP.

La tesis contempla la integración de las funciones necesarias de instrumentos de laboratorio convencionales (generador de funciones, osciloscopio y fuente de poder) mediante el diseño de la electrónica necesaria y el uso de la instrumentación virtual. También se realizó la implementación de un *lock-in* digital en LabVIEW. Para la generación y adquisición de señales analógicas se usa un dispositivo convertidor analógico digital y digital analógico de 24 bits y con capacidad de trabajo multicanal en tiempo real. Con todo esto se busca facilitar el traslado del prototipo a laboratorios o instalaciones especializadas, donde no siempre se tiene un amplificador *lock-in* comercial.

La respuesta del sistema se caracterizó realizando pruebas con tres tipos de materiales: solventes, látex con base de agua y muestras de sangre. Lo que se buscó fue alcanzar niveles de ruido rms base de algunos pico voltios con lo que el sistema tendría potencial para aplicarse en áreas como la caracterización de procesos fisico-químicos o de señales bioeléctricas, con tamaños de muestra en el orden de los micro litros.

Descripción del trabajo.

La tesis está organizada de la siguiente manera:

En el **Capítulo 1** se presentan las bases teóricas acerca de los sensores capacitivos planos. También se hace una revisión general de los elementos y operación del SMTC, para que a partir de allí se pueda abordar el desarrollo del sistema portátil.

En el **Capítulo 2** se describe el sistema propuesto. Se presenta la electrónica empleada en este proyecto, describiendo el diseño, implementación y las características de cada etapa: fuente bipolar USB (Universal Serial Bus), acondicionamiento de señales y acoplamiento de impedancias.

En el **Capítulo 3** se abordan las etapas de Conversión Digital Analógica y Analógica Digital, mostrando las características relevantes del Convertidor Analógico Digital (CAD) modelo NI USB-4431 fabricado por National Instruments (NI). Se hace mención de las funciones que llevará a cabo en este proyecto. También se revisa brevemente la forma de usar el software SignalExpress para generar digitalmente la señal de referencia necesaria para el experimento.

En el **Capítulo 4** se presenta el IV (Instrumento Virtual) implementado en la plataforma LabVIEW, hablando a nivel usuario sobre sus principales secciones y parámetros de operación, además de tratar brevemente de algunos aspectos generales del programa.

En el **Capítulo 5** se presenta la forma de conectar el sistema y las características de las tarjetas de sensores y acondicionamiento electrónico. También se menciona como realizar el ajuste de mínima diferencia, el cual resulta trascendental pues de ello dependerá la estabilidad y la amplitud de la respuesta del sistema durante las mediciones. Finalmente se hace un análisis del efecto que provoca el vidrio que se coloca sobre el sensor en la disminución de la sensibilidad.

En el **Capítulo 6** se describe el proceso de monitorización para cada tipo de MBP propuesto desde la preparación de la muestra hasta la puesta en marcha del IV cumpliendo con los requerimientos de cada prueba (tiempo de prueba, tasa de muestreo, filtro digital, etc.). Se presentan y analizan los resultados de las pruebas realizadas. Se presenta evidencia de como el algoritmo Lock-in realiza su función rescatando señales completamente inmersas en ruido. También se revisa cual fue la máxima relación señal a

ruido obtenida. Se presentan resultados en términos de capacitancia obtenidos por medio de una aproximación desarrollada a partir de un análisis de admitancias.

En el **Capítulo 7** se manifiestan las conclusiones del trabajo considerando los resultados obtenidos y los objetivos planteados en un inicio. Además se proponen posibles mejoras al sistema como parte del trabajo a futuro.

INTRODUCCIÓN.

Como antecedentes a este proyecto se tienen el Sistema de Monitoreo Temporal Capacitivo (SMTC) [1] y el Sistema de Medición Capacitivo para BioSeñales [2]. En ambos casos, se trata de sistemas de medición de bajo ruido basados en sensores capacitivos con arreglo de electrodos coplanarios aplicados en conjunto con instrumentación específica y con la técnica de amplificación lock-in. Los sistemas registran mediciones diferenciales de voltaje. Se aplica un voltaje de excitación (a una frecuencia específica de 10kHz) simultáneamente al dispositivo sensor sin Material Bajo Prueba y a un dispositivo “espejo” que sirve como referencia. La salida de ambos dispositivos se compara mediante un amplificador diferencial con el objetivo de obtener un valor de referencia inicial cercano a cero y con ello reducir las capacitancias parasitas debidas a la electrónica, los cables y demás componentes físicos del sistema. Con ellos se ha realizado la monitorización de procesos fisico-químicos y de material biológico, registrándose mediciones de voltaje en el orden de micro voltios y se han alcanzado niveles de ruido base de hasta pico voltios. En concreto, los instrumentos de laboratorio que conforman dichos sistemas son: fuente de poder, osciloscopio, generador de funciones y Lock-in SR850 [3].

Ahora se propone añadir la característica de portabilidad a un nuevo prototipo, conservando al menos sus niveles de ruido base y de máxima relación Señal a Ruido (S/R). Si la relación señal a ruido bajara es malo para el sistema, pues se tiene menor amplitud en la respuesta del sistema. Si bien el sistema anterior ha sido capaz de medir señales en el rango de los nano-Voltios hasta los pico-Voltios, el hecho de no haber trabajado hasta ahora en ambientes controlados contribuye en la presencia significativa de ruido eléctrico lo que limita el desempeño del sistema, además de que para tener un manejo adecuado de muestras de material biológico es necesario contar con instalaciones especializadas. Con el sistema propuesto se tendrá una menor cantidad de instrumentos y por lo tanto un menor consumo de energía. Para sustituir el amplificador comercial SR850 se implementó un sistema digital basado en instrumentación virtual, que facilitará la mejora y actualización del sistema si se requiere en el futuro. Fue necesaria una etapa de acoplamiento de impedancias entre el dispositivo de adquisición NI USB-4431 [4] y la tarjeta electrónica (que contiene los sensores) que ya era

parte del sistema desde los prototipos anteriores. En la figura I.1 se muestran los elementos presentes en los sistemas anteriores y los elementos que compondrán al nuevo sistema digital.

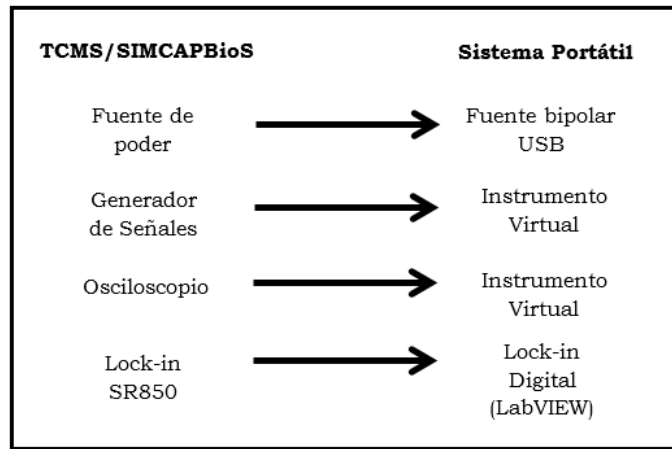


Figura I.1. Equivalencias entre sistemas.

Los sensores capacitivos planos (o de electrodos coplanarios) son ampliamente usados en diversos campos de aplicación, pues son dispositivos que se utilizan en pruebas no destructivas y que permiten evaluar las propiedades eléctricas del MBP [5], ya que es posible registrar las perturbaciones que produce el campo eléctrico del sensor que penetra en el MBP, lo cual modifica la función dieléctrica del MBP y deriva en un cambio en la capacitancia en el sensor. Algunas aplicaciones de este tipo de sensores son: detección de bio-toxinas en alimentos marinos [6], sensores de gas [7], determinación de calidad de piel [8], estudio sobre calidad de alimentos (carne bovina) [9], sensores fotosensibles [10], sensores automotrices [11], contaminación en agua [12], sensores químicos [13], detección de bacterias [14] y exámenes de calidad de productos farmacéuticos [15].

En este trabajo se propone monitorizar temporalmente tres tipos de MBP: evaporación de solventes (acetona y alcohol isopropílico), secado de películas de látex y coagulación in vitro de muestras de sangre, con el fin de obtener la sensibilidad y resolución del sistema y validando los resultados con diferentes experimentos propuestos. Los materiales fueron seleccionados para poder abarcar tanto procesos fisico-químicos (solventes y látex) y biológicos (sangre), además de que se tuvo disponibilidad suficiente para realizar las pruebas.

Referencias.

- [1] A. Guadarrama-Santana, A. García-Valenzuela, F. Pérez-Jiménez and L. Polo-Parada. Interdigitated capacitance sensors in the mm scale with sub-femto Farad resolution suitable for monitoring processes in liquid films. *Revista Mexicana de Física* 60 (2014) pp 451–459.
- [2] A Guadarrama-Santana, L Pólo-Parada, A García-Valenzuela. Bioelectric Signal Measuring System. *Journal of Physics: Conference Series* 582 (2015) 012017 pp 1-3.
- [3] MODEL SR850 DSP Lock-In Amplifier. Stanford Research Systems. Revision 2.0, 2009.
- [4] Sitio web de National Instruments, <http://mexico.ni.com/>, consultado en Agosto 2014.
- [5] Mohd Syaifudin, Abdul Rahman. Subhas Chandra, Mukhopadhyay. Pak-Lam, Yu. *Novel Sensors for Food Inspection: Modelling, Fabrication and Experimentation*. Springer International Publishing, Switzerland 2014.
- [6] A.R.M. Syaifudin, K.P. Jayasundera, S.C. Mukhopadhyay, A low cost novel sensing system for detection of dangerous marine biotoxins in seafood, *Sensors and Actuators B* 137 (2009) 67–75.
- [7] K. Toda, Y. Komatsu, S. Oguni, S. Hashiguchi, I. Sanemasa, A planar gas sensor combined with interdigitated array electrodes. *Analytical Sciences* January 1999, vol. 15.
- [8] S.C. Mukhopadhyay, S.D. Choudhury, T. Allsop, V. Kasturi, G.E. Norris, Assessment of pelt quality in leather making using a novel non-invasive sensing approach. *J. Biochem. Biophys. Methods* 70 (2008) 809–815.
- [9] Subhas Chandra Mukhopadhyay, A Novel Planar-Type Biosensor for Noninvasive Meat Inspection. *IEEE SENSORS JOURNAL*, VOL. 7, NO. 9, SEPTEMBER 2007.
- [10] Y.J. Chen, C.L. Zhu, M.S. Cao, T.H. Wang, Photoresponse of SnO₂ nanobelts grown insitu on interdigital electrodes. *Nanotechnology* 18, 285502 (2007).
- [11] Usman Latif and Franz L. Dickert, Conductometric Sensors for Monitoring Degradation of Automotive Engine Oil, *Sensors* 11, 8611–8625 (2011).
- [12] M.A.M. Yunus, S.C. Mukhopadhyay, Novel planar electromagnetic sensors for detection of nitrates and contamination in natural water sources. *IEEE Sens. J.* 11, 1440–1447 (2011).

- [13] R. Igreja, C.J. Dias, Dielectric response of interdigital chemocapacitors: the role of the sensitive layer thickness. *Sens. Actuat. B Chem.* 115, 69–78 (2006).
- [14] M.S. Mannoor, S.Y. Zhang, A.J. Link, M.C. McAlpine, Electrical detection of pathogenic bacteria via immobilized antimicrobial peptides. *Proc. Natl. Acad. Sci. U.S.A.* 107, 19207–19212 (2010).
- [15] X. Li, Impedance spectroscopy for manufacturing control of material physical properties. Master of Science in Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering, University of Washington, Washington, 2003.

OBJETIVOS.

Se presentan los objetivos de este trabajo:

- Desarrollar e implementar el prototipo portátil del Sistema de Monitoreo Temporal Capacitivo.
- Realizar pruebas de ajuste y digitalización de la etapa de sensores y acondicionamiento electrónico.
- Implementar y programar los instrumentos virtuales necesarios, integrándolos para formar el sistema digital propuesto.
- Realizar mediciones experimentales y obtener resultados de ruido base y relación señal a ruido para validar la capacidad del sistema en aplicaciones de caracterización de muestras de tipo biológico y procesos fisico-químicos, en donde el volumen de la muestra sea bajo (del orden de los micro litros).

CAPÍTULO 1. ANTECEDENTES.

1.1 Sensores capacitivos.

Los sensores capacitivos son dispositivos que miden las variaciones que se presentan en las propiedades dieléctricas de un MBP (Material Bajo Prueba) [1]. Su principio de operación se basa en la inducción de un campo eléctrico generado por una señal alterna de voltaje que altera la capacitancia total del sensor. En la figura 1.1, se muestra la configuración básica de este tipo de sensores, a los que también se les conoce como “sensores de planos paralelos”.

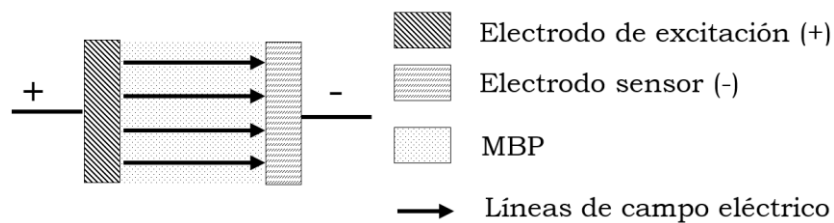


Figura 1.1. Esquema del sensor capacitivo típico.

La capacitancia se calcula como [2]:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \dots \dots \dots (1.1)$$

donde: C , capacitancia en Faradios.

ϵ_0 , permitividad absoluta del vacío, $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \left[\frac{F}{m} \right]$.

ϵ_r , constante dieléctrica relativa del MBP.

A es el área transversal de los electrodos en metros.

d es la distancia de separación entre los electrodos en metros.

Si bien, en la realidad se estará midiendo una combinación de MBP+aire, en nuestro caso al tratarse de una medición diferencial se estará descontando la contribución del aire, ya que al estar presente tanto en el dispositivo sensor como en el dispositivo de referencia, cuando las señales

ingresan al amplificador diferencial se restan, por lo que solo queda la contribución debida al MBP.

Como se mencionó, para su funcionamiento es necesario excitar el sensor con una señal alterna de voltaje. Al electrodo por donde se suministra dicho voltaje se le denomina “electrodo de excitación” y al electrodo que se conecta a 0V se le llama “electrodo sensor”. El rango del voltaje de excitación es de algunos voltios rms (1V, 2V, etc.), y está limitado por el voltaje de corriente directa (DC) con que se alimente el amplificador diferencial.

A manera de ejemplo se presenta ahora el circuito de la figura 1.2, que es el caso más simple posible para realizar la conversión de la señal del sensor (en este caso la corriente I_s) a un voltaje fácilmente cuantificable (V_s). Es importante aclarar que el MBP no conduce corriente eléctrica alguna, sino que modifica la constante dieléctrica del sensor capacitivo al ser penetrado por el campo eléctrico presente entre las placas, lo que provoca un cambio en la impedancia total Z del sensor. En dicho circuito si cambia la impedancia (Z) entonces también varía la corriente I_s . Se agrega una resistencia (R_s) para poder medir dichas variaciones en términos de voltaje.

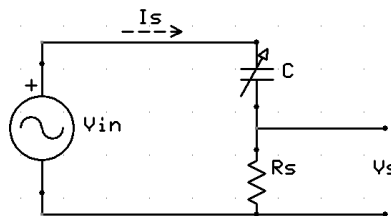


Figura 1.2. Diagrama de conexión eléctrica.

Como se ve en la figura 1.2 la fuente de voltaje V_{in} es de corriente alterna, por lo que todas las demás variables (I_s , V_s) también se analizan desde ese punto de vista. La impedancia el sensor capacitivo (C) se calcularía como:

$$Z = \frac{V_{in}}{I_s} = \frac{V_{in}}{V_s/R_s} = \frac{V_{in}}{V_s} * R_s \dots \dots \dots (1.2)$$

donde: I_s es la corriente de alimentación.

V_s es el voltaje en los extremos de R_s

Es posible medir la parte real (impedancia, R) e imaginaria (reactancia capacitiva, X_c) de la impedancia del sensor. Dichas componentes están definidas en representación fasorial como:

$$R = Z \cos \theta - R_s \dots \dots \dots (1.3)$$

$$X_c = Z \sin \theta \dots \dots \dots (1.4)$$

Donde $Z \cos \theta$ es la parte real de la impedancia del sensor capacitivo y R_s la resistencia. Al final, se usa la parte imaginaria (reactancia capacitiva X_c) para evaluar las propiedades del MBP en términos de capacitancia. De la ecuación 1.4, la capacitancia efectiva se calcula como:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} \dots \dots \dots (1.5)$$

1.2 Sensores capacitivos de electrodos coplanarios.

El funcionamiento de los sensores capacitivos de electrodos coplanarios es muy parecido al de los sensores capacitivos de placas paralelas y de placas no paralelas. El objetivo de la figura 1.3 es mostrar cómo se comportan las líneas de campo eléctrico en las distintas configuraciones y visualizar que en esencia todos forman un campo eléctrico que penetra una muestra a analizar. Sin embargo, una ventaja importante de los sensores capacitivos de electrodos coplanarios (figura 1.3c) en comparación con las otras configuraciones (figura 1.3b y 1.3b) es que solo se necesita que un lado de la superficie del MBP haga contacto con los electrodos [3]. Estos sensores pueden detectar variaciones temporales en las propiedades eléctricas del MBP debidas a procesos fisico-químicos o biológicos.

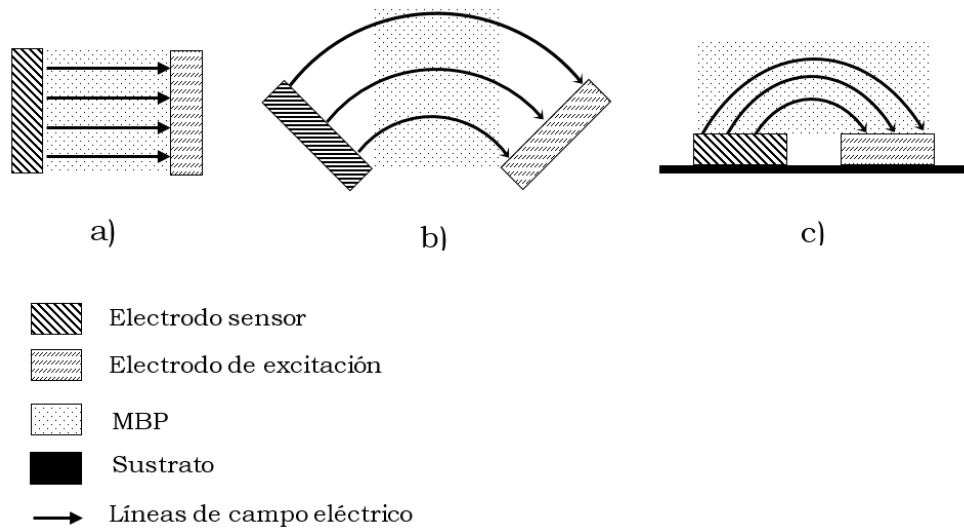


Figura 1.3. Configuraciones de electrodos en sensores capacitivos. a) Placas planas paralelas, b) Placas No paralelas, c) Coplanarios.

Este tipo de sensor (figura 1.4) consta de electrodos formados por “dedos” colocados de forma paralela uno del otro con una distancia “L” de separación entre cada uno. Cada dedo tiene un ancho W y la superficie que los contiene se denomina área sensible.

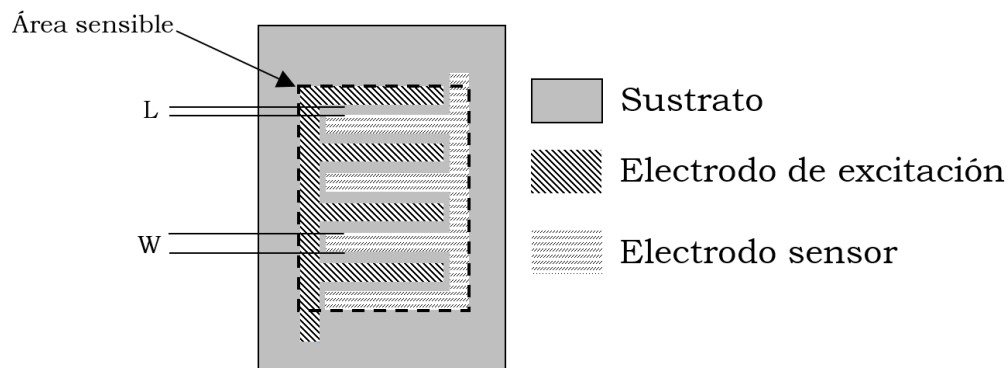


Figura 1.4 Sensor capacitivo de electrodos coplanarios, L es la distancia entre dedos y W es el ancho de cada dedo.

Los electrodos están depositados en la superficie de un sustrato dieléctrico. Como ya se mencionó, cuando las líneas de campo eléctrico penetran el MBP habrá una variación en la reactancia capacitiva X_c que afecta la capacitancia total del sensor. Así, cuando el sensor no tiene MBP

sobre su área sensitiva, se tendrá una respuesta inicial (en vacío) del sensor, mientras que al colocar una muestra de MBP se modificarán los parámetros eléctricos y con ello la capacitancia será afectada.

Cuando los electrodos son coplanarios, la capacitancia medida tendrá una relación señal a ruido muy baja, pero esta puede aumentarse si se tiene una mayor cantidad de dedos. También, con más dedos en el sensor se pueden alcanzar niveles de ruido menores. Para corroborar esto, anteriormente se realizó un estudio para este tipo de sensores usando análisis por elemento finito [4], en donde se pudo observar que si la superficie de los electrodos (área sensitiva) se incrementa o si la separación entre ellos disminuye, la capacitancia aumentará. También se encontró que el rango dinámico, la sensibilidad y la relación señal a ruido pueden mejorarse dependiendo de la cantidad y dimensiones de los electrodos en el sensor, la amplitud del voltaje de excitación aplicado y el espesor del MBP.

Como indica la ecuación 1.5, la capacitancia del sensor es directamente proporcional al área que abarquen los electrodos. Si para un MBP se abarca siempre la misma superficie de área sensible, esta se puede considerar constante y entonces la capacitancia será función sólo de la constante dieléctrica del MBP.

Para nuestro prototipo realizaremos mediciones de las variaciones de capacitancia en el sensor en términos de voltaje (capítulo 6), por lo que hará falta encontrar una relación entre voltaje registrado y la capacitancia en el sensor, lo cual se hará por medio de un análisis de admitancias (apéndice E).

1.3 Sistema de medición.

A continuación se describe el SMTC (Sistema de Monitoreo Temporal Capacitivo) [5] que fue retomado en este trabajo para desarrollar un nuevo prototipo con la integración de instrumentos virtuales. Los elementos que conforman el SMTC se muestran en la figura 1.6.

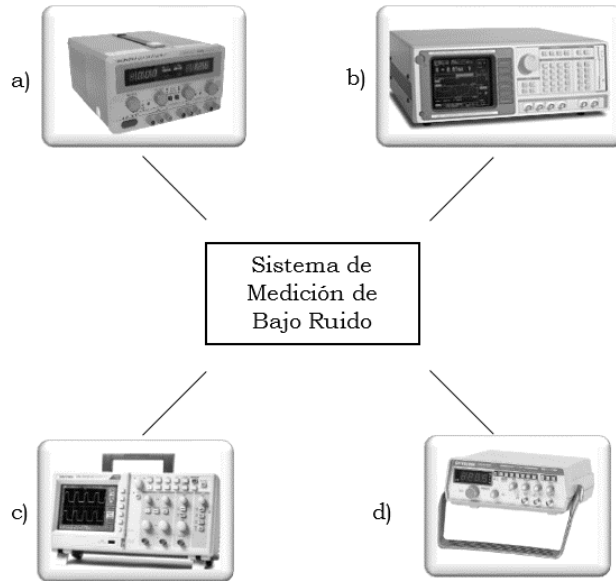


Figura 1.6. Elementos típicos del SMTC. a) Fuente de poder, b) Amplificador Lock-in, c) Osciloscopio, d) Generador de funciones.

En casos en donde la señal a medir es cubierta por ruido eléctrico el sistema es capaz de rescatar dicha señal por medio de un amplificador Lock-in comercial. Es posible acoplar el SMTC a una Tarjeta de Sensores y Acondicionamiento Electrónico (TSAE) (figura 1.7).

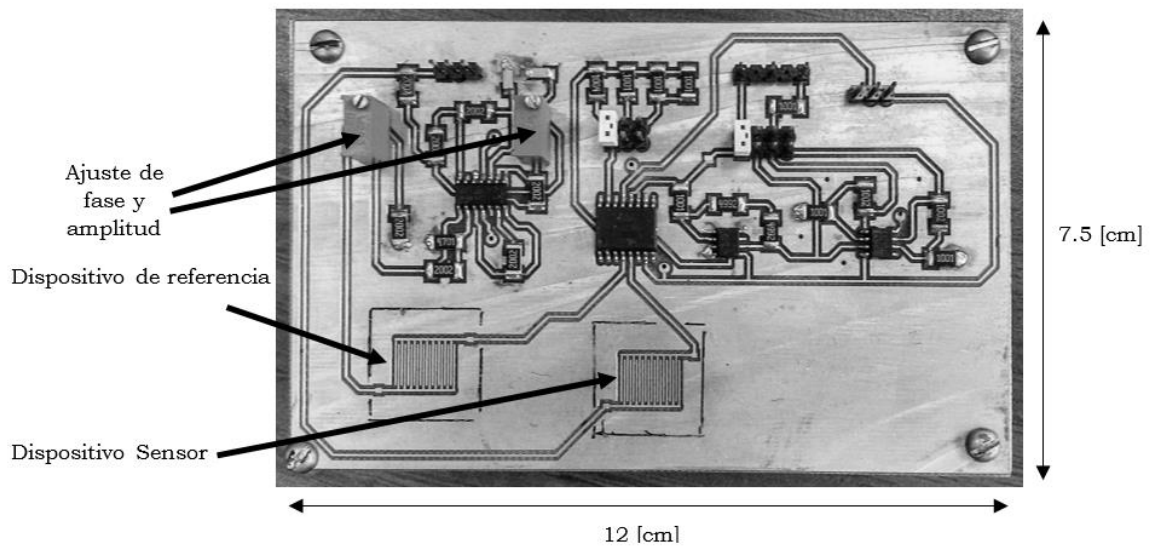


Figura 1.7 Tarjeta de Sensores y Acondicionamiento Electrónico.

El diseño de esta tarjeta es resultado de un prototipo anterior [6]. La TSAE incluye un par de sensores capacitivos coplanarios; uno funciona como dispositivo de referencia y otro como dispositivo sensor. En este trabajo no se describirá a profundidad el diseño electrónico empleado [7] pero se desea dejar en claro las tres etapas principales que contiene la TSAE:

1. Etapa de ajuste de fase y amplitud: permite realizar el ajuste de mínima señal de referencia (se mostrará cómo realizarlo en el capítulo 5). Mediante circuitos basados en amplificadores operacionales se consigue ajustar (en fase y amplitud) la señal que pasa por el dispositivo de referencia para que sea prácticamente igual a la señal que pasa por el dispositivo sensor cuando no hay MBP presente en él.
2. Amplificación diferencial. Cuanto más similares sean las señales a la entrada de la etapa diferencial, la tensión de salida de dicha etapa tiende a cero debido a la propiedad de rechazo en modo común, por lo que prácticamente solo se registrarán las variaciones de voltaje debidas al MBP que sea colocado sobre el electrodo sensor más el ruido generado por el amplificador, ya que han sido suprimidas las capacitancias parasitas debidas a conectores, cables, pistas, etc.
3. Amplificación de señal. La salida del amplificador diferencial puede ser amplificada con un factor de ganancia “A” de hasta un millón de veces. Esta amplificación puede ser necesaria según el rango de entrada del sistema de adquisición digital.

La operación del SMTC en conjunto con las etapas de la TSAE se muestra en el diagrama de la figura 1.8.

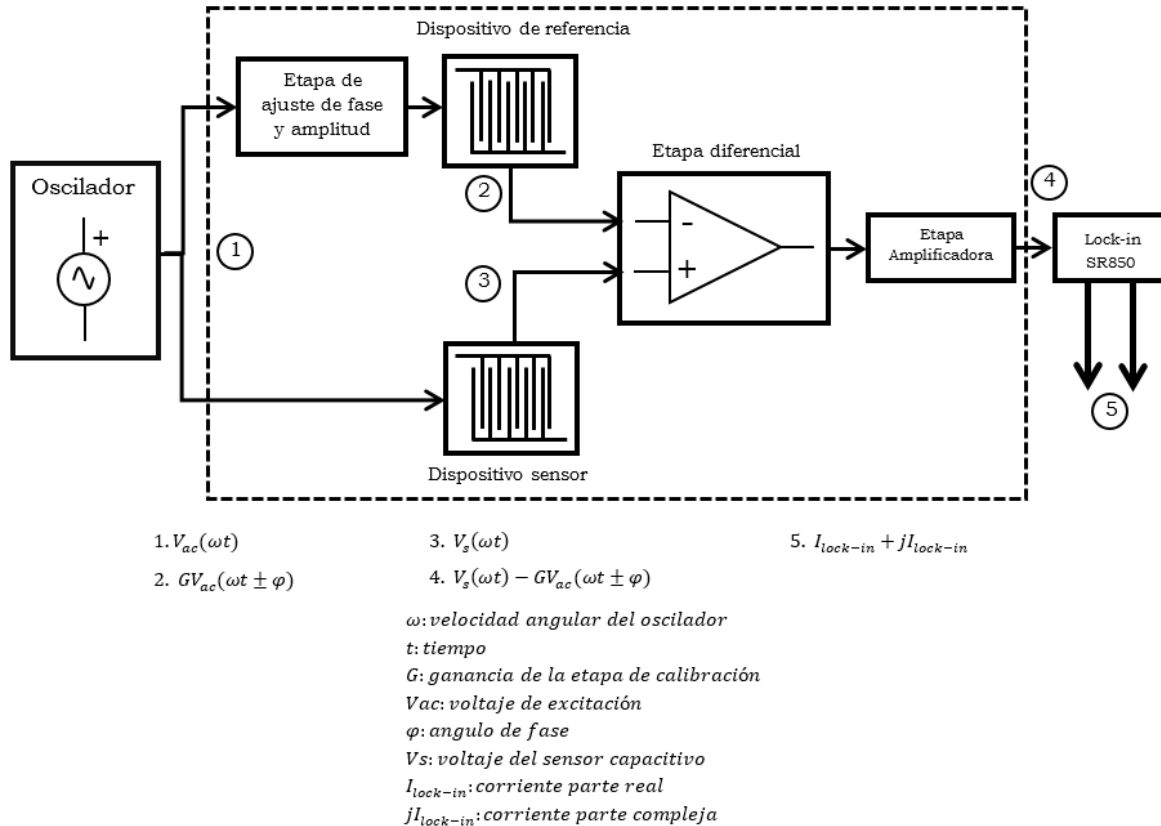


Figura 1.8. Diagrama de bloques del SMTC y etapas de la TSAE (dentro de la línea segmentada).

La etapa de ajuste fase y amplitud tiene tres sub etapas: compensación de fase, compensación de amplitud y el dispositivo de referencia. La sub etapa de compensación de fase (φ) controla dicha variable en un rango aproximado de $\varphi = 140^\circ$ con respecto al voltaje de excitación $V_{ac}(\omega t)$, así los cambios de fase debidos a capacitancias parasitas (cables, electrónica, etc.) pueden ser compensados para poder tener la misma fase que el voltaje de excitación $V_{ac}(\omega t)$ a la salida de esta etapa. La sub etapa de compensación de amplitud permite compensar la señal de la etapa anterior aplicando una ganancia “G” para tener una salida con la forma $GV_{ac}(\omega t \pm \varphi)$, la cual se entrega al dispositivo de referencia ya con la misma fase y amplitud que el voltaje de excitación $V_{ac}(\omega t)$ presente en el dispositivo sensor. Finalmente ambas señales, voltaje de excitación $V_{ac}(\omega t)$ y salida de voltaje $GV_{ac}(\omega t \pm \varphi)$ entran al amplificador diferencial bajo las mismas condiciones de impedancia pues se considera que ambos

dispositivos (de referencia y sensor) capacitivos son prácticamente iguales en cuanto a sus dimensiones y por ende en su capacitancia.

A la etapa diferencial ingresan las señales $GV_{ac}(\omega t \pm \varphi)$ y $V_s(\omega t)$, donde se restan con el objetivo de obtener la mínima señal diferencial de referencia.

La salida de la etapa diferencial entra al amplificador Lock-in donde se miden las variaciones temporales en DC (voltaje o corriente), reduciendo el nivel de ruido por medio del método de Detección Sensitiva de Fase y la aplicación de un filtro paso bajas. Dicho método recupera las componentes reales y complejas de la señal de interés mediante la multiplicación de la señal diferencial (que contiene la información del experimento) y la señal de referencia (voltaje de excitación). De la señal diferencial prácticamente solo subsistirán las componentes que tengan la misma frecuencia que la señal de referencia. Para conocer más a detalle el método lock-in se ha incluido una descripción detallada en el apéndice D. En el caso del SMTc, la variable de interés es la corriente compleja que se relaciona con el cambio de capacitancia en el sensor mediante la siguiente ecuación:

$$\Delta C(\omega) = \frac{Im[\Delta i_{Lock-in}]}{\omega V_{ac}} \dots \dots \dots (1.8)$$

Donde $\Delta C(\omega)$ es el cambio de capacitancia en el tiempo del proceso que se monitoriza, $Im[\Delta i_{Lock-in}]$ es la corriente compleja medida por el Lock-in, V_{ac} es el voltaje de la señal de excitación (referencia) y ω es la frecuencia angular de dicha señal. La expresión anterior fue desarrollada por medio de un análisis de admitancias del circuito electrónico del SMTc [8].

1.4 Referencias.

- [1] Larry K. Baxter. Capacitive Sensors, Design and Applications. IEEE PRESS, 1997, 14, 37, 38, 48.
- [2] Subhas Chandra Mukhopadyay. Smart Sensors, Measurement and Instrumentation vol.5. Springer, 2013, 10-12.
- [3] Mohd Syaifudin, Abdul Rahman. Subhas Chandra, Mukhopadhyay. Pak-Lam, Yu. Novel Sensors for Food Inspection: Modelling, Fabrication and Experimentation. Springer International Publishing, Switzerland 2014, 1, 11-16.
- [4] A. Guadarrama-Santana, A. García-Valenzuela, “Design parameters for interdigitated capacitance sensors for monitoring the dielectric constant of coatings” en 1st International Congress on

- Instrumentation and Applied Sciences, Cancún, Q.R., México, Octubre de 2010.
- [5] A. Guadarrama-Santana, L. Pólo-Parada, A. García-Valenzuela. Bioelectric SIGNAL Measuring System. Journal of Physics: Conference Series 582 (2015), 1-7.
 - [6] A. Guadarrama-Santana, F. Pérez-Jiménez y A. García-Valenzuela, “Electrical capacitance sensor for temporal monitoring of physico-chemical processes” en 2nd International Congress on Instrumentation and Applied Sciences, Puebla, México, 2011, pp 1-4.
 - [7] F. Pérez-Jiménez. Diseño de un sensor capacitivo para monitorizar procesos en coloides. (Tesis de Licenciatura). Facultad de Ingeniería. Universidad Nacional Autónoma de México, 2011, 10-12.
 - [8] A. Guadarrama-Santana, A. García-Valenzuela, F. Pérez-Jiménez and L. Polo-Parada. Interdigitated capacitance sensors in the mm scale with sub-femto Farad resolution suitable for monitoring processes in liquid films. Revista Mexicana de Física 60 (2014) pp 451–459.

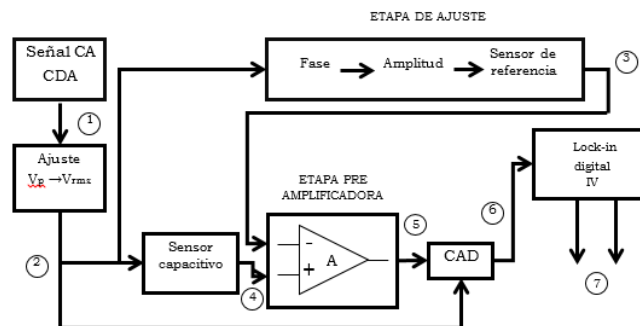
CAPÍTULO 2. SISTEMA PROPUESTO.

En este capítulo se describe el diseño del sistema de medición propuesto. Se hace énfasis en los cambios realizados para lograr la portabilidad del sistema. Se presentan los circuitos de alimentación de voltaje y de ajuste de señal. El circuito de alimentación USB (Universal Serial Bus) sustituye una fuente bipolar de laboratorio. Por otro lado el circuito de ajuste de señal permite convertir el voltaje pico generado por el CDA (Convertidor Digital Analógico) a voltaje RMS (Root Mean Square), que será el voltaje de excitación para el experimento.

2.1 Sistema propuesto.

La operación del sistema de medición propuesto es muy similar a la del SMTC (Sistema de Monitoreo Temporal Capacitivo) pero con tres adiciones principales:

- Etapa de ajuste de voltaje pico a voltaje rms (punto 2, figura 2.1)
- Etapa de conversión analógica digital (punto 6, figura 2.1)
- Etapa lock-in digital basada en instrumentación virtual (punto 7, figura 2.1)



- | | | |
|-------------------------------------|--|-----------------|
| 1. $V_{ac}(\omega t)$ | 4. $V_s(\omega t)$ | 7. $V_d + jV_d$ |
| 2. $V_{rms}(\omega t)$ | 5. $A[V_s(\omega t) - GV_{rms}(\omega t \pm \varphi)]$ | |
| 3. $GV_{rms}(\omega t \pm \varphi)$ | 6. Señal digitalizada (flujo de bits) | |

ω : frecuencia angular
 t : tiempo
 φ : angulo de fase
 G : ganancia de la etapa de ajuste
 A : ganancia de la etapa amplificadora
 V_{ac} : voltaje de referencia en volts pico
 V_{rms} : voltaje de referencia en volts rms
 V_s : voltaje del sensor capacitivo
 V_d : voltaje digital parte real
 jV_d : voltaje digital parte compleja

Figura 2.1. Diagrama de bloques del sistema portátil.

La versión portátil del sistema además será alimentada por una fuente bipolar energizada por USB y contará con generación de señal de referencia desde un CDA. El sistema se usará en conjunto con la TSAE (Tarjeta de Sensores y Acondicionamiento Electrónico) descrita en el capítulo 1.

La salida de la etapa diferencial entra a una etapa intermedia de pre-amplificación, donde se puede aplicar un factor de ganancia “A” de hasta un millón de veces. Esto es necesario debido a que para que la señal pueda ser registrada por el CAD (Convertidor Analógico Digital) debe estar al menos en el rango de micro voltios, pues por el rango de entrada en el que se utiliza el CAD ($\pm 10V_p$) su resolución de entrada es de $1.19\mu V_{pp}$ aproximadamente. El CAD empleado es el NI-USB4431 de National Instruments (NI) y sus características relevantes así como el cálculo de su resolución de entrada se presentan en el capítulo 3.

La señal diferencial pre-amplificada $A[V_s(\omega t) - GV_{rms}(\omega t \pm \varphi)]$ entra al CAD con un nivel de voltaje mínimo de $1\mu V$ aproximadamente, para ser muestreada y digitalizada. También es ingresada al CAD la señal de referencia, pues su frecuencia es requerida por el algoritmo digital.

Ambas señales son procesadas por el algoritmo lock-in digital que forma parte de un Instrumento Virtual (IV) desarrollado por NI. En términos generales dicho algoritmo registra solo las componentes de la señal que estén a la misma frecuencia que la señal de referencia en un ancho de banda estrecho determinado por un filtro digital, por lo que las señales no deseadas (ruido) son descartadas. Al final el IV entrega lecturas (en tiempo real) de voltaje de corriente directa (parte real e imaginaria). Los detalles del IV se presentarán en el capítulo 4 y una explicación del método lock-in se incluye en el apéndice D.

2.1.1 Fuente bipolar USB.

La TSAE (figura 1.7) debe ser energizada por una fuente de voltaje bipolar. Anteriormente se utilizaba una fuente de voltaje de laboratorio modelo Tektronix PS280 [1] (figura 2.2), con la que se realizaron pruebas para determinar el consumo de corriente de la TSAE presentándose un consumo máximo de corriente de 100mA. La fuente USB se diseñó para cumplir con un suministro de corriente límite de al menos 200mA para garantizar su funcionamiento.



Figura 2.2 Fuente de laboratorio Tektronix PS280 (imagen tomada del sitio web de Tektronix).

La topología de un puerto USB 2.0 [2] se muestra en la figura 2.3. Del puerto se pueden obtener 5V y conexión a tierra (GND), además de un suministro de corriente máximo de 750mA. Por lo tanto, para nuestra aplicación el puerto cubre sin riesgo de sobrecarga la demanda eléctrica.

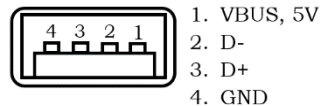


Figura 2.3 Topología del puerto USB 2.0.

Para obtener una fuente bipolar se utilizó el circuito integrado MEA1D0505DC de la compañía Murata [3], que es un convertidor de CD (Corriente Directa); éste entrega un voltaje positivo y negativo con la misma magnitud que el voltaje CD suministrado. Para acotar la presencia de ruido se incorporan filtros LC (inductor-capacitor) en cada salida de voltaje. Los valores de los elementos del filtro son los recomendados por el fabricante para restringir el rizo a $5mV_{pp}$ máximo. La baja impedancia del inductor permite que la caída de voltaje a través de sus extremos sea menor al 2%. La hoja de datos del dispositivo se puede consultar en el apéndice A. En la figura 2.4 se muestra el diagrama esquemático del circuito implementado para la fuente bipolar USB. Se agregaron diodos tipo led de bajo consumo de corriente como indicadores de voltaje.

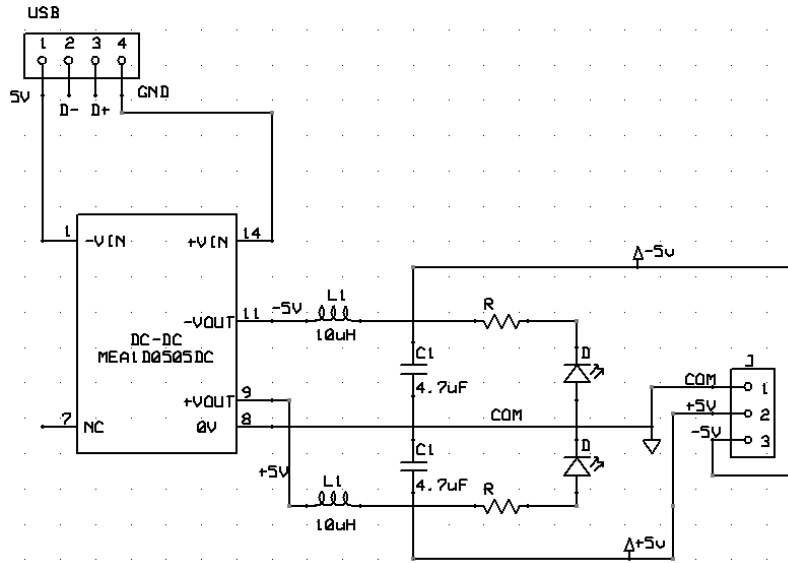


Figura 2.4. Diagrama esquemático de la fuente bipolar alimentada por USB.

2.1.2 Acondicionamiento electrónico.

La etapa de acondicionamiento electrónico (figura 2.5) tiene dos objetivos, el primero es acoplar la impedancia de la Salida Analógica 0 (AO0) del módulo CDA con la impedancia de la entrada de señal en la TSAE a través del convertidor de V_p - V_{rms} , para evitar pérdidas en señal.

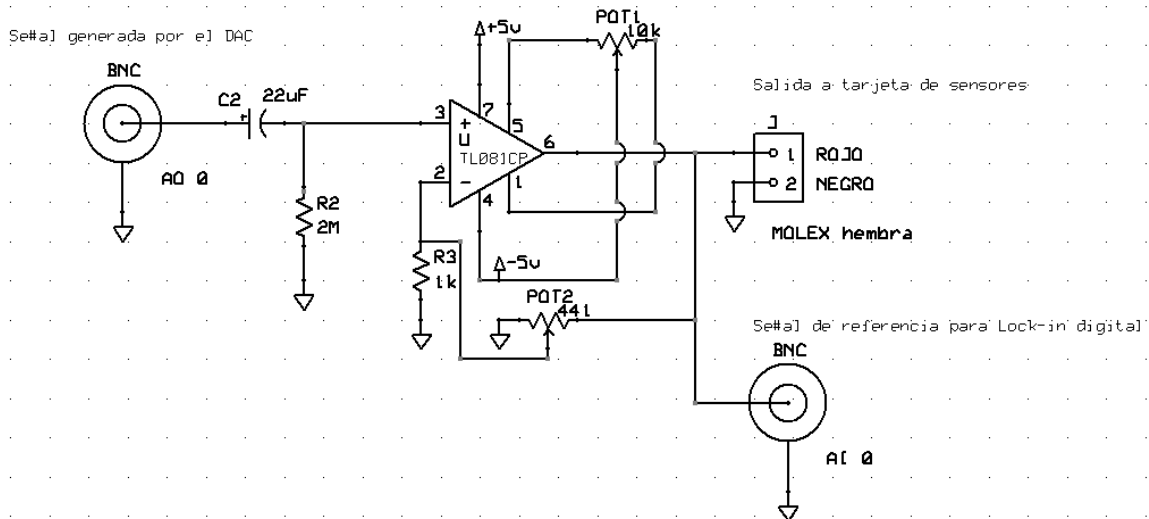


Figura 2.5. Diagrama esquemático de la etapa de acondicionamiento.

El segundo objetivo es aportar una ganancia de voltaje a la señal analógica (AO) generada digitalmente, de tal forma que $1V_p$ de salida sea ajustado a $1V_{rms}$ (figura 2.6). Para esto se utiliza un amplificador operacional TL081CP. Por lo general los sistemas lock-in manejan la señal de referencia en voltaje RMS.

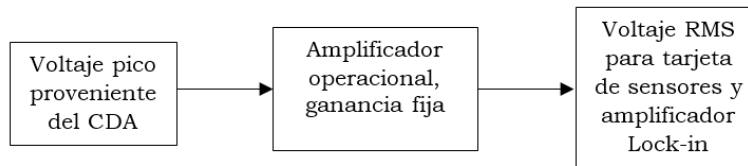


Figura 2.6 Ajuste de V_p a V_{rms} .

2.1.3 Acoplamiento de impedancias.

La baja impedancia de la salida AO(50Ω) [4] del módulo CDA debe ser acoplada con la alta impedancia a la entrada (Z_{in}) del AO (Amplificador Operacional) para evitar que exista un flujo de corriente que provoque la caída (en voltaje) de la señal cuando se conecta al sistema. A este proceso se le conoce como Máxima Transferencia de Voltaje y se muestra en la figura 2.7. Se requiere entonces de encontrar un valor donde la impedancia de la carga sea mucho más grande que la impedancia de la fuente ($Z_{in} \gg Z_{out}$).

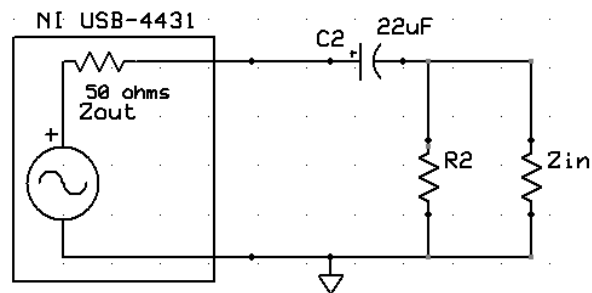


Figura 2.7. Acoplamiento de impedancias.

El AO se utilizó también como acoplamiento de AC (corriente alterna) para filtrar las componentes de CD (corriente directa) utilizando un capacitor en serie (C_2). El problema de realizar un acople capacitivo es que si no se tiene una forma de descargar el capacitor aparecerá un *drift* (variación constante de voltaje) a la entrada del AO en la que se conecte C_2 , y por lo

tanto también a la salida del AO. Para evitar ese problema se incluyó una resistencia a tierra (R_2) y para definir su valor se tomó en cuenta que debe permitir el paso de una cantidad de corriente suficiente para que el capacitor se descargue pero también que no provoque una caída de voltaje a la entrada del AO. La mayoría de los fabricantes sugieren usar valores en el rango de $100k\Omega$ a $5M\Omega$ [6]. Se realizaron simulaciones en el software PROTEUS para corroborar esa información, variando el valor de R_2 y tomando en cuenta un voltaje de entrada (V_{ref}) de $1V_p$ (tabla 2.1).

Tabla 2.1. Resultados de la simulación de la caída de voltaje en R_2 .

R2 [Ω]	Vref [Vp]	VR ₂ [Vp]
1000	1	0.952
5000	1	0.99
10000	1	0.995
50000	1	0.999
100000	1	1
500000	1	1
1000000	1	1
5000000	1	1

Los resultados indicaron que efectivamente en dicho rango la caída de voltaje es prácticamente cero. Finalmente se eligió el valor de $2M\Omega$, pues fue el resistor disponible en ese momento.

En el caso del capacitor se eligió del valor de $22\mu F$ para tener una reactancia capacitiva lo más pequeña posible y evitar pérdidas de energía, usando la ecuación 2.1, se tiene:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \dots \dots \dots (2.1)$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi(10000 \text{ Hz})(22 \times 10^{-6} F)}$$

$$X_c = 0.7234 [\Omega]$$

2.1.4 Ajuste del voltaje de señal de referencia generada por el módulo CDA.

Luego del acople de impedancias, la señal se conecta a la entrada no inversora del TL081CP, el cual opera bajo una configuración no inversora con ganancia $G \approx 1.41$ y alimentación por medio de la fuente dual USB ($\pm 5V$) (figura 2.8).

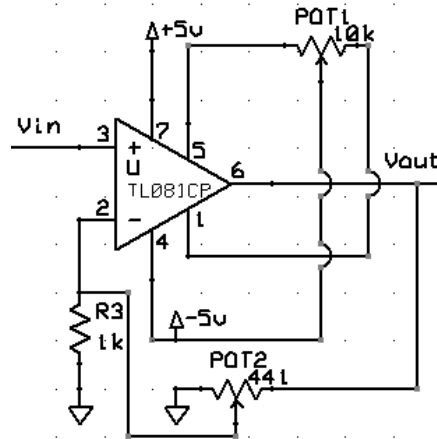


Figura 2.8. Circuito de ajuste de voltaje.

La ganancia se fija a $G \approx 1.41$ para que ajuste automáticamente los valores de voltaje pico a voltaje rms. Esto es con la intención de facilitar la operación del sistema, ya que en el CDA solo se puede especificar la salida en voltaje pico, mientras que en el experimento se utilizan los voltios rms pues los sistemas lock-in por regla general así lo requieren. La tabla 2.2 muestra las entradas y las salidas a diferentes valores experimentales de voltaje, así como el límite en donde el AO se satura, debido a que se está alimentando con $\pm 5V$ de CD.

Tabla 2.2 Amplificación de distintos valores de voltaje (mediciones experimentales).

V_p CDA [V]	V_p a la salida del AO [V]	V a la salida del AO [V_{rms}]
0.2	0.28	0.2
0.4	0.56	0.397
0.6	0.84	0.596
0.8	2.24	0.793
1	1.4	0.995
1.2	1.68	1.2
1.4	1.96	1.4
1.6	2.26	1.6
1.8	2.56	1.8
2	2.84	2
2.2	3.12	2.2
2.3	Saturado	Saturado

Ya que la ganancia es fija y se trata de un dispositivo lineal, se comprobó experimentalmente que la relación entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida también es lineal (figura 2.9).

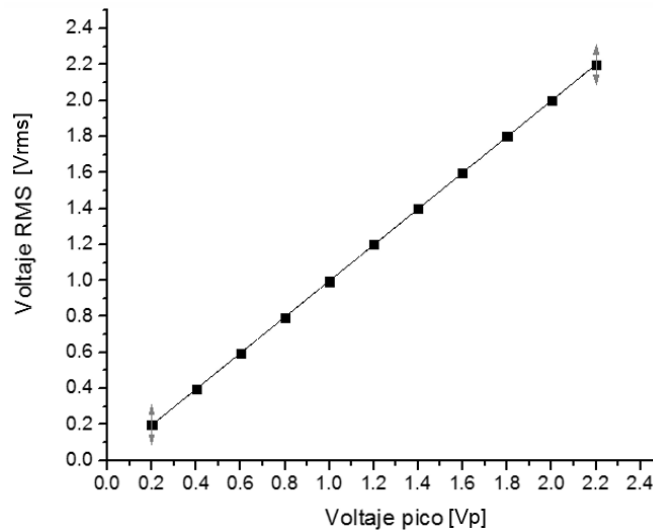


Figura 2.9. Linealidad del ajuste de voltaje.

2.2 Implementación de los circuitos electrónicos.

Para la implementación física de los circuitos electrónicos presentados en la sección 2.1 se decidió tener dos tarjetas, una principal para la sección

del circuito convertidor de voltaje pico a voltaje rms y otra para la parte de la fuente bipolar, lo que permitirá en el futuro trabajar con fuentes intercambiables con distintos valores de voltaje (+-5V, +-9V, +-12 V). En la figura 2.10 se muestran las tarjetas fabricadas.

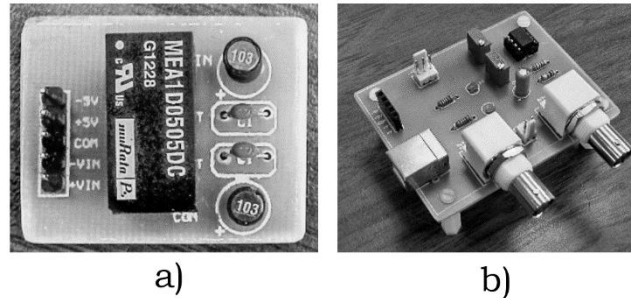


Figura 2.10. a) Tarjeta de fuente bipolar, b) Tarjeta convertidora de V_p - V_{rms} .

La interconexión entre las tarjetas de la fuente bipolar y el convertidor V_p - V_{rms} se muestra en la figura 2.11. Las entradas son: a) Alimentación desde PC (conector USB-B) Señal generada por el CDA (conector BNC), mientras que las salidas: c) Señal de referencia hacia el CAD (conector BNC), d) Señal de referencia para la TSAE (conector Molex), e) Alimentación para la TSAE (conector Molex).

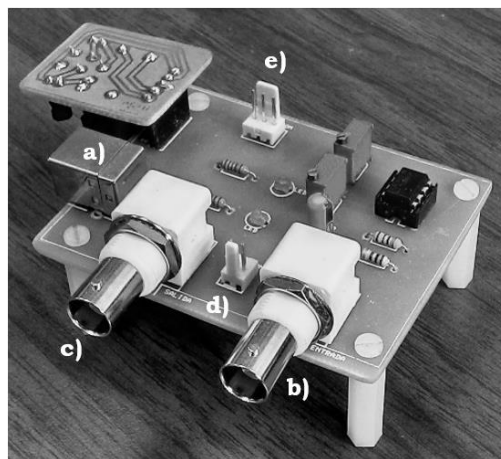


Figura 2.11. Tarjetas interconectadas.

2.4 Referencias.

- [1] Sitio WEB de Tektronix INC. <http://www.tek.com/datasheet/ps280>, consultado en 2015.
- [2] Jan Axelon. USB Coplete, the developer's guide. Fourth edition, 2009, 12,13, 389,390,450-456.
- [3] MEA1 Series Datasheet. Murata Power Solutions Inc. E.U.A. 2012.
- [4] "NI USB-443x Specifications" National Instruments, Octubre 2011.
- [5] TL081CP JFET Input Operational Amplifiers Datasheet, Texas Instruments, revisión de septiembre 2004.
- [6] Analog Dialogue 41-08, Analog Devices, August 2007, pp1.

CAPÍTULO 3. MODULO DE CONVERSION DA Y AD.

3.1 Conversión Analógico Digital.

Para lograr la implementación de sistemas de control o medición en conjunto con sistemas computarizados, se requiere de un tipo de circuito conocido como CAD (Convertidor Analógico Digital) con el cual es posible transformar señales eléctricas analógicas (continuas) en sus equivalencias digitales (discretas) que pueden ser operadas por dichos sistemas computarizados de manera sencilla (pues su concepción es igualmente digital). El manejo de datos digitales ofrece la ventaja de trabajar con las señales a mayor velocidad, con tasas de muestreo suficientes para la mayoría de los procesos y con menor susceptibilidad a interferencias eléctricas. En sentido contrario un CDA (Convertidor Digital Analógico) convierte un código binario en una señal analógica. Dichos convertidores están presentes en prácticamente todas las áreas de aplicación de la electrónica, como el análisis de señales bioeléctricas en medicina, transmisión de datos en comunicaciones o el control de procesos en la industria de la manufactura, por mencionar algunos ejemplos.

En un CAD se tienen ciertos parámetros como rango de muestreo, rango de entrada e impedancias de entrada y salida, que deben ser respetados para poder registrar la señal de interés. Un CAD puede dañarse si no se respetan los límites de los diferentes parámetros [1].

Una regla fundamental para los sistemas de muestreo de señales indica que la señal de interés debe ser muestreada a una tasa mayor (o al menos igual) al doble de la frecuencia de la señal. Esta regla es conocida como criterio de Nyquist. En términos matemáticos, se requiere que $f_s \geq 2f_a$, donde f_s es la frecuencia de muestreo y f_a es la frecuencia de la señal que está siendo muestreada [2]. Cuando no se satisface dicha condición, se dice que la señal se está sub-muestreando (*under sampling*), y se presentará el problema de *aliasing*, que es una reconstrucción deficiente de la señal original.

3.2 Convertidor AD y DA NI USB-4431.

NI (National Instruments) es fabricante de dispositivos de adquisición y generación de señales de alto rendimiento. Para este proyecto se utilizó el dispositivo NI USB-4431 que destaca por contar con 24 bits de resolución,

soporte para tasas de muestreo de hasta 102.4 kS/s, reducción de ruido y adquisición/generación dinámica.

Este dispositivo fue elegido principalmente por los siguientes requerimientos:

- Conexión Hot Plug (conexión en caliente): el dispositivo puede ser conectado y desconectado de la PC sin importar si la misma está encendida o apagada. Además, por medio del cable USB (Universal Serial Bus) se energiza y transmiten los datos simultáneamente, simplificando el número de conexiones requeridas, lo que contribuye a su portabilidad.
- Canales dinámicos: El término dinámico se refiere a la capacidad de operar con todos sus canales de forma simultánea, lo que permite realizar varios procesos de forma paralela sin sacrificar rendimiento. Esta característica permite que la monitorización de los procesos se realice en tiempo real.
- Tasa de muestreo: En nuestra aplicación se conocía anteriormente que la frecuencia de excitación estaría fija en los 10kHz, por lo que la frecuencia de muestreo máxima del dispositivo (102.4kS/s) resultó suficiente.
- Alta resolución a bajas frecuencias: el método de conversión AD (Analógico-Digital) y DA (Digital-Analógico) Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$) tiene como principal característica alta resolución a frecuencias bajas (desde corriente directa a algunos MHz). La alta resolución (24 bits) es necesaria ya que para este trabajo se estimaba alcanzar lecturas de voltaje en el orden de nano voltios y hasta pico voltios, usando el CAD en conjunto con electrónica asociada. En la figura 3.1 se muestra una comparativa contra otras clases de convertidores. De ahí se puede apreciar que a mayor frecuencia de operación, se tendrá menor resolución (bits), y viceversa.

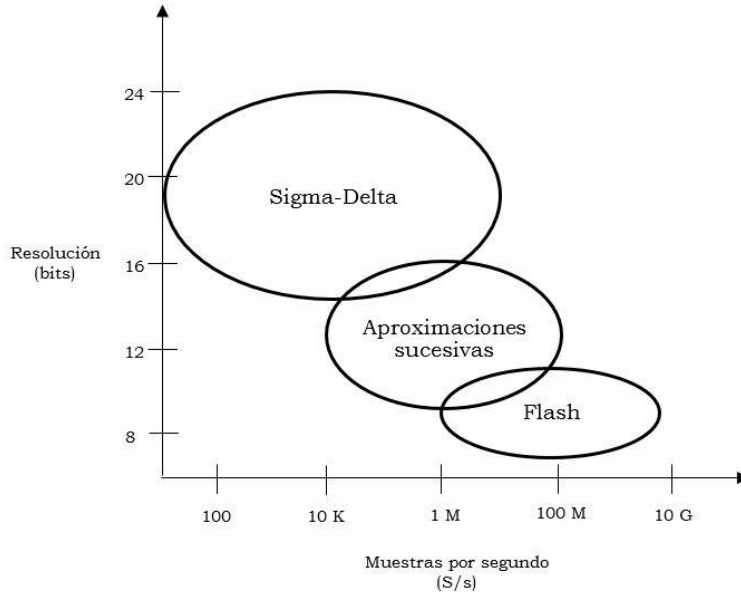


Figura 3.1. Comparativa aproximada entre clases de convertidores.

El NI-USB 4431 cuenta con 4 canales de entrada y uno de salida (conectores tipo BNC), y se puede comunicar con el software de la PC mediante puerto USB 2.0, puerto digital para control de disparos de inicio y posibilidad de conectar una referencia a tierra. La conexión a tierra es muy importante para evitar la presencia de *offset* tanto en salida como en las entradas. Todos los elementos se muestran en la figura 3.2.

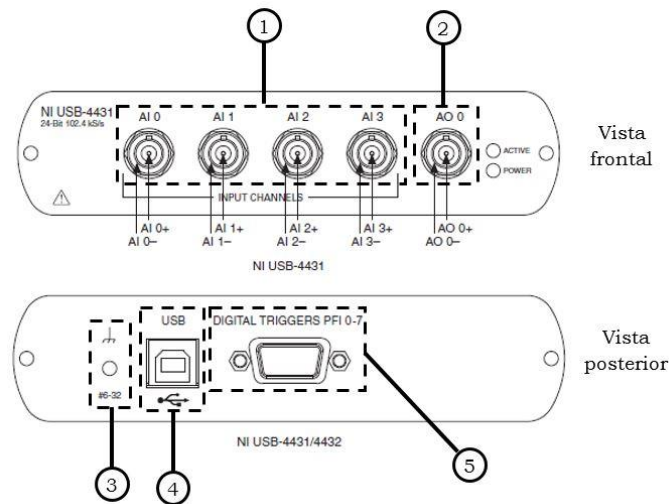


Figura 3.2. 1) Entradas, 2) Salida, 3) Conexión a tierra, 4) Puerto USB, 5) Puerto digital [3].

3.2.1 Características significativas.

A continuación se enlistan y comentan las propiedades que resultan significativas para el proyecto.

- Ancho de banda: Como cualquier sistema de muestreo, el dispositivo tiene un ancho de banda limitado de señales que puede medir. El rango de muestreo f_s determina que solo es posible reconstruir señales a frecuencias menores a $f_s/2$. Esta frecuencia máxima se conoce como frecuencia de Nyquist. A partir de esto, el ancho de banda que va desde 0 Hz hasta la frecuencia de Nyquist se le conoce como ancho de banda de Nyquist [4]. Para nuestra aplicación únicamente se trabajó con una frecuencia (10kHz), sin embargo, es posible trabajar en un rango de frecuencias que va desde 0Hz hasta los 50kHz, tomando en cuenta que la tasa de muestreo máxima es de 1002.4kHz.
- Ruido: Para reducir los efectos negativos del ruido en las mediciones, se eligió la frecuencia de 10 kHz y una tasa de muestreo de 100kS/s. Esta elección permite maximizar la efectividad del filtro anti-alias, ya que por ejemplo, las frecuencias provenientes de la computadora, disco duro y lámparas fluorescentes ocurren entre los 15kHz y los 65kHz. Dado que la frecuencia central se encuentra en 10kHz, el filtro rechazará las frecuencias fuera de la banda de interés, y además, la tasa de muestreo (que es de 10 veces la frecuencia central) permitirá que las componentes de 10kHz sean adquiridas sin aliasing (aliasing se refiere al efecto que ocurre cuando una señal se muestrea a una frecuencia menor a la de Nyquist, lo que provoca que se obtenga una señal parecida o “alias” de la señal original) y sin ser atenuadas por el filtro digital.
- Resolución: La resolución del CAD está determinada por el número de bits disponibles. La resolución puede calcularse usando la ecuación 3.1 [5]:

$$resolucion\ del\ CAD = \frac{Entrada\ a\ escala\ completa\ [Vpp]}{(2^N) - 1} \dots \dots \dots (3.1)$$

Donde N es el número de bits del CAD. Sustituyendo para 24 bits y un rango de entrada analógica de $\pm 10V_p$.

$$resolucion\ del\ CAD = \frac{20 [Vpp]}{(2^{24}) - 1} = 1.19[\mu Vpp]$$

Debido a este valor de resolución fue necesario usar el factor de amplificación (de la TSAE) de 1 millón de veces, para que fuera posible digitalizar la señal del sensor capacitivo. Experimentalmente se comprobó que sin esta amplificación el IV no registra ninguna señal del sensor, aun usando el lock-in digital para retirar ruido. Debe señalarse que al amplificar la señal también se amplifica el ruido, por ello es necesario usar el amplificador lock-in virtual.

Para tener la resolución real del prototipo completo (CAD+electrónica+IV) se debe descontar (directamente en los datos digitales del IV) el factor de amplificación de la resolución del CAD:

$$resolucion\ del\ Prototipo = 1.19[\mu Vpp] \times 10^{-6} = 1.19[pVpp]$$

Entonces, la resolución máxima del prototipo es de 1.19 pico voltios pico a pico.

- Entradas analógicas: Las entradas analógicas en el NI USB-4431 solo admiten la configuración pseudo-diferencial. Esto quiere decir que existe una resistencia ($1k\Omega$) entre el conector externo y la tierra del chasis. Sin esta conexión, el dispositivo presentaría *drift* (que es una desviación lenta pero progresiva de la salida del sistema). La fuente de la señal puede estar aterrizada o no, pues para la configuración pseudo-diferencial ambas son aceptables.
- Salida analógica: Como se mencionó en el capítulo 2, para minimizar la distorsión de la señal de salida analógica generada, ésta debe ser conectada a dispositivos con alta impedancia de entrada. Por ello, el canal de salida del NI USB-4431 requiere ser conectado a cargas mínimas de $1k\Omega$. En la práctica se recomienda que dichas cargas sean de al menos $100\ k\Omega$ para que la disminución de la distorsión sea mínima. En el caso de nuestra aplicación, el CDA se conecta a una carga de $2M\Omega$. La salida solo admite el modo pseudo-diferencial, que tiene la ventaja de reducir los errores provocados por ruido, pues la referencia a tierra da un mayor control sobre corrientes parasitas.
- Acoplamiento a la entrada: Se puede configurar el dispositivo con acoplamiento de CA (Corriente Alterna) o de CD (Corriente Directa). El acoplamiento de CD es muy usado si la señal de interés tiene pequeñas componentes de *offset* o si las componentes de CD son las de mayor interés en el proceso. En nuestro caso, se eligió el

acoplamiento de CA pues dicha configuración es la que permite aprovechar en su totalidad el rango dinámico de entrada.

- Método de Conversión Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$): Cada entrada/salida del dispositivo realiza la conversión AD/DA mediante el método Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$), el cual se caracteriza por ofrecer una alta resolución (por lo general de 16 a 24 bits) aunque tasas de muestreo relativamente bajas (hasta algunos MHz). En el apéndice B se presenta una explicación acerca de cómo funciona este método. En nuestro caso y hablando de los canales de entrada, la tasa de muestreo f_s es de 100kS/s por lo que cada modulador (un modulador por canal) muestreará a 12.8MS/s, es decir, 128 veces la tasa de muestreo deseada, entregando muestras de 1 bit que son enviadas al filtro digital. Este filtro rechazará las componentes mayores a la frecuencia de Nyquist (50kHz en este caso). La cadena de bits a 12.8MS/s contiene suficiente información para producir muestras de 24 bits a 100kS/s. Este proceso se denomina sobre-muestreo. El CAD logra esta conversión que pasa de tener alta velocidad a alta resolución con una técnica llamada modelado de ruido (*noise shaping*). En ese proceso, el CAD agrega ruido aleatorio a la señal de tal forma que el ruido de cuantificación, aunque sea grande, será restringido a frecuencias por encima de la frecuencia de Nyquist (50 kHz). El ruido de cuantificación se debe a la diferencia entre el nivel de la señal de entrada real y el nivel asignado por el cuantificador (comparador) a la señal de salida, puesto que todo CAD tiene niveles definidos y finitos. Este ruido es casi completamente rechazado por el filtro digital. La salida del método entrega una señal con muy bajo ruido, muy buen rango dinámico y alta resolución.

3.2.2 Tareas del NI USB-4431.

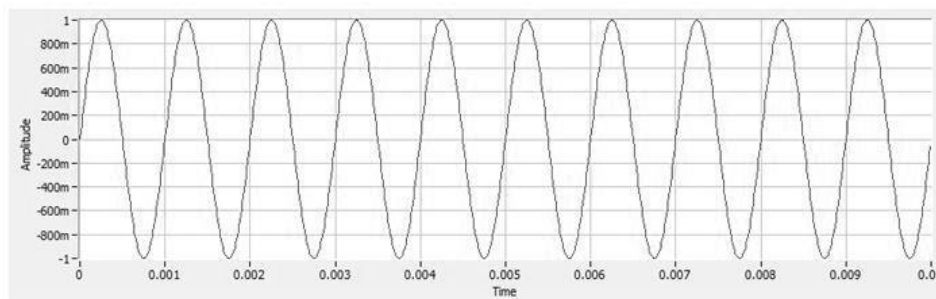
Son 3 las tareas principales que debe realizar el dispositivo en el proyecto:

- a) Generación de la señal de referencia analógica, sinusoidal, a 10 kHz y muy estable (canal A00). Dicha señal se usa como referencia para el algoritmo lock-in y también para excitar el experimento.
- b) Digitalización de la señal de referencia analógica para procesarla con el algoritmo Lock-in de LabVIEW, usando el canal A10.

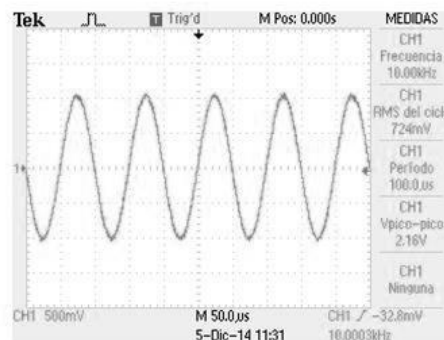
- c) Digitalización de la señal diferencial experimental para procesarla con el algoritmo Lock-in de LabVIEW, usando el canal AI1.

3.3 Generación de la señal de referencia con SignalExpress.

NI SignalExpress es un software ampliamente usado en conjunto con los dispositivos de conversión de NI para llevar a cabo el control y registro de señales [6]. Sus ventajas son el no necesitar de programación compleja, esta optimizado para el procesamiento de las señales y permite exportar fácilmente los datos para su análisis posterior. La desventaja es que se debe contar con licencia del software de NI. Usando dicho software se realizaron pruebas para generar la señal de referencia. En la figura 3.3 se puede apreciar que el CDA es capaz de generar una señal muy estable del tipo requerido por el experimento (sinusoidal a 10kHz) a una tasa de muestreo de 100kS/s.



a)



b)

Figura 3.3. a) Señal digital generada desde PC. b) Señal analógica visualizada en osciloscopio.

Se pudo comprobar experimentalmente que la capacidad de generación y adquisición de las señales no está limitada por los recursos del equipo de cómputo en que se ejecute. Por ejemplo, en una PC con Sistema Operativo

(SO) Windows XP, procesador Intel Pentium 4@2.8GHz y 1GB de memoria RAM se tuvo el mismo rendimiento que en una PC con SO Windows 7, procesador Intel Core i5@2.3 GHz y 8GB de RAM, incluso a la máxima frecuencia de muestreo (102.4 kS/s).

3.4 Referencias.

- [1] Pallás Areny Ramón. Sensores y acondicionadores de señal. Alfaomega. 4ª edición, 2007.
- [2] S. Sumathi, P. Surekha. LabVIEW based Advanced Instrumentation Systems. Springer 2007, pp 178-180.
- [3] NI USB-443x Specifications, National Instruments, Octubre 2011.
- [4] NI Dynamic Signal Acquisition, National Instruments, 2010.
- [5] Tocci, Ronald J. Sistemas digitales: principios y aplicaciones. Pearson Education. 10ª edición, México 2007.
- [6] Sitio web de NI LabVIEW SignalExpress, www.ni.com/labview/signalexpress/. Consultado en 2014 y 2015.

CAPÍTULO 4. INSTRUMENTO VIRTUAL.

De manera general un amplificador lock-in está formado por una etapa de detección sensitiva de fase en conjunto con un filtro paso bajas. Los detalles del algoritmo lock-in se muestran en el apéndice D. Aquí solo se mencionara que un amplificador lock-in es un instrumento que permite medir señales de corriente alterna incluso cuando se encuentran envueltas por ruido eléctrico. Parte del instrumento virtual es precisamente un algoritmo lock-in digital.

4.1 Sistema digital.

El sistema digital (figura 4.1) está formado esencialmente por dos programas que se ejecutan simultáneamente: SignalExpress y el instrumento virtual (IV) “Lock-in.vi”. Dicho IV fue desarrollado por NI en LabVIEW [1] y fue adaptado a nuestra aplicación. En el apéndice C se muestran las secciones de código más importantes.

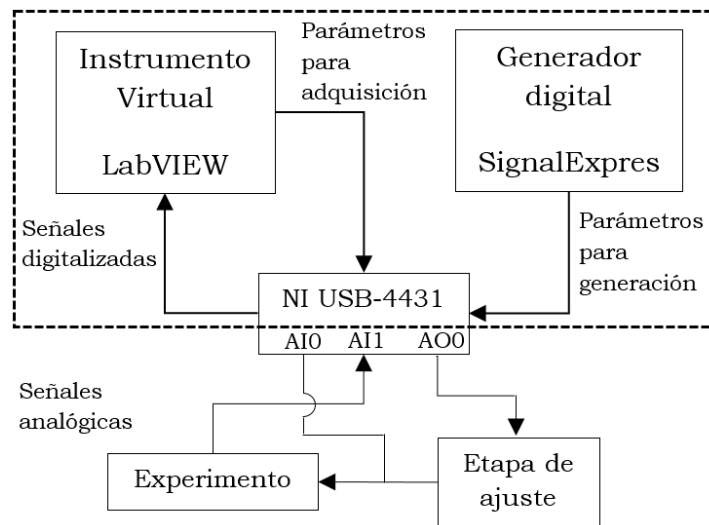


Figura 4.1 Sistema digital (dentro de línea segmentada) y hardware.

El software SignalExpress será necesario para establecer el ajuste (*offset*) del sistema (capítulo 5) y la generación de la señal de referencia analógica. Por su parte el IV (Instrumento Virtual) denominado “Lock-in amplifier” configura las entradas digitales del CAD, recibe y fija los parámetros de operación para cada prueba, aplica el algoritmo lock-in a los datos digitalizados y despliega resultados en graficas e indicadores.

4.2 Implementación del Lock-in digital.

El sistema digital está basado en un IV desarrollado por NI (National Instruments) llamado “*MultiChannel LockIn*”. Tiene opción de aplicar el algoritmo de Lock-in tanto a datos simulados como a datos reales provenientes de un CAD (Convertidor Analógico Digital). Una descripción del método de amplificación Lock-in se presenta en el apéndice D. La función principal del IV es la recuperación de señales inmersas en ruido a una frecuencia de referencia determinada en un ancho de banda muy estrecho. Este IV se modificó de acuerdo a las necesidades requeridas en las mediciones.

4.2.1 Secciones del Instrumento Virtual.

En la figura 4.2 se muestran las secciones del IV desarrollado “Lock-in amplifier”.

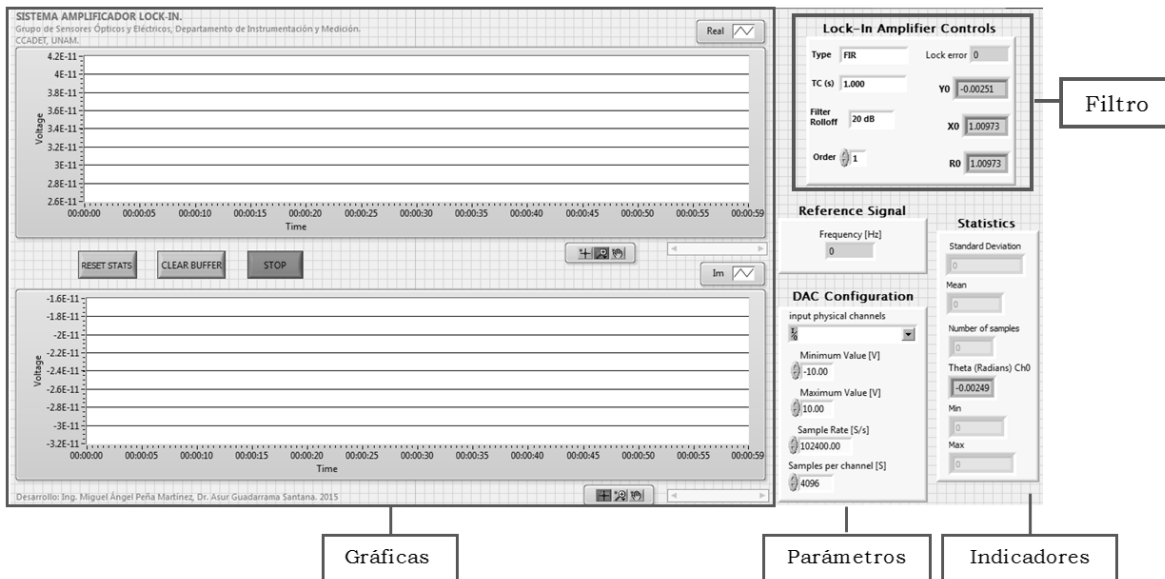


Figura 4.2 IV del Sistema Amplificador Lock-in.

Una breve descripción de cada sección se da a continuación:

- Gráficas y control (figura 4.3): Se despliegan la parte Real e Imaginaria de la señal en tiempo real. Es posible ajustar la duración del proceso en intervalos de segundos (30s, 60s, 120s, etc.). Para controlar el experimento se incluyen los botones: “Reset Stats” (reinicia estadísticas), “Clear” (reinicia el *buffer* de datos) y “Stop” (detiene el proceso pero sin reiniciar estadísticas ni el *buffer* de datos).

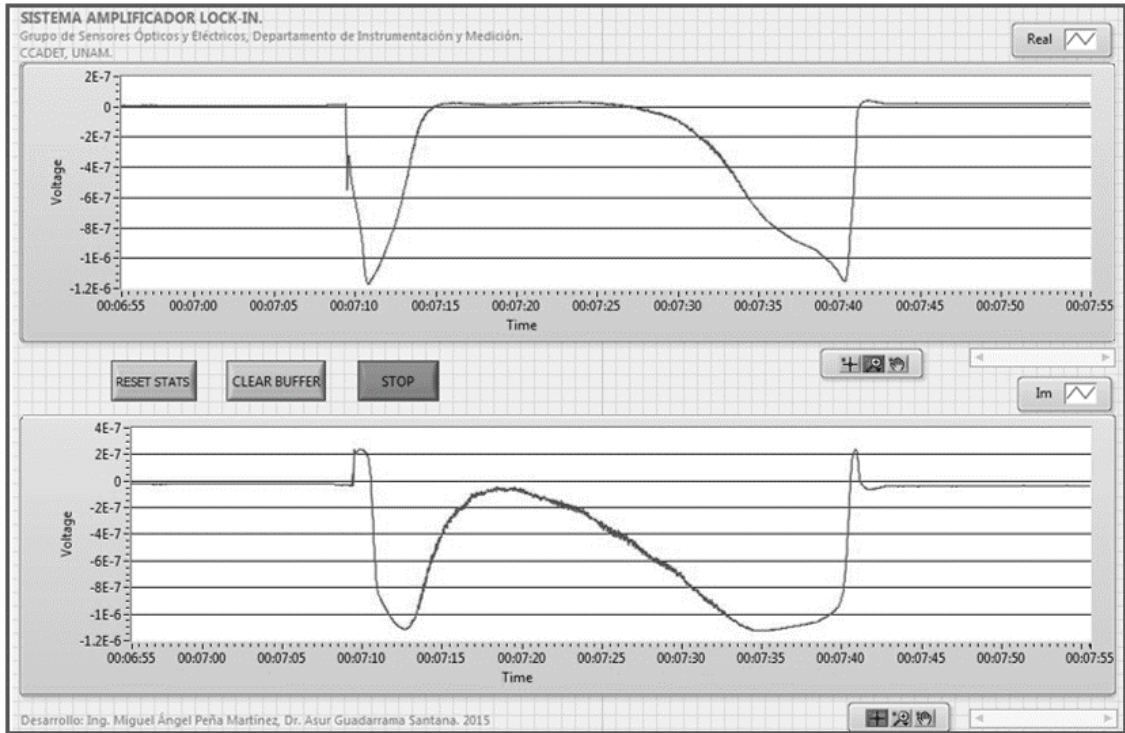


Figura 4.3 Graficas y botones de control.

- Parámetros e indicadores (figura 4.4): Se configuran las entradas del dispositivo CAD seleccionando los canales a utilizar, rango de entrada, tasa de muestreo y número de muestras. En la sección de indicadores se muestran la frecuencia de la señal de referencia y estadísticas de utilidad en las mediciones.

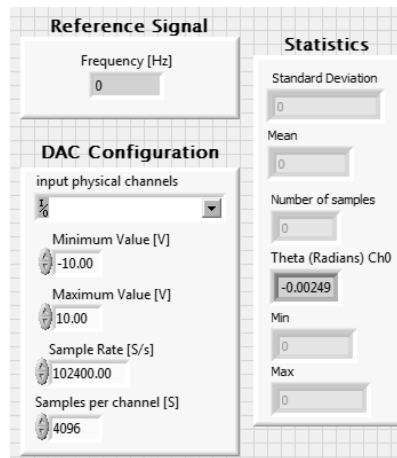


Figura 4.4 Parámetros e indicadores.

- Filtro (figura 4.5): Es posible configurar las características del filtro digital según las características del proceso a monitorizar. El tipo de filtro (FIR o IIR) en conjunto con la constante de tiempo τ_c impactan directamente en la respuesta del sistema. La respuesta al impulso de un filtro FIR (Finite Impulse Response) vuelve siempre a cero, contrario a un filtro IIR (Infinite Impulse Response) cuya respuesta al impulso continua variando indefinidamente. Los filtros FIR son estables por definición, aunque requieren un mayor orden en comparación con los IIR para tener un desempeño similar.

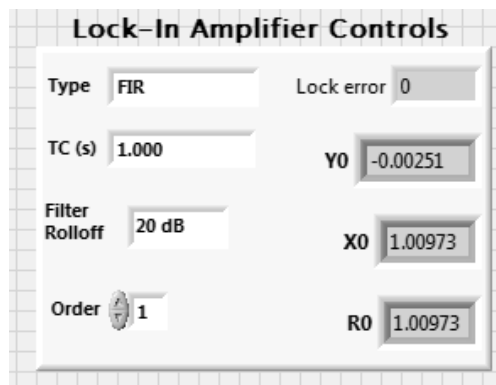


Figura 4.5 Filtro.

La constante de tiempo afecta directamente el ancho de banda de medición (ecuación 4.1):

$$BW = \frac{1}{2\pi\tau_c} \dots \dots \dots (4.1)$$

Por lo que a mayor constante de tiempo, el ancho de banda disminuye y viceversa. Es importante elegir adecuadamente la constante de tiempo pues de ella depende que tan sensible será la respuesta del sistema ante las variaciones presentes en el proceso.

- “Filter Rolloff” representa la rapidez de caída de la pendiente del filtro, mientras que “Order” selecciona con que armónico de la señal de referencia trabajará el modulador lock-in.

4.2.2 Programa.

Como se mencionó antes, se trabajó sobre el IV “*MultiChannel LockIn*”. Dicho programa fue modificado y adaptado a las necesidades de nuestro

experimento, tomando como factores fundamentales el registro de las componentes de la señal y la determinación del ruido base para cada medición.

Por ello, las mayores modificaciones se realizaron en la parte de registro de señales mediante arreglos de datos, presentación en pantalla de los resultados y control sobre los parámetros de lectura del propio IV (tasa de muestreo, tamaño del buffer de datos), todo ellos en tiempo real.

El método lock-in digital está basado en tres funciones principales (que a su vez son instrumentos virtuales desarrollados por NI): PLL (*LockInPLL*), filtrado digital (*LockInDemodulatorSettings*) y demodulación (*LockInDemodulatorMC*). Los tres métodos mencionados fueron programados por NI y su código fuente es confidencial (figura 4.6).

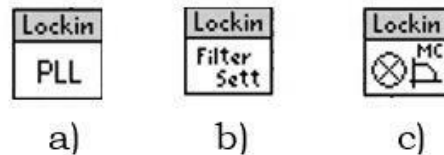


Figura 4.6 Instrumentos virtuales auxiliares para el algoritmo Lock-in. a) LockInPLL b) LockInDemodulatorSettings c) LockInDemodulatorMC.

En la figura 4.7 se presenta el diagrama de flujo simplificado del programa.

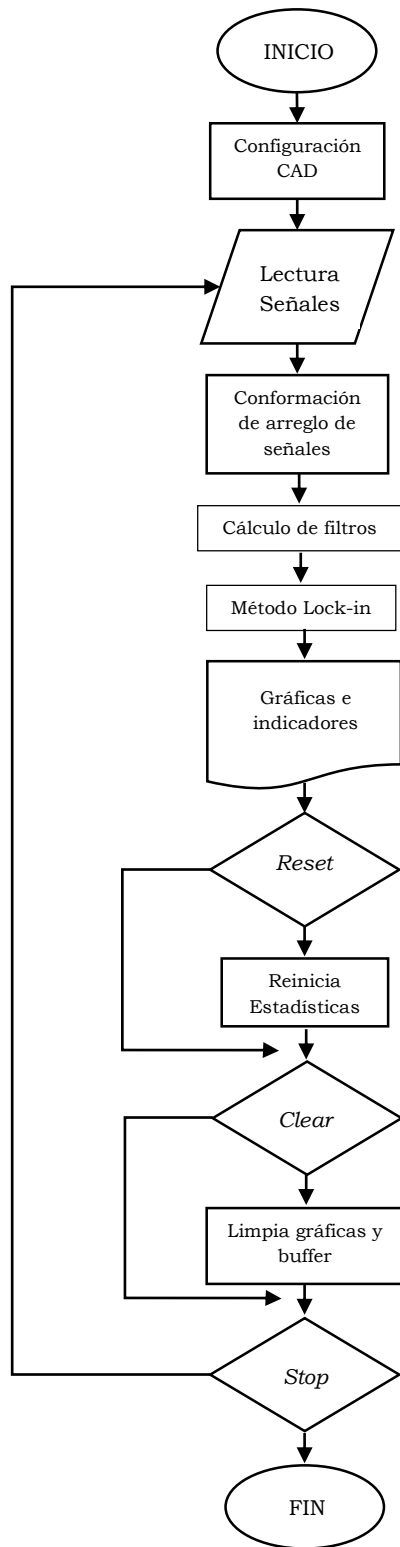


Figura. 4.7 Diagrama de flujo de “Lock-in amplifier”.

4.3 Parámetros del Instrumento Virtual.

Son 5 los parámetros del IV que impactan directamente en su desempeño para adquirir las señales y procesar los datos digitalizados. Se describen a continuación y además se muestra la forma en que son calculados.

- *Sample Rate*: Es la tasa de muestreo a la que se configura la adquisición del CAD, en términos de muestras por segundo (kS/s).
- *Samples per channel*: Es el número de muestras de la señal que serán tomadas durante la digitalización (S).
- *Rate*: Este parámetro es la frecuencia a la que el IV escribirá los datos en las gráficas (charts), y por lo tanto, la frecuencia de operación real del sistema digital. Para calcular este parámetro se desarrolló la expresión 4.2:

$$Rate_{(chart)} [Hz] = \frac{Sample\ Rate_{(input)} [S/s]}{Samples\ per\ channel [S]} \dots \dots \dots (4.2)$$

De donde se nota que para una misma tasa de muestreo (*Sample Rate*), si el número de muestras (*Samples*) aumenta la frecuencia real del IV (*Rate*) disminuye, y viceversa. En la tabla 4.2 se muestran algunos valores para una tasa de muestreo de 100kS/s.

- *Multiplier*: Este es un multiplicador que afecta directamente a las gráficas, ya que determina el espacio de separación entre dato y dato (Δx) para el eje de tiempo, por lo es el periodo. Su importancia radica en que si no corresponde al *Rate* la operación del IV no será en tiempo real. De hecho se calcula obteniendo el inverso del parámetro *Rate* (ecuación 4.3).

$$Multiplier [s] = \frac{1}{Rate [Hz]} \dots \dots \dots (4.3)$$

- *Buffer*: Este es el número de puntos (datos) que será capaz de desplegar la gráfica en un minuto (*chart history length*). Para el caso en que *Rate* es igual a 10Hz, el buffer es igual a 600 datos/min. Para calcularlo basta con multiplicar el *Rate* que se utilice en ese momento por 60 segundos (ecuación 4.4).

$$Buffer \left[\frac{\text{datos}}{\text{min}} \right] = Rate_{(chart)} \left[\text{datos/s} \right] \times 60[s] \dots \dots \dots (4.4)$$

En la tabla 4.1 puede verse que a mayor *Rate*, el *buffer* debe ser mayor, pues evidentemente habrá más datos que guardar.

Tabla 4.1 Calculo de parámetros variando el número de muestras.

Sample Rate [S/s]	Samples per channel [S]	Rate [Hz]	Multiplier	Buffer
100000	20000	5	0.2	300
100000	10000	10	0.1	600
100000	5000	20	0.05	1200
100000	2500	40	0.025	2400

4.4 Exportación de datos.

Es posible exportar los datos obtenidos mediante los sub-menús (botón derecho del *mouse* sobre la gráfica) de cada una de las gráficas. Se tienen disponibles los tipos de archivo “.txt” y “.xlsx”.

Se debe tomar en cuenta que solo se exportarán los datos que sean visibles en la gráfica al momento de generar el archivo, sin importar que en el buffer existan más datos. Por ejemplo, si se monitorizaron datos durante 3 minutos pero la gráfica se configuró para mostrar solo un minuto, los primeros dos minutos no se exportarán a menos de que se ajuste la escala de la gráfica a 3 minutos. La exportación de datos permitirá manejarlos en software como MATLAB [2] para su análisis detallado.

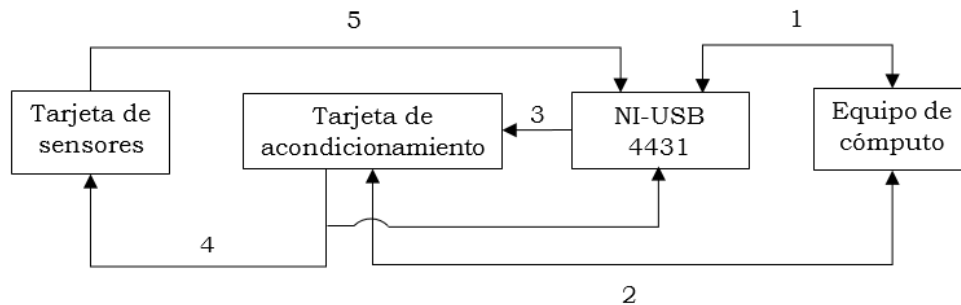
4.5 Referencias.

- [1] Sitio web de National Instruments, <http://mexico.ni.com/>. Consultado en 2014
- [2] Sitio web de MathWorks, <http://www.mathworks.com>. Consultado en 2015.

CAPÍTULO 5. ASPECTOS PRELIMINARES DEL SISTEMA.

5.1 Conexión del sistema.

En la figura 5.1 se muestra la forma en que se deben conectar los elementos del sistema: tarjeta de sensores, tarjeta de acondicionamiento, dispositivo de conversión analógica/digital y digital/analógica NI USB-4431 y PC con el software necesario (SignalExpress y LabVIEW).



1. Cable de datos.
2. Cable de alimentación.
3. Señal generada (V_p).
4. Señal de referencia (V_{rms}).
5. Señal experimental.

Figura. 5.1 Diagrama de conexiones simplificado.

El sistema de medición completo se presenta en la figura 5.2. La imagen corresponde al prototipo desarrollado operando durante la etapa de pruebas realizada en el Laboratorio del grupo de Sensores Ópticos y Eléctricos del Departamento de Instrumentación y Medición del CCADET-UNAM.

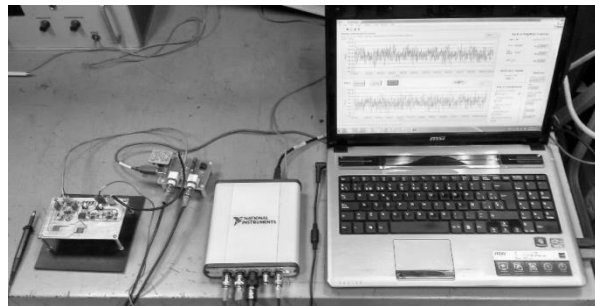


Figura 5.2. Sistema de medición completo.

Antes de iniciar las mediciones es necesario realizar un proceso de ajuste de mínima señal de referencia, con el objetivo de reducir al mínimo el offset del sistema. Este ajuste permitirá registrar solo las variaciones debidas al Material Bajo Prueba (MBP) que sea colocado posteriormente sobre el dispositivo sensor (figura 5.3).

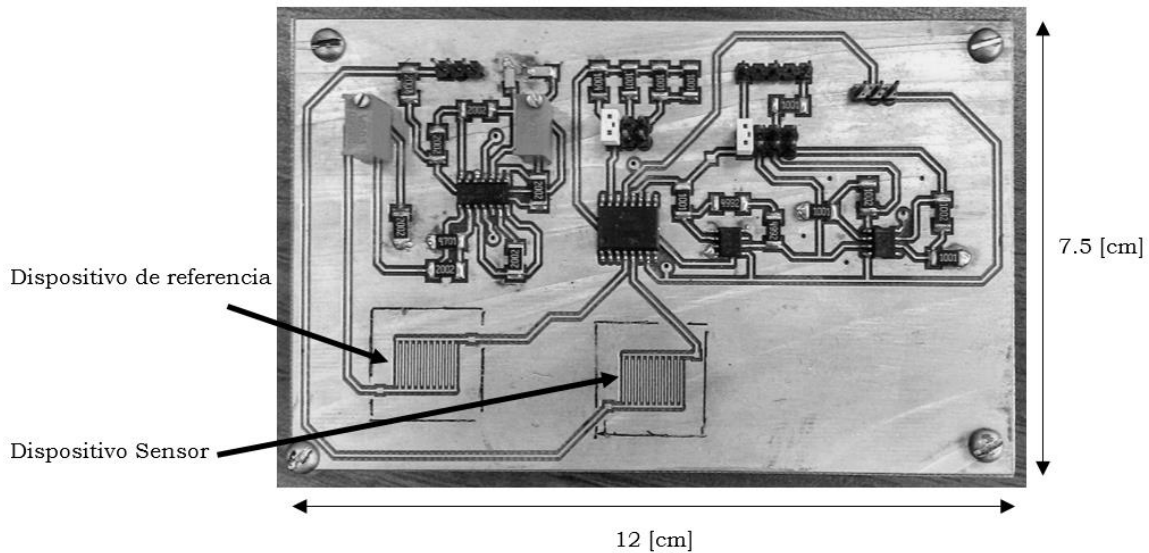


Figura 5.3. Electrodo de los sensores capacitivos.

5.2 Tarjetas de sensores y acondicionamiento electrónico (TSAE).

Se cuenta con dos Tarjetas de Sensores y Acondicionamiento Electrónico (TSAE) cuya diferencia es el número de electrodos que conforman a sus sensores capacitivos. La TSAE denominada "A" tiene 2 electrodos con 10 dedos cada uno y la TSAE "B" tiene 2 electrodos con 8 dedos. Se llevó a cabo una etapa de pruebas en la que se variaron parámetros como el voltaje de referencia, constante de tiempo del filtro digital, etc., con el objetivo de encontrar la mejor configuración para cada tipo de prueba (solventes, látex y sangre) enfocándose en tener el menor ruido base (R_b) posible, alta estabilidad y la mayor relación Señal a Ruido (S/R) posible. Los parámetros de cada prueba se presentarán en el capítulo 6.

5.2.1 TSAE A (20 electrodos).

Esta tarjeta cuenta con sensores capacitivos compuestos por 20 dedos (figura 5.4a), cada sensor abarca una superficie sensitiva de 10mm^2 y tiene una separación entre electrodos de 0.2mm.

5.2.2 TSAE B (16 electrodos).

Esta tarjeta cuenta con sensores capacitivos compuestos por 16 dedos (figura 5.4b), cada sensor abarca una superficie sensitiva de 10mm^2 y tiene una separación entre electrodos de 0.4mm .

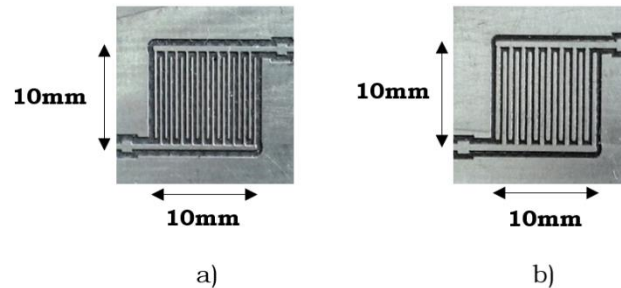


Figura 5.4. a) Sensor con 20 electrodos b) Sensor con 16 electrodos.

5.3 Ajuste de mínima señal de referencia diferencial (offset).

El objetivo de este proceso es reducir al mínimo posible el valor de la diferencia aritmética entre la Señal de Excitación Experimental (S_{EE}) y la Señal de Referencia (S_R). La S_R es la señal generada por el Convertidor Digital Analógico (CDA) y la S_{EE} es la señal que pasa por el acondicionamiento de fase y amplitud (figura 5.5). Ambas se introducen al Convertidor Analógico Digital (CAD) para ser digitalizadas y analizadas usando el software SignalExpress.

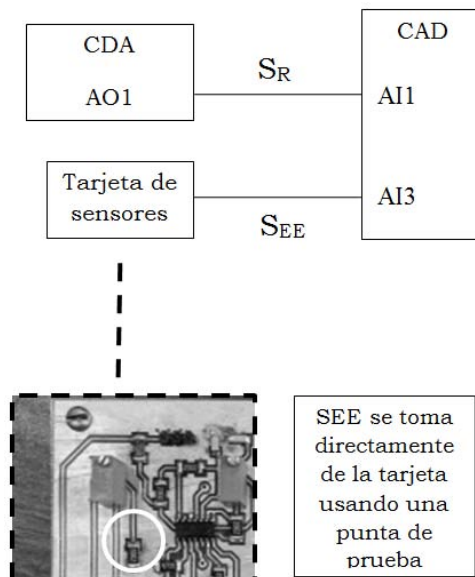


Figura 5.5. Conexiones para realizar el ajuste de mínima señal.

En la figura 5.6 se muestra un caso en donde el sistema esta desajustado, es decir, las señales S_{EE} y S_R son muy diferentes entre sí.

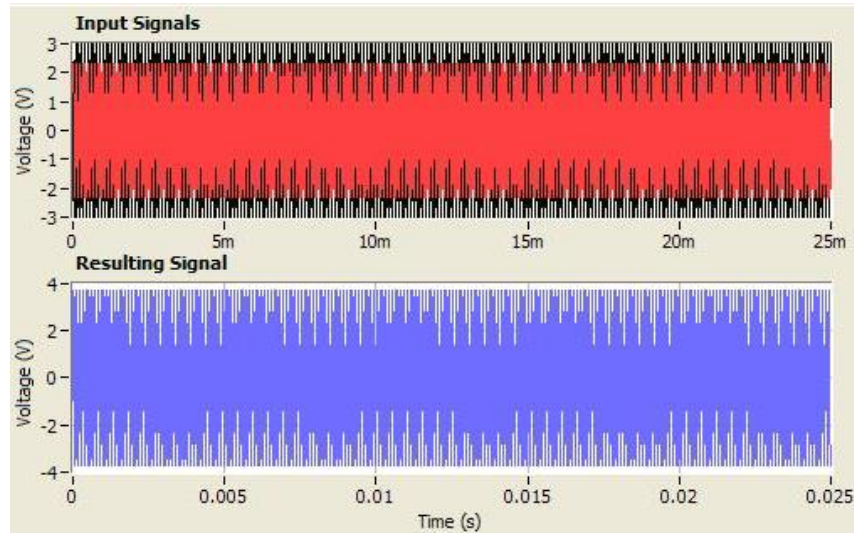


Figura 5.6. En la gráfica superior *Input Signals*, se ven las señales de entrada S_{EE} (negro) y S_R (rojo), “m” indica mili segundos. En la gráfica inferior *Resulting Signal*, se ve la señal resultante (azul) que es la diferencia aritmética ($S_{EE} - S_R$) cuando el sistema esta desajustado.

La S_{EE} (señal negra) tiene una amplitud de $3V_p$, la S_R de $2V_p$ (señal roja) y además existe una diferencia desconocida entre sus fases (Φ), por lo que la diferencia aritmética entre ellas es de unos $4V_p$ (señal azul). Aunque por medio de SignalExpress no se puede conocer la diferencia entre las fases de las señales, se sabe que la diferencia mínima entre S_{EE} y S_R será alcanzada cuando tanto las amplitudes y las fases sean prácticamente iguales. Como primer paso para realizar el ajuste, se coloca un cubreobjetos (o dos para el caso de sangre como MBP) sobre cada arreglo de electrodos (figura 5.7).

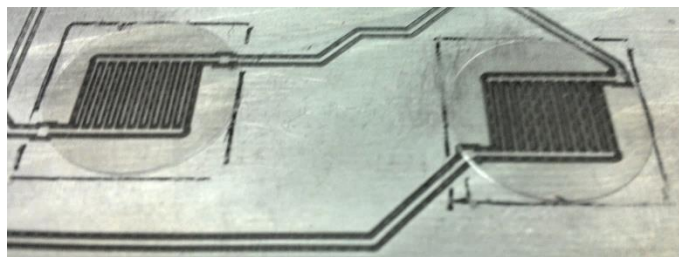


Figura 5.7. Cubreobjetos colocados sobre la superficie de cada sensor.

Posteriormente, manipulando los potenciómetros de ajuste en fase y amplitud (figura 1.3) se debe reducir la diferencia entre las señales [1]. En ocasiones será podrá reducir la diferencia hasta llegar a valores de 1 o 2mV_p, sin embargo durante la realización de pruebas se observó que en ese rango de valores la respuesta del sistema es inestable. Por otro lado, cuando la diferencia era mayor a 30mV_p la respuesta del sistema se reducía al grado de que no era posible distinguirla del ruido. Tomando en cuenta estas consideraciones se estableció que el sistema estará ajustado cuando se trabaja en el intervalo de 5mV_p y 20mV_p.

En la figura 5.9 se muestra que la diferencia ha sido reducida a 10mV_p (señal azul). Las señales S_{EE} y S_R son prácticamente iguales, por lo que se aprecian sobrepuestas (señal roja).

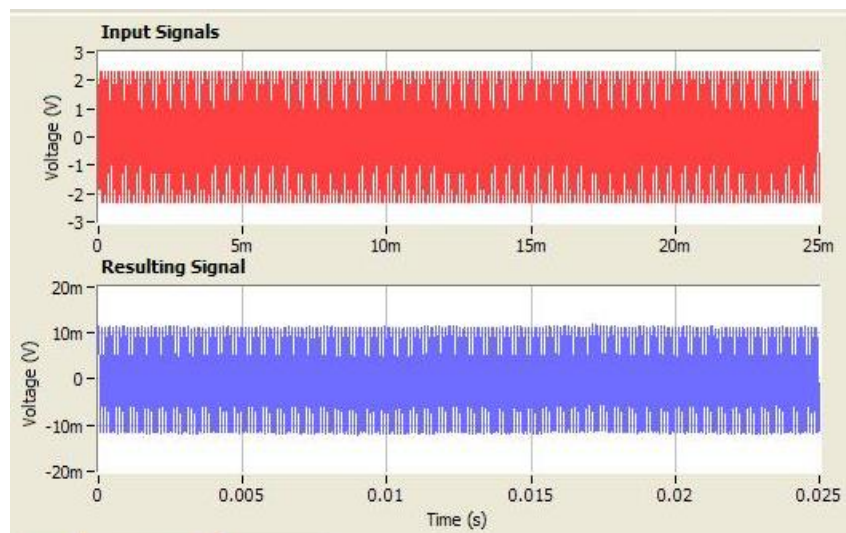


Figura 5.9 En la gráfica superior *Input Signals*, se ven sobrepuestas las señales de entrada S_{EE} (negro) y S_R (rojo), “m” indica mili segundos. En la gráfica inferior *Resulting Signal*, se ve la señal resultante (azul) que es la diferencia aritmética (S_{EE}- S_R) cuando el sistema está ajustado, “m” indica mili voltios.

Realizado el ajuste, en el IV encontraremos que la lectura registrada corresponde al ruido mínimo posible o ruido base (R_b), pues se han compensado todas las fuentes externas de ruido y capacitancias parasitas del sistema. Esto es posible gracias a que se trata de una medición diferencial. En adelante las variaciones que sean registradas

corresponderán principalmente a las perturbaciones de campo eléctrico presentes en la superficie sensitiva del dispositivo sensor.

5.4 Efecto del vidrio en el sensor.

Para evitar que ocurra un corto-circuito en alguno de los dispositivos sensores al momento de realizar las pruebas, es necesario situar un cubreobjetos (vidrio) sobre la superficie de cada sensor. Sin embargo, esto implica una pérdida de sensibilidad, ya que al tener un cubreobjetos de espesor “h” colocado sobre la superficie del dispositivo el MBP interactuará con menos líneas de campo eléctrico (figura 5.10b), lo que provoca una disminución en la respuesta del sensor.

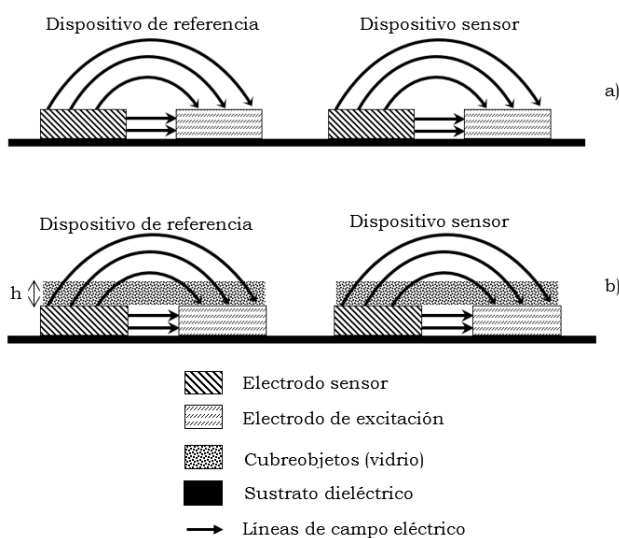


Figura 5.10. Vista lateral simplificada de los dispositivos sensores. a) Líneas de campo en los dispositivos, sin vidrio sobre su superficie. b) Líneas de campo en los dispositivos, con vidrio sobre su superficie.

Se realizaron una par de ensayos para poder observar como disminuye la sensibilidad debido al vidrio, primero para el caso en que se ajusta el sistema sin vidrios y después para cuando se ajusta el sistema con vidrio sobre la superficie de cada dispositivo. En ambos casos el MBP utilizado fue otro cubreobjetos.

Primero, el sistema fue ajustado sin tener vidrios sobre la superficie de los sensores, como en el arreglo que se muestra en la figura 5.10a. Se monitorizó la respuesta del sistema por 30 segundos y entonces se colocó

un vidrio sobre el dispositivo sensor (figura 5.11). La amplitud registrada es de $3\mu\text{V}$ aproximadamente.

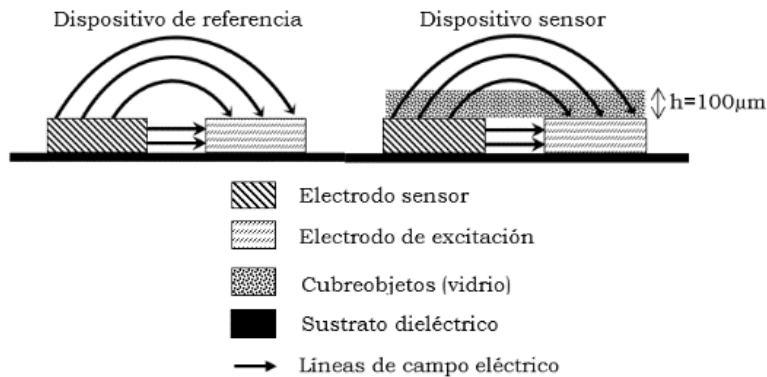


Figura 5.11. Vista lateral simplificada de los dispositivos al monitorizar un cubreobjetos como MBP (1 vidrio en el dispositivo sensor).

Después, el sistema fue ajustado con vidrios sobre la superficie de ambos sensores, como en el arreglo que se muestra en la figura 5.10b. Se monitorizó la respuesta del sistema por 30 segundos y entonces se colocó un vidrio sobre el dispositivo sensor (figura 5.12). La amplitud registrada es de 6nV aproximadamente.

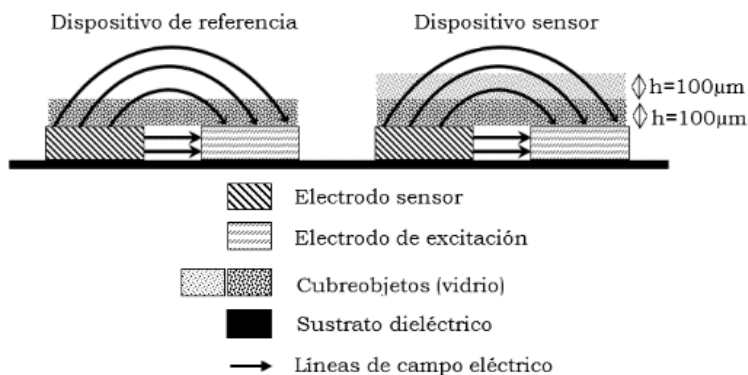


Figura 5.12. Vista lateral simplificada de los dispositivos al monitorizar un cubreobjetos como MBP (2 vidrios en el sensor).

5.4.1 Estimación de la pérdida de sensibilidad.

Las gráficas de la figura 5.13 muestran que para un mismo MBP (en este caso vidrio) la amplitud registrada disminuye (de $3\mu\text{V}$ a 6nV) por el hecho de que las líneas de campo eléctrico que interactúan con la muestra

disminuyen. Se muestra la parte compleja de cada proceso debido a que es la de mayor relevancia para efectos capacitivos.

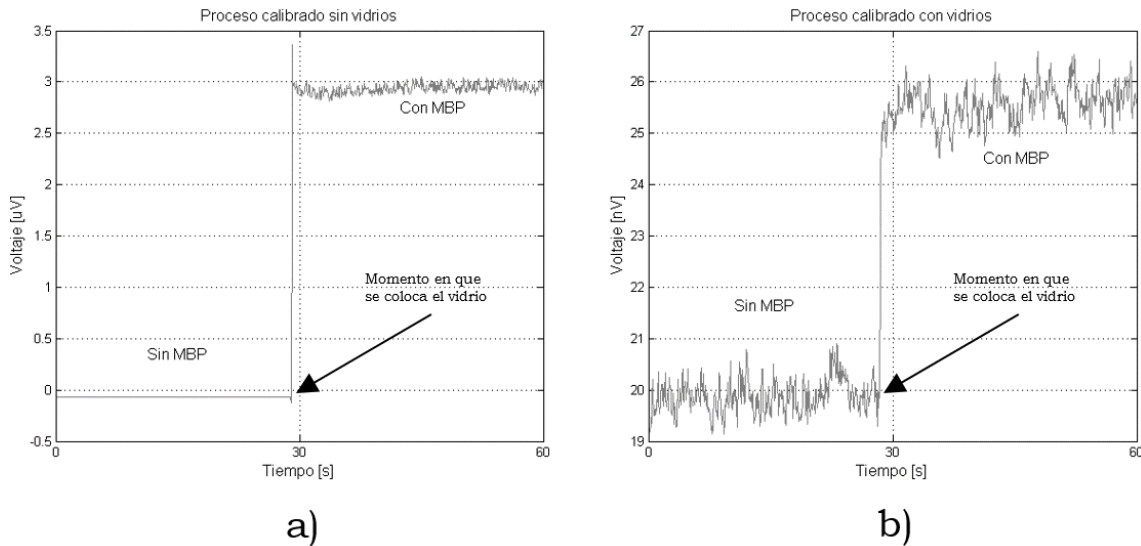


Figura 5.13. Amplitud registrada al colocar un vidrio como MBP a) Sistema calibrado sin vidrios b) Sistema calibrado con vidrios.

Se puede calcular cuantas veces disminuye la respuesta del sistema comparando las amplitudes registradas:

$$\frac{3 \times 10^{-6}V}{6 \times 10^{-9}V} = 500$$

Este resultado indica que la respuesta disminuye 500 veces. Este problema podría aminorarse si se reduce el espesor “h” del vidrio, por lo que el campo eléctrico que penetra la muestra aumentaría al igual que la amplitud de la respuesta del sensor capacitivo.

Es importante considerar que por el tipo de experimentos que se realizarán (muestras líquidas), deberá colocarse siempre un cubreobjetos sobre la superficie de cada dispositivo sensor, por lo que aunque se sabe de antemano que se tiene una gran caída en sensibilidad (500 veces) se espera que el sistema sea capaz de recuperar y registrar las variaciones presentes en el sensor capacitivo debidas a cada proceso.

5.5 Referencias.

[1] F. Pérez-Jiménez. Diseño de un sensor capacitivo para monitorizar procesos en coloides. (Tesis de Licenciatura). Facultad de Ingeniería. Universidad Nacional Autónoma de México, 2011, 10-12.

CAPÍTULO 6. PROCEDIMIENTOS DE MEDICION Y RESULTADOS.

En este capítulo se presenta la forma de realizar cada una de las pruebas propuestas con distintos tipos de materiales: solventes, látex y muestras de sangre. Luego se dan los resultados de los experimentos planteados, calculándose el FRR (Factor de Reducción de Ruido) de cada TSAE (Tarjeta de Sensores y Acondicionamiento Electrónico) y la máxima relación Señal a Ruido (S/R) de cada proceso. Se presentan las gráficas de cada prueba en función de la variación de voltaje presente en el sensor capacitivo. Además, se utiliza una expresión matemática (desarrollada a partir de un análisis de admitancias) para pasar los resultados anteriores de voltaje a capacitancia, teniendo en cuenta que se trata de una aproximación; de nueva cuenta, se presentan los parámetros FRR y S/R y pero ahora en términos de capacitancia, además del cálculo de la sensibilidad para el proceso de coagulación de sangre.

6.1 Ruido en el sistema.

Toda señal medida estará afectada por ruido y la relación señal a ruido (S/R) determina la diferencia entre el nivel de la señal y el nivel de ruido. El instrumento tiene siempre un nivel de referencia o línea base (sin experimento) y una señal de respuesta en función de una muestra (con experimento). Entonces la señal experimental será la diferencia entre la respuesta con muestra y la respuesta sin muestra. Idealmente la línea base es igual a cero, sin embargo, en la realidad a la línea base se le conoce como Ruido base (R_b), que es el ruido presente cuando se tiene el instrumento sin experimento [1]. Dicho ruido base estará presente en todas las mediciones. En la figura 6.1 se ejemplifica lo anterior.

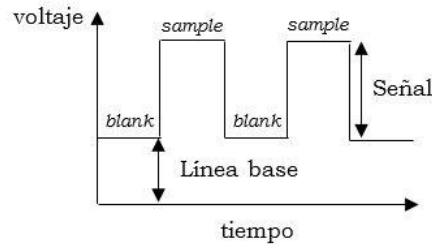
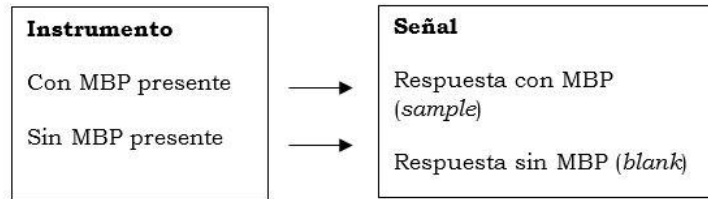


Figura 6.1 Respuesta con y sin MBP.

Se puede conocer que tan susceptible es el sistema al ruido (y si es capaz de reducirlo) mediante dos parámetros usados como referencia:

- Factor de reducción de ruido (FRR): Se obtiene mediante el cociente del ruido de entrada (R_{en}) sobre el ruido a la salida o ruido base (R_b). En nuestro caso es una comparación entre el ruido antes y después del sistema digital. Mientras mayor sea el cociente mejor será la reducción de ruido.

$$F. R. R. = \frac{R_{en}}{R_b} \dots \dots \dots (6.1)$$

- Relación señal a ruido (S/R): es un parámetro que permite evaluar cuanto afecta el ruido presente en la medición de una señal, con lo que se puede diferenciar entre variaciones debidas al proceso (picos o transiciones) y variaciones propias del ruido del sistema. Puede ser calculado a partir de una escala lineal (ecuación 6.2) o logarítmica (ecuación 6.3), pero en ambos casos se define a partir del cociente de los valores de potencia [2].

$$S/R = \frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \dots \dots \dots (6.2)$$

$$(S/R)_{dB} = 10 \log \frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \dots \dots \dots (6.3)$$

Donde $P_{señal}$ es la potencia de la señal y P_{ruido} es la potencia del ruido. Si ambas señales (señal y ruido) son medidas bajo las mismas condiciones (impedancia, frecuencia y ancho de banda) [3] se tendrá que:

$$P_{señal} = \frac{(V_{rms\ señal})^2}{R} \dots \dots \dots (6.4)$$

y

$$P_{ruido} = \frac{(R_{rms})^2}{R} \dots \dots \dots (6.5)$$

Donde R es la impedancia propia del sistema de medición (cables, conectores, etc.), la cual se considera constante. Sustituyendo las ecuaciones 6.4 y 6.5 en 6.2 y 6.3 respectivamente y operando algebraicamente se obtienen expresiones equivalentes para el cálculo de la S/R a partir de voltaje rms:

$$S/R = \left(\frac{V_{rms\ señal}}{R_{rms}} \right)^2 \dots \dots \dots (6.6)$$

$$(S/R)_{dB} = 20 \log \frac{V_{rms\ señal}}{R_{rms}} \dots \dots \dots (6.7)$$

Para nuestro análisis se obtendrá la Máxima Relación Señal a Ruido (S/R_{MAX}) considerando el valor de mayor amplitud de voltaje que sea registrado por el instrumento virtual en cada prueba, por lo que en lugar de usar el voltaje rms ($V_{rms\ señal}$) se usará la Amplitud máxima registrada (V_{max}). Entonces, para una escala lineal la Máxima Relación Señal a Ruido se calcula como:

$$(S/R_{MAX}) = \left(\frac{V_{max}}{R_{rms}} \right)^2 \dots \dots \dots (6.8)$$

Mientras que en decibeles la expresión queda como:

$$(S/R_{MAX})_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_{max}}{R_{rms}} \right) \dots \dots \dots (6.9)$$

Cuanto mayor sea el valor de S/R_{MAX} mejores serán las mediciones obtenidas, pues el ruido puede llegar a considerarse despreciable si la señal del proceso es mucho mayor a él.

6.1.1 Ruido a la entrada (R_{en}).

La efectividad del lock-in digital para la reducción de ruido (figura 6.2) es evidente una vez que se comparan las amplitudes del ruido a la entrada (R_{en}) del CAD y la del ruido base (R_b) desplegado en el IV.

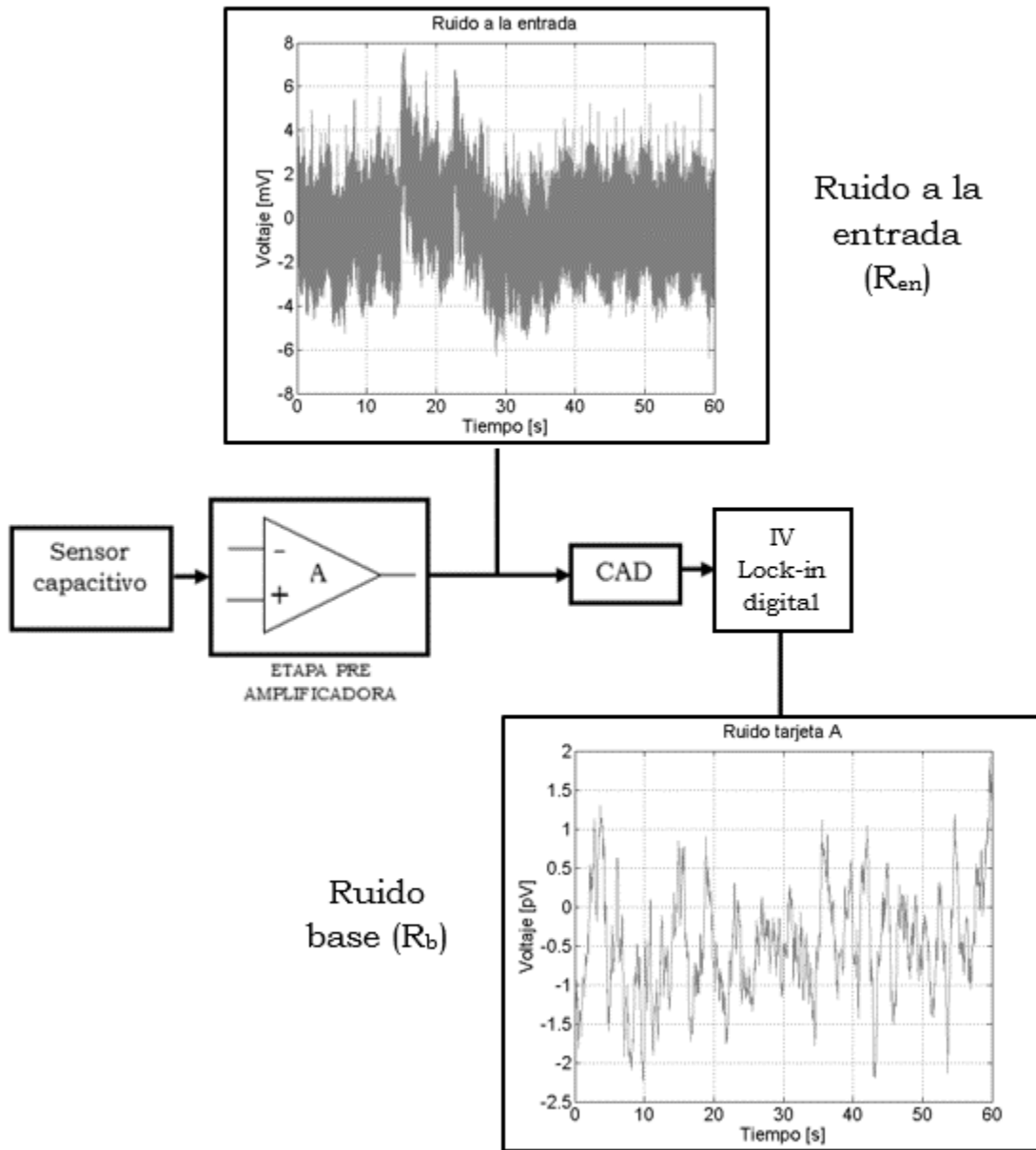


Figura 6.2 Reducción de ruido en el sistema digital.

El R_{en} puede determinarse usando SignalExpress para monitorizar y guardar los datos del canal de entrada AI1, que es el canal por donde

ingresa la señal proveniente de la TSAE. Dicha señal es amplificada previamente (en un factor de 1×10^6) en la misma TSAE para que pueda ser detectada por el CAD (requiere un nivel mínimo de $1 \mu\text{V}$). Se debe tener presente que tanto la señal del dispositivo sensor como la señal de ruido que la enmascara son amplificados, por lo que el IV multiplica los resultados por un factor de 1×10^{-6} para obtener la escala real de las señales. Durante la etapa de pruebas se registró un nivel de R_{en} de 14mVpp (figura 6.3). Este ruido es común para ambas TSAE.

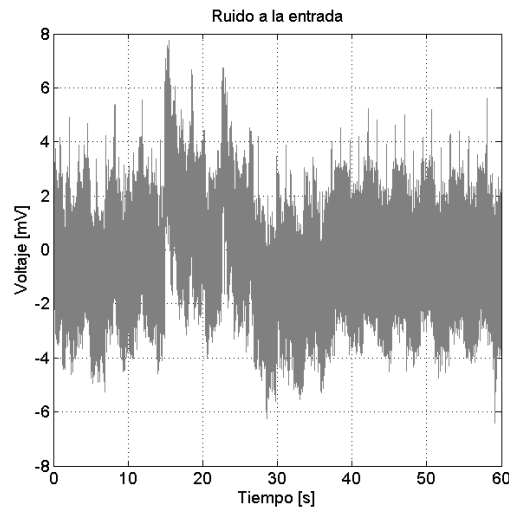


Figura 6.3 Ruido a la entrada del CAD.

El ruido enmascara completamente la señal del sensor capacitivo por lo que es necesario recurrir a la técnica Lock-in para recuperarla.

6.1.2 Ruido a la salida.

Luego de que la señal R_{en} es procesada por el algoritmo lock-in digital y el nivel de ruido se reduce al mínimo, el IV presenta ahora la gráfica de la señal de ruido a la salida y también entrega su valor en términos de voltaje rms, que se denominará Ruido rms (R_{rms}).

El R_{rms} para la TSAE A fue de $0.7\text{pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ y para la TSAE B de $0.7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, en un ancho de banda de 1.6Hz determinado por el filtro digital ($\tau=0.1\text{s}$). Más adelante será de utilidad expresar el R_{rms} en términos de voltaje pico a pico, para lo cual se usa la siguiente relación [4]:

$$R_b[V_{pp}] = 6.6 \times R_{rms}[V_{rms}] \dots \dots \dots (6.10)$$

Aplicando la ecuación 6.10 al valor de R_{rms} se obtiene su equivalente en términos de voltaje pico a pico que se denominará Ruido base (R_b). La tabla 6.1 contiene los valores de R_{rms} y R_b para cada tarjeta.

Tabla 6.1. Ruido rms y ruido base para cada TSAE en Voltios.

TSAE	R_{rms} [V]	R_b [V_{pp}]
A	0.7×10^{-12}	4.62×10^{-12}
B	0.7×10^{-9}	4.62×10^{-9}

Los resultados de la tabla 6.1 confirman lo mencionado en la sección 1.2, que con una mayor cantidad de dedos en un sensor capacitivo se pueden alcanzar niveles de ruido menores.

En la figura 6.4 pueden verse las gráficas de ruido a la salida para cada TSAE. Sólo se incluyen las partes complejas pues serán las de mayor interés para el análisis posterior que se realizará en términos de capacitancia (sección 6.4).

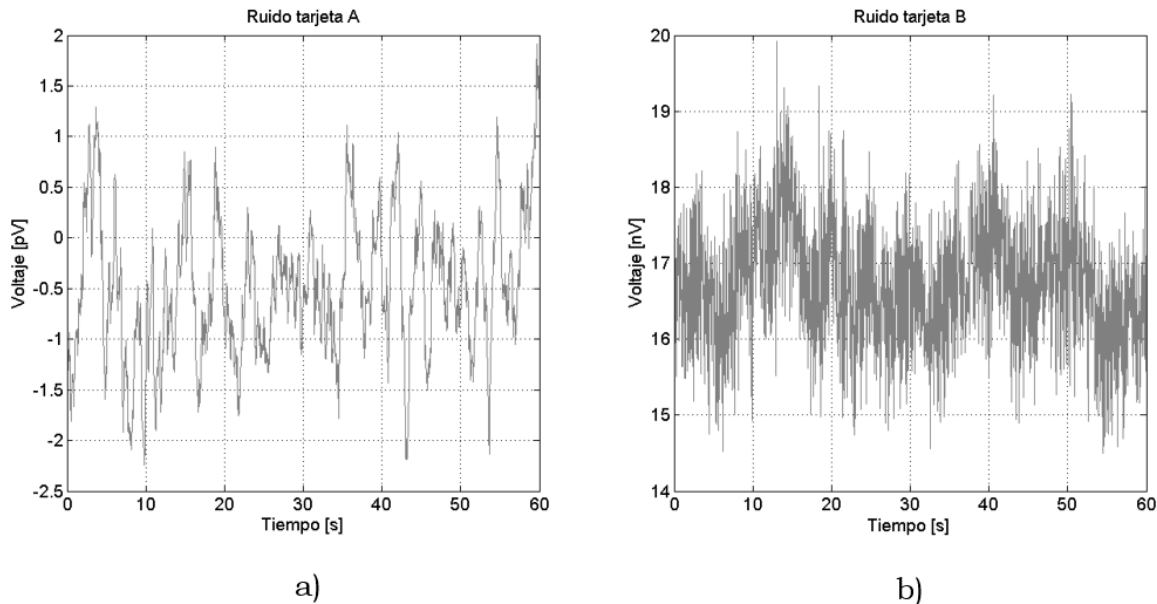


Figura 6.4 Ruido a la salida a) TSAE A, b) TSAE B.

De los datos de la tabla 6.1 se puede decir que la TSAE A tiene un mayor límite de detección que la TSAE B, pues por su nivel de ruido es capaz de

medir en el rango de los pico voltios contra los nano voltios de la TSAE B. Esto se debe a que sus electrodos tienen un mayor número de “dedos” distribuidos en un área igual (10mm²), contando con 20 y 16 dedos respectivamente. Con las pruebas descritas a continuación (punto 6.3) se buscó comprobar si la sensibilidad y los límites de detección de los sensores son suficientes para trabajar con pequeños volúmenes de muestras (micro litros), lo cual los haría adecuados para estudios electroquímicos o desarrollo de biosensores.

6.2 Reducción de ruido.

6.2.1 TSAE A (20 electrodos).

De la sección 6.1.2, el ruido base para la TSAE A es $R_b=4.62pV_{pp}$. Como el ruido pico a pico a la entrada fue $R_{en}=14mV_{pp}$, con la ecuación 6.1 se puede calcular el factor de reducción de ruido (FRR):

$$F.R.R. = \frac{R_{en}}{R_b} = \frac{14 \times 10^{-3} V_{pp}}{4.62 \times 10^{-12} V_{pp}} \approx 3 \times 10^9$$

Por lo tanto, para la TSAE “A” la reducción de ruido alcanzada fue de aproximadamente 3 mil millones de veces.

6.2.2 TSAE B (16 electrodos).

El ruido base para la TSAE “B” es $R_b=4.62nV_{pp}$. Como el ruido promedio a la entrada fue $R_{en}=14mV_{pp}$, con la ecuación 6.1 se puede calcular el FRR:

$$F.R.R. = \frac{R_{en}}{R_b} = \frac{14 \times 10^{-3} V_{pp}}{4.62 \times 10^{-9} V_{pp}} \approx 3 \times 10^6$$

Por lo tanto, para esta TSAE la reducción de ruido es de 3 millones de veces. Se puede decir que dependiendo del tipo de MBP (Material Bajo Prueba) podríamos utilizar la TSAE A para registrar variaciones en el rango de los pico voltios y la TSAE B en el rango de los nano voltios.

6.3 Procedimientos, parámetros y resultados de la monitorización de procesos en función del voltaje.

A continuación se describen detalles acerca de la monitorización de cada material: la forma de preparar la muestra, la cantidad de material, el hardware utilizado, parámetros eléctricos y de software en el IV. Es importante aclarar que la intención de estas pruebas no es la de describir a profundidad los procesos, si no que se busca caracterizar las capacidades del sistema de medición.

El IV (Instrumento Virtual) entrega directamente las variaciones de voltaje resultado de las perturbaciones de campo eléctrico presentes en los sensores capacitivos. A continuación se muestran las componentes real y compleja para cada medición experimental planteada, así como el cálculo correspondiente para obtener la máxima relación señal a ruido.

6.3.1 Procedimiento y parámetros para solventes como MBP.

Se monitorizó el proceso de evaporación de solventes utilizando como MBP gotas de Acetona y de Alcohol isopropílico a distintos volúmenes. Utilizando una pipeta de precisión se depositó la gota de solvente sobre un cubreobjetos previamente colocado en el sensor (figura 6.5). Para cada prueba se usaron vidrios nuevos o limpios.

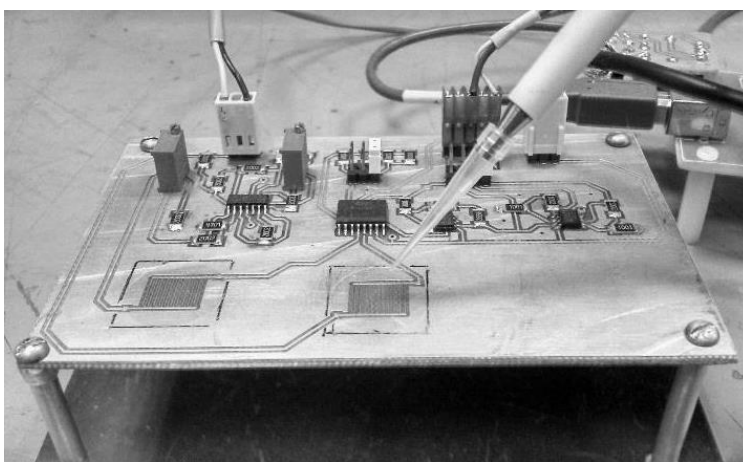


Figura 6.5. La gota se deposita sobre el sensor.

Los volúmenes de acetona empleados fueron 4, 5 y 6 μ l. Una menor cantidad resultaba insuficiente ya que se evaporaba rápidamente y una mayor provocaba que la gota saliera del área sensitiva del sensor

provocando la saturación del mismo. Para alcohol se utilizaron 0.5, 1 y 3 μ l.

Se utilizó la TSAE B de 16 electrodos debido a que ésta presentó una mayor relación S/R. El voltaje de referencia fue de 1V_{rms} ya que si se suministraba un voltaje mayor la señal comenzaba a saturarse debido a que la alimentación para el amplificador diferencial fue de +-5V. Las pruebas se realizaron bajo condiciones promedio de 17°C y 50% de temperatura y humedad relativa respectivamente. En la tabla 6.2 se resumen los parámetros con los que se realizaron las mediciones experimentales.

Tabla 6.2 Condiciones de mediciones experimentales.

Material	Acetona	Alcohol I.
Volumen (μ l)	4,5 y 6	0.5, 1 y 3
TSAE	B	B
Voltaje de referencia (V _{rms})	1	1
Sample Rate (datos/s)	100k	100k
Temperatura promedio (°C)	17	17
Humedad relativa promedio (%)	50	50

Para el IV se fijaron los siguientes parámetros (tabla 6.3).

Tabla 6.3. Parámetros de configuración en el IV para cada experimento.

Material	Acetona	Alcohol I.
Tiempo de prueba (s)	60	180
<i>Rate</i> (S/s)	50	20
<i>Buffer</i> (S)	3000	3600
<i>Multiplier</i> (s)	0.02	0.05
Constante de tiempo (s)	0.1	0.1
Ancho de banda del IV (Hz)	2.5	2.5
Tipo de filtro	FIR	FIR
<i>Rolloff</i>	20dB	20dB

Se establecieron los tiempos de monitorización para cada prueba en 60 segundos (acetona) y 180 segundos (alcohol), tiempos suficientes para monitorizar la evaporación completa de cada solvente. La dimensión de cada *Buffer* coincide con su respectiva frecuencia de registro de datos en graficas (*Rate*). Por ejemplo, para la acetona, si el muestreo de la señal se realiza a 50Hz durante 60s, al final se tendrán 3000 datos almacenados en

el *Buffer*. El parámetro *Multiplier* especifica la separación en tiempo entre dato y dato. El tipo de filtro elegido fue FIR, por presentar una muy alta estabilidad en comparación con las otras opciones (mencionadas en el capítulo 4). La constante de tiempo se fijó en el valor de 100ms. Una constante de tiempo de 1 segundo hace que se pierda información importante, debido a que el ancho de banda se reduce. Una situación similar se presentó con el *Rolloff* del filtro paso bajas, porque si se elige un valor de 40dB, se puede perder información en la señal del proceso debido a la atenuación forzada. Es por eso que fue suficiente el valor de 20dB.

6.3.1.1 Resultados del proceso de evaporación de Acetona.

La figura 6.6 muestra las componentes real y compleja de la señal temporal del proceso de evaporación de acetona registrado por el instrumento. El tiempo de cada prueba fue de 60s. Para cada volumen la prueba se realizó al menos 5 veces.

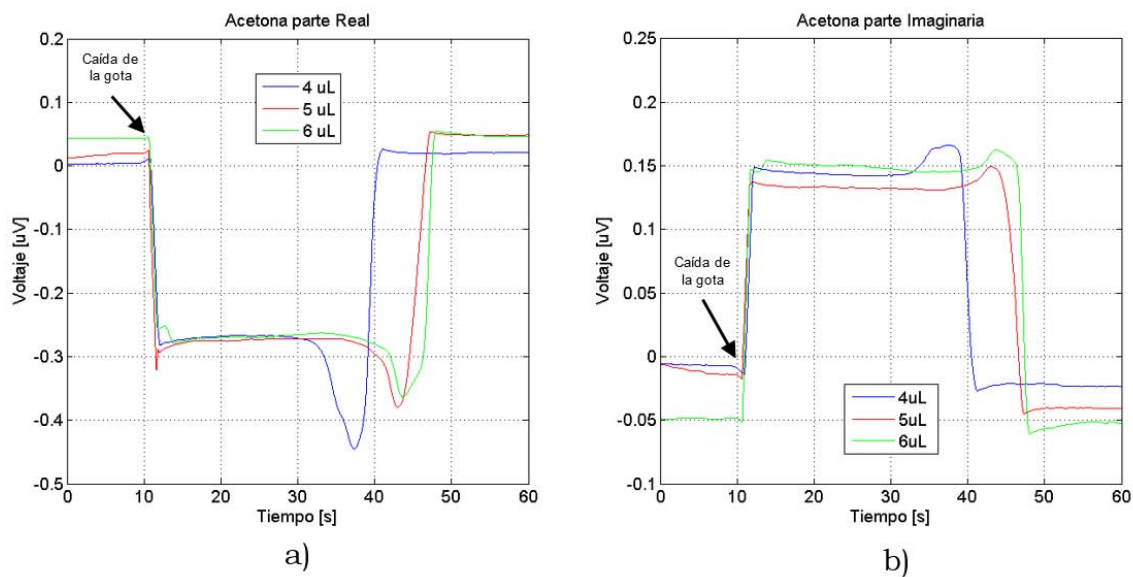


Figura 6.6 Señales registradas del proceso de evaporación de acetona con diferentes volúmenes (4 μl , 5 μl y 6 μl): a) Parte Real b) Parte Imaginaria.

Respecto al proceso de 6 μl (gráfica verde), el proceso muestra la caída de la gota (a los 10 segundos aproximadamente), su extensión superficial (de los 10 a los 40 segundos), inicio de la evaporación (de los 40 a 46 segundos) y finalmente su evaporación total a los 48 segundos. A mayor volumen el tiempo requerido para que la muestra se evapore se incrementa. Las gráficas obtenidas de los procesos de evaporación de acetona presentan la

misma tendencia, respecto a la parte imaginaria, primero una llegada brusca a un máximo, estabilización en un nivel determinado, después otro aumento brusco y finalmente regreso a la línea base. Tomando en cuenta la parte imaginaria del proceso de evaporación de 6µl de acetona (figura 6.6b), la máxima relación señal a ruido (ecuación 6.8) es:

$$(S/R_{MAX}) = \left(\frac{V_{max}}{R_{rms}}\right)^2 = \left(\frac{0.21 \times 10^{-6}V}{0.7 \times 10^{-9}V}\right)^2 = 90000$$

Y en decibeles (ecuación 6.9):

$$(S/R_{MAX})_{dB} = 20 \log\left(\frac{V_{max}}{R_{rms}}\right) = 20 \log\left(\frac{0.21 \times 10^{-6}V}{0.7 \times 10^{-9}V}\right) = 49.54dB$$

6.3.1.2 Resultados del proceso de evaporación de Alcohol isopropílico.

La figura 6.7 muestra las componentes real y compleja de la señal temporal del proceso de evaporación de alcohol isopropílico registrado por el instrumento. El tiempo de cada prueba fue de 180s.

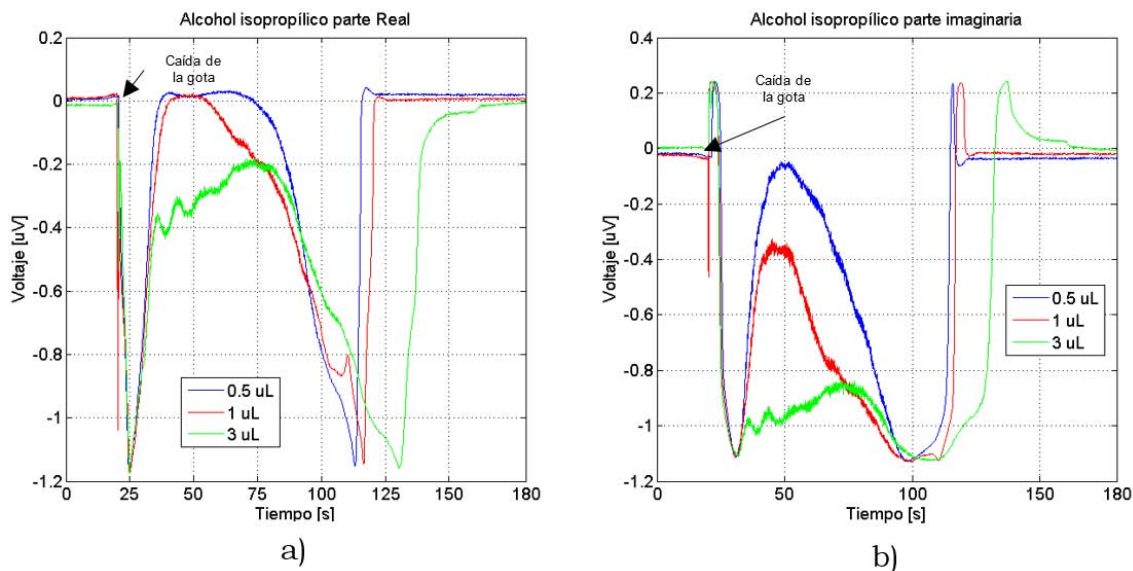


Figura 6.7 Señales registradas del proceso de evaporación de alcohol con diferentes volúmenes (0.5µl, 1µl, 3µl): a) Parte Real b) Parte Imaginaria.

A mayor volumen el tiempo de evaporación es mayor. El comportamiento de las gráficas muestra primero un salto brusco a un máximo, luego el proceso trata de recuperarse, sin embargo regresa al máximo. Cuando el solvente se evapora completamente la gráfica regresa rápidamente a la

línea base, pero antes mostrando un sobrepaso considerable. Tomando en cuenta la parte imaginaria del proceso de $3\mu\text{l}$, la máxima relación señal a ruido (ecuación 6.8) es:

$$(S/R_{MAX}) = \left(\frac{V_{max}}{R_{rms}}\right)^2 = \left(\frac{1.12 \times 10^{-6}V}{0.7 \times 10^{-9}V}\right)^2 = 2.56 \times 10^6$$

Y en decibeles (ecuación 6.9):

$$(S/R_{MAX})_{dB} = 20 \log\left(\frac{V_{max}}{R_{rms}}\right) = 20 \log\left(\frac{1.12 \times 10^{-6}V}{0.7 \times 10^{-9}V}\right) = 64.08dB$$

6.3.2 Procedimiento y parámetros para látex como MBP.

Se trabajó también con películas de Látex con partículas con base de agua de PMMA (Polimetilmetacrilato). Dicho material se tomó como ejemplo de un proceso físico-químico. Para formar la película de látex sobre un sustrato de vidrio que cubriera la superficie sensitiva del dispositivo sensor se dispuso de un arreglo de portaobjetos y cubreobjetos como el mostrado en la figura 6.8.

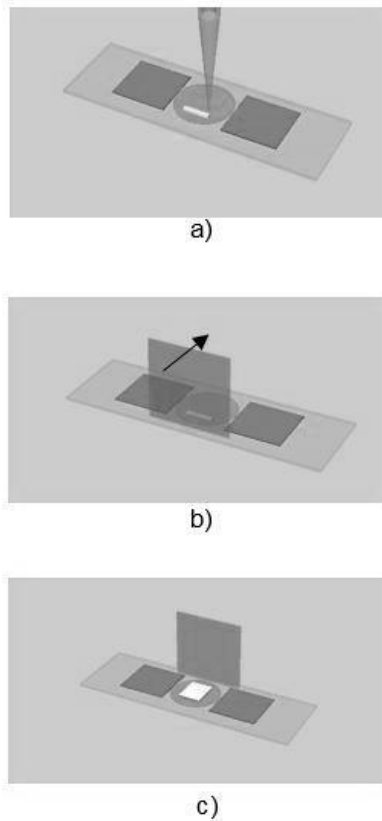


Figura 6.8. Procedimiento para formar la película de látex. a) Se deposita el material con la pipeta. b) Se extiende el material usando un cubreobjetos. c) Se obtiene una capa de espesor uniforme.

Con este procedimiento se logró cubrir de manera uniforme el área sensible del electrodo sensor (10mm^2). En la práctica, se obtuvieron muestras de látex con espesor de 0.05mm (medidas con un micrómetro de precisión). En la figura 6.9 se presenta la muestra colocada sobre el sensor para realizar la medición.

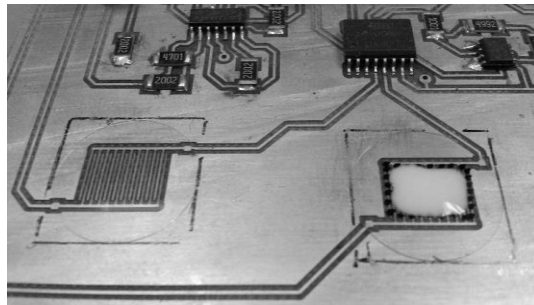


Figura 6.9. Película de Látex.

Se utilizó la TSAE de 16 electrodos y una señal de excitación de $1V_{rms}$. Las pruebas se realizaron bajo condiciones promedio de $17^{\circ}C$ y 50% de temperatura y humedad relativa, respectivamente, los cuales fueron medidos periódicamente usando un sensor digital (de temperatura y humedad) comercial. En la tabla 6.4 se resumen los parámetros con los que se realizaron las mediciones experimentales.

Tabla 6.4 Condiciones mediciones experimentales.

Material	Látex
Volumen (μ l)	3,4,5
TSAE	B
Voltaje de referencia (V_{rms})	1
Sample Rate (datos/s)	100k
Temperatura promedio ($^{\circ}C$)	17
Humedad relativa promedio (%)	50

El tiempo de secado de la película de látex resultó en realidad variable (de 8 a 15 minutos) para un mismo volumen. Esto debido a que en primer lugar resultaba complicado conformar películas de dimensiones siempre iguales (aun usando el procedimiento de la figura 6.8) y en segundo a que las variaciones de temperatura ambiente aceleraban o retrasaban el tiempo de secado. Finalmente se eligió presentar el caso de 3μ l, pues fue el que presentó mayor repetibilidad. Se estableció la duración de monitorización del experimento en 720 segundos (12 minutos). El resumen de parámetros se muestra en la tabla 6.5.

Tabla 6.5. Parámetros en el IV para cada experimento.

Material	Látex
Tiempo de prueba (s)	720
<i>Rate</i> (datos/s)	50
<i>Buffer</i> (datos)	36000
<i>Multiplier</i> (s)	0.02
Constante de tiempo (s)	0.1
Ancho de banda del IV (Hz)	2.5
Tipo de filtro	FIR
<i>Rolloff</i>	20dB

6.3.2.1 Resultados del proceso de secado de Látex.

La figura 6.10 muestra las componentes real y compleja de la señal temporal del proceso de secado de látex. La prueba duró 720s.

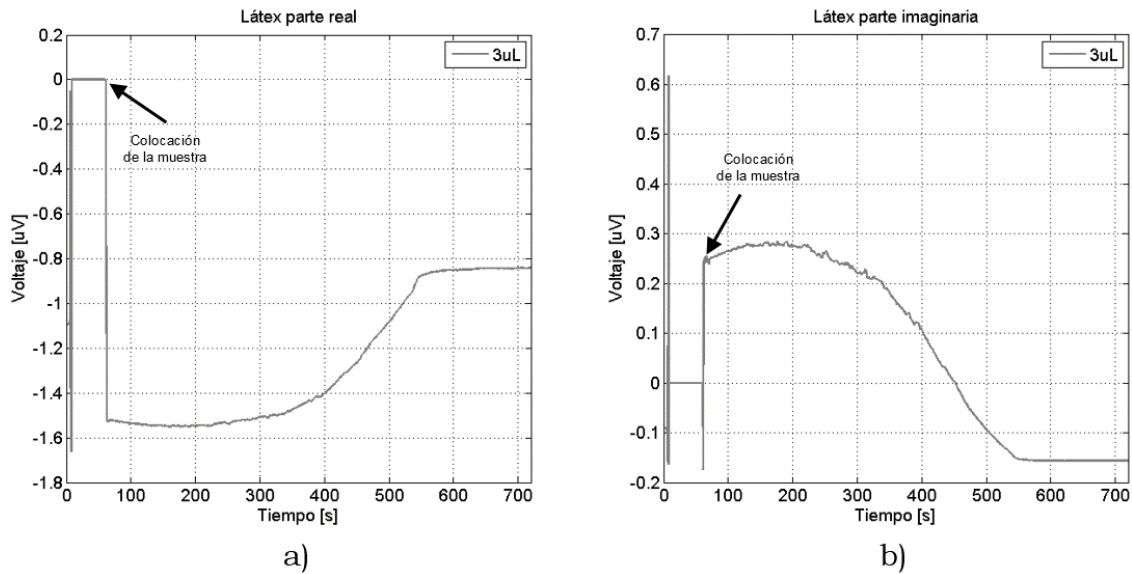


Figura 6.10 Señales registradas del proceso de secado de 3μl de látex: a) Parte Real b) Parte Imaginaria.

Las formas de las gráficas permiten distinguir que antes de secarse completamente la base del látex (agua), existen cambios en el proceso de secado que incrementan la señal registrada. Luego de alcanzar un máximo, la señal cae lentamente hasta llegar a un nivel distinto al del ruido base. Una vez alcanzado dicho nivel, la señal permanece prácticamente constante. Se piensa que el hecho de que la señal no regrese al nivel base es debido a que la muestra se solidifica sobre el sensor en forma de película. A diferencia de los solventes, aquí el MBP no se evapora completamente, solamente lo hace la base con la que esta diluido, en este caso la base fue agua destilada.

La máxima relación señal a ruido (ecuación 6.8) es:

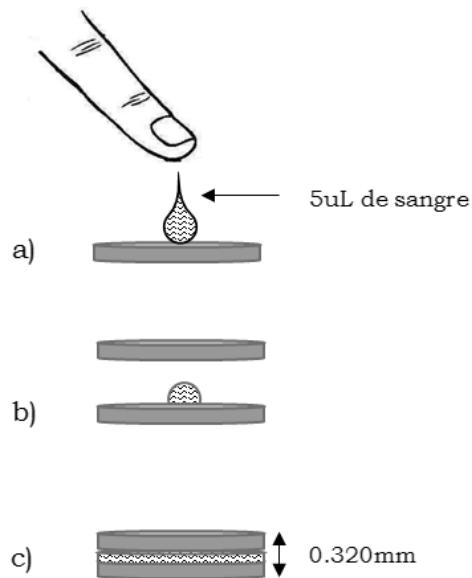
$$(S/R_{MAX}) = \left(\frac{V_{max}}{R_{rms}} \right)^2 = \left(\frac{0.28 \times 10^{-6}V}{0.7 \times 10^{-9}V} \right)^2 = 160000$$

Y en decibeles (ecuación 6.9):

$$(S/R_{MAX})_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_{max}}{R_{rms}} \right) = 20 \log \left(\frac{0.28 \times 10^{-6}V}{0.7 \times 10^{-9}V} \right) = 52.04dB$$

6.3.3 Procedimiento y parámetros para sangre como MBP.

Se utilizó un material biológico para caracterizar la respuesta del sistema con un proceso biológico. Se eligió la sangre como MBP debido a la cierta facilidad de formar una película entre dos placas de vidrio, con el fin de cubrir la superficie sensitiva del dispositivo sensor. En este caso se buscó monitorizar perturbaciones del campo eléctrico debido al proceso de coagulación de sangre humana al ser contenida en un arreglo como el de la figura 6.11.



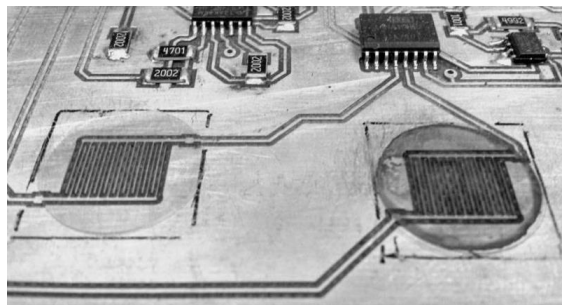
6.11 Elaboración de la muestra de sangre. a) Se deposita la gota sobre el cubreobjetos. b) Se coloca otro cubreobjetos encima de la gota. c) La gota se extiende formando una película delgada.

Antes de preparar la muestra se debe tener el sistema ajustado con dos cubreobjetos en los dispositivos de referencia y sensor. Se deben retirar los cubreobjetos del dispositivo sensor (derecho) y preparar la muestra. La muestra de sangre se obtuvo al momento de cada prueba extrayéndola de alguno de los dedos de la mano utilizando un dispositivo de lanceta para glucómetro (figura 6.12).



Figura 6.12 Lancetas para extraer las muestras de sangre.

No fue posible obtener un volumen controlado de sangre, sin embargo, se pudo determinar un espesor promedio de las muestras de 0.02mm con un micrómetro de precisión. Considerando que el cubreobjetos tiene un espesor de 0.15mm y diámetro de 18mm, el volumen estimado de sangre es de 5 μ l. Finalmente, la muestra de sangre se coloca sobre el electrodo sensor [figura 6.14].



6.14. Muestra colocada sobre el dispositivo sensor.

Se estableció la duración de la prueba en 1800 segundos (30 minutos), ya que luego de este intervalo de tiempo ya no se presentaron cambios en la señal, pues se aprecia que la sangre ya ha pasado a estado sólido (coagulación). La TSAE usada para esta prueba fue la A de 20 electodos con un voltaje de excitación de 1.6V_{rms}. En la tabla 6.6 se muestran las condiciones para las mediciones experimentales.

Tabla 6.6 Condiciones de mediciones experimentales.

Material	Sangre
Volumen (μ l)	5
TSAE	A
Voltaje de referencia (V _{rms})	1.6
Sample Rate (datos/s)	100k
Temperatura promedio ($^{\circ}$ C)	19
Humedad relativa promedio (%)	60

Debido a que este proceso es lento, un valor de *Rate* de 20Hz resultó suficiente para registrar las variaciones temporales. La dimensión del *Buffer* debió ser mucho mayor en comparación con los casos anteriores debido a la duración del experimento, ya que ahora la señal se muestrea a 20Hz pero durante 1800s, lo que resulta en un total de 36000 datos almacenados. Los parámetros de configuración del IV se muestran en la tabla 6.7.

Tabla 6.7. Parámetros de configuración del IV para cada experimento.

Material	Látex
Tiempo de prueba (s)	1800
<i>Rate</i> (datos/s)	20
<i>Buffer</i> (datos)	36000
<i>Multiplier</i> (s)	0.02
Constante de tiempo (s)	0.1
Ancho de banda del IV (Hz)	2.5
Tipo de filtro	FIR
<i>Rolloff</i>	20dB

6.3.3.1 Resultados del proceso de coagulación de Sangre.

La figura 6.15 muestra las componentes real y compleja de la señal temporal del proceso de coagulación de sangre registrado por el instrumento. El tiempo de la prueba fue de 1800s.

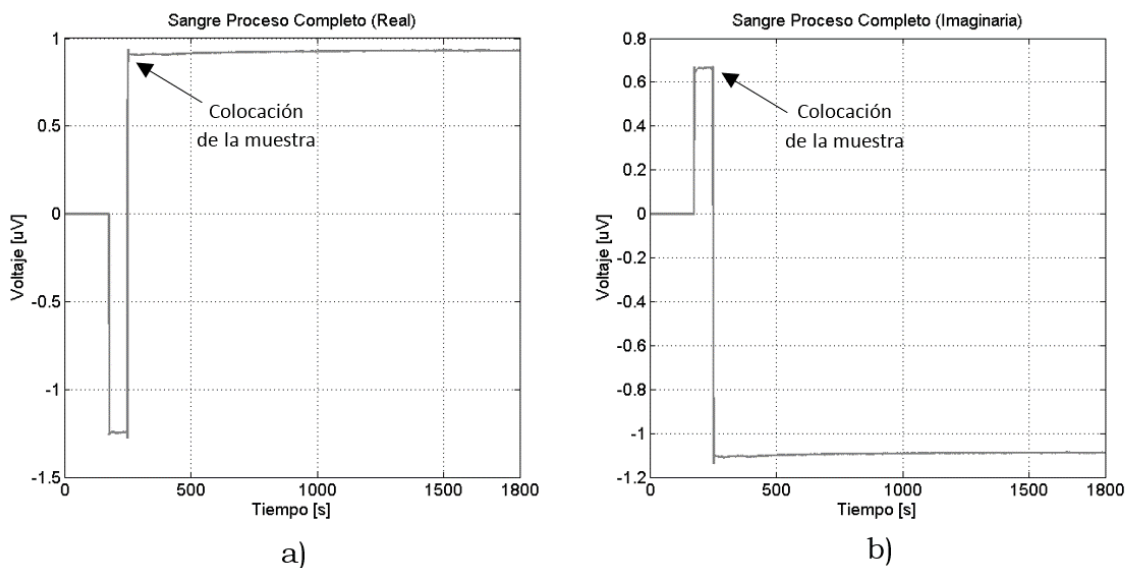


Figura 6.15 Monitorización del proceso de coagulación de sangre: a) Parte Real b) Parte Imaginaria.

Analizando la parte imaginaria (figura 6.16b), la parte azul de la gráfica es el ruido base cuando solo están colocados los sustratos de vidrio sin MBP sobre la superficie sensitiva del dispositivo sensor. En el momento en que se retiran los sustratos para preparar la muestra, la señal sube bruscamente a un valor aproximado de $0.65\mu\text{V}$, en donde permanecerá

hasta que se coloquen nuevamente los sustratos sobre la superficie sensitiva del dispositivo sensor. Al colocarlos nuevamente pero ahora con la muestra de sangre, el sensor registra un nivel de aproximadamente $-1.1 \mu\text{V}$ (parte roja) (figuras 6.16b).

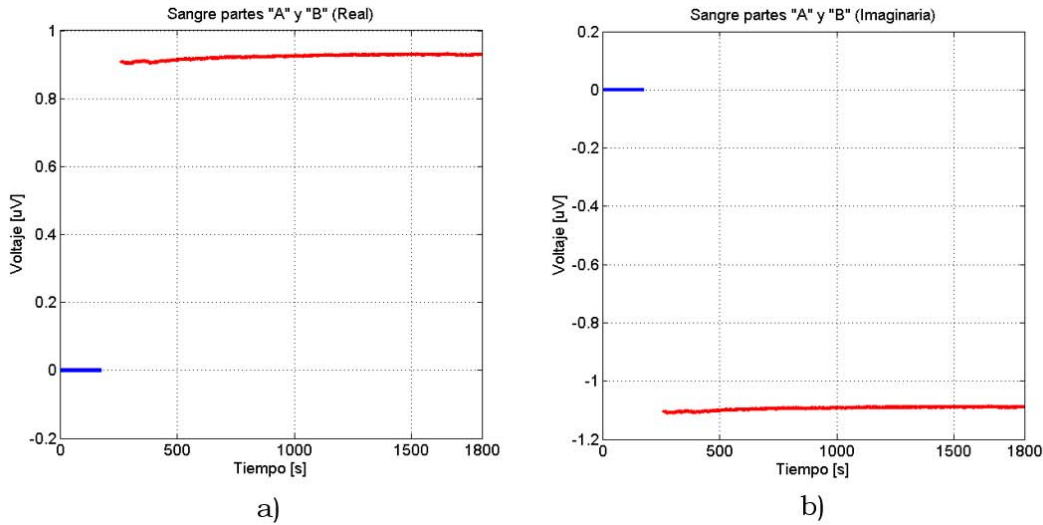


Figura 6.16 Señales registradas del ruido base (azul) y una muestra de $5\mu\text{l}$ sangre (rojo). a) Parte real. b) Parte imaginaria.

Para analizar mejor los resultados experimentales se analizó por separado la respuesta temporal a partir de los 260 segundos (figura 6.17).

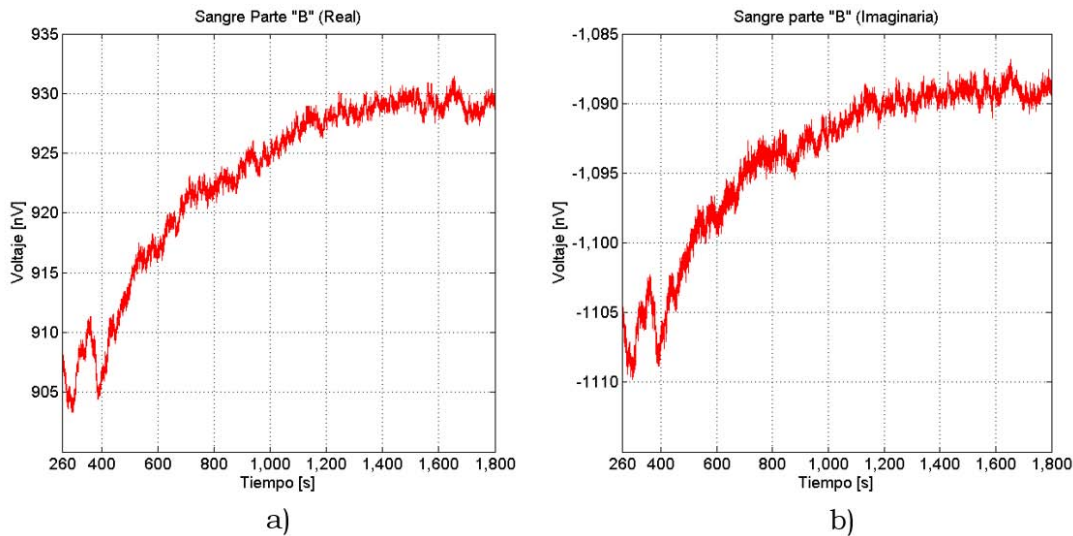


Figura 6.17 Señales registradas a partir de 260 segundos que corresponden al proceso de coagulación de una muestra de $5\mu\text{l}$ de sangre. a) Parte real. b) Parte imaginaria.

Las señales representan la respuesta del sensor con la muestra de sangre con sus componentes real e imaginaria. La figura 6.17b muestra que el proceso de coagulación de la sangre tiene una variación total de 17nV aproximadamente, desde un valor inicial en 400s hasta los 1400s en donde la variación de la señal disminuye. La figura 6.18 describe el proceso de coagulación de la sangre en función de variaciones de la impedancia para una frecuencia determinada [5].

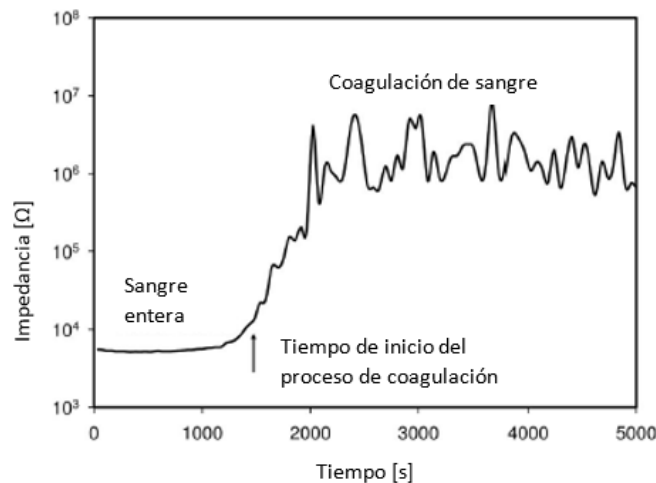


Figura 6.18 Proceso de coagulación de la sangre en función de la impedancia (imagen tomada de [5]).

Entre las gráficas de las figuras 6.17b y 6.18 hay una gran diferencia en términos de magnitudes, debido a que cada prueba se realiza bajo métodos y condiciones distintas (nosotros medimos voltajes (V) en tanto que ellos miden resistencia eléctrica (Ω)). En nuestro experimento se trabaja con sensores capacitivos que no tienen contacto directo con la muestra de sangre y la interacción con dicha muestra se da por medio de campo eléctrico; en cambio, el experimento descrito en [5] mide los cambios presentes en la impedancia de la muestra de sangre aplicándole directamente una corriente eléctrica (con un puente de impedancias), además de que en este caso la sangre fue sometida a un proceso de preparación (centrifugado, adición de químicos para retardar la coagulación, entre otros). Sin embargo, la intención de comparar los resultados de ambos experimentos es el hecho de que para ambos se aprecia un proceso con una variación ascendente que toma prácticamente la misma cantidad de tiempo (1000s) en completarse (desde el punto donde inicia la coagulación hasta llegar a una región en donde el proceso

permanece casi constante). Es por ello que se asume que nuestro sistema sí fue capaz de detectar el proceso de coagulación de sangre.

En el caso de las gráficas de la figura 6.17, se muestra la variación del voltaje debido al proceso de coagulación de la sangre (parte real e imaginaria), como se mencionó anteriormente. Todas estas gráficas muestran un comportamiento parecido entre sí, en el sentido de que hay un rango en donde la señal varía rápidamente y llega a un estado en que dicha variación va disminuyendo hasta alcanzar un nivel máximo. En este caso se puede decir que la actividad eléctrica de las células va disminuyendo y por lo tanto solo la función dieléctrica del material biológico se registra en estado estable.

Tomando en cuenta la parte imaginaria del proceso de coagulación de sangre de $0.5\mu\text{L}$ (figura 6.17b), la máxima relación señal a ruido (ecuación 6.8) es:

$$(S/R_{MAX}) = \left(\frac{V_{max}}{R_{rms}}\right)^2 = \left(\frac{17 \times 10^{-9}V}{0.7 \times 10^{-12}V}\right)^2 = 589.79 \times 10^6$$

Y en decibeles (ecuación 6.9):

$$(S/R_{MAX})_{dB} = 20 \log\left(\frac{V_{max}}{R_{rms}}\right) = 20 \log\left(\frac{17 \times 10^{-9}V}{0.7 \times 10^{-12}V}\right) = 87.70dB$$

6.4 Resultados en términos de capacitancia.

Se tiene como antecedente el caso del SMTC (Sistema de Monitoreo Temporal Capacitivo) para el cual se desarrolló una expresión que determina la variación de la capacitancia ΔC cuando se coloca un MBP sobre la superficie sensitiva del dispositivo sensor [6]. Dicha expresión se encuentra principalmente en términos de la corriente compleja que es posible registrar usando un amplificador lock-in comercial. Para nuestro trabajo se desarrolló también una expresión que determina una aproximación de la variación en capacitancia presente en el dispositivo sensor, pero ahora en función del voltaje registrado por el IV.

Como se mencionó anteriormente, las lecturas de voltaje registradas por el IV incluyen una parte real y una parte compleja. Para calcular una aproximación de la variación de capacitancia en el dispositivo sensor, se realizó un análisis de admitancias del sistema (apéndice E), con el fin de

obtener una expresión matemática que relacione las variaciones de la señal de voltaje ΔV_i con las variaciones de capacitancia en el dispositivo sensor ΔC_m .

$$\Delta C_m = \frac{\Delta V_i C_i C_o}{V_m C_o - V_i (C_o + C_i)} \dots \dots \dots (6.11)$$

Algebraicamente podría decirse que la ecuación 6.11 es independiente de la frecuencia, pero en realidad las lecturas de ΔV_i son dependientes de la frecuencia de la señal de excitación V_m . Como todas las capacitancias son constantes y V_m es conocido, solo restará sustituir la variable ΔV_i por cada uno de los datos de voltaje entregados por el IV para obtener una aproximación de la variación de la capacitancia (ΔC_m). Dicha relación entre voltaje y capacitancia es lineal, como podrá verse a continuación.

6.4.1 Ruido base.

Aplicando la ecuación 6.11 con los datos de voltaje (ΔV_i) se obtiene una aproximación en capacitancia (ΔC_m). El ruido rms ($R_{rms\ CAP}$) y el ruido base ($R_{b\ CAP}$) en capacitancia se calculan con los datos de la tabla 6.1. Los resultados en capacitancia se presentan en la tabla 6.8.

Tabla 6.8. Ruido base para cada TSAE en Faradios.

TSAE	$R_{rms\ CAP}$ [F]	$R_{b\ CAP}$ [F _{pp}]
A	0.05×10^{-21}	0.37×10^{-21}
B	0.09×10^{-18}	0.60×10^{-18}

En la figura 6.19 se muestran las señales de $R_{b\ CAP}$ donde se puede observar que la reducción de ruido presente en la TSAE A y la TSAE B difieren en un factor de 3 órdenes de magnitud una con respecto de la otra. Ya que la TSAE A tiene un mayor número de dedos en sus electrodos puede lograr mediciones de capacitancia más bajas que la TSAE B. Sin embargo, todos estos resultados deben considerarse solo como una aproximación.

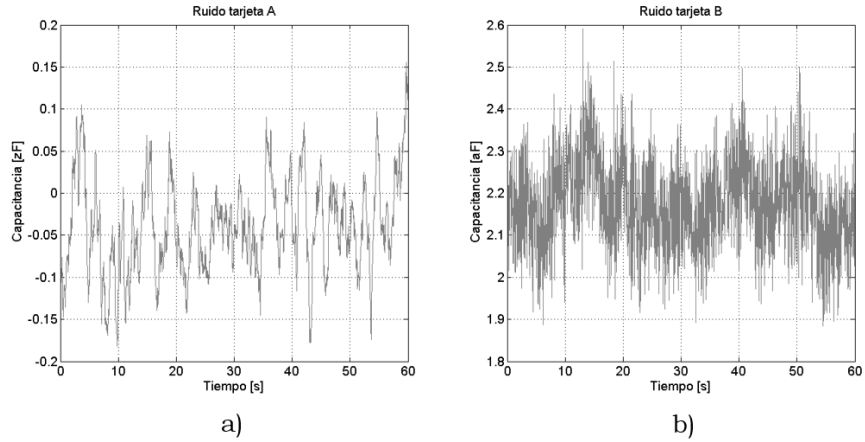


Figura 6.19. Señal de ruido $R_{b\text{CAP}}$ en términos de capacitancia. a) TSAE A. b) TSAE B.

6.4.2 Máxima relación señal a ruido.

Se calcula la máxima relación señal a ruido ($S/R_{MAX\text{CAP}}$) y la resolución en términos de capacitancia para cada uno de los experimentos de la sección 6.3. Como la aproximación para convertir voltaje a capacitancia es una relación lineal, en las ecuaciones 6.8 y 6.9 se puede cambiar la amplitud máxima de voltaje (V_{max}) por la máxima amplitud de capacitancia detectada (C_{max}):

$$(S/R_{MAX\text{CAP}}) = \left(\frac{C_{max}}{R_{rms\text{CAP}}} \right)^2 \dots \dots \dots (6.12)$$

$$(S/R_{MAX\text{CAP}})_{dB} = 20 \log \left(\frac{C_{max}}{R_{rms\text{CAP}}} \right) \dots \dots \dots (6.13)$$

6.4.2.1 Proceso de evaporación de acetona.

El proceso de evaporación de 6µl acetona en términos de capacitancia se muestra en la figura 6.20.

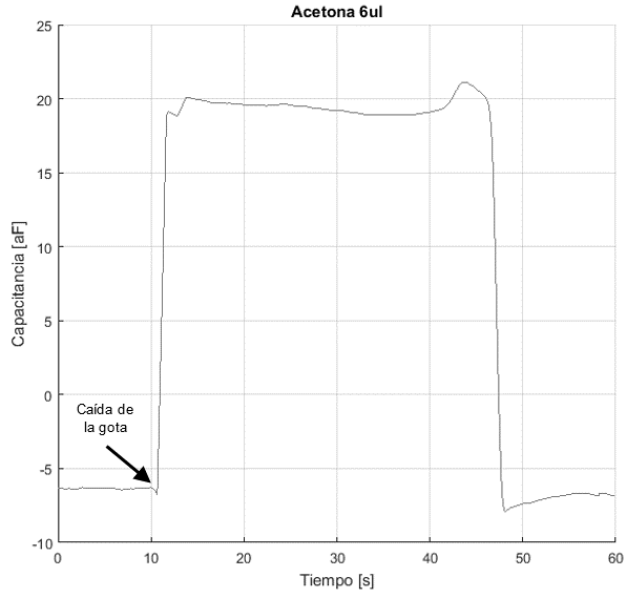


Figura 6.20. Proceso de evaporación de 6μl de acetona.

De la figura 6.20, la máxima amplitud registrada fue de $27.43 \times 10^{-18} F$. El $R_{rms\ CAP}$ puede consultarse de la tabla 6.8, recordando que este proceso se realizó en la TSAE B. Para obtener la máxima relación S/R se usan las ecuaciones 6.12 y 6.13.

$$(S/R_{MAX\ CAP}) = \left(\frac{C_{max}}{R_{rms\ CAP}} \right)^2 = \left(\frac{27.43 \times 10^{-18} F}{0.09 \times 10^{-18} F} \right)^2 = 92.88 \times 10^3$$

$$(S/R_{MAX\ CAP})_{dB} = 20 \log \left(\frac{C_{max}}{R_{rms\ CAP}} \right) = \frac{27.43 \times 10^{-18} F}{0.09 \times 10^{-18} F} = 49.67 dB$$

6.4.2.2 Proceso de evaporación de alcohol isopropílico.

El proceso de evaporación de 3μl de alcohol isopropílico en términos de capacitancia se muestra en la figura 6.21.

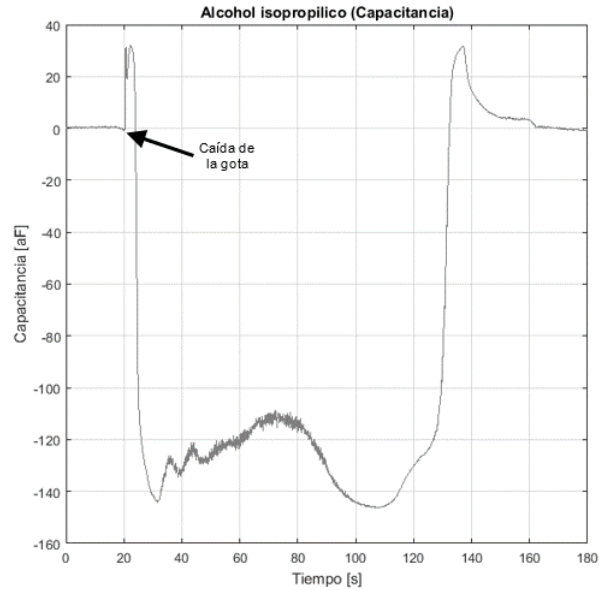


Figura 6.21 Proceso de evaporación de 3µl de alcohol isopropílico.

La máxima amplitud registrada fue de $147 \times 10^{-18}F$. El ruido rms para la TSAE B fue de $0.092 \times 10^{-18}F$ (tabla 6.8). La máxima relación señal a ruido en capacitancia es (ecuaciones 6.12 y 13):

$$(S/R_{MAX\ CAP}) = \left(\frac{C_{max}}{R_{rms\ CAP}} \right)^2 = \left(\frac{147 \times 10^{-18}F}{0.09 \times 10^{-18}F} \right)^2 = 2.66 \times 10^6$$

$$(S/R_{MAX\ CAP})_{dB} = 20 \log \left(\frac{C_{max}}{R_{rms\ CAP}} \right) = 20 \log \left(\frac{147 \times 10^{-18}F}{0.09 \times 10^{-18}F} \right) = 64.26dB$$

6.4.2.3 Proceso de secado de Látex.

El proceso de secado de látex en términos de capacitancia se muestra en la figura 6.22.

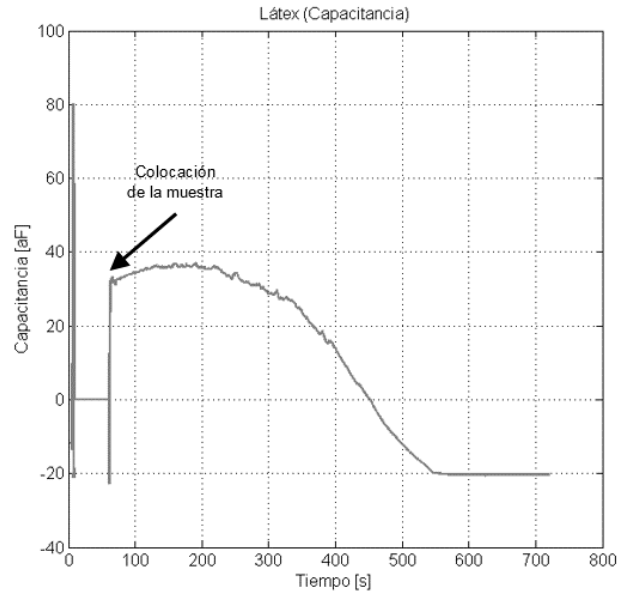


Figura 6.22. Proceso de secado de látex.

La máxima amplitud registrada fue de $37 \times 10^{-18} \text{F}$. El ruido rms puede consultarse de la tabla 6.8, recordando que este proceso se realizó en la TSAE B. La máxima relación señal a ruido (ecuaciones 6.12 y 6.13) es:

$$(S/R_{MAX\ CAP}) = \left(\frac{C_{max}}{R_{rms\ CAP}} \right)^2 = \left(\frac{37 \times 10^{-18} \text{F}}{0.09 \times 10^{-18} \text{F}} \right)^2 = 169.01 \times 10^3$$

$$(S/R_{MAX\ CAP})_{dB} = 20 \log \left(\frac{C_{max}}{R_{rms\ CAP}} \right) = 20 \log \left(\frac{37 \times 10^{-18} \text{F}}{0.09 \times 10^{-18} \text{F}} \right) = 52.27 \text{dB}$$

6.4.2.4 Proceso de coagulación de Sangre.

El proceso de coagulación de sangre en términos de capacitancia se muestra en la figura 6.23.

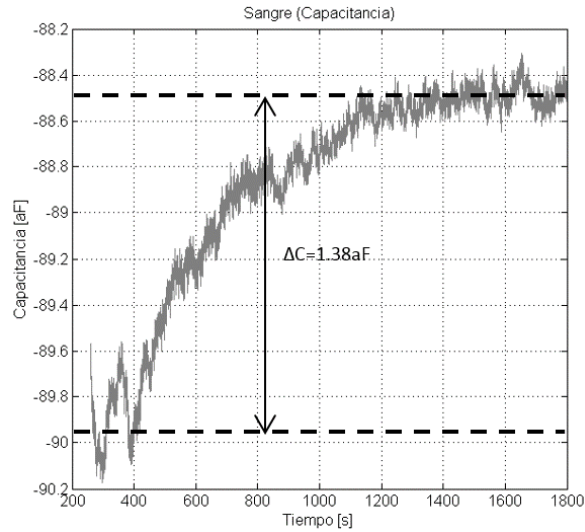


Figura 6.23 Proceso de coagulación de una muestra de 0.5µl de sangre.

La máxima amplitud registrada fue de $1.38 \times 10^{-18} F$. El $R_{rms\ CAP}$ para esta prueba fue de $0.05 \times 10^{-21} F$ (tabla 6.8), recordando que este proceso se realizó en la TSAE A. Se calcula la máxima relación S/R del proceso de coagulación de sangre a partir de 400s hasta 1400s (ecuaciones 6.12 y 6.13):

$$(S/R_{MAX\ CAP}) = \left(\frac{C_{max}}{R_{rms\ CAP}} \right)^2 = \left(\frac{1.38 \times 10^{-18} F}{0.05 \times 10^{-21} F} \right)^2 = 761.76 \times 10^6 F$$

$$(S/R_{MAX\ CAP})_{dB} = 20 \log \left(\frac{C_{max}}{R_{rms\ CAP}} \right) = 20 \log \left(\frac{1.38 \times 10^{-18} F}{0.05 \times 10^{-21} F} \right) = 88.81 dB$$

Por otra parte es posible determinar la sensibilidad a partir de los datos de las variaciones de voltaje y capacitancia obtenidos. En una gráfica de ΔV_i contra ΔC_m en el rango de 400s a 1400s se nota que dichas variables tienen una relación lineal (figura 6.24).

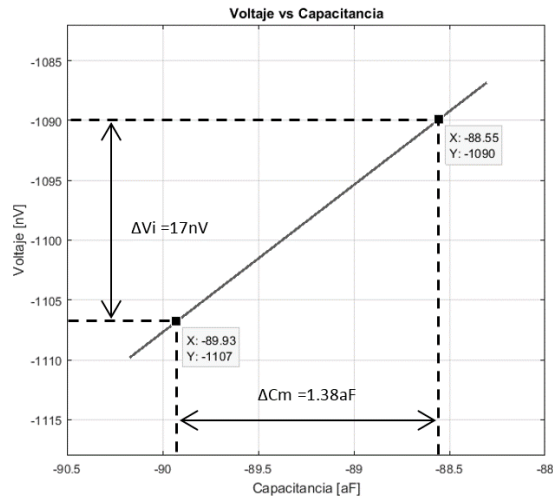


Figura 6.24. Grafica de voltaje (ΔV_i) vs capacitancia (ΔC_m) en el rango de 400s a 1400s.

La sensibilidad para este rango del proceso de coagulación se puede definir mediante la siguiente expresión:

$$Sensibilidad = \frac{\Delta V_i}{\Delta C_m} \dots \dots \dots (6.14)$$

Sustituyendo en la ecuación 6.14 los valores de las variaciones de voltaje ($\Delta V_i=17nV$) y de capacitancia ($\Delta C_m=1.38aF$):

$$Sensibilidad = \frac{17nV}{1.38aF} = 12.32 \left[\frac{nV}{aF} \right]$$

Dicha sensibilidad representa la variación del voltaje (ΔV_i) debido a las perturbaciones del campo eléctrico en la superficie sensitiva del dispositivo sensor con respecto a la variación de la capacitancia (ΔC_m) de la muestra de sangre debido a su función dieléctrica.

6.5 Referencias.

[1] MODEL SR850 DSP Lock-In Amplifier. Stanford Research Systems. Revision 2.0, 2009.

- [2] Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico. RUIDO-Tutorial por Jorge Márquez Flores–CCADET-UNAM 2014. Disponible en:
<http://www.academicos.ccadet.unam.mx/jorge.marquez/cursos/Instrumentacion/Ruido.pdf> (Consultado en: Octubre, 2015).
- [3] MT-003 TUTORIAL. Analog Devices. 2009.
- [4] MT-048 TUTORIAL. Analog Devices. 2009.
- [5] Lei KF, Chen K-H, Tsui P-H, Tsang N-M (2013) Real-Time Electrical Impedimetric Monitoring of Blood Coagulation Process under Temperature and Hematocrit Variations Conducted in a Microfluidic Chip. PLoS ONE 8(10): e76243. doi:10.1371/journal.pone.0076243.
- [6] A. Guadarrama-Santana, A. García-Valenzuela, F. Pérez-Jiménez and L. Polo-Parada. Interdigitated capacitance sensors in the mm scale with sub-femto Farad resolution suitable for monitoring processes in liquid films. *Revista Mexicana de Física* 60 (2014) pp 451–459.

CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y PROPUESTA DE TRABAJO A FUTURO.

7.1 Conclusiones.

El sistema de medición capacitivo de bajo ruido propuesto tuvo como punto principal generar una versión portátil basada en la metodología del SMTC (Sistema de Monitoreo Temporal Capacitivo) capaz de rescatar señales inmersas en ruido. Resultó fundamental el hecho de disminuir el número de elementos que lo conforman. Al igual que el SMTC, el sistema propuesto se usó en conjunto con una TSAE (Tarjeta de Sensores y Acondicionamiento Electrónico) la cual está basada en sensores capacitivos de electrodos coplanarios, los cuales registran las perturbaciones del campo eléctrico generado al ser excitados por una señal alterna de voltaje (a una frecuencia específica) que altera la capacitancia del sensor.

Se realizó la implementación de los circuitos de alimentación de voltaje suministrada por una computadora personal por medio del puerto USB (Universal Serial Bus) y de ajuste de la señal de referencia del sistema generada digitalmente con el dispositivo CDA (Convertidor Digital Analógico) NI-USB 4431. La fuente bipolar alimentada por medio del USB tiene la capacidad necesaria para energizar el prototipo (hasta 200mA) sin riesgo de sobrecarga, incluso se podrían energizar hasta tres sistemas similares, pues su límite es de 750mA por puerto USB en una computadora personal. El circuito de ajuste de voltaje pico a voltaje rms entregó una respuesta lineal y estable, lo cual es importante principalmente en el funcionamiento de la etapa Lock-in digital para la obtención de resultados confiables de las mediciones realizadas.

Las etapas de conversión DA (Digital-Analógica) y AD (Analógica-Digital) del dispositivo NI-USB 4431 realizan respectivamente la construcción de la señal de referencia analógica y la digitalización de las señales de referencia y experimental, de forma dinámica al usar el método de conversión Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$). Esto se hizo evidente en la alta estabilidad de conversión digital-analógica y analógica-digital incluso a la máxima tasa de muestreo. Al ser una técnica con sobre-muestreo entregó mediciones con una alta resolución ($1.19 [pV_{pp}]$) y muy bajo ruido ($4.62[pV_{pp}]$). Con la frecuencia de referencia de 10kHz el ancho de banda de 102.4kHz del dispositivo NI-USB 4431 fue suficiente.

La generación de la señal de referencia se realizó usando el software de LabVIEW SignalExpress, debido a que cuando se trató de realizar la generación de la señal integrándola en el mismo del IV (Instrumento Virtual) se presentaron problemas de desbordamiento de memoria e inestabilidad de ejecución del programa.

La implementación de la instrumentación virtual permitió integrar en un sistema digital las funciones necesarias para la operación del prototipo del sistema de medición. No fue posible sustituir completamente los instrumentos de laboratorio típicos que conforman al SMTC, sin embargo, la fuente de alimentación bipolar por USB, las gráficas en tiempo real, el dispositivo convertidor AD y DA y el algoritmo lock-in digital basado en instrumentación virtual sustituyeron satisfactoriamente a la fuente de laboratorio, osciloscopio, generador de funciones y amplificador lock-in comercial, respectivamente.

El uso de la plataforma LabVIEW permitió adaptar el IV a las necesidades del proyecto. Los parámetros del IV permiten que el mismo se adapte al tipo de experimento que se realice, por ejemplo, si es un proceso rápido probablemente se necesite una tasa de muestreo alta y por ende una gran cantidad de datos para no perder información, o por el contrario, un proceso lento con pocas variaciones probablemente no requiera de una tasa de muestreo alta.

Conjuntando el IV con los elementos sensores y de acondicionamiento electrónico, es posible digitalizar y almacenar en tiempo real las variaciones presentes en el dispositivo sensor, para analizar distintos tipos de procesos.

Al momento de realizar el ajuste de mínimo valor de voltaje de referencia fue frecuente encontrar dificultades para lograr una respuesta del sistema estable. El hecho de tener que situar los sustratos de vidrio sobre los electrodos del sensor antes de realizar cada prueba provocaba que se presentaran desajustes en el sistema, ya que resultaba complicado colocarlos siempre en la misma posición. Este problema también se presentaba con la respuesta del sistema si las superficies de los sustratos de vidrio no se encontraban limpias. Por ello resulto importante que en cada medición se utilizaran sustratos limpios y se realizara el ajuste de mínima referencia. Además, el hecho de colocar el sustrato de vidrio sobre el sensor implica una reducción en la cantidad de líneas de campo eléctrico involucradas en el proceso de medición, pues dichas líneas deben

penetrar primero el vidrio antes de llegar al MBP (Material Bajo Prueba), lo que resulta en una reducción significativa de la amplitud de la respuesta del sistema (sensibilidad).

Para poder detectar las variaciones de voltaje generadas por los sensores capacitivos se configuró cada TSAE (A y B) para que amplificara la señal experimental un millón de veces (1×10^6) y poder alcanzar el límite de detección del CAD (Convertidor Analógico Digital). Sin embargo, esto implicó que se amplificara tanto la señal experimental como el ruido que la envolvía. Debido a esto el ruido a la entrada (R_{en}) del sistema digital fue común para ambas TSAE.

Después de aplicar el algoritmo del IV lock-in y el filtrado digital, para la TSAE A con sensores de 20 electrodos presento un R_b (ruido base) de 0.7pV y la TSAE B de 0.7nV (tabla 5.1). Esto indica que un sensor con un mayor número de electrodos alcanza niveles de ruido más bajos pero también la sensibilidad disminuye, en contraste con un sensor con un área sensitiva similar pero con un menor número de electrodos.

Los experimentos propuestos permitieron solamente caracterizar la respuesta del sistema y validar los resultados con distintos tipos de MBP bajo condiciones ambientales no controladas. El objetivo de este trabajo no abarca un estudio detallado de los fenómenos físico-químicos y biológicos presentes en los resultados experimentales. Únicamente se muestra las posibles aplicaciones en estos campos de investigación con la técnica de medición y caracterización eléctrica propuesta.

Los resultados experimentales muestran que el sistema cuenta con la resolución y estabilidad suficiente para monitorizar los procesos propuestos, aun con la presencia frecuente de picos de voltaje en la línea eléctrica en la que se conectó el sistema durante la etapa de pruebas. Además, se advierte que los sensores capacitivos pueden ser utilizados para caracterizar distintos tipos de MBP, además de monitorizar procesos físico-químicos o biológicos. Se trabajó con una sola frecuencia de referencia de 10kHz (es una frecuencia a la que hay una presencia baja de interferencias o ruido) en un ancho de banda estrecho determinado por el filtro digital del IV. No se apreciaron cambios significativos al momento de trabajar en un rango de frecuencias de ± 5 kHz respecto a la de 10kHz.

Para el proceso de evaporación de solventes se pudo apreciar que el volumen utilizado determina el tiempo de evaporación y la amplitud de la señal, pero además los datos de máxima relación Señal a Ruido (S/R) que

resultaron $S/R=300$ para acetona y $S/R=1607$ para alcohol isopropilico, indican que el sistema es capaz de identificar no solo la cantidad de volumen de solvente, sino también de que tipo de solvente se trata (acetona o alcohol isopropilico), ya que las formas de las gráficas son completamente distintas.

A diferencia del caso de la evaporación de solventes, las pruebas de secado de películas de látex tienen la característica que parte del MBP permanece sobre el dispositivo sensor. Esto se registró en la gráfica de la señal como un offset sobre la línea base, debido precisamente a que el látex permanece en forma de película sobre el sensor y solo la base de agua se evaporó.

En el caso del proceso de coagulación de sangre, el sistema pudo registrar una variación de 17nV , desde que la muestra de sangre se coloca sobre el sensor hasta el punto en que las perturbaciones del campo eléctrico disminuyen. Este proceso dura unos 1000s . Después de esto la respuesta del sensor permanece prácticamente constante.

Para determinar la aproximación en capacitancia del voltaje registrado se tomaron en cuenta solo las partes imaginarias de las señales de voltaje obtenidas, ya que éstas son las que incluyen los efectos de la función dieléctrica con la reactancia capacitiva. Por medio de un análisis de admitancias del sistema se obtuvo una relación para obtener una aproximación del voltaje registrado (ΔV_i) por el IV en función de las variaciones de capacitancia (ΔC_m) presentes en el sensor capacitivo.

La sensibilidad obtenida específicamente para el proceso de coagulación de la sangre con la TSAE A fue de 12.66nV/aF . Por los volúmenes de las muestras empleadas, la sensibilidad y las resoluciones alcanzadas se presume que el sistema desarrollado puede ser útil en áreas como la electro-fisiología, estudios bio-químicos, bio-sensores. Sin embargo, se tienen que realizar más pruebas mejorando la fabricación de los sensores.

Se pudo constatar que para poder registrar las pequeñas señales que en un inicio eran cubiertas completamente por el ruido eléctrico presente, se debieron conjuntar las etapas de sensores y acondicionamiento electrónico, conversión analógica digital tipo Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$) y el algoritmo lock-in digital.

El sistema generado también puede ser empleado en actividades de enseñanza pues permite conocer los fundamentos de conversión analógica-

digital y digital-analógica de señales, así como su análisis en tiempo real y el almacenamiento digital. En general puede ser una herramienta para estudiar el funcionamiento de sistemas y técnicas de medición de bajo ruido.

7.2 Propuesta de trabajo a futuro.

Por el momento se trabajó con una fuente de bipolar de 5V, lo que limita la amplitud de la señal de referencia a $2.2V_{rms}$. Se puede trabajar con otros rangos de voltaje de hasta 12V, lo que permitiría aumentar la señal de referencia y por ende el campo eléctrico en los sensores capacitivos, lo que mejoraría la respuesta del sistema, dependiendo de las dimensiones del sensor y tipo de muestras en estudio.

Integración de las tarjetas de fuente bipolar, la convertidora de V_p - V_{rms} y la TSAE en una sola tarjeta con el fin de eliminar capacitancias parasitas debidas a los cables y otras conexiones presentes en el prototipo actual. Además, se puede rediseñar el sensor capacitivo para eliminar los problemas de ajuste de referencia mínima y la disminución del campo eléctrico debida a la colocación del sustrato de vidrio sobre la superficie de los electrodos coplanarios. Una propuesta específica es depositar los sensores sobre el sustrato de vidrio por medio de alguna técnica de depósito de materiales conductores y dieléctricos, con esto se eliminaría el problema de colocación del sustrato sobre los electrodos del sensor. Si además se reduce el espesor del sustrato, aumentaría la profundidad de penetración de las líneas de campo eléctrico en la muestra a analizar.

El IV puede modificarse y adaptarse a nuevas aplicaciones en donde se requiera rescatar señales inmersas en ruido, con las etapas de sensores, acondicionamiento electrónico y de conversión DA/AD y adecuadas. También se pretende mejorar el código del IV integrando la señal de referencia digital en lugar de emplear Signal Express, con el propósito de liberar un canal digital-analógico del dispositivo convertidor que en este prototipo se usó para ingresar la misma señal de referencia generada digitalmente y convertida a señal analógica. En un futuro podría ser de utilidad tener disponible una mayor cantidad de canales de entrada, por ejemplo, para implementar un sistema multi-sensores que permitiría realizar varios experimentos al mismo tiempo. Se podría trabajar con hasta tres tarjetas de sensores pues el límite de corriente de un puerto USB en una computadora personal es de hasta 750mA, además de que el IV cuenta con capacidad multicanal la cual está limitada por el número de

entradas disponibles en el dispositivo convertidor analógico digital utilizado.

APÉNDICES.

Apéndice A. Convertidor CD-CD MEA1D0505DC.



FEATURES

- UL 60950 recognized
- RoHS compliant
- Typical efficiency to 89.5%
- Power density to 0.85W/cm³
- Wide temperature performance at full 1 Watt load, -40°C to 85°C
- UL 94V-0 package material
- No heatsink required
- Industry standard pinout
- Power sharing on output
- 5V, 12V, 15V, 24V, & 48V input
- 5V, 9V, 12V, & 15V output
- Fully encapsulated with toroidal magnetics
- No external components required
- No electrolytic or tantalum capacitors

PRODUCT OVERVIEW

The MEA series is the new high performance version of our 1W NMA series. The MEA series is more efficient and offers improved regulation performance $\leq 5\%$ for applications where a wide output voltage variation can not be tolerated. They are ideally suited for providing dual rail supplies with the added benefit of galvanic isolation to reduce switching noise. All of the rated power may be drawn from a single output providing the total load does not exceed 1 watt.



For full details go to www.murata-ps.com/rohs

www.murata-ps.com/support

MEA1 Series

1kVDC Isolated 1W Dual Output DC/DC Converters

SELECTION GUIDE

Order Code	Nominal Input Voltage	Output Voltage	Output Current	Input Current at Rated Load	Load Regulation (Typ)	Load Regulation (Max)	Ripple & Noise (Typ)	Ripple & Noise (Max)	Efficiency (Min.)	Efficiency (Typ.)	Isolation Capacitance	MTTF	Package Style
	V	V	mA	mA	%	%	mVp-p	%	%	pF	kHrs		
MEA1D0505SC	5	±5	±100	233	4.8	5.4	12	25	82	85	53	3663	SIP
MEA1D0509SC	5	±9	±56	228	3.7	4.5	8	20	84	86.5	51	3291	
MEA1D0512SC	5	±12	±42	228	4	5	6	20	84	87	45	2860	
MEA1D0515SC	5	±15	±33	225	3.8	4.5	6	20	84	87	46	2374	
MEA1D1205SC	12	±5	±100	98	3.5	4	9	20	81	85	44	3352	
MEA1D1209SC	12	±9	±56	95	2.5	3	7	20	83	86.5	61	3083	
MEA1D1212SC	12	±12	±42	93	2.6	3.5	6	20	85	89	88	2701	
MEA1D1215SC	12	±15	±33	94	2.2	3	5	20	84	88	78	2264	
MEA1D1505SC	15	±5	±100	78	3	3.5	8	20	80	84	40		
MEA1D1509SC	15	±9	±56	76	2.1	2.5	7	20	82	87	65		
MEA1D1512SC	15	±12	±42	76	2	2.5	5	20	83	87.5	75		
MEA1D1515SC	15	±15	±33	75	2	2.5	5	20	85	89.5	104		
MEA1D2405SC	24	±5	±100	49	2.8	3.5	9	20	81	84.5	47		
MEA1D2409SC	24	±9	±56	47	1.8	2.5	7	20	84	87.5	80		
MEA1D2412SC	24	±12	±42	47	1.6	2.5	4	20	84	87	85		
MEA1D2415SC	24	±15	±33	47	1.5	2.5	3	20	85	88.5	106		
MEA1D4805SC	48	±5	±100	26	2.6	4	14	25	77	80	44		
MEA1D4809SC	48	±9	±56	25	1.6	3	8	20	79	82	72		
MEA1D4812SC	48	±12	±42	25	1.6	3	7	20	78	83	91		
MEA1D4815SC	48	±15	±33	25	1.3	2.5	6	20	80	83.5	109		
MEA1D0505DC	5	±5	±100	232	5	6.2	12	25	82	85	52		
MEA1D0509DC	5	±9	±56	227	3.9	5	9	20	84	86.7	49		
MEA1D0512DC	5	±12	±42	226	4.2	5.3	7	20	84	87	47		
MEA1D0515DC	5	±15	±33	224	4.1	5.3	6	20	84	87.5	46		
MEA1D1205DC	12	±5	±100	97	3.6	4.5	9	20	81	84.5	43		
MEA1D1209DC	12	±9	±56	95	2.6	3.5	7	20	83	86.5	64		
MEA1D1212DC	12	±12	±42	93	2.7	3.5	6	20	85	89	89		
MEA1D1215DC	12	±15	±33	94	2.3	3	6	20	84	88	76		
MEA1D1505DC	15	±5	±100	78	3.1	4	9	20	80	84	42		
MEA1D1509DC	15	±9	±56	76	2.2	3	6	20	82	87	50		
MEA1D1512DC	15	±12	±42	76	2	2.7	6	20	83	87.5	77		
MEA1D1515DC	15	±15	±33	75	2	2.7	6	20	85	89.5	106		
MEA1D2405DC	24	±5	±100	49	2.8	4	10	20	81	84.5	47		
MEA1D2409DC	24	±9	±56	48	2	3.8	8	20	84	87	77		
MEA1D2412DC	24	±12	±42	47	1.6	2.5	6	20	84	87	83		
MEA1D2415DC	24	±15	±33	47	1.5	2.3	6	20	85	88	100		

1. See Ripple & Noise characterisation method.
2. Calculated using MIL-HDBK-217F FN2 with nominal input voltage at full load.

All specifications typical at T=25°C, nominal input voltage and rated output current unless otherwise specified.

Apéndice B. Modulación Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$).

Básicamente los convertidores $\Sigma\Delta$ (figura B.1) están constituidos por un modulador de sobre-muestreo seguido por una etapa de filtrado digital y decimación (*decimation*), que en conjunto producen como salida un tren de datos a alta frecuencia. El convertidor $\Sigma\Delta$ tiene dos frecuencias de muestreo, la frecuencia del modulador f_M y la frecuencia de salida del decimador f_D . En el caso específico del NI-USB 4431 f_S es igual a 2 veces f_D , y f_M es 128 veces f_S .

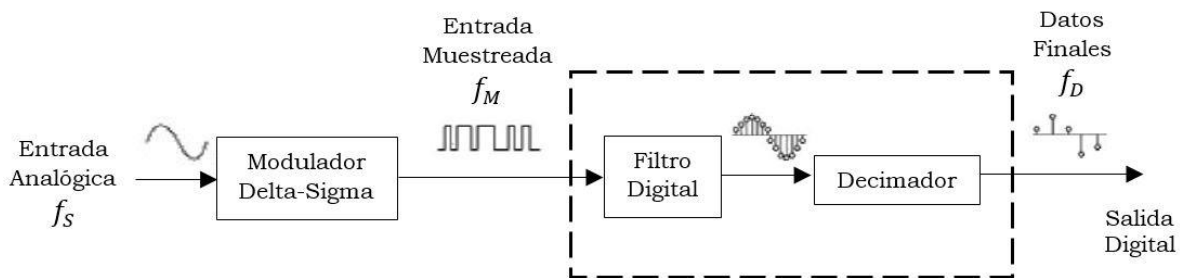


Figura B.1. Componentes principales del convertidor $\Sigma\Delta$.

De inicio se tiene una señal analógica de entrada (figura B.2) a la frecuencia f_S la cual entra al modulador para ser muestreada.

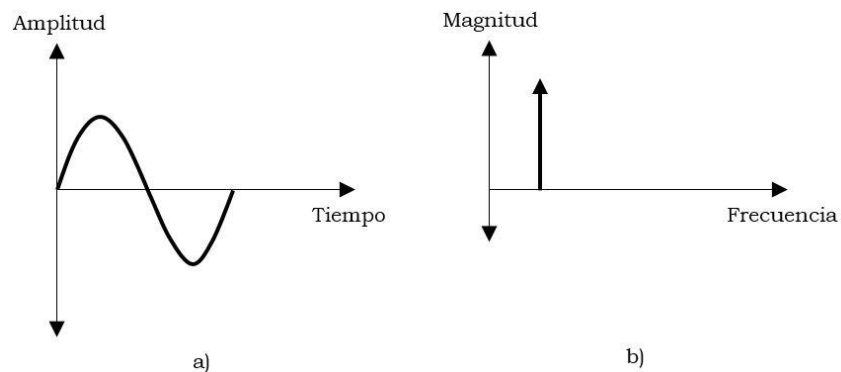


Figura B.2 Señal analógica de entrada. a) Dominio del tiempo. b) Dominio de la frecuencia.

El proceso que sigue el CAD (Convertidor Analógico Digital) para digitalizar la señal analógica es como sigue:

- Modulación: esta etapa se encarga de digitalizar la señal de entrada analógica. También implementa una función llamada “Conformación de ruido” (*noise shaping*) que obliga a que el ruido de cuantificación de baja frecuencia se mueva hacia frecuencias más altas y por lo tanto la mayor parte de él quede fuera de la banda de interés (figura B.3). Esta técnica es una de las razones por las cuales los convertidores $\Sigma\Delta$ son adecuados para trabajar con bajas frecuencias, entregando mediciones de alta resolución. La salida del modulador entrega 1 bit a alta frecuencia f_M (frecuencia de sobre-muestreo) pero alto nivel de ruido. En nuestro caso, f_M es 128 veces mayor a f_S .

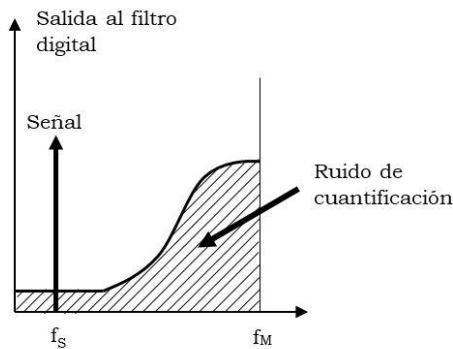


Figura B.3. Salida del modulador en el dominio de la frecuencia.

- Filtrado digital: en esta etapa ya se trabaja en el dominio digital por lo que es posible atenuar el ruido de cuantificación aplicando un filtro igualmente digital, que atenúa las componentes fuera de la banda de la señal (figura B.4). La tasa de muestreo no cambia, por lo que aún falta reducirla a la frecuencia f_S original.

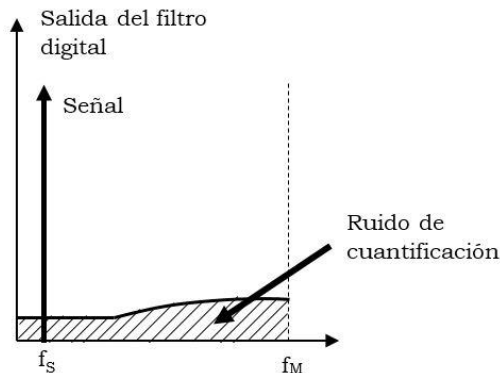


Figura B.4. Salida del filtro digital.

En este punto la señal es ya una versión digital muy cercana a la señal original (figura B.5), pero con una muy alta resolución debida al sobre-muestreo que realizó el modulador. Ahora es necesario reducir el número de muestras por dos razones, primero porque manejar este número de datos requerirá gran velocidad de procesamiento por parte del equipo o dispositivo, y segundo porque gran parte de esas muestras son en realidad aproximaciones o interpolaciones que bien pueden ser descartadas pues no proporcionan información útil para representar la señal original.

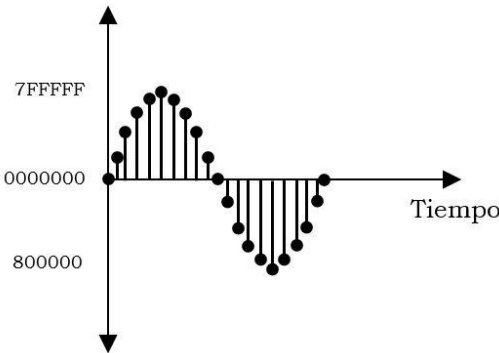
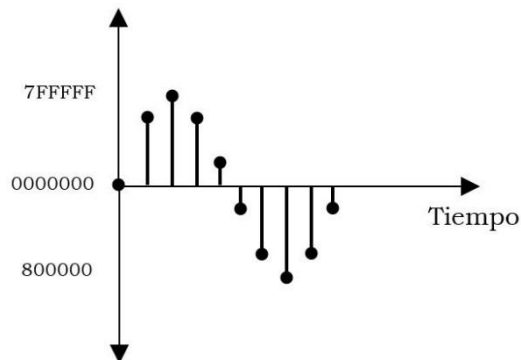


Figura B.5. Señal digital a frecuencia f_M .

- Decimador: Por último, esta etapa se encarga de reducir el número de muestras y por ende la frecuencia de muestreo, aplicando una función de decimación, la cual literalmente descarta muestras de la señal con lo que se obtiene ahora una señal como la de la figura B.6.



B.6. Señal digital a frecuencia f_D .

Puede decirse que ahora queda el “esqueleto” de la señal que entregó el filtro (figura B.5). Sin embargo, de acuerdo con el teorema de Nyquist, esta nueva señal contiene exactamente la misma información que la señal anterior, pero ahora con una cantidad de datos manejable. Recordando que $f_D = 2f_S$, es posible representar la señal original. En conclusión, el proceso de Decimación no implica pérdida de información.

Apéndice C. Segmentos destacados de programación del Instrumento Virtual.

Creación de canales de entrada analógicos.

Usando los recursos DAQmx, se define el rango de entrada para la digitalización de la señal de voltaje, el tipo de muestreo (continuo), número de muestras por canal y el tipo de dato y configuración en que se guardarán los datos (Arreglo de dos dimensiones (2D) de tipo doble (DBL) con N canales y N muestras). La señal de referencia se almacena en el renglón 0 del arreglo y la señal experimental en el renglón 1 (figura C-1).

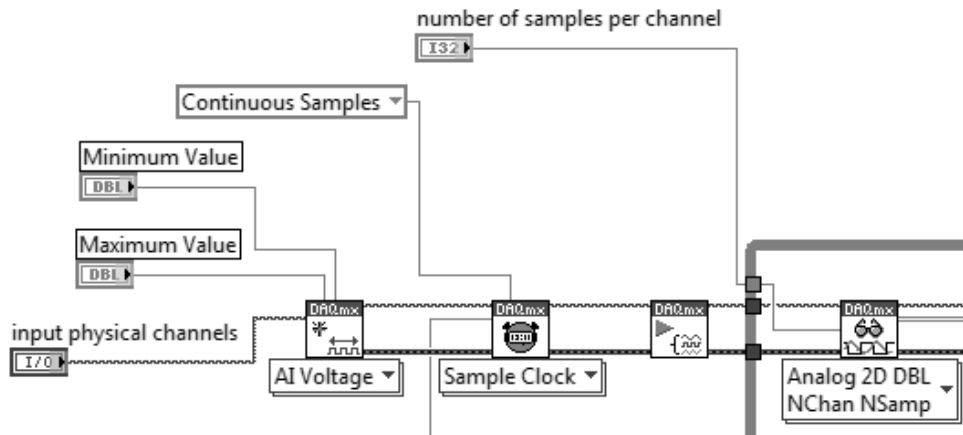


Figura C.1. Configuración de los canales de entrada.

Creación de arreglos de señales.

Como el arreglo de datos correspondiente a las señales digitalizadas tiene formato de renglones, debe ser transpuesto puesto que el algoritmo Lock-in requiere que sea un arreglo de columnas de 2D y de tipo DBL). Se describen a continuación las funciones aplicadas (figura C.2).

- Transpose 2D Array: Transpone el arreglo, con lo que la señal de referencia queda en la columna 0 y la señal experimental en la columna 1.
- Delete from Array: Borra la columna 0 (señal de referencia) y recorre la columna 1, con lo cual queda la columna 0 con la señal experimental y la columna 1 vacía.

- **Array size:** Devuelve el número de elementos en cada dimensión del arreglo. En columna 0 el número de elementos es igual a *number of samples per cannel*, en la columna 0 habrá 1 elemento aunque esté vacía.
- **Index array:** Regresa el número de elementos de la columna 0. Este número define cuantas veces se ejecuta el ciclo *for*, es decir, sobre cuantos datos se aplicara el algoritmo.

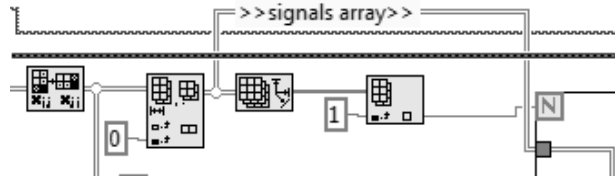


Figura C.2. Creación del arreglo de señales.

Parámetros para el cálculo del filtro.

Se introducen los parámetros *Type*, *TC (s)* y *Filter Rolloff (dB's)*, necesarios para que el IV (Instrumento Virtual) *LockInDemodulatorSettings* calcule el filtro. Se compacta todo en una estructura *Bundle*.

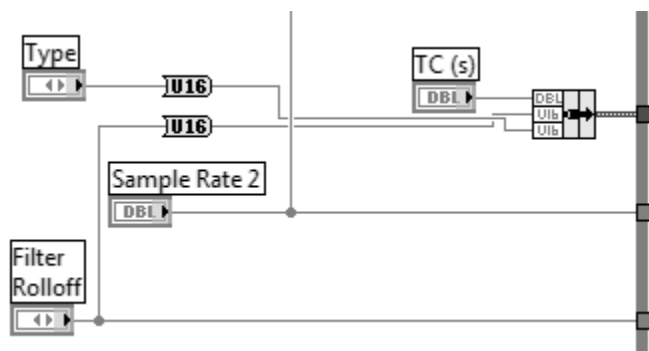


Figura C.3. Variables del filtro digital.

Lock-in digital.

En la figura C.4 se muestra la parte de código correspondiente al algoritmo Lock-in. De este código destacan los tres instrumentos virtuales principales (cuadros verdes), *LockInPLL.vi*, *LockInDemodulatorSettings.vi* y *LockInDemodulatorMC.vi*, que son los componentes del algoritmo Lock-in.

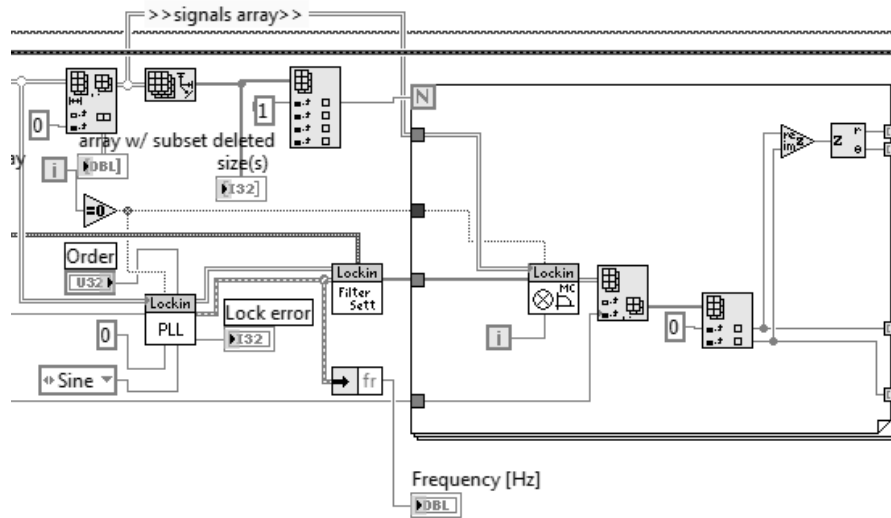


Figura C.4. Código del Lock-in digital.

Impresión de gráficas y cálculo de estadísticas.

Esta sección del código (figura C.5) se dedica a imprimir las gráficas de las componentes real e imaginaria de la señal entregada por el Lock-in. También se calculan estadísticas de utilidad para el análisis posterior.

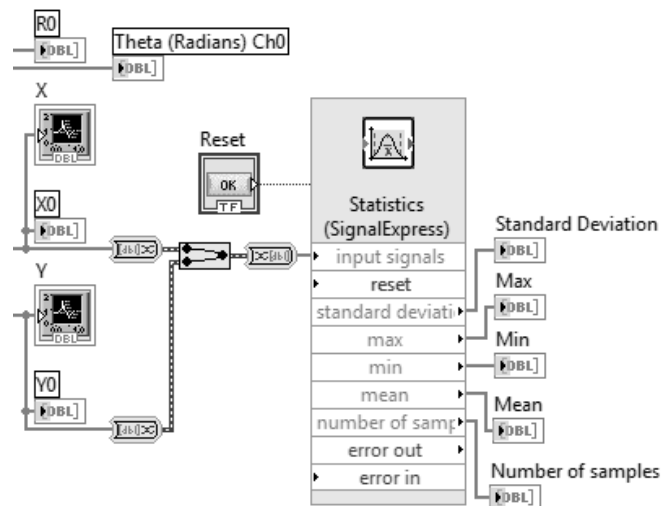


Figura C.5. Impresión de gráficas y estadísticas.

Limpieza de buffer de datos.

Se reinician los arreglos correspondientes al historial de las gráficas, X parte real, Y parte imaginaria (figura C.6).

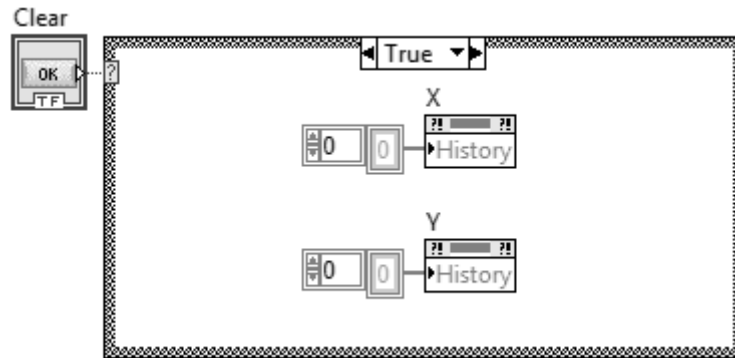


Figura C.6. Reinicio del historial de datos.

Apéndice D. Algoritmo Lock-in.

Un amplificador Lock-in es un instrumento que permite medir señales de CA (Corriente Alterna) incluso cuando se encuentran envueltas por ruido eléctrico. El instrumento entrega niveles de Corriente Directa (CD) proporcional a la señal de CA (puede ser voltaje o corriente) experimental o de interés. En la figura D.1 se presentan los componentes principales de un amplificador Lock-in.

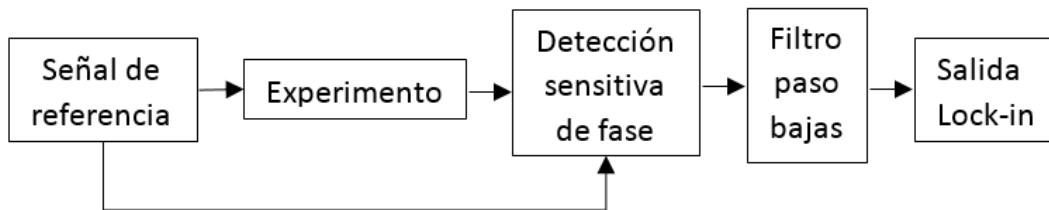


Figura D.1. Componentes principales del amplificador Lock-in.

El algoritmo del amplificador Lock-in (figura D.2) trabaja sobre una frecuencia de referencia (f_r) con la cual se excita el proceso o experimento; luego el Lock-in detecta la respuesta del proceso f_{exp} y la compara contra f_r empleando el método conocido como Detección Sensitiva de Fase (*Phase Detection Sensitive, PSD*), con el cual se rechazarán prácticamente todas las componentes de ruido que se encuentren a frecuencias distintas a f_r . Luego la salida del PSD (señal de alterna) pasa por un filtro paso bajas con lo que se obtiene un nivel de CD a la salida del Lock-in.

En los sistemas Lock-in digitales la señal experimental y la de referencia son series de datos (binarios), por lo que la multiplicación y el filtrado son realizados por dispositivos como DSP's (*Digital Singnal Processing*) o bien por métodos implementados a través de instrumentación virtual.

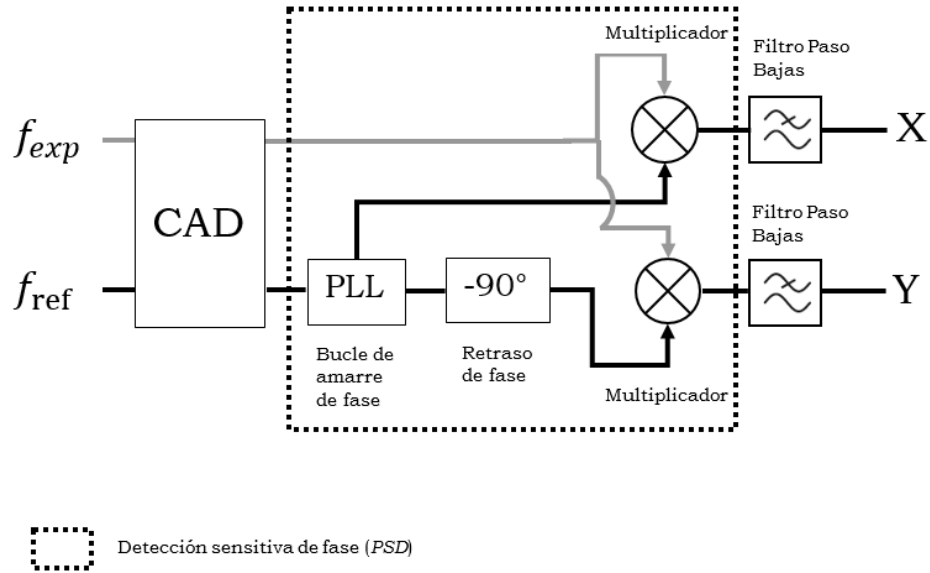


Figura D.2. Diagrama de bloques del algoritmo Lock-in Digital.

A continuación se abordan a detalle algunos aspectos relevantes de este tipo de amplificadores.

Detección sensitiva de fase.

Considerando que la señal experimental fuese como la mostrada en la figura D.3, la cual se puede expresar matemáticamente como $V_{exp} \sin(\omega_e t + \theta_{exp})$ donde V_{exp} es la amplitud, ω_e la frecuencia y θ_{sig} la fase.

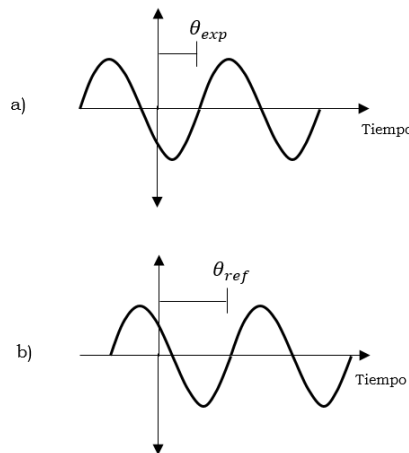


Figura D.3.

Por otra parte, la señal de referencia es $V_{ref} \sin(\omega_r t + \theta_{ref})$, donde V_{ref} es la amplitud, ω_r la frecuencia y θ_{ref} la fase.

Ambas señales ingresan a la etapa PSD en donde se multiplican, con lo que a la salida del PSD se tendrá:

$$V_{PSD} = V_{exp} V_{ref} \sin(\omega_e t + \theta_{exp}) \sin(\omega_r t + \theta_{ref})$$

$$V_{PSD} = \frac{1}{2} V_{exp} V_{ref} \cos[(\omega_e - \omega_r)t + \theta_{exp} - \theta_{ref}] -$$

$$\frac{1}{2} V_{exp} V_{ref} \cos[(\omega_e + \omega_r)t + \theta_{exp} + \theta_{ref}]$$

La expresión anterior se puede dividir en dos partes (dos señales de CA), la primera parte es la diferencia de frecuencias $(\omega_e - \omega_r)$ y la segunda es la suma de las frecuencias $(\omega_e + \omega_r)$. Como ambas son señales de CA, al pasar por el filtro paso bajas serán atenuadas, y a la salida del PSD no habría señal.

Sin embargo, cuando se presenta el caso en donde $(\omega_e = \omega_r)$, se tendrá una señal de CD proporcional a la amplitud de las señales:

$$V_{PSD} = \frac{1}{2} V_{exp} V_{ref} \cos(\theta_{exp} - \theta_{ref})$$

Ancho de banda.

En el caso anterior se consideró una señal de entrada pura, es decir sin ruido. Ahora se considerará una senoidal real compuesta por señal y ruido. El PSD y el filtro paso bajas solo detectan aquellas señales que estén muy cerca de la frecuencia de referencia. Señales de ruido a frecuencias lejanas de dicha referencia, serán atenuadas por el filtro, ya que ninguno de los casos, $\omega_{ruido} - \omega_{ref}$ ni $\omega_{ruido} + \omega_{ref}$ son cercanos a CD.

Ruido a frecuencias muy cercanas a la frecuencia de referencia pueden resultar en componentes de CA muy pequeñas a la salida del PSD. Su atenuación dependerá del filtro paso bajas y del *rollof*. El ancho de banda del filtro determina entonces el ancho de detección. Al final, solo las señales a la misma frecuencia que la señal de referencia resultarán en una salida de CD y por lo tanto no se ven afectadas por el filtro.

Señal de Referencia.

Se tiene la necesidad de que la señal experimental tenga la misma frecuencia que la señal de referencia ($\omega_e = \omega_r$). Pero además, las fases deben permanecer constantes pues de otra forma $\cos(\theta_{exp} - \theta_{ref})$ sería variable en el tiempo y entonces V_{PSD} no sería una señal de CD. En resumen, la señal de referencia debe estar “amarrada” (*locked in*) a la señal experimental. Para lograr esto los amplificadores lock-in utilizan la técnica PLL (*phase locked loop*), en el cual la el oscilador interno del método se sincroniza con la frecuencia de referencia, con lo que se obtiene una onda senoidal a la frecuencia ω_e , con un defasamiento fijo θ_{ref} .

Calculo de magnitud y fase.

Retomando la expresión de salida del PSD $V_{exp} \cos(\theta)$, donde $\theta_{exp} - \theta_{ref}$. θ es la diferencia de fases entre la señal experimental y la de referencia. Ajustando θ_{ref} se puede hacer que $\theta = 0^\circ$. En ese caso se tendría $V_{exp}(\cos \theta = 1)$. En cambio si $\theta = 90^\circ$, no habrá ninguna salida porque ($\cos 90^\circ = 0$). Cuando el lock-in solo tiene una etapa PSD se le conoce como lock-in “de una fase” y su salida es $V_{exp} \cos(\theta)$.

Si ahora se agrega un segundo PSD, podemos eliminar la dependencia a la fase cuando $\theta = \frac{\pi}{2}$. El segundo PSD multiplica la señal experimental con la de referencia defasada 90° , por ejemplo $V_{ref} \sin(\omega_L t + \theta_{ref} + 90^\circ)$, ahora la salida del filtro paso bajas será:

$$V_{PSD2} = \frac{1}{2} V_{exp} V_{ref} \sin(\theta_{exp} - \theta_{ref})$$

$$V_{PSD2} \sim V_{exp} \sin(\theta)$$

Con lo que tendríamos ahora dos salidas, una proporcional a $\cos(\theta)$ y la otra proporcional a $\sin \theta$, si se llama a la primera X y a la segunda Y.

$$X = V_{exp} \cos \theta$$

$$Y = V_{exp} \sin \theta$$

Estas cantidades son conocidas como la componente en fase (X) y la componente de cuadratura (Y), y representan la señal como un vector

relativo a la señal de referencia. Debe notarse que cuando $\theta = 0$, X mide la señal mientras que Y es cero. La salida final del lock-in es:

$$V_{salida} = X + iY$$

Sin importar la diferencia de fases entre la señal de entrada y la de referencia, la magnitud V_{salida} se puede interpretar como la amplitud de la señal de entrada a la frecuencia f_r . Además, se puede calcular la magnitud de dicho vector como:

$$R = (X^2 + Y^2)^{1/2} = V_{exp}$$

La magnitud R no depende de la diferencia de fases. Por último, la fase entre las señales se puede calcular así:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{Y}{X}$$

Con estas últimas cuatro expresiones, un lock-in de doble fase puede medir directamente X , Y , R y θ .

Apéndice E. Análisis de admitancias.

Para realizar el análisis de admitancias solamente se toman en cuenta el voltaje de excitación del dispositivo sensor V_m y la capacitancia C_m que se presenta en la superficie del dispositivo sensor debido a la función dieléctrica del MBP. En la salida de la etapa de amplificación se presentan: una resistencia $R_o=1k\Omega$ (que es la impedancia de salida de la etapa de acondicionamiento electrónico), la capacitancia del cable BNC ($C_c=68pF$) en serie con la capacitancia de entrada al Convertidor Analógico Digital (CAD) ($C_{in}=1\mu F$) y la resistencia $R_i=200k\Omega$ que junto con la capacitancia $C_i=130pF$ forman parte de la capacitancia interna del CAD. Los elementos que se consideran para el análisis de admitancias se muestran en la figura E.1.

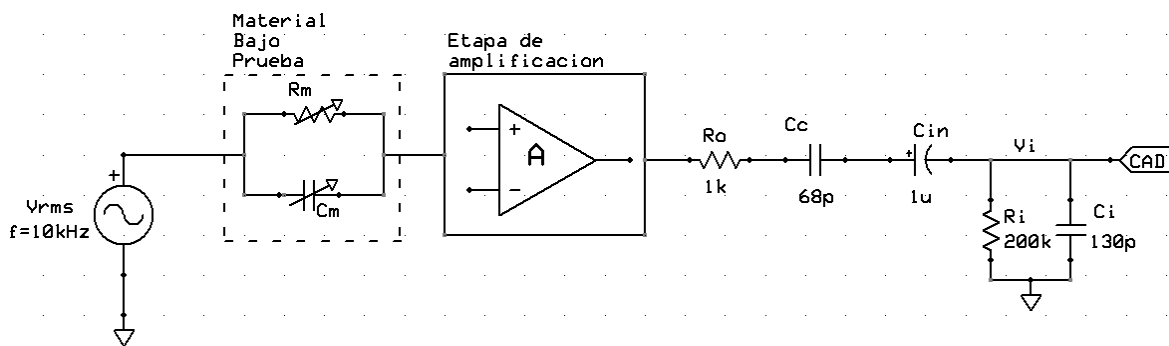


Figura E.1 Elementos electrónicos de la etapa de acoplamiento analógico-digital considerados para el análisis de admitancias.

Al tratarse de una aproximación, se hacen las siguientes consideraciones:

- La etapa de amplificación aplica una ganancia máxima de voltaje de $A=1\times 10^6$. Dicha ganancia es compensada posteriormente en el IV, por lo tanto, esa etapa no se considera para el análisis del circuito.
- Las capacitancias en serie C_o y C_{in} pueden simplificarse con su equivalente, $C_o=68pF$.
- El análisis de admitancias se realizó solo con las reactancias capacitivas de la figura 6.8, es decir, ΔC_m , C_o y C_i .

A partir de estas consideraciones, el circuito equivalente queda simplificado como se muestra en la figura E.2:

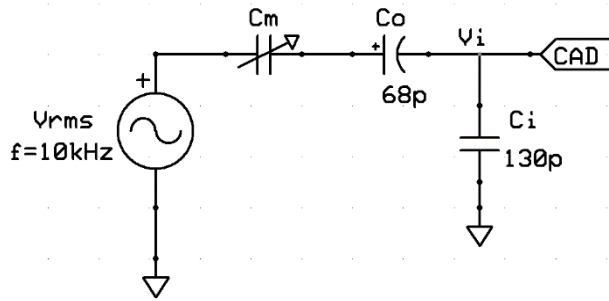


Figura E.2. Circuito equivalente simplificado para el análisis de admitancias.

Como primer paso, las reactancias capacitivas de cada elemento del circuito de la figura 6.13 se definen como:

$$\Delta X_{Cm} = \frac{1}{\omega \Delta C_m}, X_{Co} = \frac{1}{\omega C_o}, X_{Ci} = \frac{1}{\omega C_i}$$

El voltaje V_i puede definirse aplicando un divisor de voltaje a la entrada del CAD:

$$\Delta V_i = V_m \left(\frac{X_{Ci}}{\Delta X_{Cm} + X_{Co} + X_{Ci}} \right) \dots \dots \dots (E.1)$$

donde: V_m es el voltaje rms de excitación

Sustituyendo las reactancias capacitivas en la ecuación E.1:

$$\Delta V_i = V_m \left(\frac{\frac{1}{\omega C_i}}{\frac{1}{\omega \Delta C_m} + \frac{1}{\omega C_o} + \frac{1}{\omega C_i}} \right) \dots \dots \dots (E.2)$$

De donde puede obtenerse una expresión para ΔC_m en función de las admitancias capacitivas y V_m . ΔC_m representa las variaciones de capacitancia presentes en el dispositivo sensor, y se verá modificada principalmente por el MBP. Despejando la ecuación E.2 para ΔC_m :

$$\Delta C_m = \frac{\Delta V_i C_i C_o}{V_m C_o - V_i (C_o + C_i)} \dots \dots \dots (E.3)$$