



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

UNIDAD PROFESIONAL ADOLFO LÓPEZ MATEOS

**“DESARROLLO Y APLICACIÓN DE
ALGORITMOS PARA PROCESAMIENTO
DIGITAL DE SEÑALES EN CA EN UN SISTEMA
PORTÁTIL DE ADQUISICIÓN DE DATOS”**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO ELECTRICISTA**

PRESENTAN:

CELIS BAUTISTA MARTIN RAMÓN

CRUZ ORTEGA ADALBERTO

DIRECTORES DE TESIS:

ING. ISABEL ALBARRAN CARMONA.

M. EN C. MANUEL AGUILA MUÑOZ.

MÉXICO, D.F. A 30 DE MAYO DEL 2013



Agradecimientos

Al Instituto Politécnico Nacional y a la Escuela Superior De Ingeniería Mecánica Y Eléctrica especialmente al área de Electrotecnia por otorgarnos esta preparación académica.

Al M. en C. Manuel Águila Muñoz por ser el guía de este proyecto y el mejor maestro en este difícil camino.

Al M. en C. Mercedes Lázaro Gonzaga por el gran apoyo que siempre mostro.

A todos los profesores y compañeros que siempre brindaron su conocimiento.

Al Instituto Politécnico Nacional por el apoyo brindado, al grupo de trabajo en el proyecto multidisciplinario 1533, y en especial al módulo SIP 20130235.

Adalberto.

A todos los profesores y compañeros que siempre brindaron conocimiento a mí persona.

A mi familia, en especial a mis padres y a mis hermanos que con su amor y cariño he logrado llegar hasta aquí.

Martín.

A mis padres que me concibieron y me dieron el ejemplo de superarme día a día, a la dicha de compartir y convivir con mi familia y amigos.

A mi familia por todo el apoyo recibido, su esfuerzo, paciencia, dedicación y sacrificio que hicieron de este sueño un logro alcanzado.

A mi compañero y amigo Cruz Ortega Adalberto aquel que en momentos buenos y malos siempre estuvo ahí, las historias vividas las tendré siempre presentes.

Dedicatorias

Adalberto.

A mi madre Margarita Ortega Badillo por ser el mejor de los maestros, por nunca negarme el derecho a estudiar y aprender, por ser la persona que es y siempre brindarme ese gran apoyo.

A mi padre Paulino Cruz García por siempre creer en mí y por brindarme ese apoyo tan grande que solo un padre puede brindar.

A mi familia que siempre me ha brindado la fuerza necesaria para nunca lamentar algún hecho, los amo.

A todos aquellas personas que en el transcurso de toda la carrera me brindaron un buen consejo, he aquí el esfuerzo, en especial a mi compañero y amigo Martín Celis Bautista.

Martín.

A ti madre Ma. Elena Bautista Baltazar por darme la fuerza, el aliento día a día y ser ese motivo que me llevo a hacer de esto el mejor regalo que me pudiste dejar.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1	Parámetros característicos de las señales de forma de onda senoidal.
Figura 1.2	Onda sin contenido armónico.
Figura 1.3	Onda con contenido armónico.
Figura 2.1	Representación analógica y discreta de una señal.
Figura 2.2 a)	Señal analógica original de una onda senoidal de 10 [Hz].
Figura 2.2 b)	$f_s = 100$ [Hz].
Figura 2.2 c)	$f_s = 27$ [Hz].
Figura 2.2 d)	$f_s = 12$ [Hz].
Figura 2.3 a)	Señal analógica a partir de una señal muestreada.
Figura 2.3 b)	Reducción digitalizada.
Figura 2.4	Muestreo no apropiado.
Figura 2.5	Muestreo apropiado.
Figura 2.6	Esquema típico de señal y de medición.
Figura 2.7	Esquema típico de señal y de medición.
Figura 3.1	Transformador de corriente (TC).
Figura 3.2	Transformador de potencial (TP).
Figura 3.3	Sensor de corriente.
Figura 3.4	Sensor de tensión.
Figura 3.5	Calculadora TI-Nspire CX CAS.
Figura 3.6	Soporte de laboratorio TI-Nspire.
Figura 3.7	Vólltmetro Bk Presicion.
Figura 3.8	Fuente de alimentación en CA marca Kocos 300.
Figura 3.9	Analizador de redes Power Pad Modelo 3945.
Figura 3.10	Fuente de alimentación en CD marca AX503
Figura 3.11	Diagrama eléctrico.
Figura 3.12	Diagrama de bloques.

- Figura 3.13** Curva de errores del sensor de tensión con polaridad positiva en CD.
- Figura 3.14** Curva de errores sensor de tensión polaridad negativa CD.
- Figura 3.15** Diagramas de conexión.
- Figura 3.16** Gráfica de errores sensor de corriente con polaridad positiva.
- Figura 3.17** Gráfica de errores sensor de corriente con polaridad negativa.
- Figura 3.18** Curva de errores sensor de tensión en CA con TP.
- Figura 3.19** Curva de errores sensor de tensión en CA utilizando el TC.
- Figura 3.20** Curva de errores del sensor de tensión en CA con TC sumando la nueva incertidumbre tipo A.
- Figura 3.21** Diagramas de conexión.
- Figura 3.22** Forma de onda senoidal entregada por el analizador de redes a 130 [V] en CA.
- Figura 3.23** Forma de onda senoidal entregada por la calculadora en CA.
- Figura 3.24** Diagramas de conexión.
- Figura 3.25** Forma de onda senoidal entregada por el analizador de redes a 5 [A] CA.
- Figura 3.26** Forma de onda senoidal entregada por la calculadora en CA.
- Figura 4.1** Muestras de la señal de entrada.
- Figura 4.2** a) Diagrama de flujo general en la aplicación de filtros de ventana corta.
- Figura 4.2** b) Diagrama de filtro Miki & Mikano .
- Figura 4.3** Diagramas de conexión.
- Figura 4.4** Ingreso de la señal de entrada h1 en la fuente marca Kokos 300.
- Figura 4.5** Valor pico entregado por la calculadora.
- Figura 4.6** Diagramas de conexión.
- Figura 4.7** Valor pico entregado por la calculadora.
- Figura 4.8** Ingreso de h1+h3 en la fuente marca Kokos 300.
- Figura 4.9** Valor pico entregado por la calculadora.
- Figura 4.10** Diagramas de conexión.
- Figura 4.11** Ingreso de h1 en la fuente marca Kokos 300.
- Figura 4.12** Valor pico entregado por la calculadora.

Figura 4.13	Diagramas de conexión.
Figura 4.14	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.15	Muestras de la señal.
Figura 4.16	Diagrama de flujo del filtro Gilbert & Shovlin.
Figura 4.17	Ingreso de h_1 en la fuente marca Kokos 300.
Figura 4.18	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.19	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.20	Ingreso de $h_1 + h_3$ en la fuente marca Kokos 300.
Figura 4.21	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.22	a) Diagrama de flujo: Señal de referencia para el filtro TDF
Figura 4.22	b) Diagrama de el filtro TDF.
Figura 4.23	Ingreso de h_1 en la fuente marca Kokos 300.
Figura 4.24	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.25	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.26	Ingreso de $h_1 + h_3$ en la fuente marca Kokos 300.
Figura 4.27	Valor pico entregado por la calculador
Figura 4.28	Ingreso de h_1 en la fuente marca Kokos 300.
Figura 4.29	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.30	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.31	Respuesta en magnitud del filtro real.
Figura 4.32	Respuesta en magnitud del filtro imaginario.
Figura 4.33	Señal seno primera muestra.
Figura 4.34	Señal seno última muestra.
Figura 4.35	a) Diagrama de flujo: Señal de referencia para filtro coseno
Figura 4.35	b) Diagrama del filtro coseno
Figura 4.36	Ingreso de h_1 en la fuente marca Kokos 300.
Figura 4.37	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.38	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.39	Ingreso de $h_1 + h_3$ en la fuente marca Kokos 300.

Figura 4.40	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.41	Ingreso de h1 en la fuente marca Kokos 300.
Figura 4.42	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.43	Valor pico entregado por la calculadora.
Figura 4.50	Tres muestras de la señal de entrada
Figura A.1	Sensor de tensión ± 10 [V].
Figura A.2	Sensor de Corriente.
Figura A.3	Fuente de alimentación en corriente directa AEMC AX503.
Figura A.4	Conexión Fuente de alimentación en corriente directa.
Figura A.5	Componentes Fuente de alimentación.
Figura A.6	Componentes Laboratorio Ti-Nspire.
Figura A.7	Calculadora TI-Nspire™ CX CAS.
Figura A.8	Analizador de redes eléctricas.
Figura A.9	Accesorios del analizador de redes.
Figura A.10	Fuente de alimentación en CA Kocos marca Artes 300.
Figura A.11	BK Precision.
Figura A.12	Partes BK Precision.
Figura B.1	Sensor de tensión.
Figura B.2	Gráfica de errores del sensor de tensión polaridad negativa.
Figura B.3	Sensor de corriente.
Figura B.4	Gráfica de errores sensor de corriente polaridad positiva.
Figura B.5	Grafica de errores del sensor de corriente polaridad negativa.
Figura B.6	Fuente de alimentación en CA Kocos marca Artes 300 entregando 130[V].
Figura B.7	Gráfica de errores sensor de tensión en CA con TP.
Figura B.8	Fuente de alimentación en CA Kocos marca Artes 300 entregando 5[A], de corriente.
Figura B.9	Gráfica de errores sensor de tensión en CA con TC.
Figura B.10	Gráfica de errores sensor de tensión sumando nueva incertidumbre tipo A.

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1	Tensión pico RMS y promedio.
Tabla 2.1	Datos de discretización.
Tabla 2.2	Grupo de fuentes de error de calibración.
Tabla 2.3	Grupo de fuentes de error en la adquisición de datos.
Tabla 3.1	Lecturas tomadas en los pasos de calibración 2[V] y 4[V].
Tabla 3.2	Resultados de la incertidumbre tipo A.
Tabla 3.3	Resultados de la incertidumbre tipo B.
Tabla 3.4	Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.
Tabla 3.5	Incertidumbre combinada.
Tabla 3.6	Incertidumbre expandida.
Tabla 3.7	Expresión de resultados.
Tabla A.1	Condiciones de referencia analizador de redes.
Tabla A.2	Especificaciones fuente de alimentación en CA Kocos marca Artes 300.
Tabla A.3	Especificaciones fuente de alimentación en CA Kocos marca Artes 300.
Tabla A.4.	Tensión en corriente directa (Alcance Manual/Auto).
Tabla A.5	Tensión en corriente alterna (Alcance Manual/Auto, Rms).
Tabla A.6	Corriente Alterna (Alcance Manual/Auto, Rms).
Tabla A.7	Corriente directa (Alcance auto/manual).
Tabla A.8	Tabla de de la distribución T de Student.
Tabla B.1	Lecturas tomadas en los pasos de calibración -2[V] y -4[V].
Tabla B.2	Varianza experimental.
Tabla B.3	Incertidumbre especificada.
Tabla B.4	Incertidumbre tipo A del voltmetro patrón de trabajo.
Tabla B.5	Incertidumbres tipo B del voltmetro patrón en su función de voltmetro.
Tabla B.6	Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.
Tabla B.7	Incertidumbre combinada.

Tabla B.8	Incertidumbre expandida.
Tabla B.9	Expresión de resultados.
Tabla B.10	Lecturas tomadas en los pasos de calibración 0.05 [A] y 0.1 [A].
Tabla B.11	Varianza experimental.
Tabla B.12	Incertidumbre especificada.
Tabla B.13	Incertidumbre tipo A del ampermetro patrón de trabajo, en su función de ampermetro.
Tabla B.14	Incertidumbres tipo B del ampermetro patrón en su función de ampermetro.
Tabla B.15	Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.
Tabla B.16	Incertidumbre combinada.
Tabla B.17	Incertidumbre expandida.
Tabla B.18	Expresión de resultados.
Tabla B.19	Lecturas en los pasos de calibración de -0.05 [A] a -0.4 [A].
Tabla B.20	Varianza experimental.
Tabla B.21	Incertidumbre especificada.
Tabla B.22	Incertidumbre tipo A del voltmetro patrón de trabajo, en su función de voltmetro.
Tabla B.23	Incertidumbres tipo B del ampermetro patrón en su función de ampermetro.
Tabla B.24	Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.
Tabla B.25	Incertidumbre combinada.
Tabla B.26	Incertidumbre expandida.
Tabla B.27	Expresión de resultados.
Tabla B.28	Lecturas tomadas en los pasos de calibración 10[V] y 50[V].
Tabla B.29	Varianza experimental.
Tabla B.30	Incertidumbre especificada.
Tabla B.31	Incertidumbre tipo A del voltmetro patrón de trabajo, en su función de voltmetro.
Tabla B.32	Incertidumbres tipo B del voltmetro patrón en su función de voltmetro.
Tabla B.33	Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.

Tabla B.34	Incertidumbre combinada.
Tabla B.35	Incertidumbre expandida.
Tabla B.36	Expresión de resultados.
Tabla B.37	Lecturas tomadas en los pasos de calibración de 0.3[A] y 1[A]
Tabla B.38	Varianza experimental.
Tabla B.39	Incertidumbre especificada.
Tabla B.40	Incertidumbre tipo A del voltmetro patrón de trabajo, en su función de voltmetro.
Tabla B.41	Incertidumbres tipo B del voltmetro patrón en su función de voltmetro.
Tabla B.42	Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.
Tabla B.43	Incertidumbre combinada.
Tabla B.44	Incertidumbre expandida.
Tabla B.45	Expresión de resultados.
Tabla B.46	Lecturas tomadas en los pasos de calibración de 0.3[A] y 1[A].
Tabla B.47	Varianza experimental.
Tabla B.48	Incertidumbre especificada.
Tabla B.49	Incertidumbre tipo A del voltmetro patrón de trabajo, en su función de voltmetro.
Tabla B.50	Incertidumbre tipo A manteniendo fijo el voltmetro patrón.
Tabla B.51	Incertidumbre expandida.
Tabla B.52	Expresión de resultados.
Tabla B.53	Expresión de resultados relación de transformación TC.
Tabla B.54	Expresión de resultados relación de transformación TP.

ÍNDICE

	Página
Agradecimientos.....	I
Dedicatorias.....	II
Índice de figuras.....	V
Índice de tablas.....	IX
Índice de contenido.....	XIII

Introducción

Introducción.....	1
Antecedentes.....	3
Planteamiento del problema.....	7
Objetivo general.....	7
Objetivos particulares.....	7
Justificación.....	7
Limitaciones y alcances.....	8

Capítulo 1 Características de las señales eléctricas de CA con forma de onda senoidal y distorsionada por contenido armónico

1.1 Características de las señales eléctricas de CA de forma senoidal.....	10
1.1.1 Parámetros característicos de las señales de forma de onda senoidal.....	10
1.2 Señales eléctricas de CA distorsionadas por contenido armónico.....	13
1.2.1 Fuentes de armónicos en los sistemas eléctricos.....	13
1.2.2 Análisis de Fourier en señales de C.A.....	14
1.3 Contenido armónico de señales distorsionadas y parámetros característicos de las señales distorsionadas.....	15

Capítulo 2 Muestreo de señales eléctricas fundamentos de adquisición de datos

2.1 Muestreo de señales eléctricas.....	18
2.1.1 Discretización de una señal eléctrica de CA.....	20
2.1.2 Señales continuas y señales discretas.....	20
2.1.3 Velocidad de muestreo.....	21
2.1.4 Efecto alias.....	24
2.1.5 Teorema de Nyquist para el muestreo.....	25
2.1.6 Selección de la velocidad de muestreo.....	28
2.2 Fundamentos de adquisición de datos.....	29
2.2.1 Descripción general de los componentes principales de un sistema de adquisición de datos.....	31
2.3 Fuentes de error.....	33
2.3.1 Errores de calibración.....	34
2.3.2 Errores en la adquisición de datos.....	34
2.3.3 Errores sistemáticos.....	35
2.3.4 Error aleatorio.....	36
2.3.5 Definición del mesurando.....	36
2.3.6 Clasificación de las incertidumbres.....	37
2.3.7 Evaluación tipo A de la incertidumbre estándar.....	37
2.3.8 Evaluación tipo B de la incertidumbre estándar.....	38
2.3.9 Determinación de la incertidumbre estándar combinada....	39
2.3.10 Determinación de la incertidumbre expandida.....	39

Capítulo 3 Pruebas de parametrización, calibración y determinación de errores en la implementación del sistema portátil de adquisición de datos

3.1 Parametrización de los transformadores de acondicionamiento.....	42
3.2 Previo a la calibración de los sensores para medición.....	45
3.2.1 Calibración.....	45
3.3 Calibración de los sensores y determinación de los errores y la incertidumbre.....	48

3.3.1 Calibración del sensor de tensión con polaridad positiva en C.D.	48
3.3.2 Calibración del sensor de tensión con polaridad negativa en C.D.....	54
3.3.3 Calibración del sensor de corriente con polaridades + y - en CD	55
3.3.4 Calibración sensor de tensión en CA usando los transformadores de potencial (TP) y corriente (TC).....	57
3.3.5 Comparación de la onda senoidal entregada por el analizador de redes eléctricas y el TP	59
3.3.6 Comparación de la onda senoidal entregada por el analizador de redes eléctricas y TC	61

Capítulo 4 Desarrollo, pruebas y validación de los algoritmos de procesamiento de señales eléctricas de CA

4.1 Algoritmos para determinar la magnitud fasorial de la componente fundamental.....	64
4.1.1 Filtro Miki y Mikano.....	68
4.1.1.1 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TC	73
4.1.1.2 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TP.....	76
4.1.2 Filtro Gilbert & Shovlin.....	79
4.1.2.1 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TC	81
4.1.3 Transformada discreta de Fourier (TDF).....	85
4.1.3.1 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TC	89
4.1.3.2 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TP.....	92
4.1.4 Algoritmo filtro coseno.....	94
4.1.4.1 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TC	100
4.1.4.2 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TP.....	103

Conclusiones

Conclusión.....	107
Recomendaciones.....	108

Referencias.....	109
-------------------------	------------

Anexo A Especificaciones de los instrumentos de medición y tablas de especificaciones

A.1 Sensor de tensión $10\pm[V]$	114
A.2 Sensor de corriente.....	115
A.3 Fuente de alimentación en corriente directa AEMC AX503.....	117
A.4 Soporte de laboratorio Ti-Nspire.....	119
A.5 Calculadora Ti-Nspire Cx Cas.....	124
A.6 Analizador de redes eléctricas.....	128
A.7 Fuente de alimentación en CA Kocos 300.....	133
A.8 Multímetro Bk precision ASYC II.....	137
A.9 Tabla de de la distribución t de STUDENT.....	141

Anexo B Calibración de sensores

B.1 Calibración sensor de tensión polaridad negativa en CD.....	144
B.2 Calibración sensor de corriente polaridad positiva en CD.....	151
B.3 Calibración del sensor de corriente con polaridad negativa en CD.	158
B.4 Calibración del sensor de tensión en CA con transformador de potencial.....	166
B.5 Calibración sensor de tensión en CA con transformador de corriente.....	173
B.6 Relación de transformación.....	186

Anexo C Algoritmos

C.1 Aplicación de algoritmos ventana corta.....	188
C.2 Miki y Mikano.....	189
C.3 Gilbert & Shovlin.....	190
C.4 Transformada Discreta de Fourier.....	191
C.5 Filtro coseno.....	194

I. INTRODUCCIÓN

“Mide lo que sea medible y haz medible lo que no lo sea”

Galileo Galilei

En la actualidad se tiene la necesidad de incorporar tecnología que propicie el aprendizaje colaborativo en las aulas dando como resultado temas de mayor interés, se tiene conocimiento que el estudiante de ingeniería tanto en los primeros como en los últimos cursos de su aprendizaje le suele hacer falta herramientas que lo ayuden a integrar de manera más efectiva el conocimiento, estos cursos están basados en materias como lo son: el cálculo, ecuaciones diferenciales, programación de algoritmos, álgebra, estadística, por mencionar algunas, en el caso de la carrera de ingeniería eléctrica el análisis de los diferentes comportamientos eléctricos o electrónicos en diferentes disciplinas de la misma (la electrónica, la electrotecnia, las maquinas eléctricas) han despertado en el joven estudiante la necesidad de encontrar las mejores herramientas para su propio beneficio de aprendizaje, de hecho en los primeros semestres el estudiante se ve en la necesidad de comprar herramientas que lo ayuden a entender de manera más adecuada este conocimiento, es por ello la importancia de invertir recursos en estas nuevas herramientas tecnológicas.

Muchos países comparten una preocupación del por qué no se atrae a los jóvenes con talento a estudiar ciencias exactas y su aplicación tecnológica y así ser capaces de contribuir positivamente al desarrollo y cuidado tecnológico de nuestros recursos; la prosperidad futura va a depender de sus ideas. [1]

Contemplando estas preocupaciones; este trabajo de tesis no solo hace hincapié a invertir en estas herramientas tecnológicas sino que enfatiza que es lo mejor y lo más adecuado en la actualidad, describiendo de manera puntual y asertiva; que hoy en día el joven estudiante de ingeniería no solo tendrá a su mano una sola herramienta si no que a través de un sistema portátil de adquisición de datos conocerá un sinfín de nuevas posibilidades que lo ayuden a encontrar nuevas soluciones para maximizar el tiempo en clase, la recolección de datos en un salón o en laboratorio por lo que existirán más oportunidades para la investigación, la participación y el debate en el aula en el transcurso de toda su carrera.

II. ANTECEDENTES

Normalmente no se tiene en cuenta que el desarrollo del procesamiento digital de señales; comenzó a causa del deseo de los diseñadores de sistemas analógicos de simular el comportamiento de éstos antes de llevar a cabo la construcción de costosos prototipos. [2] La herramienta para realizar la simulación era, por supuesto, la computadora y fue de esta manera como se inició el desarrollo del procesado digital de señales. Es gracioso pensar que aquellos pioneros que trabajaron entre la década de los 50's y los primeros años de la de los 60's no tenían mucha idea de que su trabajo, se expandiría hacia un área mucho mayor en la tecnología de la electrónica digital durante los años 80's y posteriores. El procesamiento digital de las señales dependería de los procesadores digitales y de la mayor parte de las matemáticas o algoritmos que habían sido desarrollados desde los años 50's. [2] Una vez que los algoritmos estaban establecidos, los diseñadores comenzaron a buscar la arquitectura de procesador más eficaz para implementarlos. La primera meta fue conseguir simulaciones que se ejecutaran en un tiempo aceptable. No está claro cuando surgió la idea de utilizar computadoras digitales para procesar señales reales, pero una vez hecho, los objetivos cambiaron súbitamente. [2] La meta final es el procesamiento digital de las señales en tiempo real, esto es, realizar los cálculos en el instante mismo en que la señal llega al sistema. Los antiguos sistemas tan sólo eran capaces de almacenar la onda en memoria y procesarla más tarde. Naturalmente estos sistemas no podían tomar ningún tipo de decisión basada en los datos en el instante que estos cambiaban, de ahí el algoritmo para DSP.

A continuación, se muestran algunos trabajos que se tomaran como base y referencia para el desarrollo de la propuesta del sistema de adquisición de datos.

En 2008 se presento una tesis en el Instituto Politécnico Nacional en el centro de investigaciones en computación con nombre “Sistema de supervisión, control y adquisición de datos para el ahorro de energía eléctrica”, describiendo el problema de consumo no regulado de energía eléctrica en la industria nacional a causa de la inadecuada planificación u optimización de recursos de acuerdo a un plan maestro de desarrollo. [3]

Se pretendía integrar un sistema de adquisición de datos y control (SCADA) encargado de administrar el consumo energético de una empresa, con base en la planificación de cargas, con el fin de minimizar costos de operación. [3]

Por otra parte en 2009 el Departamento académico de ingeniería en control y automatización unidad Adolfo López Mateos, realizo un “Sistema de Adquisición de Datos de Sensores Analógicos y Digitales” el cual describe el diseño y desarrollo de un sistema de adquisición de datos, enfocado, a cubrir una necesidad académica dentro del laboratorio de control de procesos, de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, diseñando e implementando un sistema de monitoreo de señales digitales y analógicas a través de un sistema de adquisición de datos basado en un microcontrolador, el cual permitiría realizar diversos experimentos académicos utilizando tarjetas de adquisición de datos, dichas tarjetas además de ser insuficientes para todos los alumnos, requerían de configuración en el software del procesador y de una interface gráfica que pudiera interpretar y graficar los datos enviados por dicha tarjeta por lo tanto era necesario desarrollar un sistema de adquisición de datos que integraría la interfaz gráfica, el hardware de adquisición de datos y principalmente que satisficiera las necesidades académicas de los estudiantes ya que esto traía como consecuencia que el sistema sea barato ya que este no requería componentes electrónicos muy sofisticados o caros y por lo tanto pudo ser desarrollado por los alumnos, para practicar y reafirmar los conocimientos obtenidos en las aulas de clase. [4]

En julio-diciembre, 2010 la Universidad Distrital Francisco José de Caldas Bogotá, Colombia desarrolló la “Implementación de un Sistema de Adquisición de Datos para Monitorear una Máquina de Corriente Directa”, la Universidad Distrital Francisco José de Caldas Bogotá, Colombia con la finalidad de implementar un sistema de adquisición de bajo costo para monitorear las variables de tensión, corriente, par y velocidad de una máquina de corriente directa, brindando así una herramienta que es útil para la enseñanza no solo en el área de máquinas eléctricas, sino que permite a los usuarios involucrarse en el ámbito de la instrumentación y la programación con el fin de obtener cada vez un sistema más completo y que se ajuste a la necesidades del usuario. [5]

Con el desarrollo de estos proyectos se puede observar que los alumnos y personas interesadas en estas nuevas tecnologías han modificado, la forma en que realizan muchas de las actividades disciplinares que involucran, adquisición, monitoreo y supervisión de datos.

Se puede entender que al integrar estas nuevas tecnologías también las actitudes de los alumnos se modifican, volviéndolos más participativos en el uso de cualquier forma de tecnología, permitiendo que interactúen en las actividades haciéndolas más llamativas para todos y de esta forma se convierta actantes. [5]

Pensando que la construcción del conocimiento es un proceso vivencial y personal que se da en las mentes de los estudiantes, es importante hacer notar que el objetivo de este trabajo es conocer el papel de la tecnología en la transformación de la educación humana, y demostrar que existe un creciente desarrollo en los alumnos que aplican el trabajo colaborativo, así como el impacto que tienen en la transformación del docente, del aprendizaje de los estudiantes y de los maestros mismos, con el uso de medios interactivos con nuevos elementos tecnológicos.

III. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Derivado de la necesidad de aprendizaje en la ESIME unidad Zacatenco y concentrados en la academia de electrotecnia se observa lo siguiente:

- Es necesario establecer el beneficio de contar con un sistema portátil de adquisición de datos capaz de satisfacer al alumno interesado, integrándolo por el camino del conocimiento, a través de las nuevas tecnologías.
- Es importante el manejo adecuado de este sistema para poder manejar parámetros eléctricos.

IV. OBJETIVO GENERAL

Implementar los algoritmos necesarios para el procesamiento digital de señales de corriente alterna en un sistema portátil de adquisición de datos.

V. OBJETIVOS PARTICULARES

- Describir los principios del procesamiento digital de señales de corriente alterna (CA).
- Describir la teoría básica que implica un sistema de adquisición de datos.
- Comprender las características y funciones (generales y avanzadas) del sistema de adquisición de datos empleado.

- Realizar los procesos de calibración necesarios en los dispositivos de acondicionamiento de señales eléctricas.
- Desarrollar los códigos de programación que permitan la implementación de los algoritmos para el procesamiento digital de señales en corriente alterna.
- Analizar los resultados obtenidos

VI. JUSTIFICACIÓN

Este trabajo ofrece el beneficio de conocer la adecuada manipulación de un sistema portátil de adquisición de datos para beneficio del estudiante en ingeniería, integrando a personas interesadas en el manejo de nuevas herramientas; desarrollando correctamente los algoritmos necesarios para el procesamiento digital de señales en corriente alterna y aplicarlos a un sistema de adquisición de datos portátil, en este caso se emplea el sistema TI-Nspire CX CAS; ayudando a entender a través de esta nueva herramienta tecnológica, no sólo la comprensión del procesamiento digital de señales eléctricas específicamente, sino que también guiará y orientará de manera apropiada y en tiempos cortos, el entendimiento de los procesos de señales correspondientes a estos sistemas; ya que estas herramientas pretenden mejorar e innovar el proceso de enseñanza-aprendizaje en la ingeniería eléctrica, así pues, considerando los aspectos de esta nueva tecnología se obtienen beneficios tanto en costo y en aprendizaje principalmente, ya que se espera que los estudiantes se involucren y participen más en el desarrollo de estos temas.

VII. LIMITACIONES Y ALCANCES

Limitaciones

- No poder hacer mediciones en altas tensiones con el uso de los sensores.
- La capacidad de memoria en el dispositivo portátil para realizar algunos cálculos así como de almacenamiento de datos
- El número de entradas para conectar un número mayor de sensores.

Alcances

Con este trabajo se pretende ampliar la visión del área de mediciones eléctricas mediante el desarrollo de algoritmos e implementarlos en un sistema de adquisición de datos portátil vinculándolo con la población estudiantil.

CAPÍTULO 1

CARACTERÍSTICAS DE LAS SEÑALES ELÉCTRICAS DE CA CON FORMA DE ONDA SENOIDAL Y DISTORSIONADA POR CONTENIDO ARMÓNICO

*“La posibilidad de realizar un
sueño es lo que hace que la
vida sea interesante”*

Paulo Coelho

1.1 CARACTERÍSTICAS DE LAS SEÑALES ELÉCTRICAS DE CA DE FORMA SENOIDAL

Se entiende por señal eléctrica a una magnitud cuyo valor depende del tiempo. Así, $v(t)$ es una tensión cuya amplitud depende del tiempo e $i(t)$ es una corriente cuya intensidad depende del tiempo. Por lo general, se designa la palabra señal para referirse a magnitudes que varían de alguna forma en el tiempo. Interpretaremos a las magnitudes constantes como casos particulares de señales eléctricas. [6]

Una señal senoidal se caracteriza principalmente por: la amplitud, periodo, frecuencia, valor rms y fase. [6]

1.1.1 Parámetros característicos de las señales de forma de onda senoidal

Los parámetros característicos de las señales alternas senoidales como: periodo, frecuencia, relación de frecuencia y periodo, valor pico, valor pico a pico, valor Rms se muestran a continuación.

a) Periodo

Una onda seno varía con el tiempo (t) de manera que sea definible. El tiempo requerido para que una onda seno sea completa en un ciclo se llama periodo (T). [6]

En la figura 1.1 se ilustra el periodo de una onda seno de modo característico una onda continua repitiéndose a sí misma en ciclos idénticos. Como todos los ciclos de una onda seno repetitiva son iguales, el periodo siempre es un valor fijo para una onda seno dada. El periodo de una onda seno se puede medir desde su cruce por cero hasta el siguiente cruce por cero correspondiente. En un ciclo dado el periodo también puede

medirse desde cualquier pico hasta el correspondiente pico alcanzado en el siguiente ciclo. [6]

b) Frecuencia

La frecuencia (f) es el número de ciclos que una onda seno completa en un segundo. [7]

Mientras más ciclos se completan en un segundo más alta es la frecuencia y esta se mide en unidades de hertz. Un hertz [Hz] equivale a un ciclo por segundo: 60 [Hz] son 60 ciclos por segundo. [7]

c) Relación de frecuencia y periodo

Las expresiones matemáticas para calcular la relación entre frecuencia (f) y periodo (T) son:

$$f = \frac{1}{T} \quad (1.1)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad (1.2)$$

Esta relación inversa tiene sentido porque una onda seno con un periodo más largo realiza menos ciclos en un segundo que una con un periodo más corto. [7]

d) Valor pico

Es el valor de tensión o corriente en el punto máximo llamado pico positivo o negativo con respecto a cero. Como los valores pico positivos y negativos son iguales en magnitud una onda seno se caracteriza por un solo valor pico como se muestra en la figura 1.1. [7]

e) Valor pico a pico

El valor pico a pico como se muestra en la figura 1.1 es la tensión o la corriente desde el pico positivo hasta el pico negativo. Siempre es dos veces el valor pico tal como se expresa en las siguientes ecuaciones los valores de tensión o de corriente pico a pico están representados por V_{pp} o I_{pp} . [7]

$$V_{pp} = 2V_p \quad (1.3)$$

$$I_{pp} = 2I_p \quad (1.4)$$

f) Valor RMS

El termino RMS proviene de las siglas root mean square, y significa raíz cuadrada de la media de los cuadrados. El valor RMS conocido también como valor efectivo de una tensión senoidal es en realidad una medida del efecto de calentamiento de la onda seno.

El valor RMS de una tensión senoidal en corriente alterna es igual a la tensión de CD que proporciona la misma cantidad de calor en una resistencia que a una tensión alterna senoidal.

Tabla 1.1 Tensión pico RMS y promedio. [7]

Valores dados	Para encontrar los valores dados		
	Máximo (pico)	RMS	Promedio
Máximo pico	---	0.707 * Valor pico	0.036 * Valor pico
RMS	1.41*[V rms]	---	0.9 * [V rms]
Promedio	1.57 * Promedio	1.11* Promedio	---

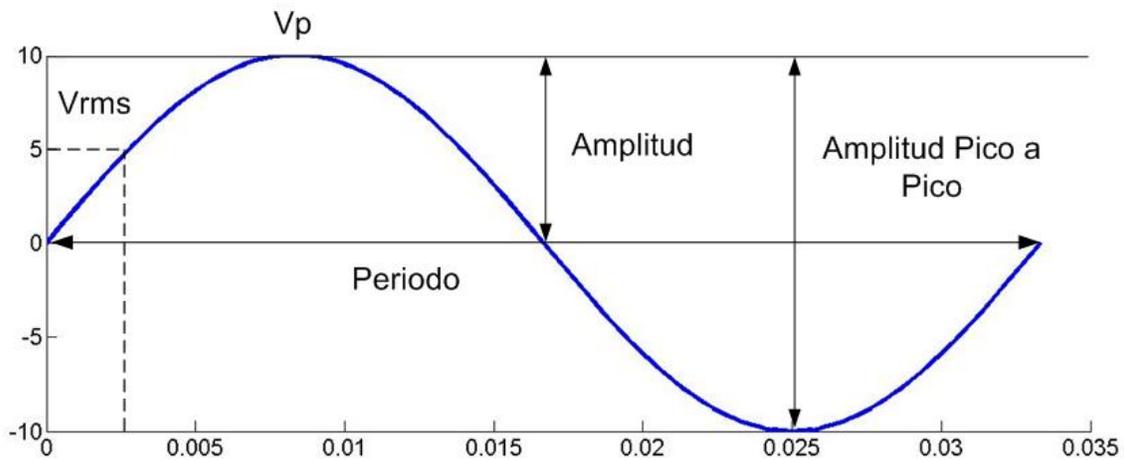


Figura 1.1 Parámetros característicos de las señales de forma de onda senoidal.

1.2 SEÑALES ELÉCTRICAS DE CA DISTORSIONADAS POR CONTENIDO ARMÓNICO

1.2.1 Fuentes de armónicos en los sistemas eléctricos

Los sistemas eléctricos cuentan actualmente con una gran cantidad de elementos llamados no lineales, los cuales generan a partir de formas de onda senoidal y con la frecuencia de la red otras ondas de diferentes frecuencias ocasionando el fenómeno conocido como armónicos. [8]

Los armónicos son un fenómeno que genera problemas tanto para los usuarios como para la entidad encargada de la prestación del servicio de energía eléctrica ocasionando diversos efectos nocivos en los equipos de la red. [8]

Los armónicos son el resultado de cargas no lineales, las cuales ante una señal de tipo senoidal presentan una respuesta no senoidal. Las principales fuentes de armónicos son:

- Núcleos magnéticos en transformadores y máquinas rotativas que requieren corriente de tercer armónico para excitar el hierro.

- La corriente Inrush de los transformadores producen segundo y cuarto armónico.
- Controladores de velocidad ajustables usados en ventiladores, bombas y controladores de procesos.
- Swiches en estado sólido que modulan corrientes de control, intensidad de luz, calor, etc.
- Fuentes controladas para equipos electrónicos.
- Rectificadores basados en diodos o tiristores para equipos de soldadura, cargadores de baterías, etc.
- Compensadores estáticos de potencia reactiva.
- Estaciones en DC de transmisión en alta tensión.
- Convertidores de AC a DC (inversores).

1.2.2 Análisis de Fourier en señales de CA

La Transformada Discreta de Fourier era conocida en teoría desde hace muchos años, pero solamente con la llegada de la computadora digital fue llevada a la práctica. [9]

Actualmente se ha encontrado que ni la serie de Fourier, ni la transformada de Fourier se presentan fácilmente para cálculos en computadoras digitales. Para vencer este impedimento se desarrolló la Transformada discreta de Fourier (TDF). [28]

La TDF opera con una señal muestreada o discreta. A partir de ésta se genera un espectro en el dominio de la frecuencia. El espectro que resulta es una aproximación de la Serie de Fourier, una aproximación en el sentido que se pierde información entre las muestras de la forma de onda. [9]

Se dice que la señal de entrada se encuentra en el dominio del tiempo, es decir, muestras tomadas en un periodo de tiempo establecido, o señal discreta de la onda que será transformada. [9]

El término dominio de la frecuencia es usado para describir las amplitudes y fases de las frecuencias que componen la señal de entrada.

El dominio de la frecuencia contiene exactamente la misma información que el dominio del tiempo, solo que en diferente forma. Si se conoce uno de los dominios se puede conocer el otro. [9]

Si se cuenta con la señal en el dominio del tiempo, el proceso para conocer el dominio de la frecuencia es llamado descomposición o análisis o transformada discreta de Fourier. Si se conoce el dominio de la frecuencia, el cálculo para obtener el dominio del tiempo se conoce como síntesis o Inversa de la transformada discreta de Fourier. [9]

1.3 CONTENIDO ARMÓNICO DE SEÑALES DISTORSIONADAS Y PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS DE LAS SEÑALES DISTORSIONADAS

Para definir este concepto es importante definir primero la calidad de la onda de tensión la cual debe tener amplitud y frecuencia constantes al igual que una forma senoidal. La Figura 1.2 representa la forma de la onda sin contenido de armónicos, con una frecuencia constante de 60[Hz] y una amplitud constante de 1por unidad [pu]. [8]

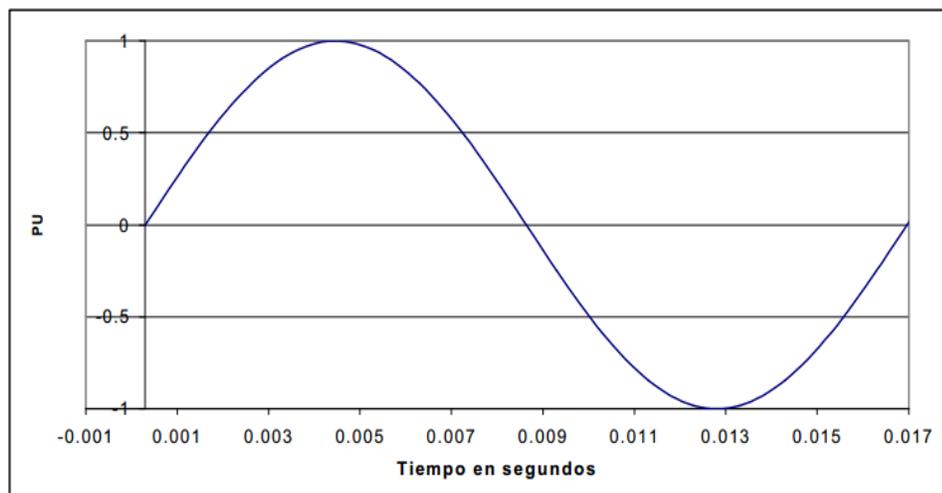


Figura 1.2 Onda sin contenido armónico. [8]

Cuando una onda periódica no tiene esta forma senoidal se dice que tiene contenido armónico, lo cual puede alterar su valor pico y/o valores RMS causando alteraciones en el funcionamiento normal de los equipos que estén sometidos a esta tensión.

La frecuencia de la onda periódica se denomina frecuencia fundamental y los armónicos son señales cuya frecuencia es un múltiplo entero de esta frecuencia.

La Figura 1.3 muestra una onda de tensión con un contenido del 30[%] del 5° armónico. [8]

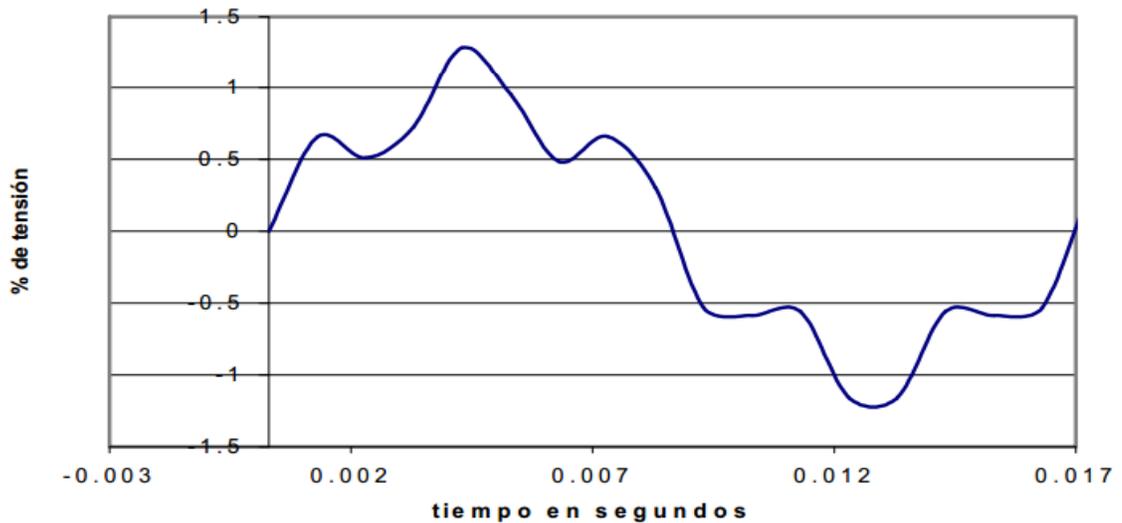


Figura 1.3 Onda con contenido armónico. [8]

Como puede observarse, el contenido armónico de esta onda ha aumentado en un 30[%] su valor pico. [8]

CAPÍTULO 2

MUESTREO DE SEÑALES ELÉCTRICAS Y FUNDAMENTOS DE ADQUISICIÓN DE DATOS

*“El mayor orador del mundo es
el triunfo”*

Napoleón Bonaparte

2.1 MUESTREO DE SEÑALES ELÉCTRICAS

Las señales eléctricas son tensiones o corrientes que contienen información. [10]

Las señales se representan matemáticamente como funciones de una o más variables independientes. La variable independiente más común es el tiempo, y algunas señales que dependen de él son; por ejemplo, la voz, una onda de radio, un electrocardiograma, etc. Otras señales, tales como las imágenes, son funciones de dos variables independientes, ya que contienen información de brillo o de colorido en función de las coordenadas X e Y de un plano.

Procesamiento de señales es un área de la ingeniería electrónica que se concentra en la representación, transformación y manipulación de señales, y de la información que ellas contienen. [10]

En el muestreo se toman valores de la señal en intervalos de tiempo fijos, esto quiere decir con un período (T) dado.

La expresión matemática (2.1) se utiliza para representar la “Frecuencia de Muestreo”, equivale al inverso del período y se mide en hertz [Hz]. [11]

$$\omega = \frac{1}{T} \quad (2.1)$$

La figura 2.1 ilustra una señal analógica y su representación en una serie discreta en el tiempo. La información contenida en las representaciones analógicas y discretas puede aparecer como muy diferentes. Sin embargo, la información importante de la señal analógica concerniente a la amplitud y la frecuencia pueden estar bien representadas por esa serie discreta. Justamente lo bien que estén representadas dependerá del contenido de la frecuencia, de la señal

análoga, el tamaño del incremento de tiempo entre cada número discreto y el periodo total de muestreo de la medición.

Tabal 2.1 Datos de discretización. [12]

Señal discreta	
r	Datos discretos
0	0
1	5.9
2	9.5
3	9.5
4	5.9
5	0
6	-5.9
7	-9.5
8	-9.5
9	-5.9
10	0

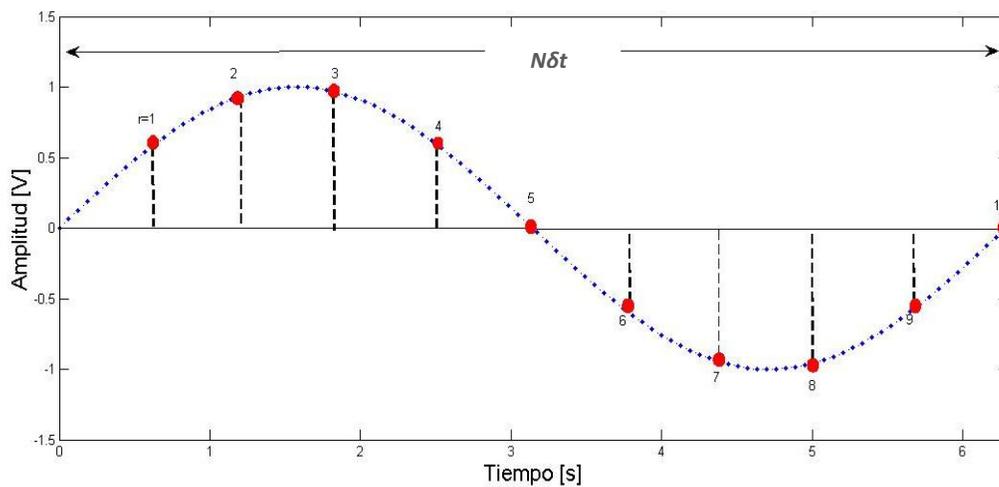


Figura 2.1 Representación analógica y discreta de una señal. [12]

2.1.1 Discretización de una señal eléctrica de CA

El primer tipo de procesamiento electrónico que se desarrolló y se aplicó extensivamente fue el procesamiento análogo, el cual se lleva a cabo mediante circuitos compuestos por resistores, capacitores, inductores, amplificadores operacionales, etc. [10]

Procesamiento de señales en el tiempo (Discrete-Time Signal Processing o DSP) se refiere al procesamiento de señales discretas en el tiempo o en el espacio. Esto implica que sólo se conoce el valor de la señal en instantes o en puntos específicos. Sin embargo, la amplitud de la señal es continua, es decir, puede tomar infinitos valores diferentes.

Procesamiento digital de señales añade a la característica anterior la de manejar la amplitud en forma discreta, la cual es una condición necesaria para que la señal pueda ser procesada en una computadora digital. La amplitud de la señal sólo puede tener un número finito de valores diferentes. [10]

2.1.2 Señales continuas y señales discretas

Inherente al procesamiento digital de las señales es la representación de las formas de onda de las señales de entrada como una serie de números. Sin embargo, cuando esta representación es empleada, la misma naturaleza de la forma de onda se ha cambiado y es importante que esta distinción sea comprendida. [9]

Los valores de una señal continua o discreta en el dominio del tiempo pueden ser continuos o discretos. Si una señal toma todos los valores posibles en una condición finita o infinita, se dice que es una señal continua.

Alternativamente, si la señal toma valores dentro de un conjunto finito de posibles valores, se dice que la señal es discreta. Una señal discreta en el tiempo que tiene un conjunto de valores discretos es una señal digital.

Para que una señal pueda ser procesada digitalmente, debe ser discreta en el tiempo y sus valores tiene que ser discretos (es decir, tiene que ser una señal digital). Si la señal que se va procesar es una señal analógica, se convierte en una señal digital muestreándola en instantes discretos de tiempo obteniéndose así una señal discreta en el tiempo. [30]

Una vez que las formas de onda son convertidas a formato digital, ya no pueden ser continuas. [9]

2.1.3 Velocidad de muestreo

¿Con que frecuencia debe de medirse una señal dependiente del tiempo para determinar su contenido de frecuencia? Considere la figura 2.2a) en la cual se grafica la variación de magnitud de una onda senoidal de 10 [Hz] contra el tiempo sobre un periodo, t_f en [s]. Suponga que esta onda senoidal se mide varias veces en sucesivos incrementos de tiempo de la muestra $N \delta t$. Esto corresponde a la medición de la señal con una frecuencia de muestreo o velocidad de muestreo (en hertz) de:

$$f_s = \frac{1}{\delta t} \quad (2.2)$$

Para este análisis se supondrá que la señal medida ocurre a una velocidad de muestreo constante. En cada medición, la onda senoidal se convierte en un número. Para fines de comparación, las figuras 2.2b) a 2.2d) son las gráficas de las series resultantes contra el tiempo cuando la señal se mide usando incrementos de tiempo de la muestra (o velocidades de muestreo equivalentes) de b) 0.010 [s] ($f_s=100$ [Hz]), c) 0.037[s] ($f_s= 27$

[Hz]) y d) 0.083 [s] ($f_s=12$ [Hz]). Puede verse que la velocidad de muestreo tiene un efecto significativo en nuestra percepción y en la reconstrucción de la señal analógica continua en el dominio del tiempo. Cuando baja la proporción de muestreo, disminuye la cantidad de información por unidad de tiempo que describe la señal. [12]

En las figuras 2.2b) y 2.2c) se puede discernir el contenido de frecuencia de 10 [Hz] de la señal original. Pero se observa en la figura 2.6d) que ocurre un fenómeno interesante: si la velocidad de muestreo es demasiado baja; la onda senoidal parece ser de una frecuencia menor. Podemos concluir que el incremento en el tiempo de muestreo o la correspondiente relación de muestreo juegan un factor significativo en la representación de la frecuencia de la señal. [12]

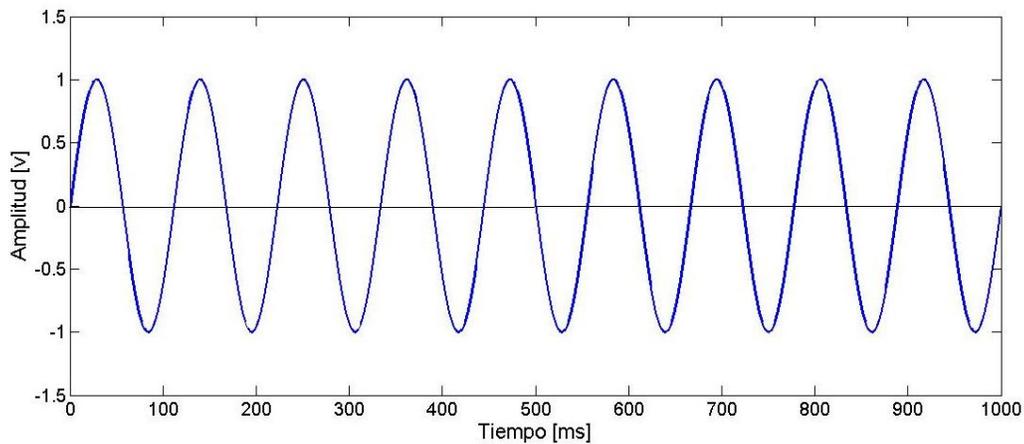


Figura 2.2 a) Señal analógica original de una onda senoidal de 10 [Hz]. [12]

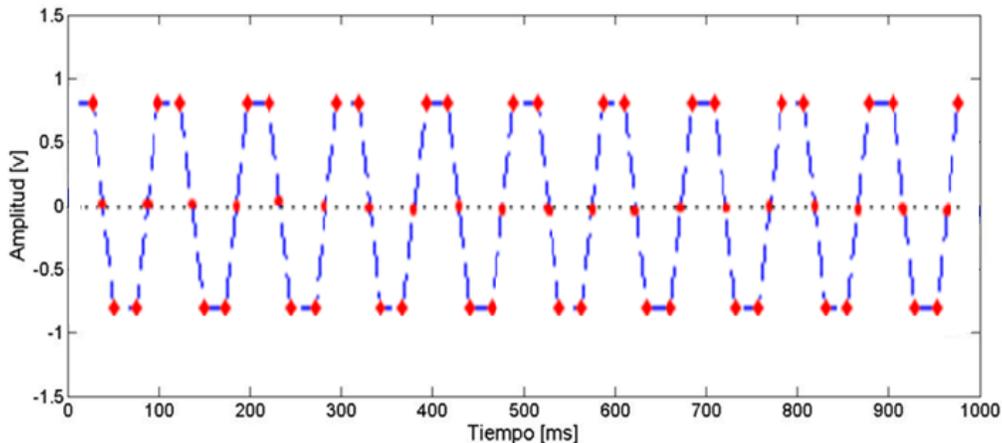


Figura 2.2 b) $f_s=100$ [Hz]. [12]

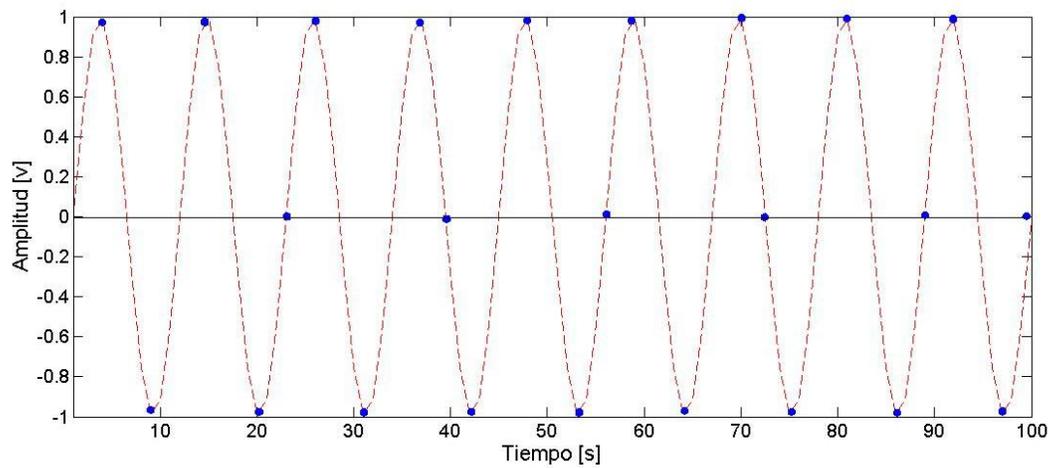


Figura 2.2 c) $f_s = 27$ [Hz]. [12]

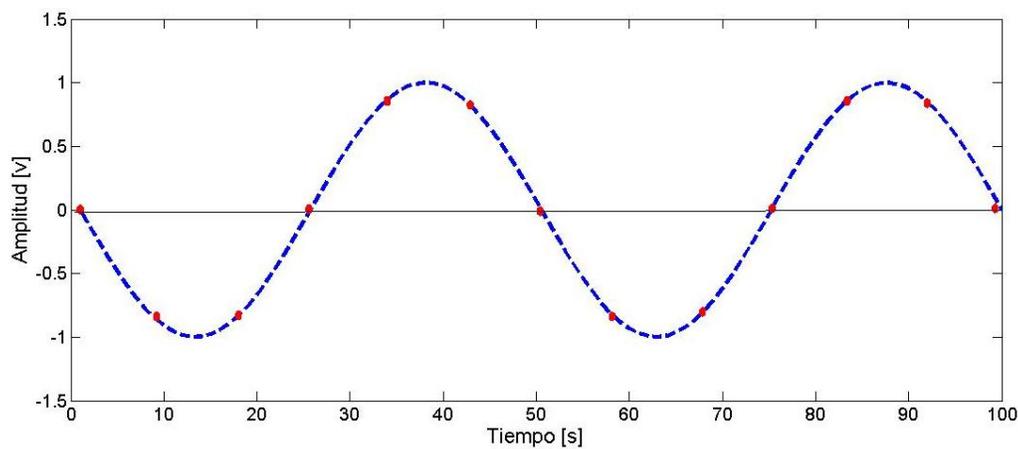


Figura 2.2 d) $f_s = 12$ [Hz]. [12]

El teorema de muestreo establece que para reconstruir el contenido de frecuencia de una señal medida con exactitud, la relación de muestreo debe ser más del doble de la frecuencia más alta contenida en la señal medida. [12]

Denotando la máxima frecuencia en las señales analógicas como f_m , el teorema muestreo requiere

$$f_s > 2f_m \quad (2.3)$$

O, en forma equivalente, en términos del incremento de tiempo de la muestra

$$\delta t f_s < \frac{1}{2f_m} \quad (2.4)$$

Cuando el contenido de frecuencia de la señal es importante, las ecuaciones (2.3) y (2.4) proporcionan un criterio para determinar la mínima velocidad de muestreo o el máximo incremento de tiempo de la muestra, respectivamente, mediante la conversión de datos de una forma continua a una discreta. Las frecuencias que definirá la TDF en la serie discreta resultante proporcionarán una representación exacta de las frecuencias de la señal original sin importar la velocidad de muestreo usada, siempre que se satisfagan los requerimientos del teorema de muestreo. [12]

2.1.4 Efecto alias

El aliasing o efecto alias es el efecto que causa que señales continuas distintas se tornen indistinguibles cuando se muestrean digitalmente. Cuando esto sucede, la señal original no puede ser reconstruida de forma unívoca a partir de la señal digital. Una imagen limitada en banda y muestreada por debajo de su frecuencia de Nyquist en las direcciones "x" e "y", resulta en una superposición de las replicas periódicas del espectro. Este fenómeno de superposición periódica sucesiva es lo que se conoce como aliasing o efecto Nyquist. [12]

Cuando una señal se muestra a una velocidad menor que $2f_m$, el contenido de frecuencia más alto de la señal analógica tomará la identidad falsa de una frecuencia más baja en la serie discreta resultante. Esto se observa en la figura 2.6d), donde $f_s < 2f_m$, y la señal analógica de 10 [Hz] toma la falsa identidad de una señal de 2[Hz]. Como resultado, mal

interpretamos el contenido de frecuencia de la señal original. Esta falsa frecuencia se llama alias de frecuencias.

El fenómeno de alias es una consecuencia inherente de un proceso de muestreo discreto.

En general, la frecuencia de Nyquist está definida por:

$$f_N = \frac{f_s}{2} = \frac{1}{2\delta t} \quad (2.5)$$

Todo el contenido de frecuencia real en la señal analógica que está a frecuencias por arriba de f_N aparecerán como alias de frecuencias menores que f_N , en la señal muestreada. Esto es, tales frecuencias serán dobladas y sobrepuestas en la señal como frecuencias más bajas. [12]

¿Cómo se evita el fenómeno de alias cuando se muestra una señal de contenido de frecuencia desconocido? Se utiliza un filtro pasabajas ajustado a f_N para quitar el contenido de señal en arriba de f_N , antes de muestrear y use una proporción de muestreo apropiado para la señal escogida. Este tipo de filtro se llama anti-aliasing o se escoge una proporción de muestreo tan alta que la señal muestreada no contiene datos de contenido de frecuencia sobre f_N . [12]

2.1.5 Teorema de Nyquist para el muestreo

Una señal continua sólo puede ser muestreada apropiadamente si y solamente si no contiene componentes de frecuencia por encima de la mitad de la razón de muestreo. [11]

El teorema de Nyquist establece que para lograr la apropiada reconstrucción de una señal analógica a partir de una señal muestreada, se necesita que dicho muestreo se haya realizado al menos al doble de la máxima frecuencia existente en la señal analógica original véase la figura 2.3 a) y 2.3 b). [11]

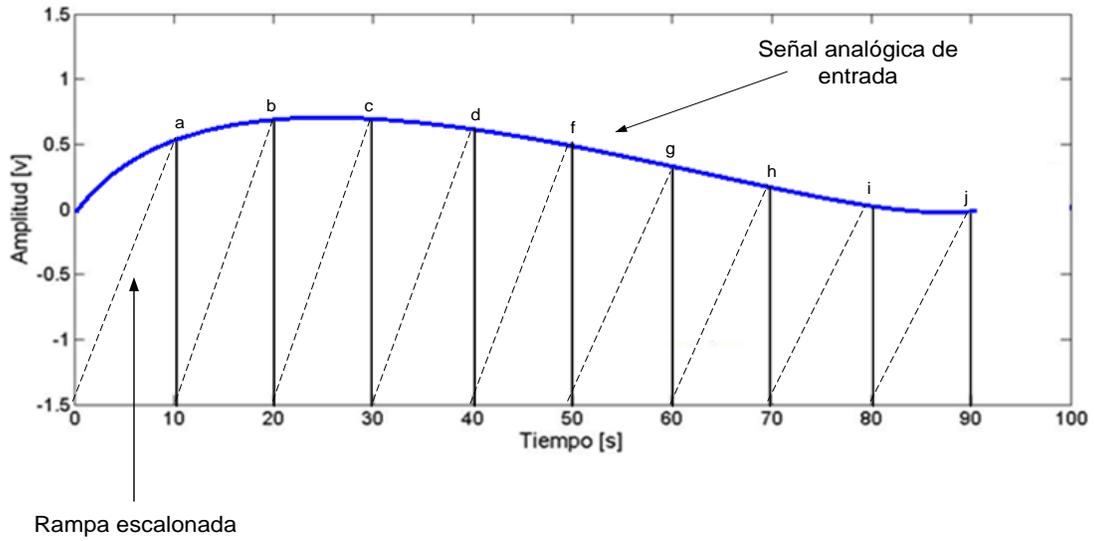


Figura 2.3 a) Señal analógica a partir de una señal muestreada. [11]

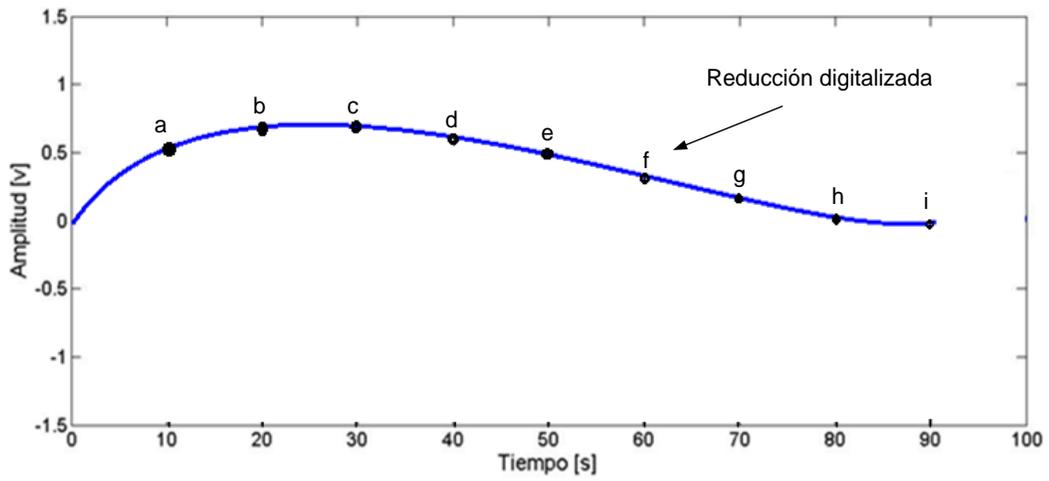


Figura 2.3 b) Reducción digitalizada. [11]

Muestreo apropiado

En la figura 2.4. Las muestras no contienen toda la información necesitada para reconstruir la señal.

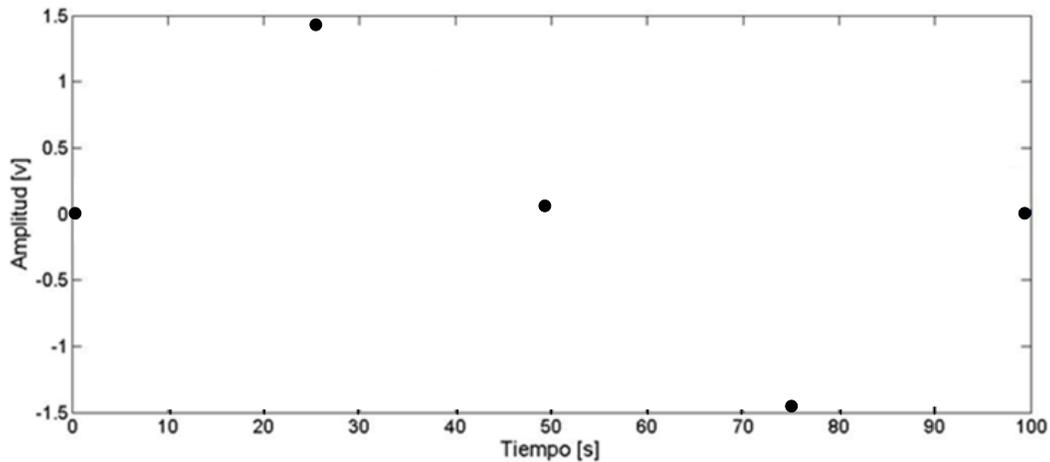


Figura 2.4 Muestreo no apropiado. [11]

Pero si estas muestras contienen toda la información necesitada para reconstruir la señal se ve como la figura 2.5. [11]

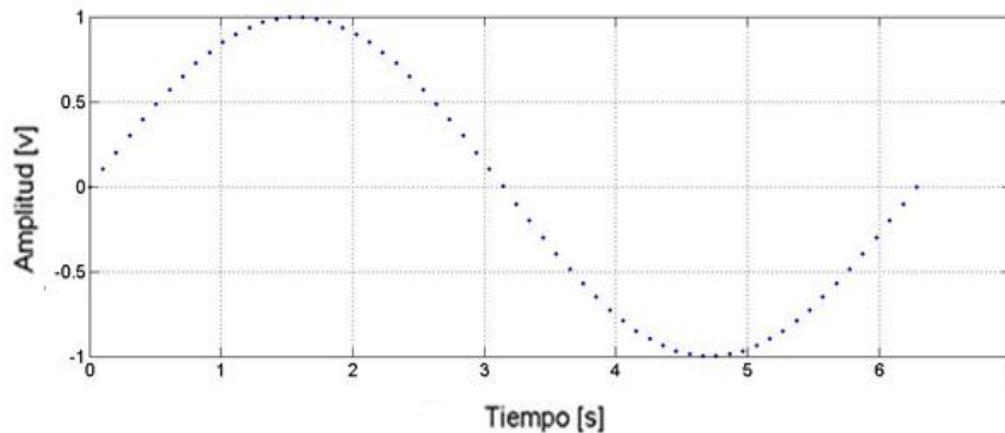


Figura 2.5 Muestreo apropiado. [11]

El teorema no debe ser confundido o asociado con la cuantificación, proceso que sigue al de muestreo en la digitalización de una señal y que, al contrario del muestreo, no es reversible (se produce una pérdida de información en el proceso de cuantificación, incluso en el caso ideal

teórico, que se traduce en una distorsión conocida como error o ruido de cuantificación y que establece un límite teórico superior a la relación señal-ruido). Dicho de otro modo, desde el punto de vista del teorema, las muestras discretas de una señal son valores exactos que aún no han sufrido redondeo o truncamiento alguno sobre una precisión determinada, esto es, aún no han sido cuantificadas.

2.1.6 Selección de la velocidad de muestreo

Para una representación discreta exacta en frecuencia y en amplitud de cualquier forma de onda analógica y periódica, el número de puntos y la velocidad de muestreo deben seleccionarse con base en el análisis anterior según el criterio de las ecuaciones (2.3) y (2.6).

$$\delta t = \frac{1}{N\delta t} = \frac{f_s}{N} \quad (2.6)$$

La ecuación (2.3) establece el máximo valor para δt o equivalente, la mínima velocidad de muestreo f_s , y la ecuación (2.6), el tiempo de muestreo total, $N\delta t$, a partir del cual se estima el número de datos, N .

En la práctica, las representaciones discretas exactas del contenido de frecuencia y amplitud de la señal analógica de entrada son raramente posibles. Se debería usar un filtro anti-alias para asegurar que no se encontrara una frecuencia arriba de un cierto valor máximo deseado. Los datos establecidos verdaderamente grandes son muy incómodos, sin importar el poder computacional ni la capacidad de almacenamiento por tanto, un poco de planeación en estos casos, dará resultado.

2.2 FUNDAMENTOS DE ADQUISICIÓN DE DATOS

En general cuando se habla de un sistema de adquisición de datos, se puede identificar cuatro partes o elementos principales: Hardware, Software, computadora personal (PC) y sensores. Las características y funciones de cada uno de estos elementos determinan en gran parte el adecuado desempeño del sistema. Por ejemplo, la PC debe contar con un buen procesador o suficiente memoria RAM para poder transferir y procesar continuamente todos los datos adquiridos, de lo contrario la velocidad máxima de lectura se limitara. El software de aplicación debe ser eficaz para analizar y presentar la información correctamente al usuario, además debe ser flexible para poder evolucionar conforme cambien las necesidades de la aplicación. Por otro lado una elección correcta de los sensores y del hardware para el acondicionamiento y conversión de señales es clave para obtener una lectura correcta de las señales. [12]

Un sistema de adquisición de datos es la parte de un sistema de medición que cuantifica y almacena datos y existen muchas formas para hacerlo. Cuando un ingeniero lee la caratula de un transductor, asocia un numero con la posición de esta, y registra la información en una bitácora; es decir lleva a cabo todas las tareas relacionadas con un sistema de adquisición de datos. [12]

En esta sección se estudiarán los sistemas de adquisición de datos basados en microprocesador, los cuales realizan la digitalización automatizada y el almacenamiento de datos. La figura 2.6 muestra como un sistema de adquisición de datos puede encajar en el esquema general de medición entre la medición real y la subsiguiente reproducción de los datos. Un sistema típico de flujo de señal se muestra en la figura 2.7 para múltiples señales de entrada a un sistema de adquisición de datos basado en un solo microprocesador/controlador. [12]

Los sistemas con un microprocesador dedicado pueden ejecutar en forma continua sus instrucciones programadas para medir, almacenar, e interpretar y proporcionar control del proceso sin ninguna intervención estos microprocesadores tiene puertos de entrada/salida, (I/O).

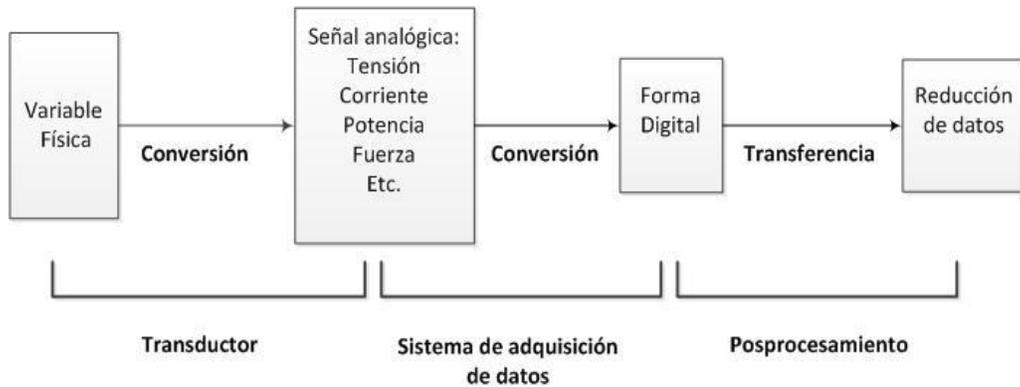


Figura 2.6 Esquema típico de señal y de medición. [12]

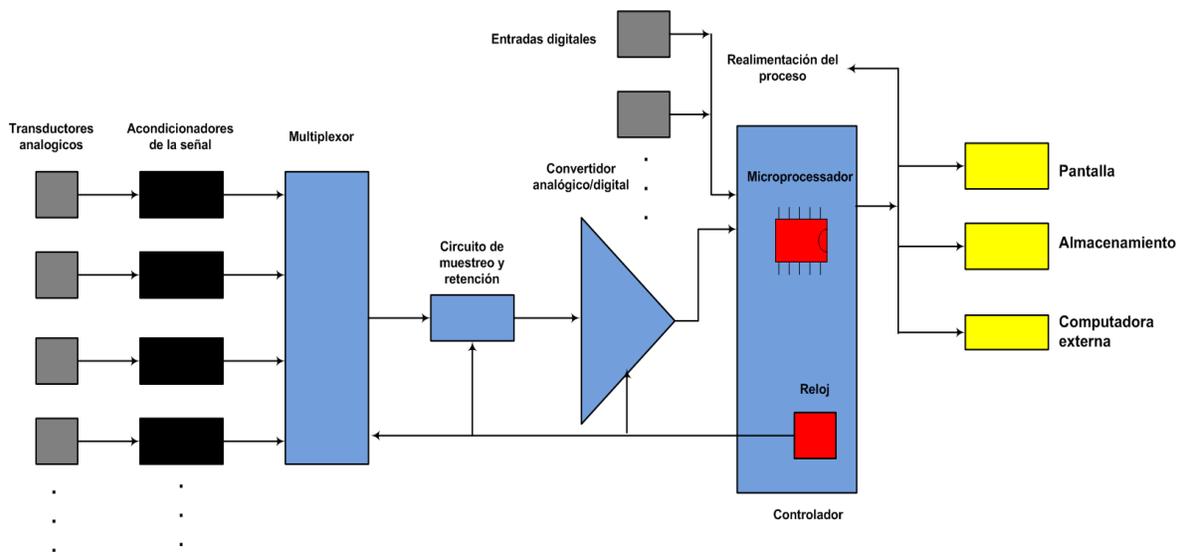


Figura 2.7 Esquema típico de señal y de medición. [12]

2.2.1 Descripción general de los componentes principales de un sistema de adquisición de datos

A continuación en base a la figura 2.7 se describen las partes principales de un sistema de adquisición de datos [A] de datos.

a) Convertidores A/D

Un convertidor analógico a digital (convertidor A/D o ADC) toma los valores instantáneos de una tensión analógica y lo convierte a un número binario de n-bits que puede ser fácilmente manipulado por un microprocesador. El número de n-bits es una fracción binaria representando la relación entre la tensión de entrada y la tensión a escala completa del convertidor. Un número de diferentes técnicas pueden ser usadas para lograr esta conversión. Los alcances totales de tensión de entrada para un ADC son típicamente de 0 a +5 o de 0 a +10 [V] para operaciones unipolares y de -5 a +5 o -10 a +10 [V] para operaciones bipolares. [9]

b) Multiplexores

Un multiplexor es un dispositivo que selecciona una señal de uno de sus dos o más canales de entrada y transfiere esta señal a su canal de salida. En este caso el multiplexor análogo es usado para transferir la señal muestreada de CA al convertidor A/D. [9]

c) Entrada-Salida digital

Las señales digitales representan un estado discreto alto o bajo. Las líneas digitales de entrada-salida pueden usarse para comunicar instrumentos, o indicar el estado o estatus de un dispositivo.

Una serie de pulsos transmite una serie de datos. El conteo de pulsos de compuerta vincula los pulsos contados que ocurren en un periodo

especificado. Esto permite determinar una frecuencia (número de pulsos/unidad de tiempo) y aplicaciones de conteo/temporización el escalonamiento de pulsos, envía un número predeterminado de pulsos en serie y varios puertos pueden agruparse para enviar información paralela. [12]

d) Unidad de procesamiento central: microprocesador

Esta unidad procesa los datos que se obtiene del sistema de entrada y toma decisiones basadas en la ejecución de los algoritmos residentes en su memoria. Esta unidad también interactúa al dar instrucciones al multiplexor y al convertidor A/D. [9]

Los sistemas de adquisición de datos y de control por lo general son construidos alrededor de un microprocesador. Comúnmente se utiliza una computadora por que ofrece todos los componentes necesarios para una medición efectiva, colección de datos, lógica de programa y control de retroalimentación. Esto incluye grandes cantidades de memoria para programación y almacenamiento. [12]

El CPU controla la operación, procesa datos, envía y recibe información hacia y desde la memoria y los periféricos por medio de un bus. Consiste de una unidad de control, unidad de lógica y aritmética (ALU). Desarrolla operaciones aritméticas comparaciones, operaciones lógicas y manejo de datos, combinando el contenido de los registros. [12]

También son comunes los microprocesadores de propósito especial y aplicación directa. Estos se encuentran en muchos dispositivos, incluyendo sistemas independientes de adquisición de datos y son bastante flexibles en su uso.

2.3 FUENTES DE ERROR

La etapa de diseño de incertidumbre provee información esencial para determinar la metodología y la selección del instrumento. Pero no trata todos los errores posibles que influyen en un resultado medido. Aquí se aprecian fuentes potenciales de errores en mediciones y proporcionan una lista útil de errores comunes. [12]

Considere el proceso de medición como aquel que consiste de tres pasos distintos: la calibración, la adquisición de datos y la reducción de datos. Los errores que se involucran en cada paso se agruparán en sus fuentes de error respectivas: 1) errores de calibración, 2) errores en la adquisición de datos y 3) errores en la reducción de datos. Dentro de estos tres grupos de fuentes de error se muestra una lista de los tipos de errores encontrados. Los cuales son los errores elementales de la medición. Estos tipos de errores son usados como guía para identificar errores. [8]

Tabla 2.2 Grupo de fuentes de error de calibración. [12]

Elemento	Fuente de error*
1	Del estándar primario al de inter-laboratorio
2	Del estándar de inter-laboratorio al de transferencia
3	Del estándar de transferencia al de laboratorio
4	Del estándar de laboratorio al sistema de medición
5	Técnica de calibración
*Error sistemático y/o error aleatorio en cada elemento.	

2.3.1 Errores de calibración

La calibración por sí misma no elimina los errores del sistema de medición; sólo reduce la incertidumbre en el resultado de la calibración a valores más aceptables. Los errores de calibración incluyen aquellos errores elementales que entran al sistema de medición durante su calibración. Así mismo estos tienden a entrar mediante dos fuentes principales: 1) los errores sistemáticos y aleatorios inherentes al estándar usado en la calibración y 2) la manera en que se aplica el estándar al sistema de medición o componentes del sistema. Por ejemplo, el laboratorio estándar usado para la calibración contiene alguna incertidumbre inherente. En consecuencia, puede haber una diferencia entre el valor del estándar usado para la calibración y el valor del estándar primario que lo represente. Por tanto, surgirá una incertidumbre en el valor que suministra el estándar usado y el valor de calibración que en realidad detecta el sistema de medición. Cualquiera de estos efectos se reflejará en los datos de calibración. La Tabla 2.2 presenta un listado de los errores elementales comunes que contribuyen a este grupo de fuente de error. [12]

2.3.2 Errores en la adquisición de datos

Todos los errores que surgen durante el proceso real de medición se conocen como errores en la adquisición de datos. Éstos influyen los errores del sensor y del instrumento, variables no controladas, como cambios o variables desconocidas en las condiciones de operación del sistema de medición y efecto de la instalación del sensor sobre la variable medida. Así mismo, las variaciones temporales y espaciales de la variable medida contribuyen a errores, mismas que pueden cuantificarse mediante la aplicación de estadística finita. La tabla 2.3 presenta una lista de errores elementales comunes a esta fuente. [12]

Tabla 2.3 Grupo de fuentes de error en la adquisición de datos. [12]

Elemento	Fuente de error*
1	Condiciones de operación del sistema de medición
2	Etapa del sensor-transductor (error del instrumento)
3	Etapa del acondicionamiento de la señal (error del instrumento)
4	Etapa de salida (error del instrumento)
5	Condiciones de operación del proceso
6	Efectos de instalación del sensor
7	Efectos ambientales
8	Error en la variación espacial
9	Error en la variación temporal
*Error sistemático y/o error aleatorio en cada elemento. Nota: una calibración del sistema de medición total entrada- salida combinará los elementos 2, 3, 4, y quizá uno dentro de este grupo de fuentes de error.	

2.3.3 Errores sistemáticos

Un error sistemático permanece constante en las mediciones repetidas en condiciones de operación fijas. Por tanto, cada medición repetida contendrá la misma cantidad de errores sistemáticos. Siendo un valor fijo, el error sistemático no puede discernirse de manera directa sólo por medios estadísticos. Puede ser difícil estimar su valor o en muchos casos hasta reconocer la presencia. [12]

Los errores sistemáticos son la componente del error de medición, que durante un número de mediciones del mismo mensurando, permanecen constantes o varían en forma previsible. Las causas de los errores sistemáticos pueden ser conocidas o desconocidas; si su valor se puede determinar por cálculo o por la experiencia, éstos se deben eliminar usando una corrección apropiada; si su valor no se puede determinar, se debe evaluar como una incertidumbre tipo B, esto es por otros medios diferentes al análisis estadístico. [12]

2.3.4 Error aleatorio

El error aleatorio se define como el resultado de una medición menos la media de un número infinito de mediciones del mismo mensurando, efectuadas estas en condiciones de repetibilidad. [13]

Los errores aleatorios o fortuitos son la componente del error de medición, que durante un número de mediciones del mismo mensurando varía de manera imprevisible. No es posible eliminar el error aleatorio por medio de la aplicación de una corrección al resultado no corregido y sólo es posible realizar una evaluación de la incertidumbre tipo A para estimar sus efectos en el resultado de una medición. La totalidad de la serie de mediciones se debe realizar bajo condiciones de repetibilidad. [14][15]

2.3.5 Definición del mensurando

Es la lectura indicada por el voltmetro bajo calibración, L_v , corresponde al valor indicado por el multímetro patrón, L_p , más una diferencia, e , entre estos dos parámetros, esto es

$$L_v = L_p + e \quad (2.7)$$

El mensurando del sistema de medición es el error del voltmetro bajo calibración, e , y la expresión que corresponde a su modelo matemático es

$$e = Lv - Lp \quad (2.8)$$

2.3.6 Clasificación de las incertidumbres

Las incertidumbres de tipo A son las que se pueden determinar exclusivamente a partir del análisis estadístico de un conjunto de observaciones individuales. [26]

Las incertidumbres de tipo B son aquellas en la que influyen factores diferentes a los puramente estadísticos y que usualmente no pueden ser modificadas por el operador, como por ejemplo:

- Especificaciones del fabricante del instrumento y calibración previa.
- Incertidumbres de los patrones tomadas como referencia en los manuales o en los certificados del buró de estándares.
- Experiencias previas acerca del comportamiento de los instrumentos.
- Datos de mediciones anteriores.

2.3.7 Evaluación tipo A de la incertidumbre estándar

Las incertidumbres de tipo A se determinan a partir de cualquier método matemático válido para analizar datos estadísticos. La evolución de la incertidumbre se determina dependiendo de ecuaciones de (2.7) y (2.8). [26]

Para el valor medio o media aritmética de las observaciones.

$$\bar{L}_P = \frac{1}{n} \sum_j^n L_j \quad (2.9)$$

Para la varianza experimental de las observaciones.

$$s^2(L_j) = \frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (L_j - \bar{L}_P)^2 \quad (2.10)$$

Para desviación estándar estimada para cualquiera de las observaciones.

$$s(L_j) = \sqrt{s^2(L_j)} \quad (2.11)$$

Para la desviación estándar experimental de la media, la cual se considera igual a la incertidumbre estándar experimental tipo A. [26]

$$u_A(\bar{L}) = s(\bar{L}) = \frac{s(L_j)}{\sqrt{n}} \quad (2.12)$$

2.3.8 Evaluación tipo B de la incertidumbre estándar

La incertidumbre tipo B proviene de una fuente externa, ajena a las posibles correcciones y manipulaciones que se puedan llevar a cabo en el laboratorio. La apreciación de un instrumento es la menor división de su escala. Mientras más pequeño sea el valor de esa menor división, mayor será la sensibilidad del instrumento y menor su contribución a la incertidumbre de la medición, la incertidumbre corresponde a la indicación mínima que se puede distinguir esto es una fracción de división ver ecuación 2.13. [26]

$$u_B(V) = \frac{\text{Incertidumbre Especificada}}{\sqrt{3}} \quad (2.13)$$

2.3.9 Determinación de la incertidumbre estándar combinada

La varianza estándar combinada se determina dependiendo de los siguientes estadísticos.

$$u_C^2(e) = C_1^2 u_B^2(L_V) + C_2^2 u_A^2(\bar{L}P) + C_2^2 u_B^2(P) = u_C^2(L_V) + u_C^2(\bar{L}P) + u_C^2(P) \quad (2.14)$$

Y la incertidumbre estándar combinada del error es:

$$u_C(e) = \sqrt{u_C^2(e)} \quad (2.15)$$

2.3.10 Determinación de la incertidumbre expandida.

En virtud de que el resultado de la medición se expresara con un intervalo de confianza de 95.45 [%], se utilizará para obtener la incertidumbre expandida la fórmula siguiente: [26]

$$U(e) = t_p(\nu) u_C(e) \quad (2.16)$$

Los grados de libertad efectivos se calculan con la fórmula siguiente:

$$\nu_{eff} = \frac{u_C^4(e)}{\frac{[u_C(\bar{L}P)]^4}{\nu_{LP}} + \frac{[u_C(L_V)]^4}{\nu_V} + \frac{[u_C(P)]^4}{\nu_P}} \quad (2.17)$$

y la expresión del resultado es:

$$e \pm U(e) \quad (2.18)$$

CAPÍTULO 3

PRUEBAS DE PARAMETRIZACIÓN, CALIBRACIÓN Y DETERMINACIÓN DE ERRORES EN LA IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA PORTÁTIL DE ADQUISICIÓN DE DATOS

*“Hay que seguir la lucha con lo
que podamos hasta que podamos”*

Benito Juárez

3.1 PARAMETRIZACIÓN DE LOS TRANSFORMADORES DE ACONDICIONAMIENTO

Los instrumentos de medición suelen ser de constitución delicada, dimensiones reducidas y buena exactitud. La solución a los problemas que se presentan es conducir magnitudes proporcionales a las originales pero de valores más convenientes. [16]

Se puede pensar que la disminución de las magnitudes se podría efectuar usando derivadores para la corriente y multiplicadores para la tensión, como se hace en mediciones de corriente directa. Sin embargo, tales métodos son difíciles de realizar y sólo son prácticos para valores relativamente pequeños de corriente o tensión, además de que el uso de derivadores en corriente alterna requiere que las constantes de tiempo del derivador y del aparato de medición sean iguales, por lo que se necesitaría un derivador diferente para cada tipo de aparato. [16]

Debido a los problemas que se presentan con los dispositivos mencionados anteriormente su uso no es normal, por lo que en su lugar los aparatos que se utilizan para hacer la función de disminuir las magnitudes son los denominados transformadores para instrumento, los cuales si se usan específicamente para realizar mediciones, reciben el nombre de transformadores para medición. Estos con sus devanados primarios conectados en alta o baja tensión, según corresponda, transforman las magnitudes que se desean medir, a tensiones e intensidades de corriente de valores moderados. De esta forma, se pueden utilizar aparatos de medición normalizados, de baja tensión y baja corriente para determinar las magnitudes del circuito primario. Tales tensiones e intensidades de corriente se conducen económicamente y sin peligro a los tableros, etc. [16]

El principio de funcionamiento de los transformadores para medición es el mismo que el de cualquier transformador. El transformador se compone de un circuito magnético (núcleo) y de dos devanados, el primario y el secundario. El devanado primario se conecta al circuito principal y el devanado secundario alimenta los aparatos de medición.

Los transformadores para medición, aunque en si propiamente no son instrumentos para medir, por utilizarse para tales fines se clasifican en la misma forma que los aparatos para medición, pues de sus errores depende la exactitud de los resultados. [16]

El empleo de los transformadores para medición está basado en la relación entre la intensidad de corriente en el devanado primario y la intensidad de corriente en el devanado secundario (transformador de corriente), o en la relación entre la tensión en el devanado primario y la tensión en el devanado secundario (transformador de potencial). Midiendo la intensidad de corriente secundaria podemos determinar la intensidad de corriente en el primario e igualmente midiendo la tensión secundaria se determina la tensión del circuito principal. [16]

Hay dos tipos de transformadores para medición, que son, los transformadores de potencial, y los transformadores de corriente ambos tipos sirven como aislamiento entre la tensión normalmente alta del primario y la baja tensión de los circuitos secundarios. [16] véase la figura 3.1.

En resumen, los transformadores para medición se utilizan para cubrir las finalidades siguientes:

a). Facilitar las mediciones de las tensiones e intensidades de corriente altas que se desea vigilar o controlar, permitiendo el empleo de instrumentos de alcances y tamaños moderados. [16]

b). Aislar o separar eléctricamente los instrumentos de medición del circuito principal, lo que permite efectuar las mediciones de los circuitos de alta tensión con aparatos de baja tensión. [16]

c). Permitir la ubicación de los instrumentos de medición a una distancia prudente del circuito principal. Esto disminuye la influencia de los campos electromagnéticos producidos por corrientes altas y consiente que el personal operativo efectué el trabajo con más seguridad. [16]

d). Suministrar un medio para combinar tensiones o intensidades de corriente, con lo que se simplifican los circuitos de medición. [16]

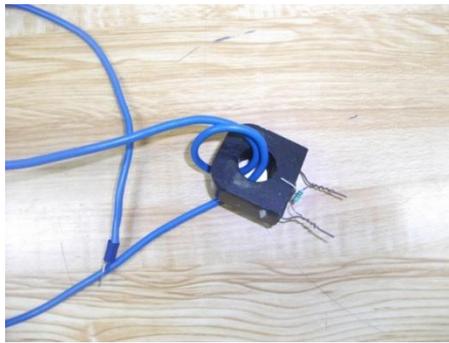


Figura 3.1 Transformador de corriente (TC).

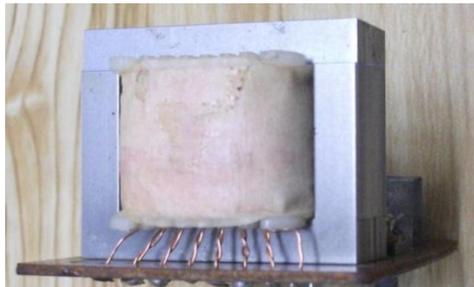


Figura 3.2 Transformador de potencial (TP).

3.2 PREVIO A LA CALIBRACIÓN DE LOS SENSORES PARA MEDICIÓN

3.2.1 Calibración

Una calibración aplica datos conocidos de entrada a un sistema de medida con el propósito de observar los valores de salida del sistema. Establece la relación entre ambos tipos de valores. El valor conocido que se usa para la calibración se conoce como el estándar. [12]

Para la calibración de los sensores se tomo en cuenta la práctica calibración de un aparato de medición analógico de la academia de electrotecnia [25] con el fin de tener fiabilidad de los diferentes sensores que se ocuparan en el transcurso de este trabajo ver figuras 3.3 y 3.4.



Figura 3.3 Sensor de corriente. [17]



Figura 3.4 Sensor de tensión. [18]

Siendo la exactitud de los instrumentos de medición una de sus cualidades, se requiere de una calibración para que estos se puedan

utilizar con un buen nivel de confianza. Entendiendo por calibración el “conjunto de operaciones que establecen, en condiciones especificadas, la relación entre los valores de las magnitudes indicadas por un instrumento de medición o un sistema de medición, o los valores representados por una medida materializada o un material de referencia, y los valores correspondientes de la magnitud realizada por los patrones”; [12] el desarrollo de las calibraciones de los sensores se muestran en el anexo B.

Usando el sensor de tensión y con ayuda de la calculadora TI-Nspire CX CAS figura 3.5, el soporte de laboratorio TI-Nspire figura 3.6, y el voltmetro BK Precisión figura 3.7, se pudo realizar el procedimiento de calibración tanto como en corriente alterna como en corriente directa del sensor.



Figura 3.5 Calculadora TI-Nspire CX CAS. [19]



Figura 3.6 Soporte de laboratorio TI-Nspire. [20]



Figura 3.7 Voltmetro Bk Presicion. [21]

Para el caso de calibración de CA se empleó la fuente de alimentación en CA Kocos Artes 300 ver figura 3.7 y el analizador de redes eléctricas ver figura 3.8.



Figura 3.8 Fuente de alimentación en CA marca Kocos 300. [22]



Figura 3.9 Analizador de redes eléctricas AEMC Power Pad 3945. [23]

Para el caso de calibraciones usando CD nos auxiliamos de la fuente de alimentación en corriente directa AX503. [24]



Figura 3.10 Fuente de alimentación en CD marca AX503. [24]

3.3 CALIBRACION DE LOS SENSORES Y DETERMINACIÓN DE LOS ERRORES Y LAS INCERTIDUMBRES

3.3.1 Calibración del sensor de tensión con polaridad positiva en CD

El sensor de tensión está diseñado para explorar los principios básicos de la electricidad. Se puede utilizar para medir la tensión en corriente alterna de baja tensión y circuitos de corriente continua. Con un alcance de ± 10 [V]. Utilizando corriente directa se calculo el mensurando del sistema de medición que es el error del vóltmetro bajo calibración, “e” y la expresión que corresponde a su modelo matemático en este caso la calculadora es el que está bajo calibración tanto para tensión positiva y negativa. [25]

El Material que se utilizo para la prueba fue el siguiente:

- Fuente de alimentación en CD (especificaciones anexo A)
- Vóltmetro digital marca Bk precisión (especificaciones anexo A)
- Calculadora TI-nspire Cx CAS (especificaciones anexo A)
- Base para sensores (especificaciones anexo A)

Para el sensor de tensión diferencial se conecto en paralelo el sensor, el voltmetro patrón (V_{m_p}), el voltmetro bajo calibración (V_{m_c}) y la fuente de alimentación directa como se muestra en la figura 3.11 y 3.12.

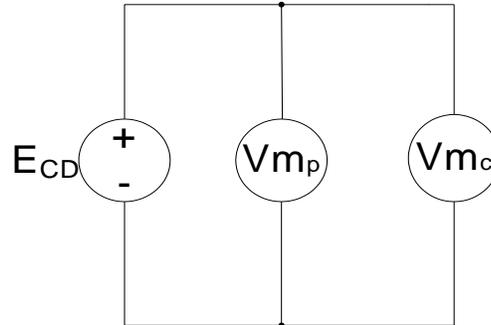


Figura 3.11 Diagrama eléctrico.

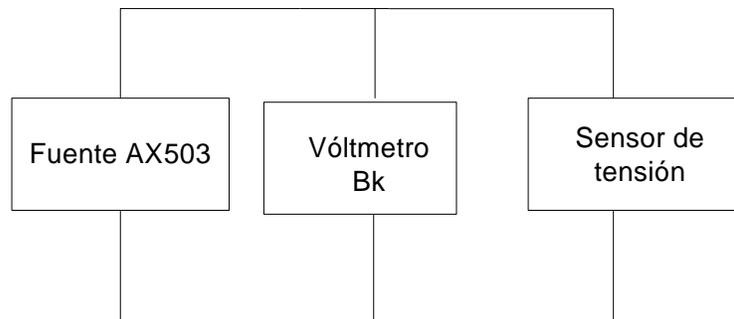


Figura 3.12 Diagrama de bloques.

Al evaluar las condiciones de operación del voltmetro patrón marca Bk precisión, se observa que sus especificaciones de exactitud son validas para la calibración, por lo que no se considera la temperatura ambiente como una fuente de incertidumbre.

Para esta calibración se tomaron pasos de calibración de 2[V], 4[V], 6[V], 8[V] y 10[V] procediendo a tomar 10 muestras de cada valor establecido ocupando como voltmetro patrón el valor obtenido con el voltmetro BK precisión estas se pueden apreciar en la tabla 3.1.

Tabla 3.1 Lecturas tomadas en los pasos de calibración 2[V] y 4[V].

Número de medición j	Paso de calibración (calculadora) L_v [V]	Lectura del patrón L_p [V]	Número de medición j	Paso de calibración L_v [V]	Lectura del patrón L_p [V]
1	2	2.0050	1	4	4.0034
2	2	2.0069	2	4	4.0029
3	2	1.9999	3	4	4.0021
4	2	2.0020	4	4	4.0022
5	2	2.0060	5	4	4.0052
6	2	2.0067	6	4	4.0021
7	2	2.0061	7	4	4.0026
8	2	2.0002	8	4	4.0063
9	2	2.0005	9	4	4.0061
10	2	2.0014	10	4	4.0039
Media	2	2.0035	Media	4	4.0037
Paso de calibración de 6[V] y 8[V]					
1	6	5.9970	1	8	7.9940
2	6	6.0010	2	8	7.9960
3	6	5.9980	3	8	8.0010
4	6	5.9950	4	8	8.0020
5	6	5.9960	5	8	7.9950
6	6	5.9980	6	8	7.9980
7	6	5.9960	7	8	7.9990
8	6	5.9960	8	8	7.9980
9	6	5.9970	9	8	7.9990
10	6	5.9980	10	8	8
Media	6	5.9970	Media	8	7.9980
Paso de calibración de 10[V]					
1	10	9.9960			
2	10	9.9950			
3	10	9.9970			
4	10	9.9980			
5	10	9.9980			
6	10	9.9990			
7	10	10.0020			
8	10	9.9990			
9	10	9.9980			
10	10	10.0020			
Media	10	9.9980			

Con los resultados de los promedios en cada paso de calibración mostrados en la tabla 3.1 se procede al cálculo de las incertidumbres tipo A y tipo B para encontrar la exactitud del voltmetro patrón en función del sensor de medición a ocupar.

Nota: El desarrollo de las incertidumbres tipo A y B se aprecian completas en el anexo B.

Resultados de la evaluación tipo A de la incertidumbre estándar

Tabla 3.2 Resultados de la incertidumbre tipo A.

Paso calibración	Media (L_p)	Varianza $s^2(L_j)$	Desviación estándar $s(L_j)$	Incertidumbre tipo A
2	2.003	8.01E-06	2.83E-03	8.95E-04
4	4.004	2.67E-06	1.63E-03	5.17E-04
6	5.997	2.77E-06	1.66E-03	5.27E-04
8	7.998	6.22E-06	2.49E-03	7.88E-04
10	9.998	3.55E-06	1.88E-03	5.96E-04

Resultado de la evaluación tipo B de la incertidumbre estándar

Tabla 3.3 Resultados de la incertidumbre tipo B.

Media	Incertidumbre especificada	Incertidumbre tipo B
2.003	7.00E-04	4.05E-04
4.004	1.20E-03	6.93E-04
5.997	1.69E-03	2.02E-03
7.998	2.19E-03	2.30E-03
9.998	2.69E-03	2.59E-03

Cálculo de la mejor estimación del error

Ya que los valores medios de las lecturas del voltmetro patrón se consideran como su mejor estimación de los valores esperados, se utilizan estos para calcular la mejor estimación de los errores. Aplicando la ecuación (2.8) se obtiene los resultados indicados en la tabla 3.4.

Tabla 3.4 Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.

Paso de calibración	Valor medio	Error
2	2.0003	-0.0003
4	4.0036	-0.0036
6	5.9972	0.0028
8	7.9982	0.0018
10	9.9984	0.0016

Determinación de la incertidumbre estándar combinada

Sustituyendo valores en las ecuaciones (2.14) y (2.17), para los diferentes pasos de calibración, se obtiene la tabla 3.5.

Tabla 3.5 Incertidumbre combinada.

Paso de calibración	Error	Varianza $U^2(Lv)$	Varianza $U^2c(Lp)$	Varianza $U^2(P)$	Varianza U^2ce	Incertidumbre U_{ce}
2	-0.0034	8.33E-06	8.01E-07	1.64E-07	9.29E-06	3.04E-03
4	-0.0036	8.33E-06	2.67E-07	4.80E-07	9.08E-06	3.01E-03
6	0.0028	8.33E-06	2.77E-07	4.08E-06	1.26E-05	3.56E-03
8	0.0018	8.33E-06	6.22E-07	5.33E-06	1.42E-05	3.77E-03
10	0.0016	8.33E-06	3.55E-07	6.74E-06	1.54E-05	3.92E-03

Determinación de la incertidumbre expandida

En virtud de que el resultado de la medición se expresara con un intervalo de confianza de 95.45 [%], se utilizará para la ecuación (2.18) obtener la incertidumbre expandida.

Sustituyendo valores en la ecuación (2.19), tendremos los resultados en la tabla 3.6.

Tabla 3.6 Incertidumbre expandida.

Paso de calibración	Grados de libertad efectivos	Factor $t_p(V)$	Incertidumbre expandida
2	10	2.284	6.96E-03
4	9	2.320	6.99E-03
6	15	2.181	7.77E-03
8	17	2.158	8.15E-03
10	17	2.158	8.47E-03

Expresión del resultado

Sustituyendo valores en la ecuación anterior obtenemos los resultados mostrados en la tabla 3.7.

Tabla 3.7 Expresión de resultados.

Paso de calibración	Error	Incertidumbre expandida	Expresión de resultado $e \pm U(e)$ (Error + incertidumbre expandida)	Expresión de resultado $e \pm U(e)$ (Error - incertidumbre expandida)
2	-0.0034	0.00696	0.00349	-0.01043
4	-0.0036	0.00699	0.00331	-0.01067
6	0.0028	0.00777	0.01057	-0.00497
8	0.0018	0.00816	0.00996	-0.00636
10	0.0016	0.00848	0.01008	-0.00688

Comparación con las especificaciones del voltmetro bajo calibración

Los errores máximos tolerados para el voltmetro bajo calibración en este caso la calculadora, se calculan de acuerdo a las especificaciones encontradas en la gráfica resultante tomando como incertidumbre específica los valores máximos y mínimos procurando que estos no sobrepasen el resultado de ± 0.015 de error.

Tomando en cuenta lo anterior, se puede concluir que el voltmetro bajo calibración si cumple con sus especificaciones de exactitud, confirmando lo esperado en la conclusión se puede reafirmar observando la figura 3.13.

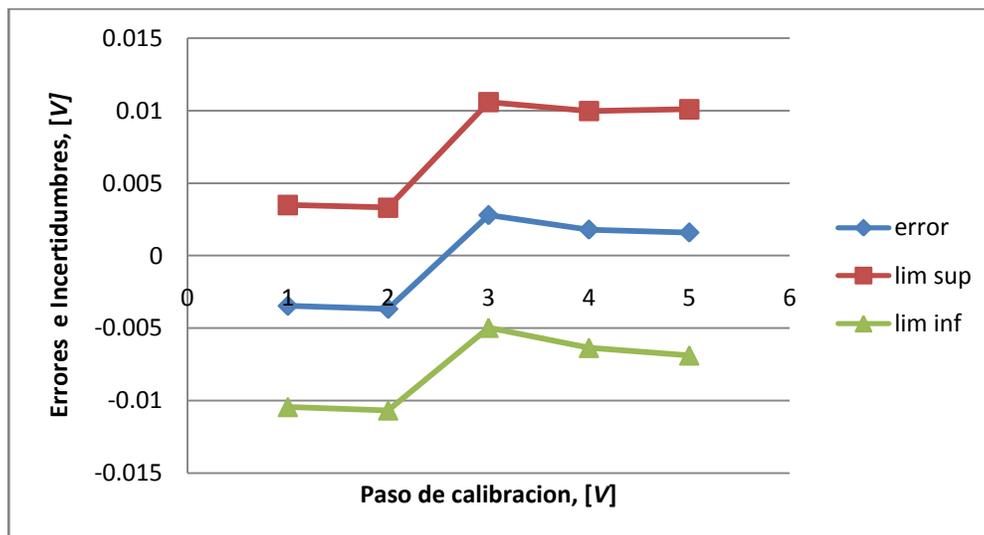


Figura 3.13 Curva de errores del sensor de tensión con polaridad positiva en CD.

3.3.2 Calibración del sensor de tensión con polaridad negativa en CD

Ocupando nuevamente la fuente de corriente directa se procederá a realizar el mismo procedimiento anterior solo que ahora con polaridad negativa, obtenido la siguiente gráfica de errores, validando una vez más que el sistema de adquisición de datos si cumple con sus especificaciones de exactitud ver figura 3.14.

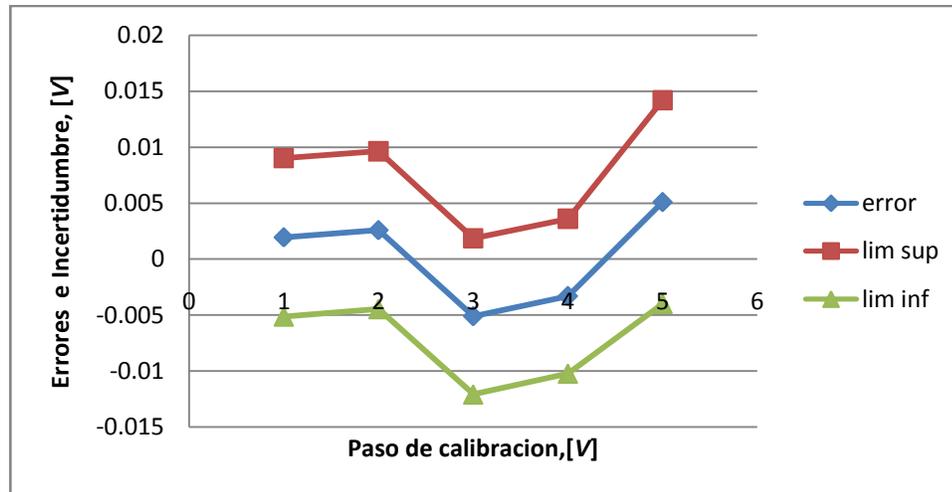
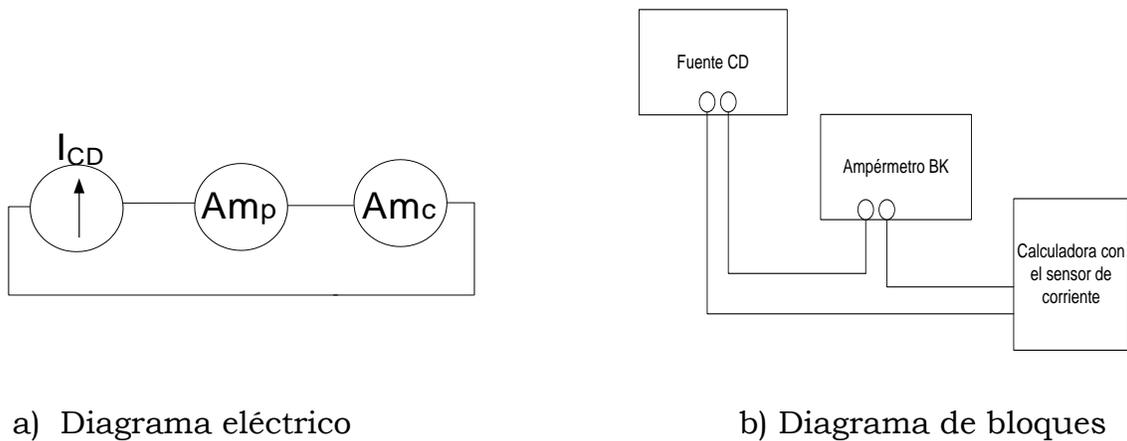


Figura 3.14 Curva de errores sensor de tensión polaridad negativa CD.

3.3.3 Calibración del sensor de corriente con polaridades + y - en CD

Para el sensor de corriente con polaridad positiva se conecta, el amperímetro y la fuente de alimentación en CD como se muestra en la figura 3.15.



a) Diagrama eléctrico

b) Diagrama de bloques

Figura 3.15 Diagramas de conexión

Realizando el mismo procedimiento que el que se realizó para el sensor de tensión en CD se llegó a sus respectivas gráficas de error ver figuras 3.16 y 3.17 éstas indican la fiabilidad de dicho sensor en el campo de las mediciones.

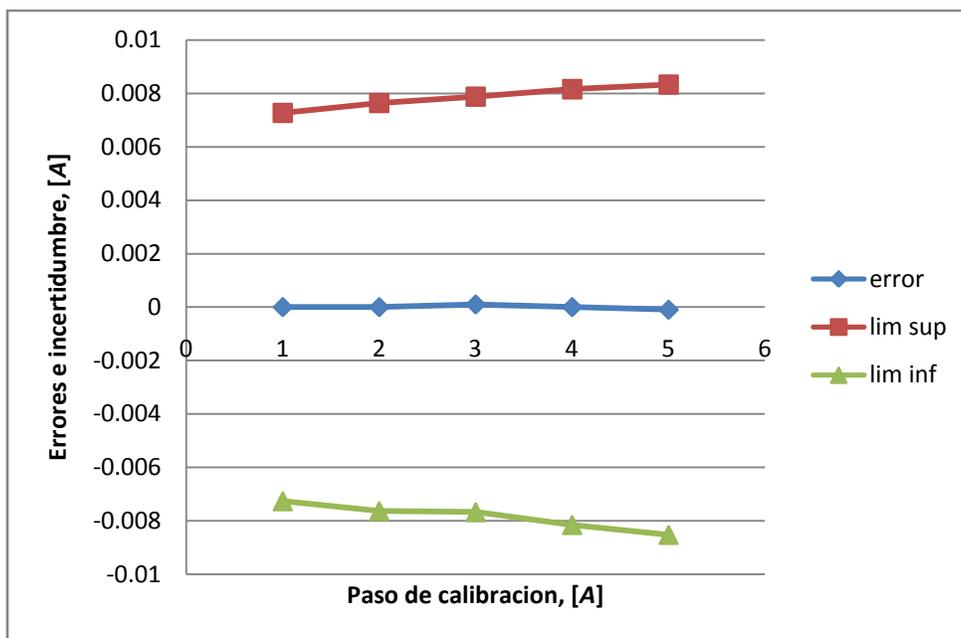


Figura 3.16 Gráfica de errores sensor de corriente con polaridad positiva.

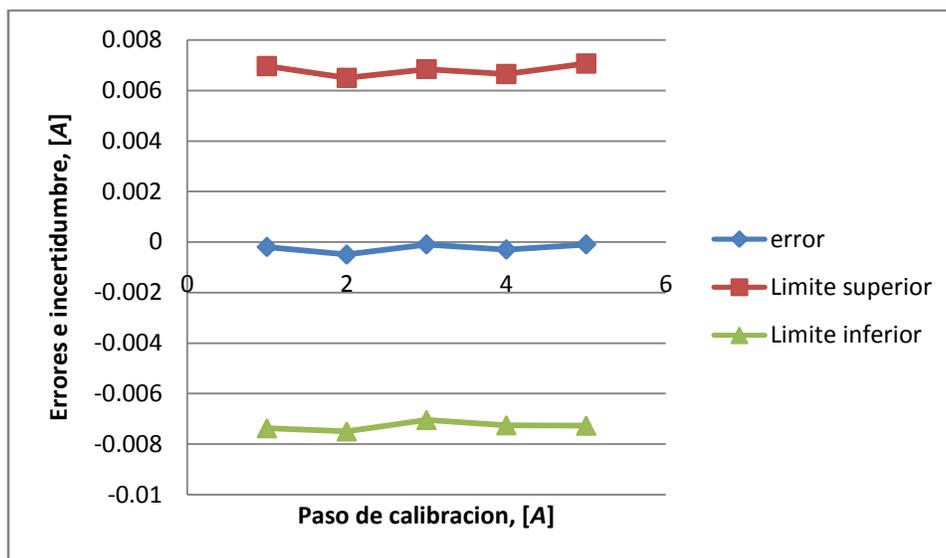


Figura 3.17 Gráfica de errores sensor de corriente con polaridad negativa.

Nota: Para poder ver el procedimiento completo y las tablas de incertidumbre dirigirse al anexo B.

3.3.4 Calibración sensor de tensión en CA usando los transformadores de potencial (TP) y corriente (TC)

En esta parte la calibración del sensor de tensión se realiza en CA utilizando un TP y un TC, tomando en cuenta las conexiones de la figura 3.21 a) y 3.24 a), se compararon los valores RMS ya que la calculadora TI-nspire Cx CAS, captura valores instantáneos y estos valores no son adecuados para una buena discretización de la onda senoidal, de igual forma se calcularon los errores de incertidumbre para verificar y validar al sensor de tensión.

Los resultados gráficos usando el TP se muestran en la figura 3.18.

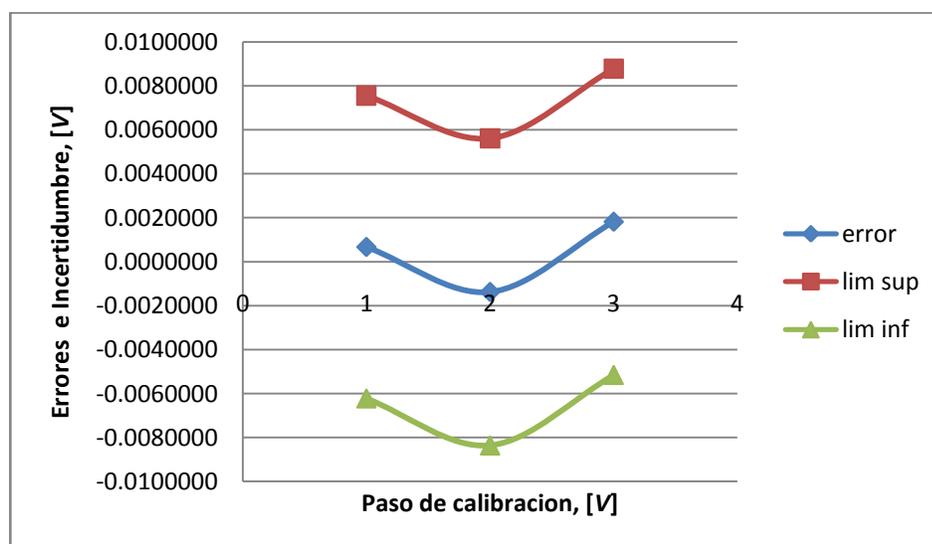


Figura 3.18 Curva de errores sensor de tensión en CA con TP.

Los resultados gráficos usando el transformador de corriente fueron los observados en la figura 3.19.

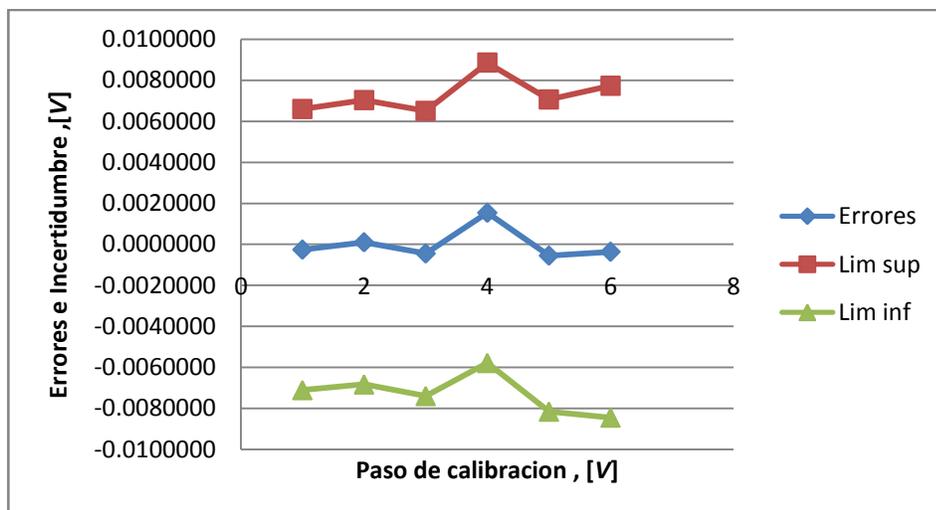


Figura 3.19 Curva de errores sensor de tensión en CA con TC.

Para la parte final de la calibración del sensor de tensión en C.A y con el fin de encontrar algún error mayor en el mismo, se propuso que al realizar la calibración de dicho sensor y con ayuda del transformador de corriente se mantuviera fijo el voltmetro patrón y se realizara de nuevo los errores de incertidumbre solo para sumarlo a la incertidumbre ya realizada con dicho transformador, dando como resultado una nueva gráfica de errores que se puede apreciar en la figura 3.20.

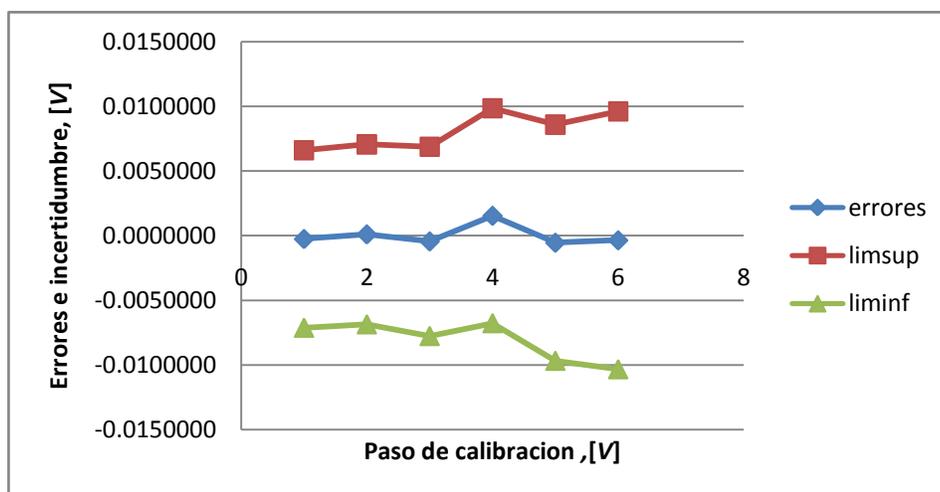
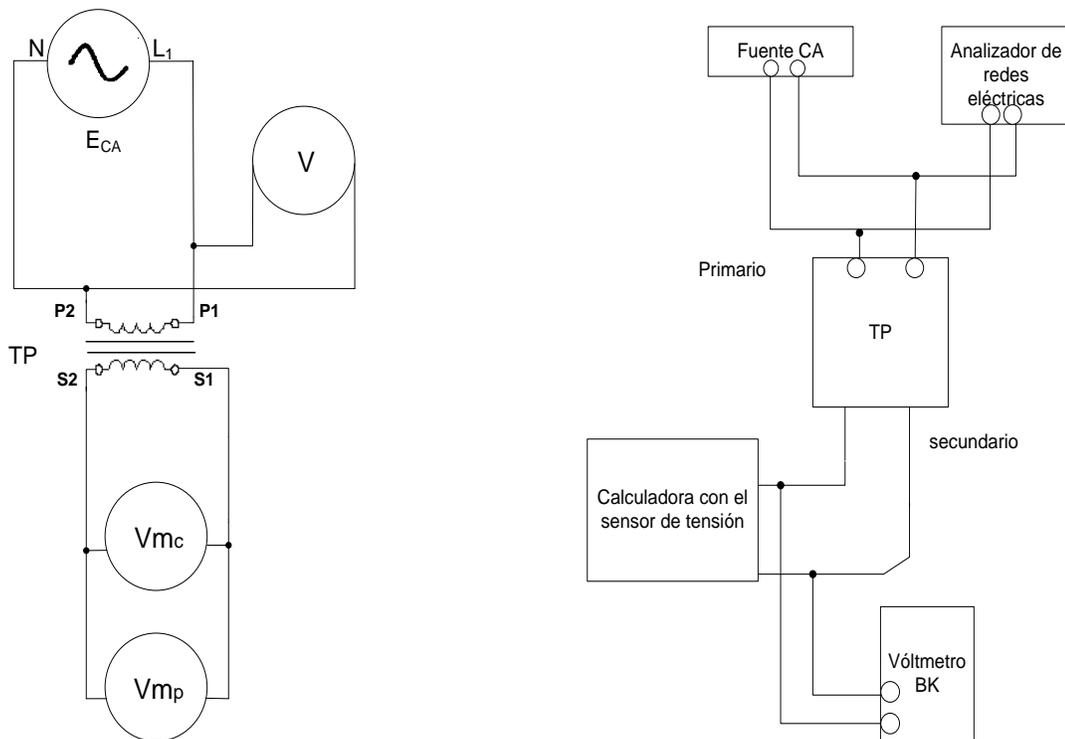


Figura 3.20 Curva de errores del sensor de tensión en CA con TC sumando la nueva incertidumbre tipo A.

3.3.5 Comparación de la onda senoidal entregada por el analizador de redes eléctricas y el TP

Para esta calibración se puede apreciar que los valores RMS que se registraron en la calculadora son correctos ya que la forma de onda se verifico con el analizador de redes eléctricas figura 3.22.

La calculadora conectada al secundario del transformador de potencial como se muestra en la figura 3.21, entrego excelentes valores de muestreo puesto que al compararlos con la onda de entrada del analizador de redes, se asegura que el transformador funciona correctamente y da como resultado una buena discretización de la onda senoidal ver figura 3.22, figura 3.23.



a) Diagrama eléctrico

b) Diagrama de bloques

Figura 3.21 Diagramas de conexión.

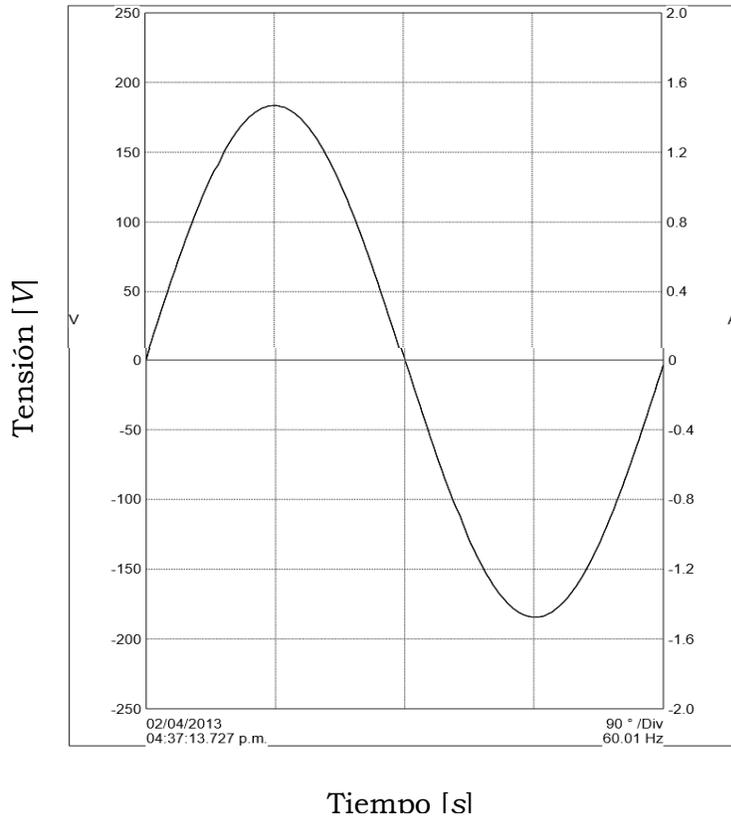


Figura 3.22 Forma de onda senoidal entregada por el analizador de redes a 130 [V] en CA.

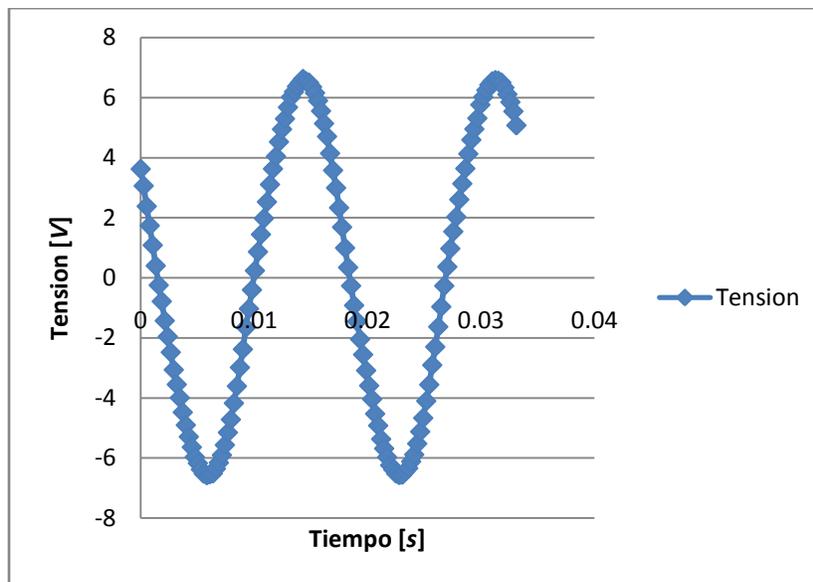
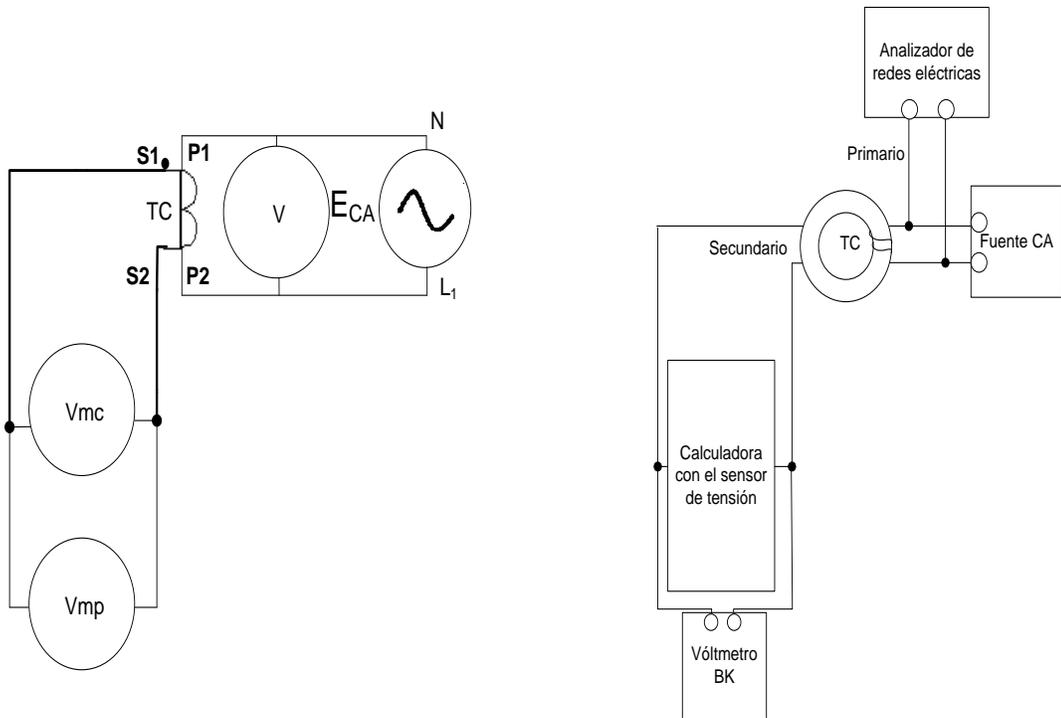


Figura 3.23 Forma de onda senoidal entregada por la calculadora en CA.

3.3.6 Comparación de la onda senoidal entregada por el analizador de redes eléctricas y TC

Para esta calibración se puede apreciar que los valores RMS que se registraron en la calculadora son correctos ya que se corroboraron con el analizador de redes ver figura 3.25.

La calculadora conectada al secundario del transformador de corriente como se muestra en la figura 3.24, entrego excelentes valores de muestreo puesto que al compararlos con la onda de entrada del analizador de redes, se observa que el transformador de corriente funciona ayudando a realizar una buena discretización de la onda senoidal ver figura 3.25 y la figura 3.26.



a) Diagrama eléctrico

b) Diagrama de bloques

Figura 3.24 Diagramas de conexión.

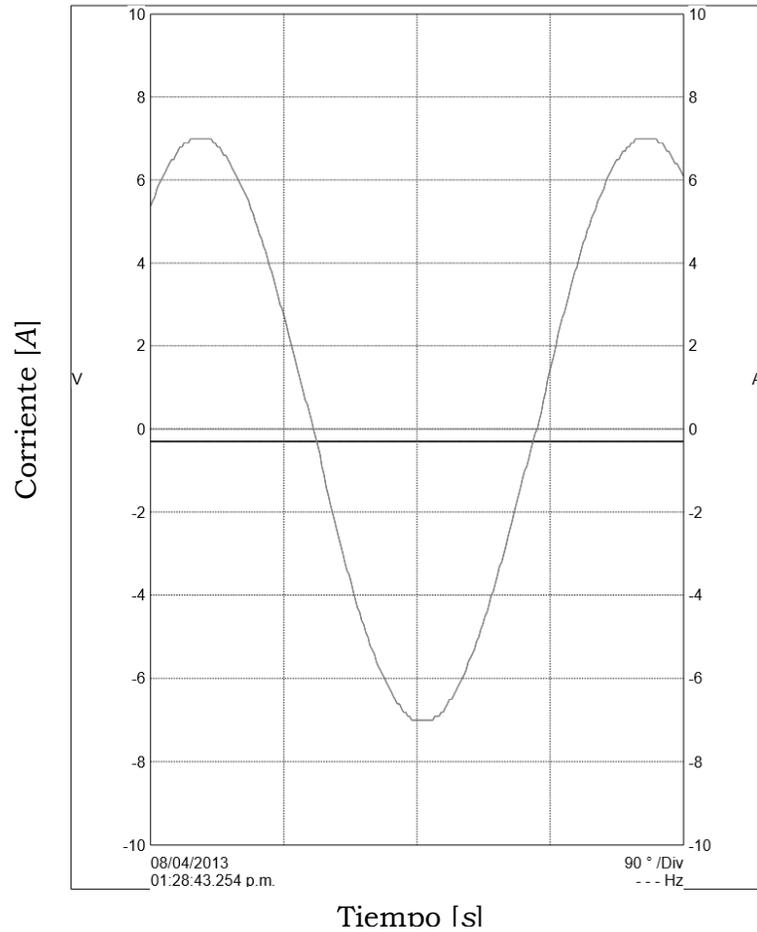


Figura 3.25 Forma de onda senoidal entregada por el analizador de redes a 5 [A] CA.

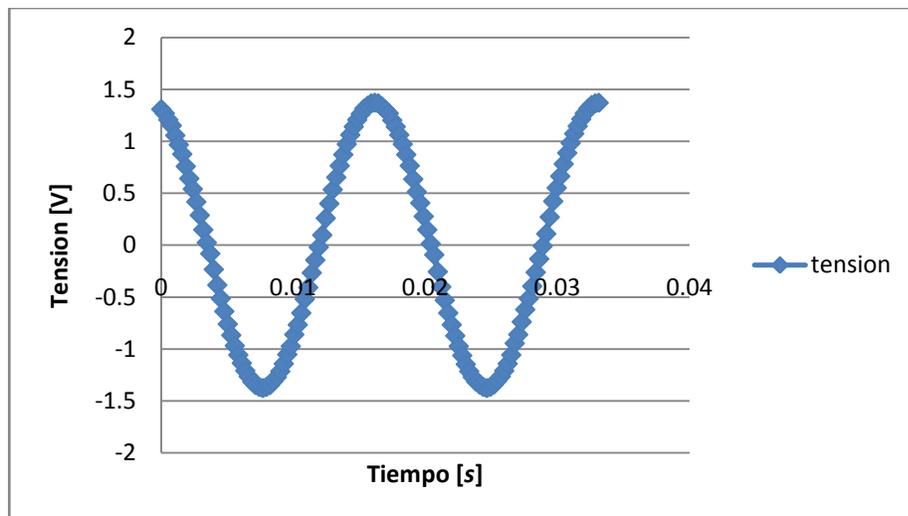


Figura 3.26 Forma de onda senoidal entregada por la calculadora en CA.

CAPÍTULO 4

DESARROLLO, PRUEBAS Y VALIDACIÓN DE LOS ALGORITMOS DE PROCESAMIENTO DE SEÑALES ELÉCTRICAS DE CA

*“El saber del que estudia es la
victoria del que lucha”*

Anónimo

4.1 ALGORIMOS PARA DETERMINAR LA MAGNITUD FASORIAL DE LA COMPONENTE FUNDAMENTAL

En este capítulo se desarrollaron e implementaron algoritmos que se encargarán de discretizar la forma de onda senoidal entregada por cualquier fuente de alimentación de CA en baja y media tensión. Utilizando el equipo de la calculadora TI-Nspire CX CAS así como el software de esta podremos programar dichos algoritmos.

Tomando en consideración que la medición fasorial es muy importante para monitorear y diagnosticar sistemas eléctricos de potencia, se entiende que los fasores portan la amplitud y la fase de una señal senoidal en estado estable (frecuencia, amplitud y fase constantes). [9]

Actualmente, por medio del diseño e implementación adecuada de dispositivos digitales de medición es posible conocer las magnitudes que definen las señales en un sistema eléctrico de potencia o red eléctrica de distribución.

La posibilidad de determinar los fasores a lo largo del sistema de distribución de energía en un momento dado, abre una puerta a la solución de estos problemas, como el caso de la distorsión armónica explicada anteriormente, de ahí la importancia de analizar y estudiar las técnicas de estimación de fasores. [9]

Una característica de los algoritmos trigonométricos; es analizar la respuesta en frecuencia de los filtros generadores de fasores. [9]

Se presentan dos algoritmos de ventana corta con los cuales es posible estimar los fasores:

- Miki & Mikano.
- Gilbert & Shovlin.

Los algoritmos trigonométricos presentan las siguientes características:

- Ventana corta de muestreo (menos de la mitad de un ciclo).
- Respuesta transitoria rápida.
- Mínimo número de cálculos.
- Respuesta eficiente para señales de entrada con frecuencias diferentes a la fundamental.

Para los tres algoritmos trigonométricos es indispensable empezar con las siguientes bases:

Sea la $V(t)$ tensión de entrada y variante en el tiempo.

$$V(t) = V_p \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (4.1)$$

En donde:

V_p = Magnitud del fasor estimado en [V].

ω = Frecuencia angular en radianes sobre segundo [*rad/s*].

θ = Angulo del fasor estimado en grados [°].

Las consideraciones que se deben de tomar para trabajar con estos algoritmos son las siguientes:

- La señal de entrada es senoidal a una frecuencia fundamental.
- No debe existir variación en la señal de entrada. [28]

La generación de la señal eléctrica de CA se realiza con la evaluación de una expresión en función del tiempo. De esta forma se generan las señales con frecuencias y magnitudes pico determinadas de tal forma que sea posible evaluar el comportamiento de los algoritmos.

Para la implementación y pruebas de estos algoritmos se utilizo:

- Calculadora TI-Nspire CX CAS y sus componentes.
- Fuente de alimentación en CA marca Kocos 300.
- TC.*
- Fuente de alimentación de CD marca AEMC modelo AX503.
- TP.

*Nota: se manejo al TC con una relación de transformación de 1:2 empleando dos vueltas en el lado primario con el fin de generar en la fuente de alimentación una cantidad de corriente menor.

Considerando que un armónico de frecuencia de $120[Hz]$ será representado como h_2 , por consecuente un armónico de frecuencia de $180[Hz]$ será representado como h_3 , y así sucesivamente en múltiplos de $60 [Hz]$ hasta h_n ; sin olvidar que la componente de CD será representado como h_0 .

Con el fin de comprobar que estos algoritmos funcionan correctamente con un TC sin contenido armónico, se realizó la prueba a).

a) Se genera una señal senoidal pura de $60 [Hz]$ h_1 .

Con el valor de:

$h_1 = 2.5 [A]$ a $60[Hz]$.

Para comprobar lo anterior se realizaron las pruebas b) y c) en el TC con contenido armónico.

- b)** Se genera una señal senoidal de 60 [Hz] h_1 + una tensión de 0.25 [V] CD h_0 teniendo en cuenta que este armónico debe de ser implementado a la salida del TC y no a la entrada como lo es h_1 .
- c)** Se genera una señal senoidal de 60 [Hz] h_1 + una señal senoidal de 180 [Hz] h_3 .

Con el valor de:

$$h_1 = 2.5 [A] \text{ a } 60[Hz].$$

$$h_3 = 1.5 [A] \text{ a } 180[Hz].$$

$$h_0 = 0.25 [V] \text{ CD.}$$

Para la implementación de los algoritmos con el TP se realizaron las pruebas d) y e).

- d)** Se genera una señal senoidal de 60 [Hz] h_1 .

Con el valor de:

$$h_1 = 127[V] \text{ a } 60[Hz].$$

- e)** Se tomaron valores directamente de un contacto, solo para verificar si esta tiene contenido armónico.

Con un valor en:

$$h_1 = 129.5 [V] \text{ a } 60[Hz].$$

4.1.1 Filtro Miki & Mikano

Este algoritmo trabaja con 2 muestras de la señal de entrada, la primera (v_0) en el instante t_0 y la segunda (v_{-1}) en el instante $t-1$ con un intervalo de muestreo (ΔT) como se muestra en la figura 4.1. [9]

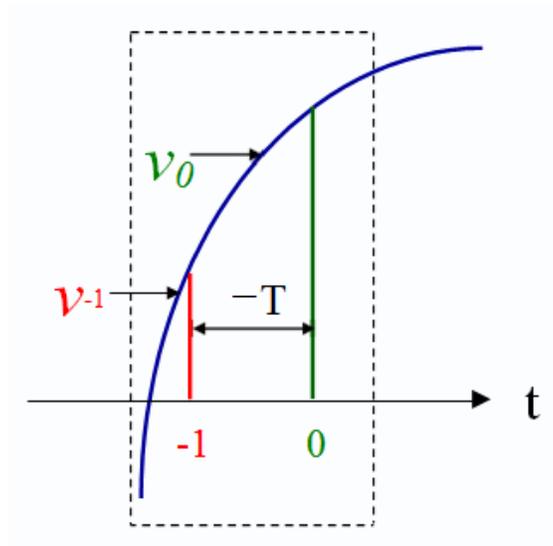


Figura 4.1 Muestras de la señal de entrada. [9]

La señal de entrada es una senoide variante en el tiempo como lo muestra la ecuación 4.1. [9]

$$V(t) = V_p \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (4.2)$$

En el instante $t=0$ se sustituye el valor de t en la ecuación 4.2 y se obtiene la ecuación 4.4. [28]

$$v_{(0)} = v_0 = V_p \text{sen}(\omega(0) + \theta) \quad (4.3)$$

$$V(t_0) = v_0 = V_p \text{sen}(\theta) \quad (4.4)$$

En el instante $t=t-1$ como se observa en la ecuación 4.5 que $t_1=\Delta t$ y se sustituye el valor en la ecuación 4.2 obtenidos así la ecuación 4.6. [9]

$$V(t) = v_{-1} \text{sen}(\omega(-\Delta t) + \theta) \quad (4.5)$$

$$v(t_{-1}) = v_{-1} = V_p \text{sen}(-\omega\Delta t + \theta) \quad (4.6)$$

Desarrollando la ecuación 4.6 con la función trigonométrica de la ecuación 4.7 tenemos la ecuación 4.8. [9]

$$\text{sen}(x+y) = \text{sen}(x) \cos(y) + \cos(x) \text{sen}(y) \quad (4.7)$$

$$v(t_{-1}) = v_{-1} \{ \text{sen}(-\omega\Delta) \cos(\theta) + \cos(-\omega\Delta t) \text{sen}(\theta) \} \quad (4.8)$$

Sustituyendo la ecuación 4.4, en la ecuación 4.8 y haciendo los cálculos correspondientes, se tiene la ecuación 4.10. [9]

$$v_{-1} = -V_p \text{sen}(\omega\Delta t) \cos(\theta) + \cos(-\omega\Delta t) \quad (4.9)$$

$$V_p \cos(\theta) = \frac{v_0 \cos(-\omega\Delta t) - v_{-1}}{\text{sen}(\omega\Delta t)} \quad (4.10)$$

Con los cálculos anteriores se obtiene la parte real, esto es con la ecuación 4.10 y la parte imaginaria con la ecuación 4.4 del fasor. [9]

Parte Imaginaria:

$$V_p \operatorname{sen}(\theta) = v_0 \quad (4.11)$$

Parte real:

$$V_p \cos(\theta) = \frac{v_0 \cos(-\omega \Delta t) - v_{-1}}{\operatorname{sen}(\omega \Delta t)} \quad (4.12)$$

Magnitud del valor pico

$$|V_p| = \sqrt{v_0^2 + \left[\frac{v_0 \cos(\omega \Delta T) - v_{-1}}{\operatorname{sen}(\omega \Delta T)} \right]^2} \quad (4.13)$$

Fase

$$\theta = \tan^{-1} \frac{v_0 \operatorname{sen}(\omega \Delta T)}{v_0 \cos(\omega \Delta T) - v_{-1}} \quad (4.14)$$

Para aplicar este filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS se desarrollo una serie de algoritmos basados los diagramas de flujos que se muestra en la figura 4.2 a) y b). Para ver las líneas de código completas consultar el anexo C.

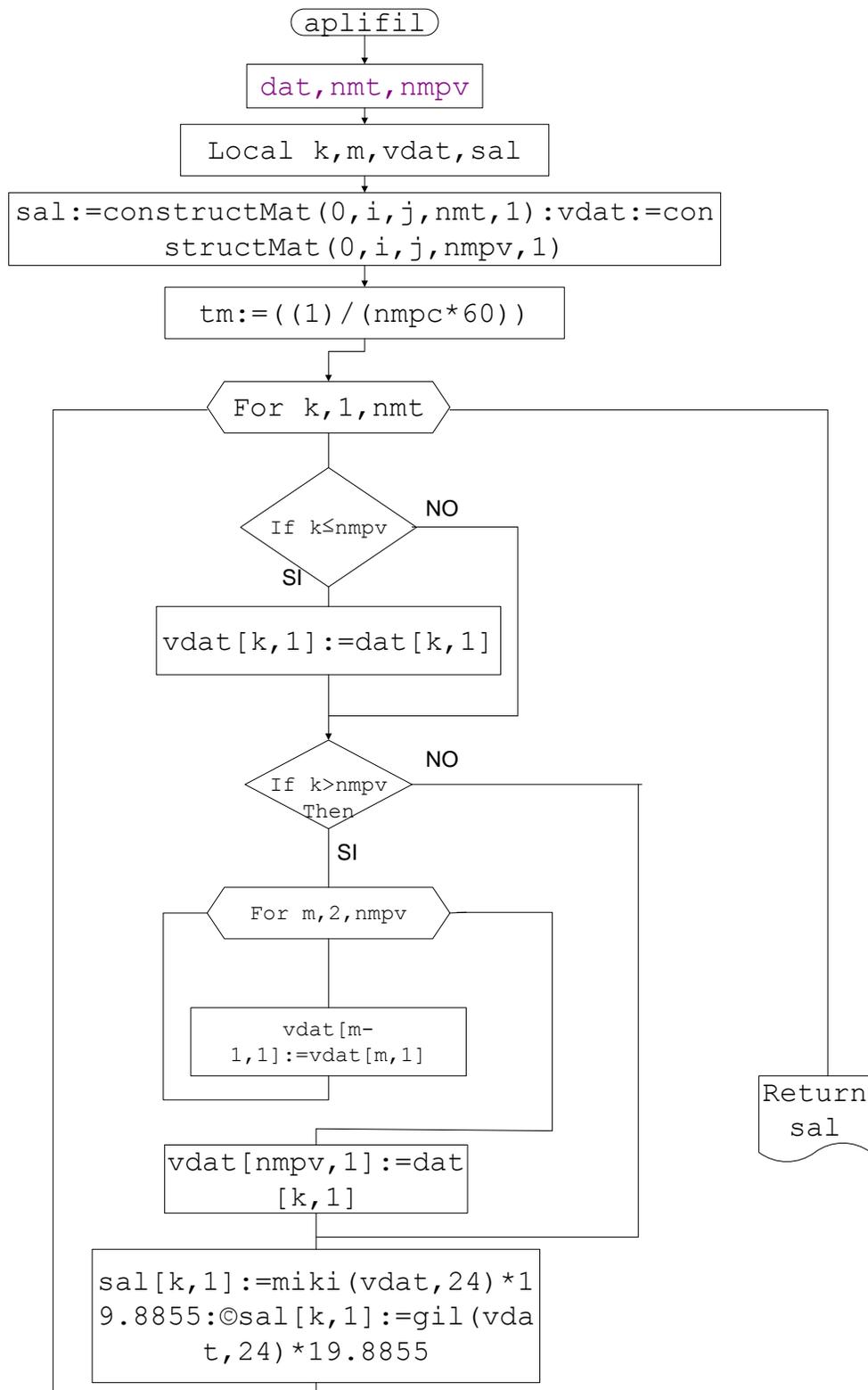


Figura 4.2 a) Diagrama de flujo general en la aplicación de filtros de ventana corta.

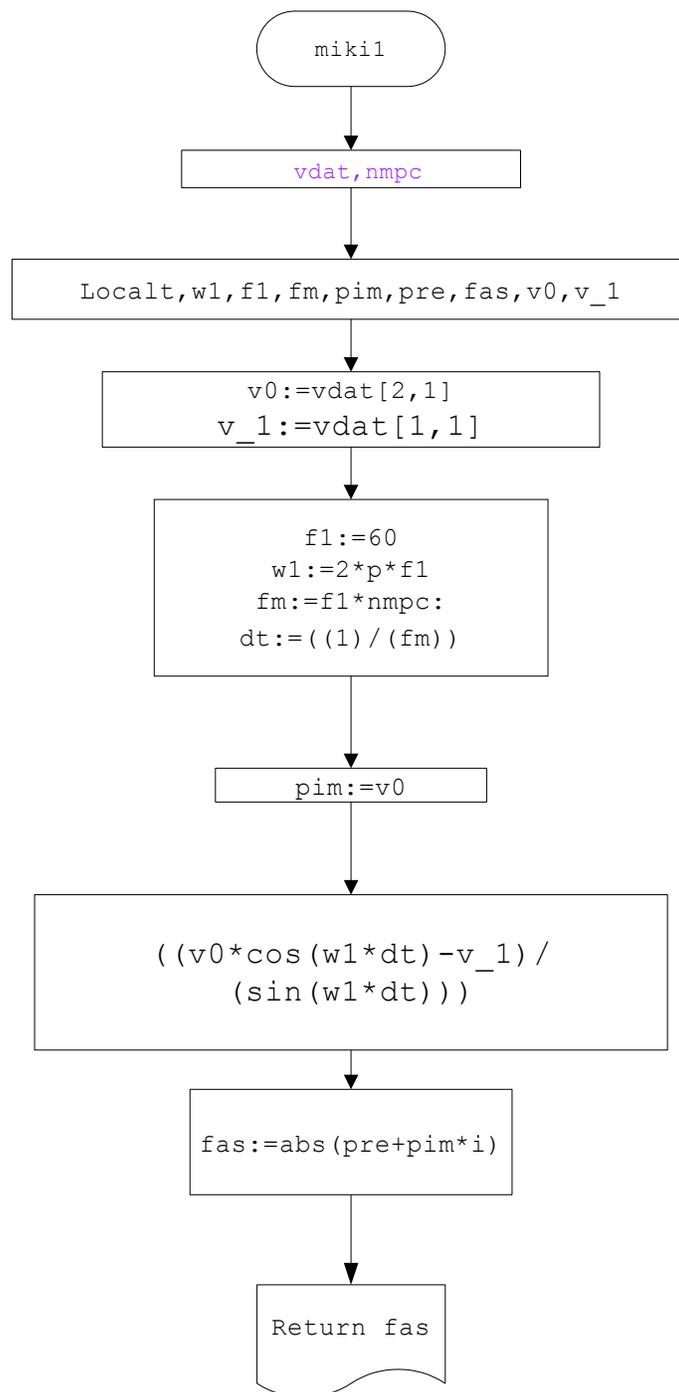
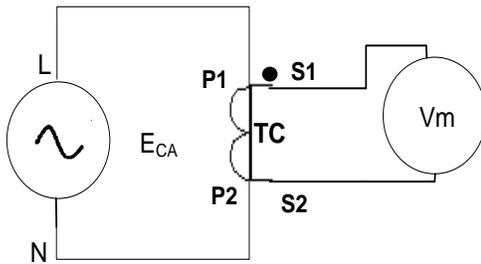


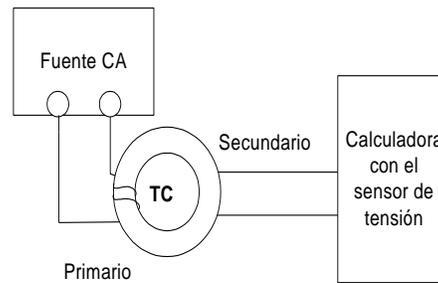
Figura 4.2 b) Diagrama de flujo del filtro Miki & Mikano.

4.1.1.1 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TC

Se arma el circuito de la figura 4.3 a), para poder ingresar los datos de la señal h1 a la fuente de alimentación, como se muestra en la figura 4.4.



a) Diagrama eléctrico



b) Diagrama de bloques

Figura 4.3 Diagramas de conexión

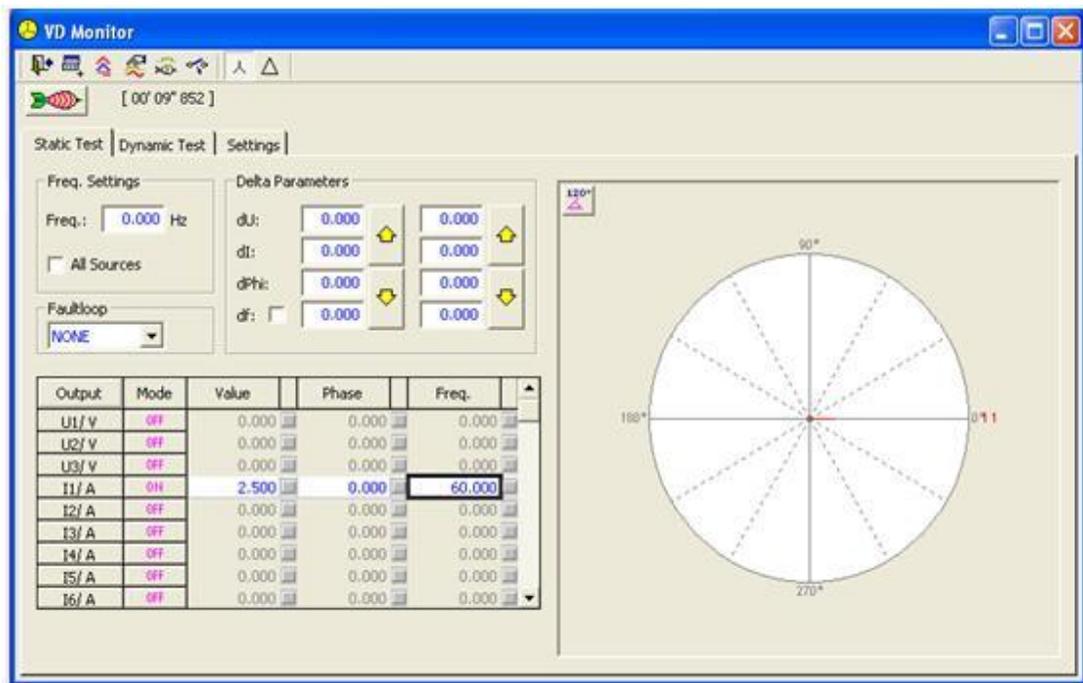


Figura 4.4 Ingreso de la señal de entrada h1 en la fuente marca Kokos 300.

Obteniendo como salida el valor pico de 5.06 [V], demostrando que el filtro funciona sin componente armónica como se muestra en la figura 4.5.

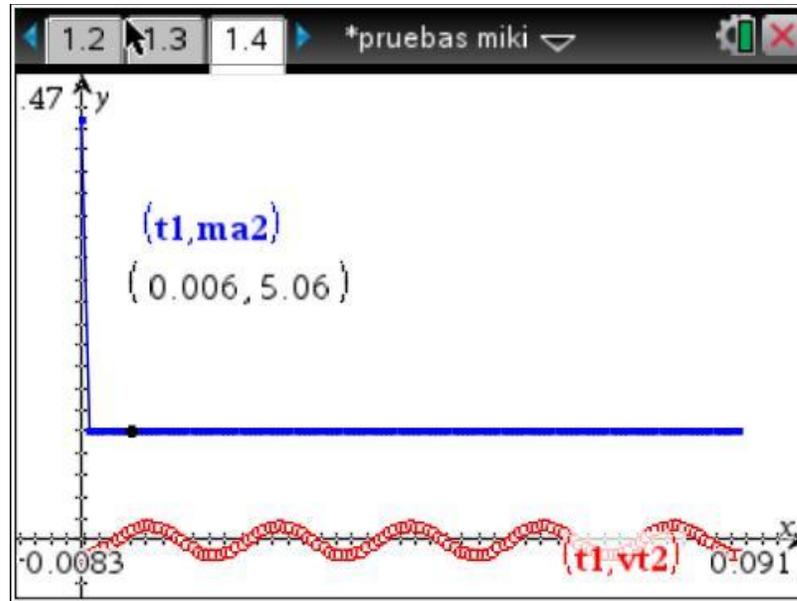
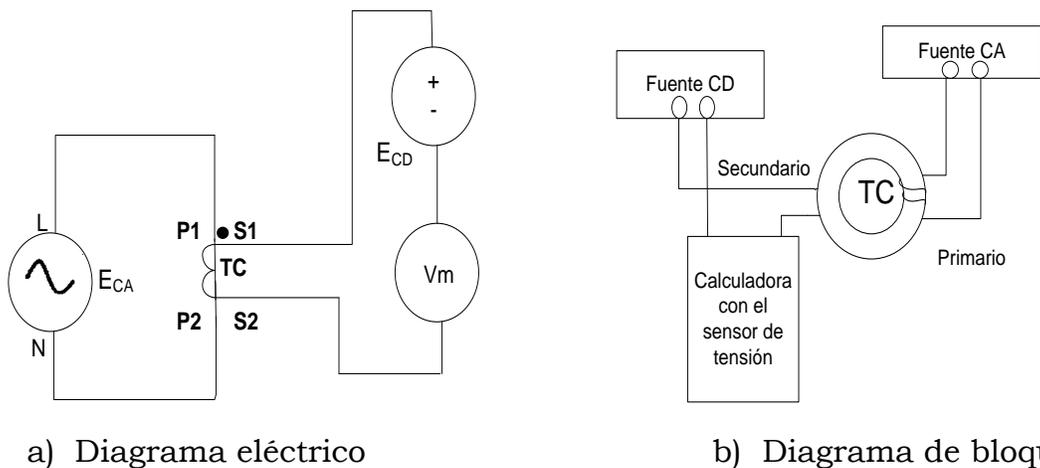


Figura 4.5 Valor pico entregado por la calculadora.

Para comprobar la prueba b) descrita anteriormente; se arma el circuito eléctrico de la figura 4.6 a); luego se introduce en el lado primario del TC h1 y en el lado secundario h0.



a) Diagrama eléctrico

b) Diagrama de bloques

Figura 4.6 Diagramas de conexión.

Obteniendo como salida el valor pico de 42.7 [V] como se muestra en la figura 4.7.

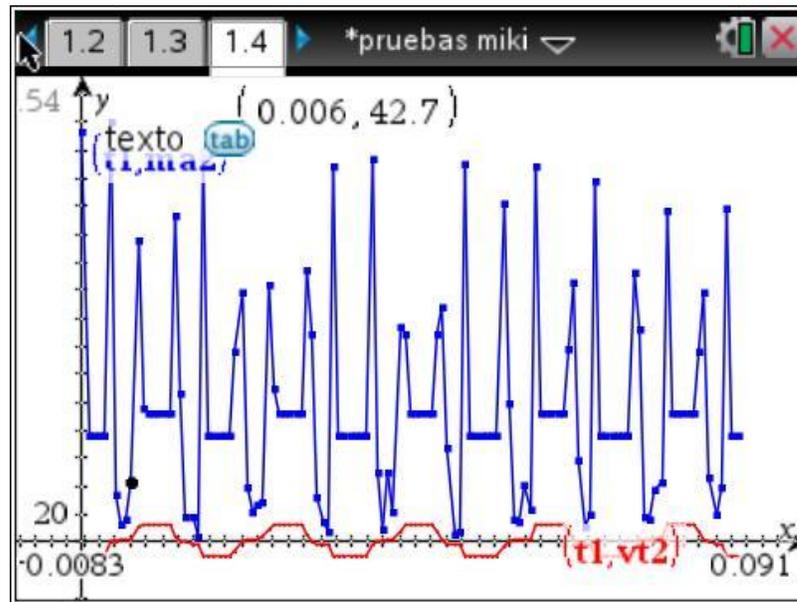


Figura 4.7 Valor pico entregado por la calculadora.

Para comprobar la prueba c) descrita anteriormente; se arma el circuito eléctrico de la figura 4.3 a); luego se introduce en el lado primario del TC h1 +h3 como se muestra en la figura 4.8.

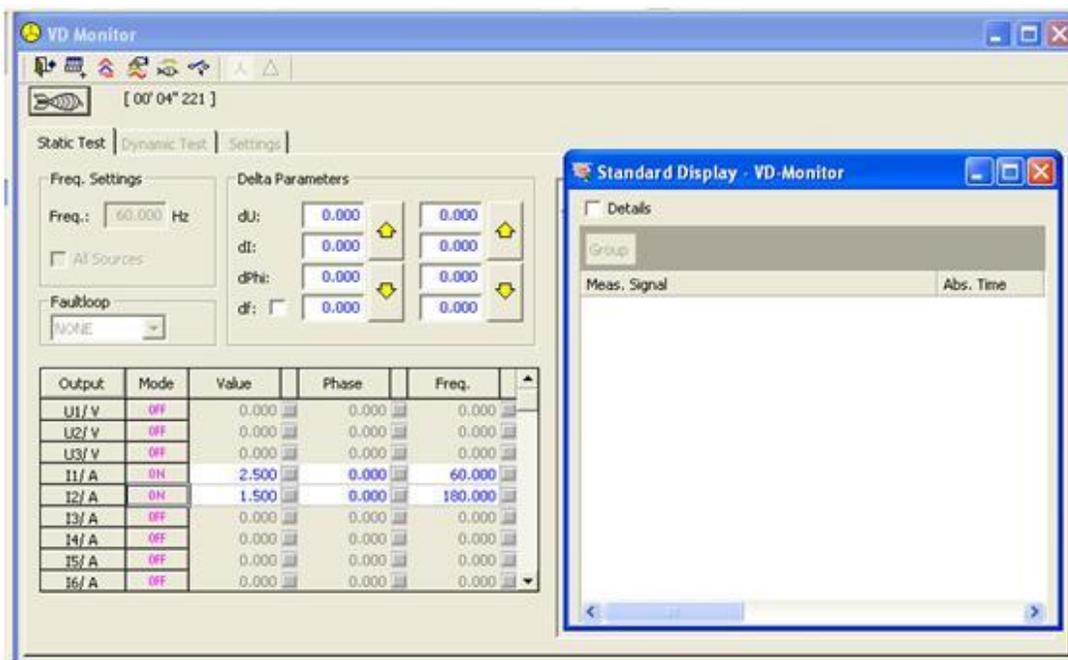


Figura 4.8 Ingreso de h1+h3 en la fuente marca Kokos 300.

Obteniendo como salida el valor pico de 7.53 [V] como se muestra en la figura 4.9, mostrando así que este filtro no funciona correctamente con contenido armónico.

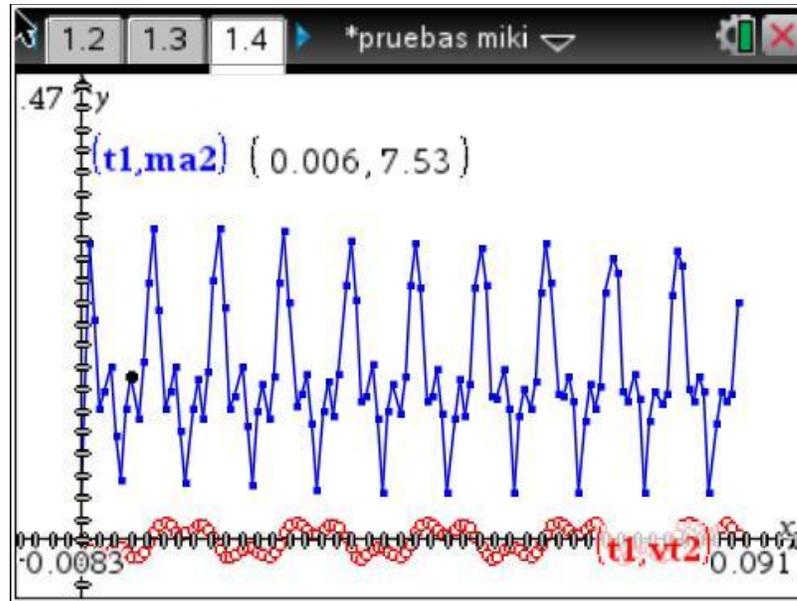
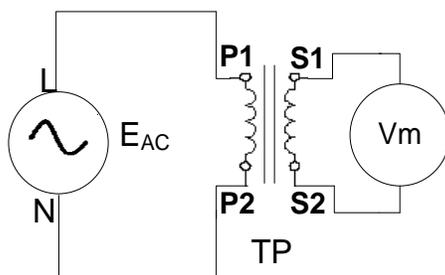


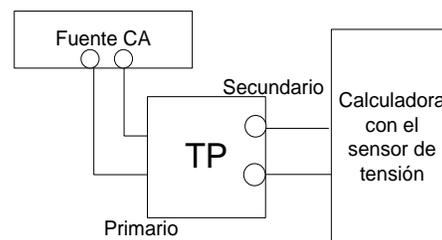
Figura 4.9 Valor pico entregado por la calculadora.

4.1.1.2 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TP

Para comprobar la prueba d) descrita anteriormente; se arma el circuito eléctrico de la figura 4.10 a); luego se introduce en el lado primario del TC h1 como se muestra en la figura 4.11.



a) Diagrama eléctrico



b) Diagrama de bloques

Figura 4.10 Diagrama de conexión.

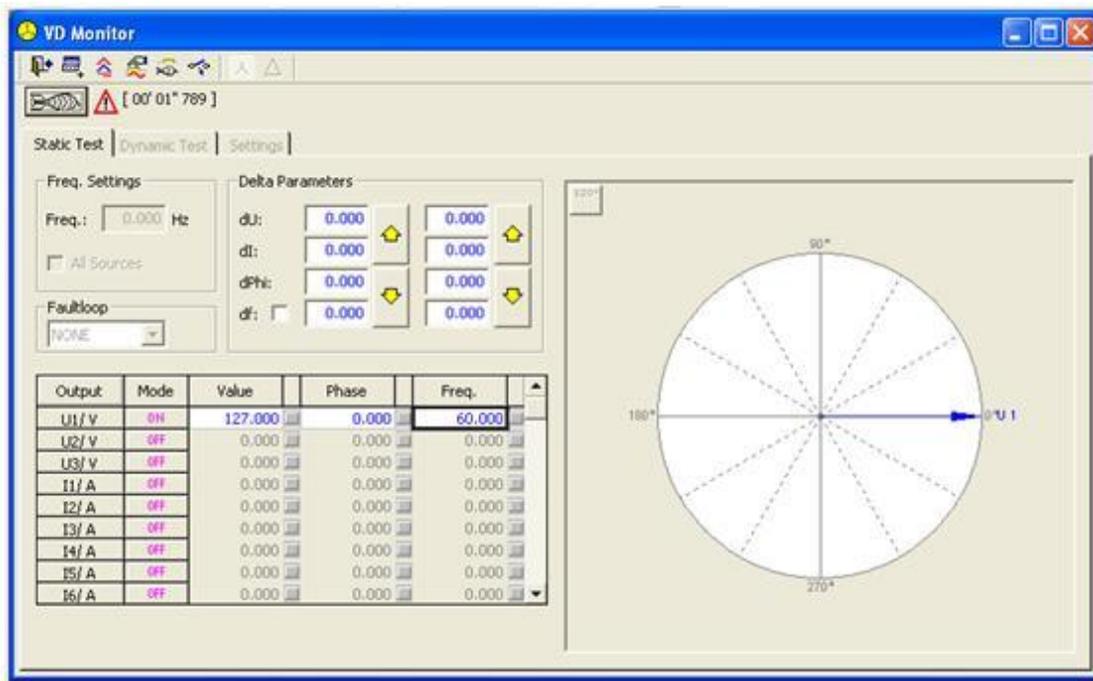


Figura 4.11 Ingreso de h1 en la fuente marca Kokos 300.

Obteniendo como salida el valor pico de 179 [V] mostrando que el filtro funciona, los resultados se aprecian la figura 4.12.]

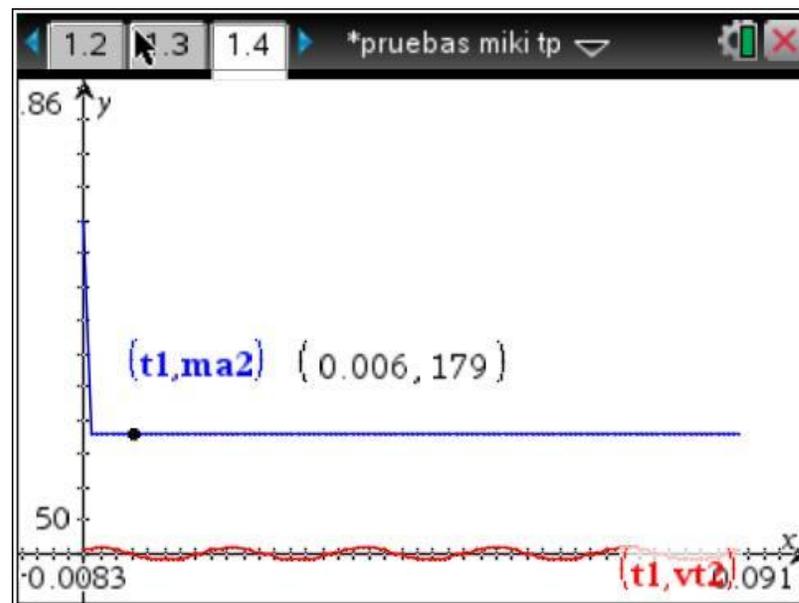


Figura 4.12 Valor pico entregado por la calculadora.

Para comprobar la prueba e) descrita anteriormente; se armo el circuito eléctrico de la figura 4.13 a); después se tomaron los valores entregados directamente de un contacto.

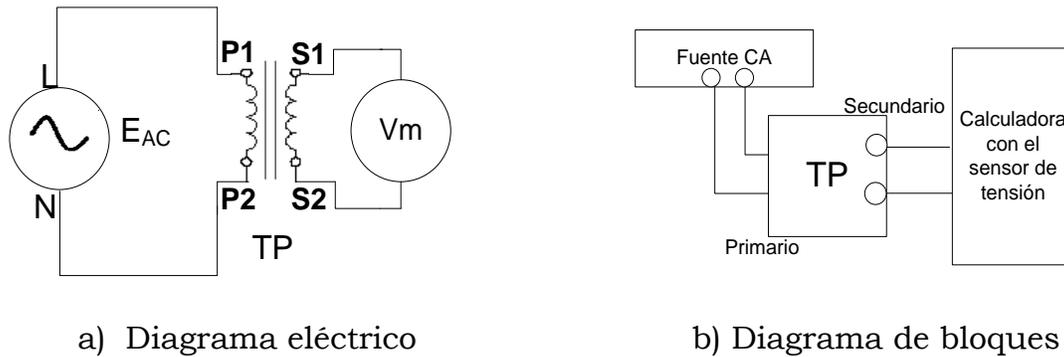


Figura 4.13 Diagramas de conexión.

Obteniendo como salida el valor pico de 192 [V] mostrando que el filtro no funciona correctamente con contenido armónico como se muestra en la figura 4.14.

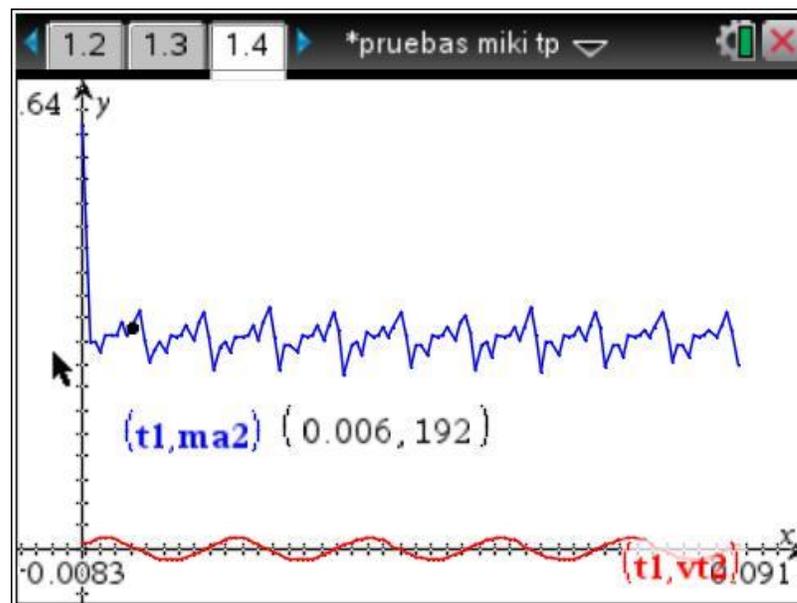


Figura 4.14 Valor pico entregado por la calculadora.

4.1.2 Filtro de Gilbert & Shovlin

Este trabaja con 3 muestras, la primera (v_0) en el instante t_0 , la segunda (v_{-1}) en el instante $t-1$ y la tercera v_{+1} en el instante $t+1$ con un (ΔT) como se muestra en la figura 4.15.

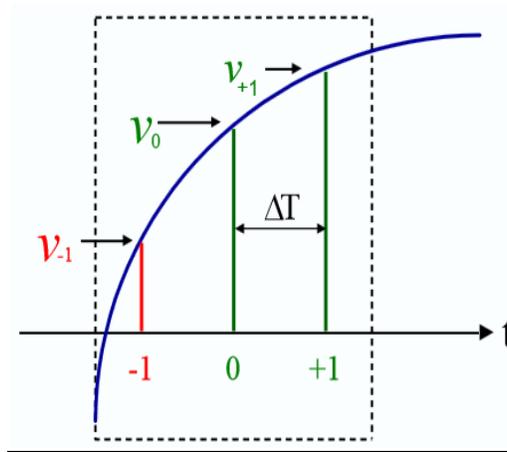


Figura 4.15 Muestras de la señal. [28]

En el instante $t=0$

$$v_0 = V_p \text{sen}(\theta) \quad (4.15)$$

En el instante $t=t-1$

$$v_{-1} = V_p \text{sen}(\omega \Delta t + \theta) \quad (4.16)$$

En el instante $t=t+1$

$$v_{+1} = V_p \text{sen}(\omega \Delta t + \theta) \quad (4.17)$$

Algoritmo:

$$V_p^2 = \frac{v_0^2 - (v_{+1})(v_{-1})}{\text{sen}^2(\omega \Delta t)} \quad (4.18)$$

Para aplicar este filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS se desarrollo una serie de algoritmos basados en el diagrama de flujo que se muestra en la figura 4.2 aplicación de filtros y 4.16, las líneas de código completas se pueden ver en el anexo C.

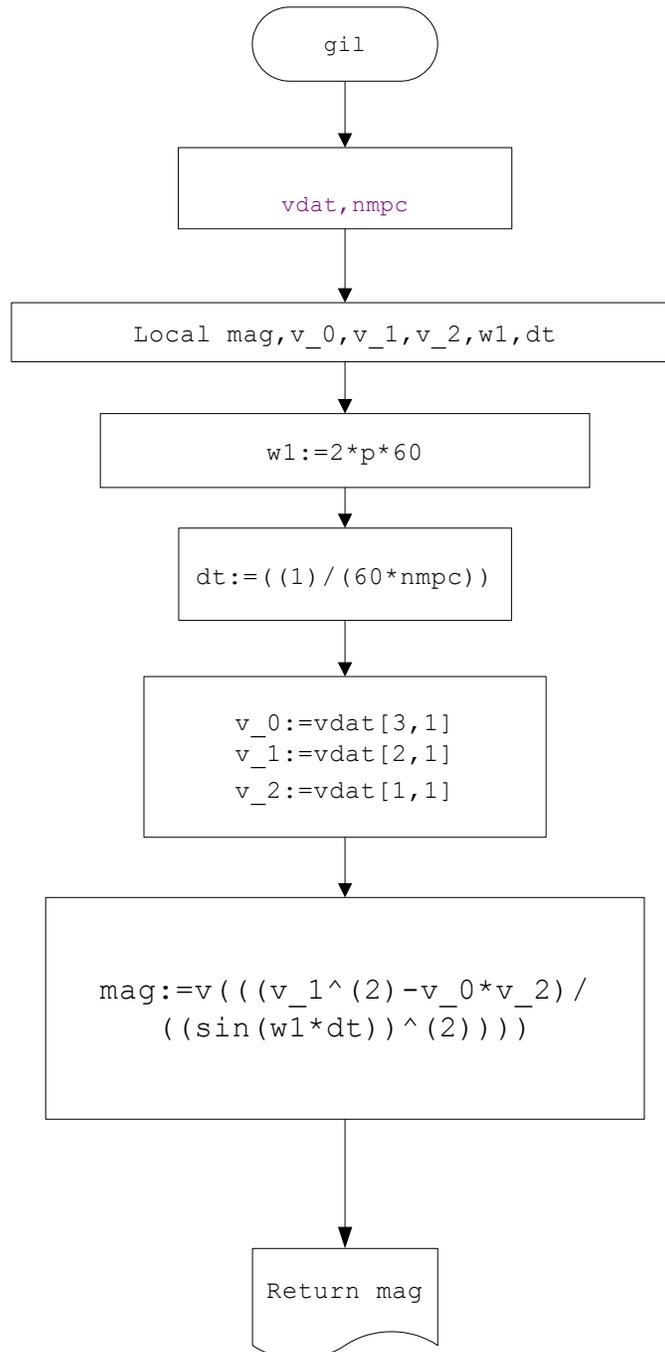


Figura 4.16 Diagrama de flujo del filtro Gilbert & Shovlin.

4.1.2.1 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TC

Se arma el circuito de la figura 4.3 a), para poder ingresar los datos de la señal h1 a la fuente de alimentación, como se muestra en la figura 4.17.

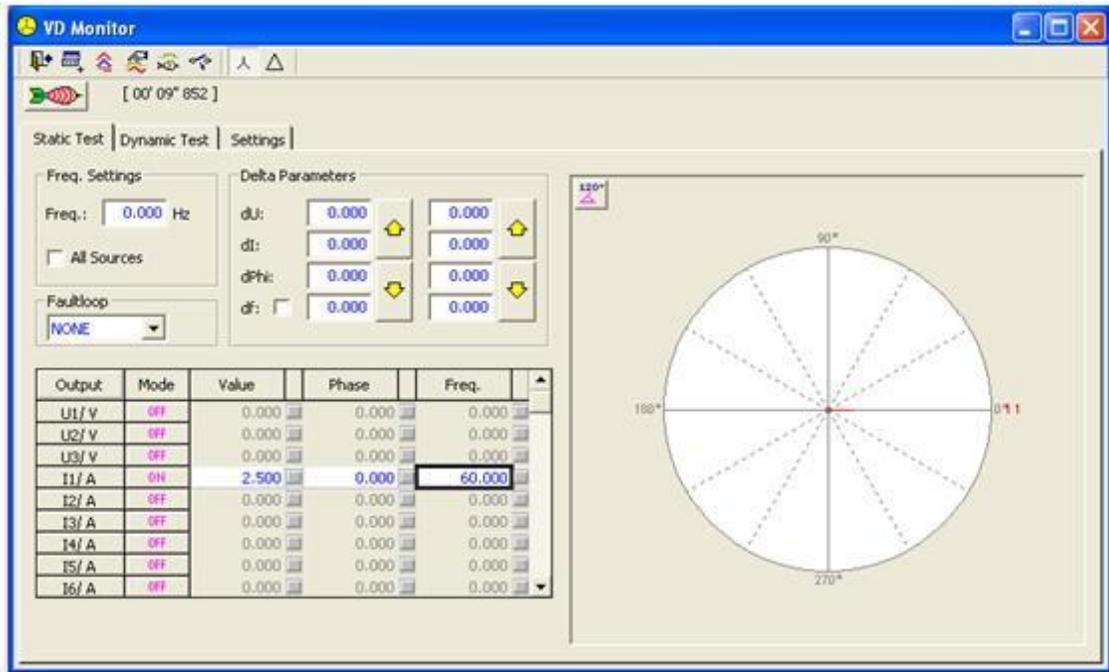


Figura 4.17 Ingreso de h1 en la fuente marca Kokos 300.

Obteniendo como salida el valor pico de 5.04 [V], como se muestra en la figura 4.18.

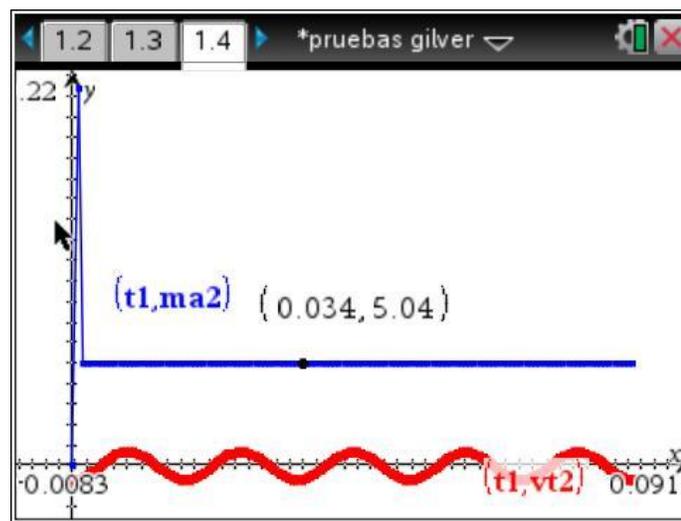


Figura 4.18 Valor pico entregado por la calculadora.

Para comprobar la prueba b) descrita anteriormente; se arma el circuito eléctrico de la figura 4.6 a); luego se introduce en el lado primario del TC h1 y en el lado secundario h0.

Obteniendo como salida el valor pico de 254 [V]. Como se muestra en la figura 4.19.

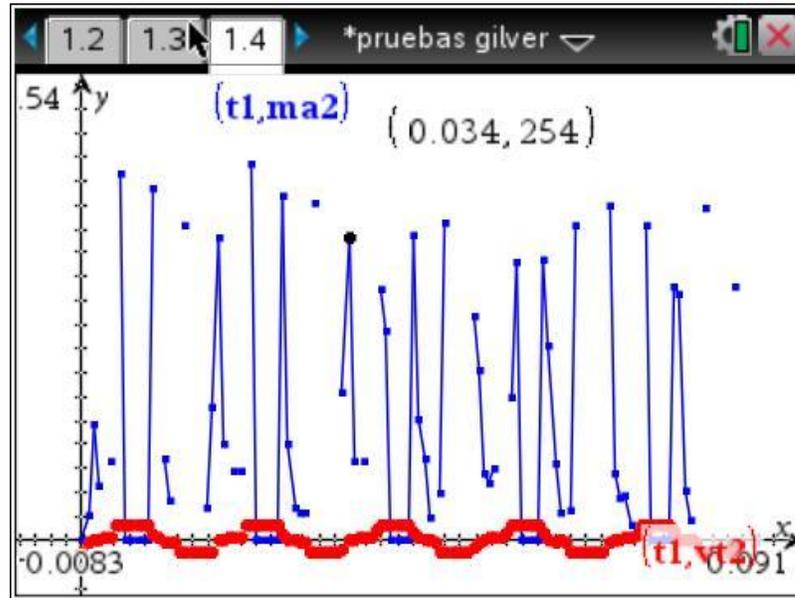


Figura 4.19 Valor pico entregado por la calculadora.

Para comprobar la prueba c) descrita anteriormente; se arma el circuito eléctrico de la figura 4.3 a); luego se introduce h1 + h3 en el lado primario del TC como se muestra en la figura 4.20.

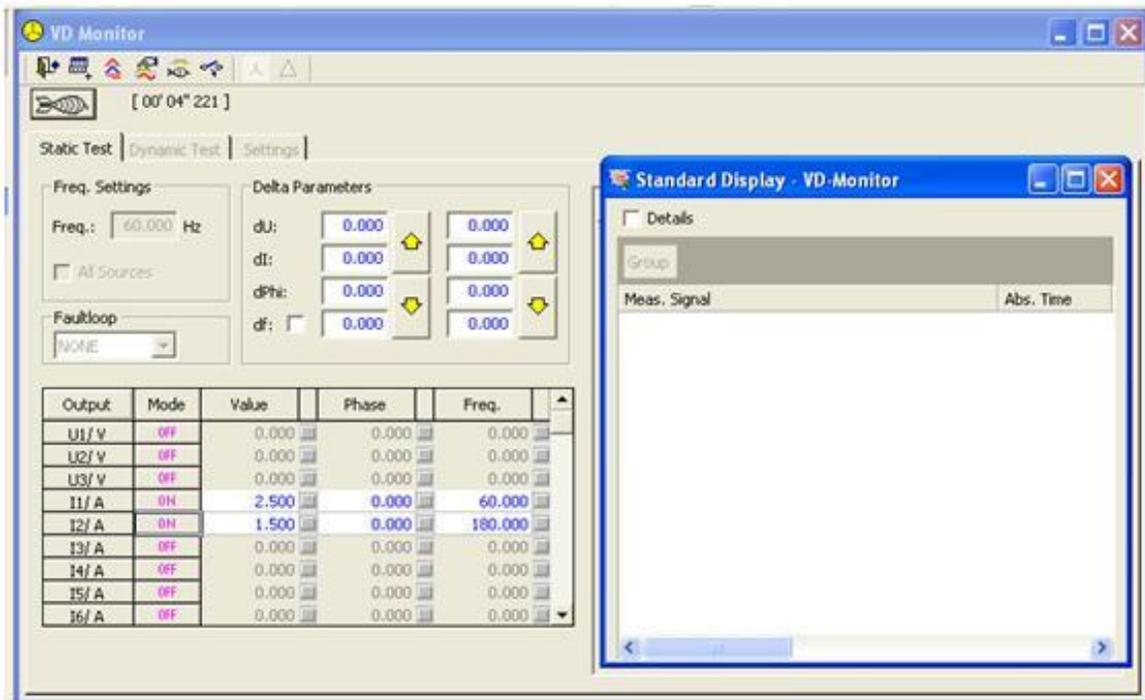


Figura 4.20 Ingreso de h1 + h3 en la fuente marca Kokos 300.

Obteniendo como salida el valor pico de 12.6. Como se muestra en la figura 4.21, mostrando que este filtro no funciona correctamente con contenido armónico.

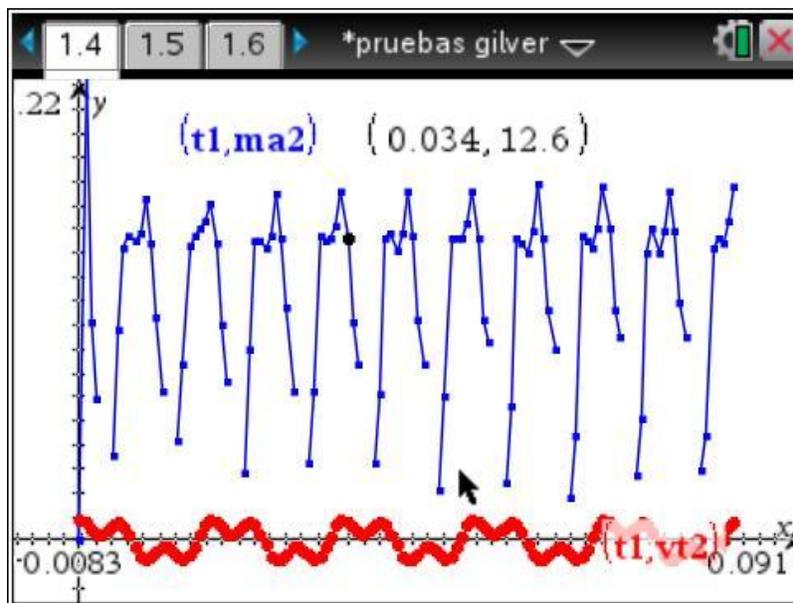


Figura 4.21 Valor pico entregado por la calculadora.

Previo a la implementación y pruebas de los algoritmos de transformada discreta de Fourier y filtro coseno se utilizó:

- Calculadora TI-Nspire CX CAS y sus componentes.
- Fuente de alimentación en CA marca Kocos 300.
- TC.*
- Fuente de alimentación de CD marca AEMC modelo AX503.
- TP.

*Nota: se maneja al TC con una relación de transformación de 1:2 empleando dos vueltas en el lado primario con el fin de generar en la fuente de alimentación una cantidad de corriente menor.

Considerando que un armónico de frecuencia de $120[Hz]$ será representado como h_2 , por consiguiente un armónico de frecuencia de $180[Hz]$ será representado como h_3 , y así sucesivamente en múltiplos de $60 [Hz]$ hasta h_n ; sin olvidar que la componente de CD será representado como h_0 .

Con el fin de comprobar que estos algoritmos funcionan correctamente obteniendo el componente armónico que se desee, aun con la presencia de algún otro (h_2, h_3, h_4, h_5, h_6) se realizaron las pruebas a1), b1) y c1).

a1) Se genera una señal senoidal pura de $60 [Hz]$ h_1 .

b1) Se genera una señal senoidal de $60 [Hz]$ h_1 + una tensión de $0.25 [V]$ CD h_0 teniendo en cuenta que este armónico debe de ser implementado a la salida del TC y no a la entrada como lo es h_1 .

c1) Se genera una señal senoidal de $60 [Hz]$ h_1 + una señal senoidal de $180 [Hz]$ h_3 .

Con el valor de:

$$h1= 2.5 [A] \text{ a } 60 [Hz].$$

$$h3=0.5 [A] \text{ a } 180[Hz].$$

$$h0=0.25 [V] \text{ CD.}$$

Para la implementación de los algoritmos con el TP se realizaron las pruebas d1) y e1).

d1) Se genera una señal senoidal pura de 60 [Hz] h1.

Con el valor de:

$$h1= 127[V] \text{ a } 60 [Hz].$$

e1) Se tomaron valores entregados directamente de un contacto ya que por si la corriente que este entrega contiene contenido armónico.

Con el valor de:

$$h1=129.5 [V] \text{ a } 60[Hz].$$

4.1.3 Transformada discreta de Fourier

Para este algoritmo se necesitan de funciones ortogonales y la función seno se utilizan para este algoritmo y a continuación se prueba su ortogonalidad: [9]

$$\int_{t=0}^T f(t)g(t)dt = \int_{t=0}^{2\pi/\omega} \text{sen}(\omega t) \cos(\omega t) dt \quad (4.19)$$

$$= \frac{1}{2} \int_{t=0}^{2\pi/\omega} \text{sen}(2\omega t) dt = \frac{1}{2} * \frac{1}{2\omega} |\cos(2\omega t)|_0^{2\pi/\omega} \quad (4.20)$$

$$\frac{1}{2} * \frac{1}{2\omega} \left(\cos \left(2\omega \frac{2\pi}{\omega} \right) - \cos(0) \right) \quad (4.21)$$

$$\frac{1}{2} * \frac{1}{2\omega} (\cos(4\pi) - \cos(0)) \quad (4.22)$$

$$\frac{1}{2} * \frac{1}{2\omega} (1 - 1) = 0 \quad (4.23)$$

Ya que se comprobó que estas funciones son ortogonales, entonces se seleccionan la función seno y coseno a la mínima frecuencia de interés (frecuencia nominal, en este caso es de 60 [Hz] y después se muestrean las señales de referencia a la frecuencia de muestreo seleccionada y ahora se realizan los siguientes pasos: [9]

- Multiplicar la primera muestra de la ventana con el primer discretizado de cada señal de referencia.
- Se guardan los datos en tablas.
- Se repiten las multiplicaciones y se guardan los resultados para todas las muestras subsecuentes hasta considerar todos los datos de la ventana.
- Se suman los productos de las multiplicaciones con los productos previos.
- Dividir los resultados de las sumas del paso anterior entre un medio del número de muestras de la ventana. [9]

Para la estimación del fasor se calcula la magnitud y el ángulo con las siguientes formulas mostradas en las ecuaciones (4.24) y (4.25) respectivamente.

$$\text{magnitud del valor pico} = \sqrt{\text{real}^2 + \text{imaginario}^2} \quad (4.24)$$

$$\text{ángulo} = \tan^{-1} \left(\frac{\text{imaginario}}{\text{real}} \right) \quad (4.25)$$

Para aplicar este filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS se desarrollo una serie de algoritmos basados en los diagrama de flujo a) y b) que se muestra en la figura 4.22, para ver las líneas de código completas ver el anexo C.

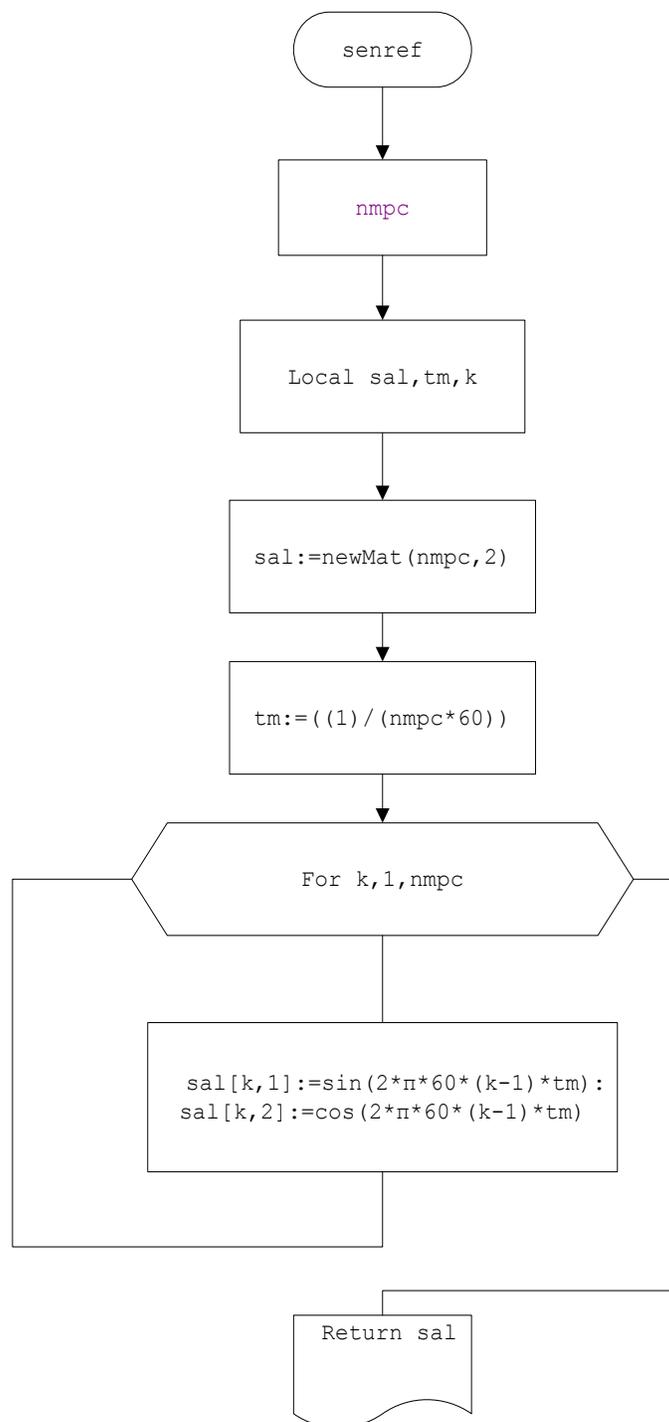


Figura 4.22 a) Diagrama de flujo: Señal de referencia para el filtro TDF.

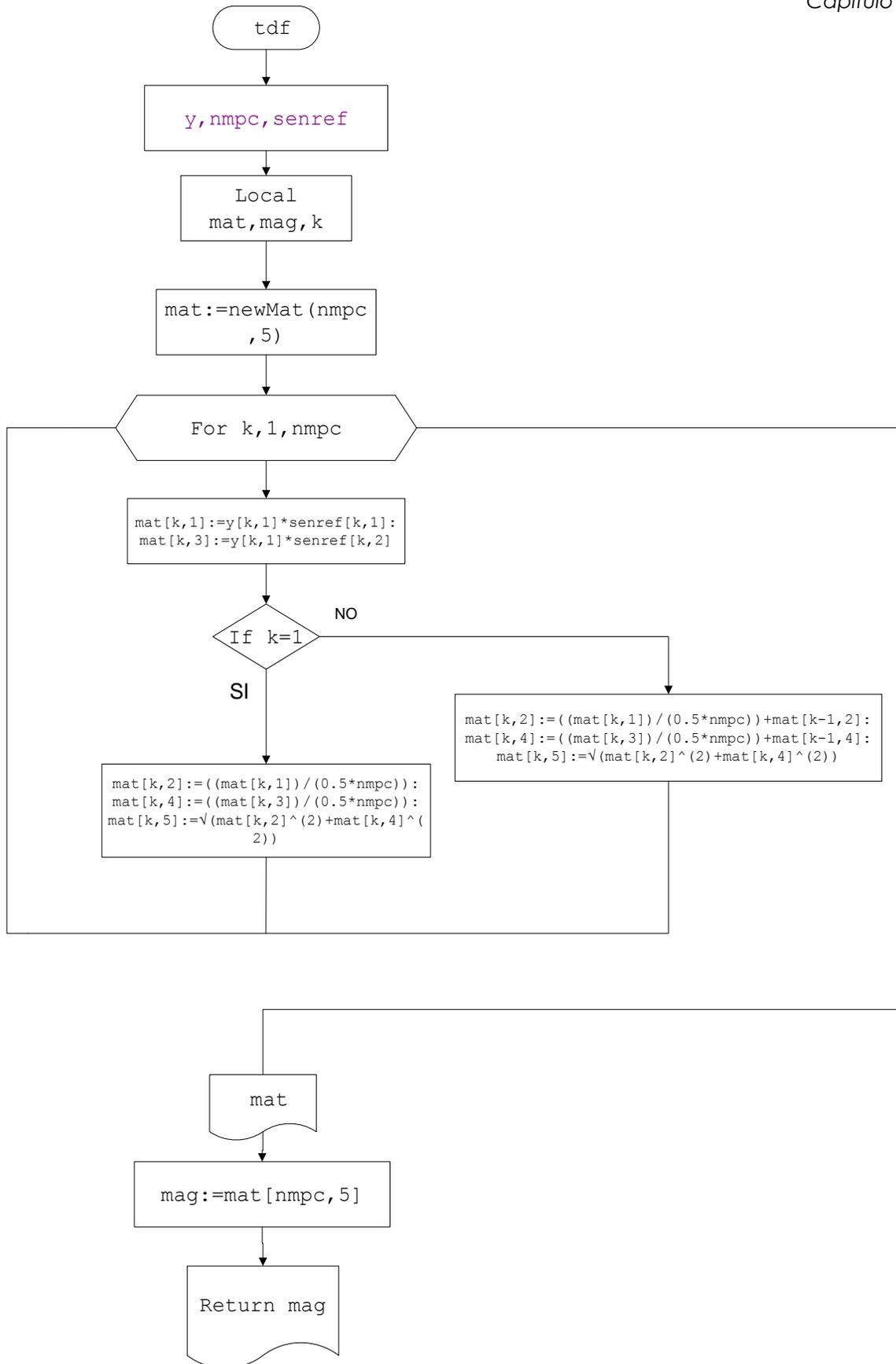


Figura 4.22 b) Diagrama del filtro TDF.

4.1.3.1 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TC

Para comprobar la prueba a1) se arma el circuito de la figura 4.3 a), para poder ingresar los datos de la señal h1 a la fuente de alimentación, como se muestra en la figura 4.23.

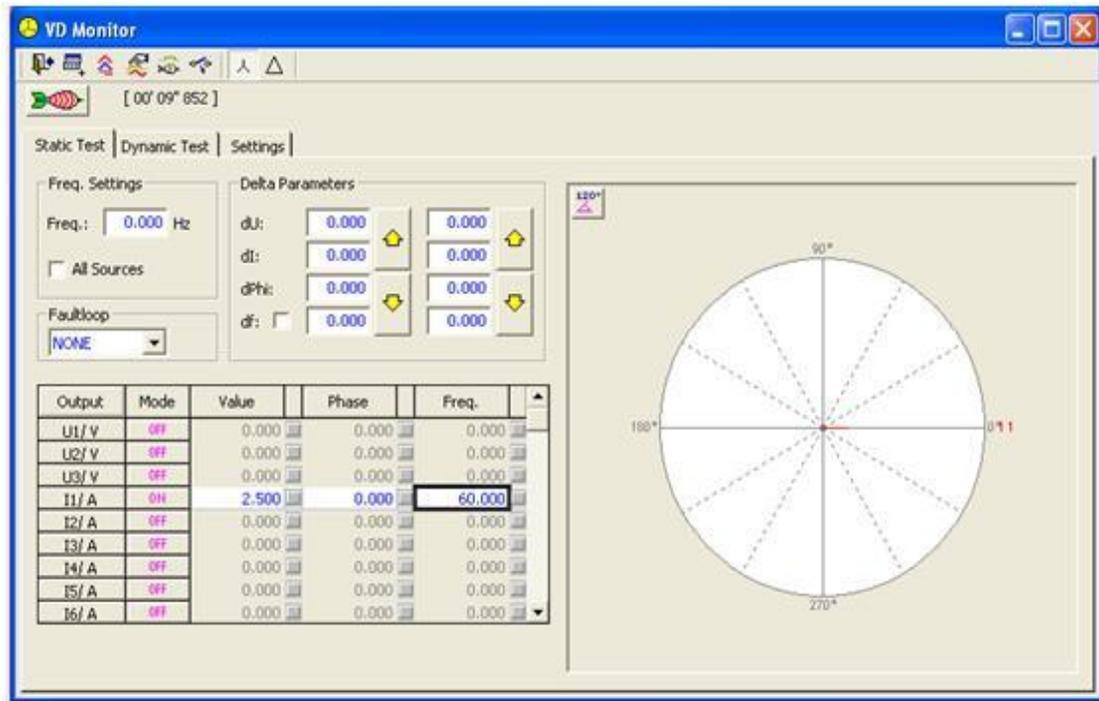


Figura 4.23 Ingreso de h1 en la fuente marca Kokos 300.

Obteniendo como salida el valor pico de 5.03 [V]. Como se muestra en la figura 4.24.

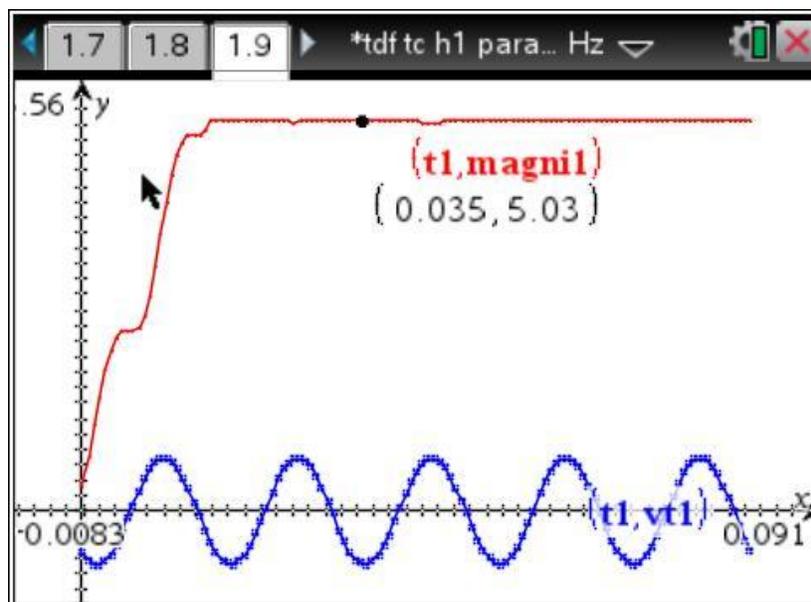


Figura 4.24 Valor pico entregado por la calculadora.

Para comprobar la prueba b1) descrita anteriormente; se arma el circuito eléctrico de la figura 4.6 a); luego se introduce en el lado primario del TC h1 y en el lado secundario h0.

Obteniendo como salida el valor pico de 5 [V]. Como en la figura 4.25.

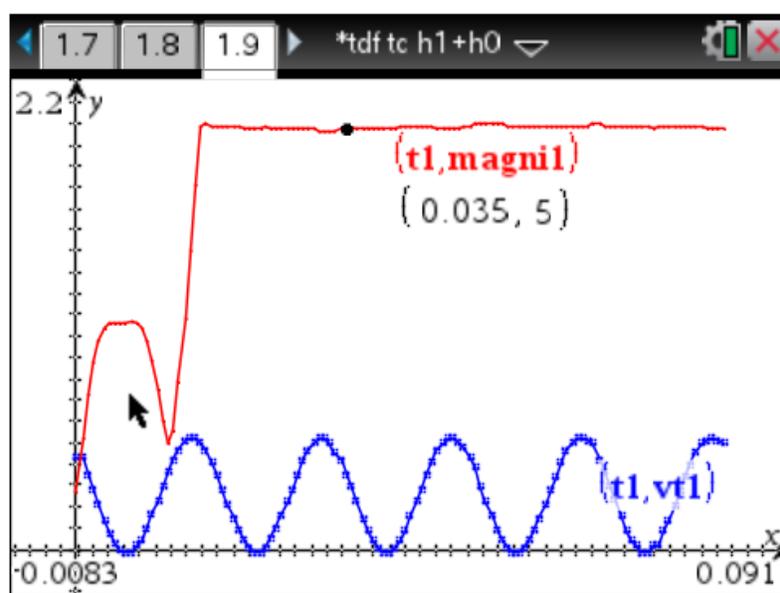


Figura 4.25 Valor pico entregado por la calculadora.

Para comprobar la prueba c1) descrita anteriormente; se arma el circuito eléctrico de la figura 4.3 a); luego se introduce en el lado primario del TC h1 +h3 como se muestra en la figura 4.26.

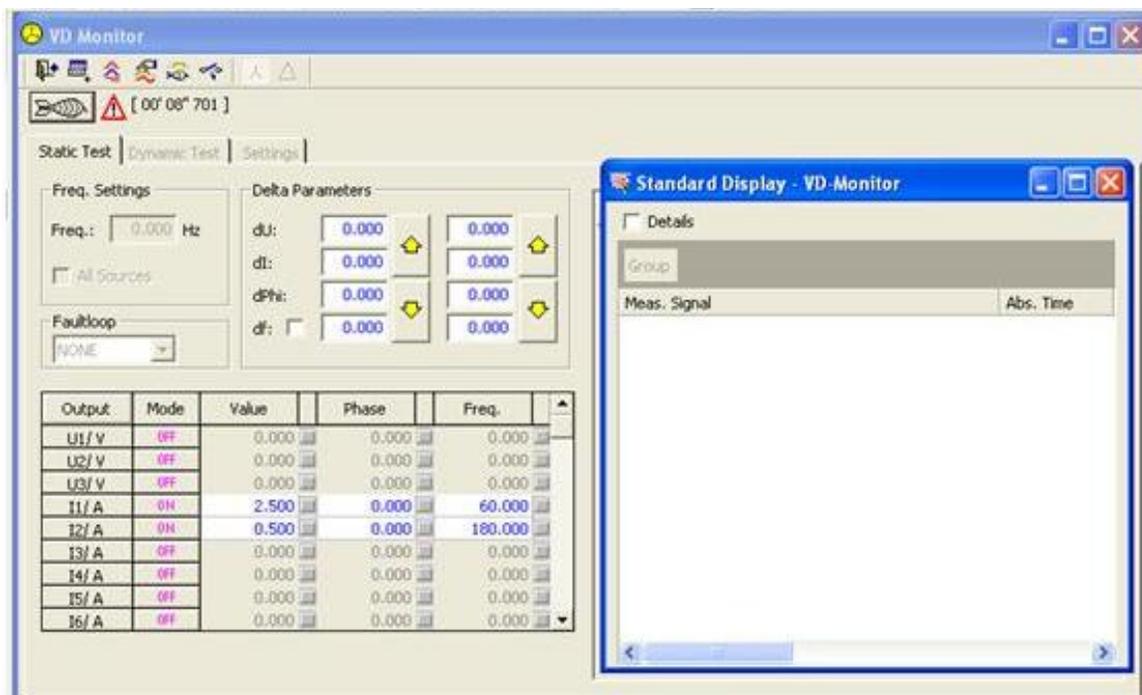


Figura 4.26 Ingreso de h1 + h3 en la fuente marca Kokos 300.

Obteniendo como salida el valor pico de 5.04 [V]. Como se muestra en la figura 4.27.

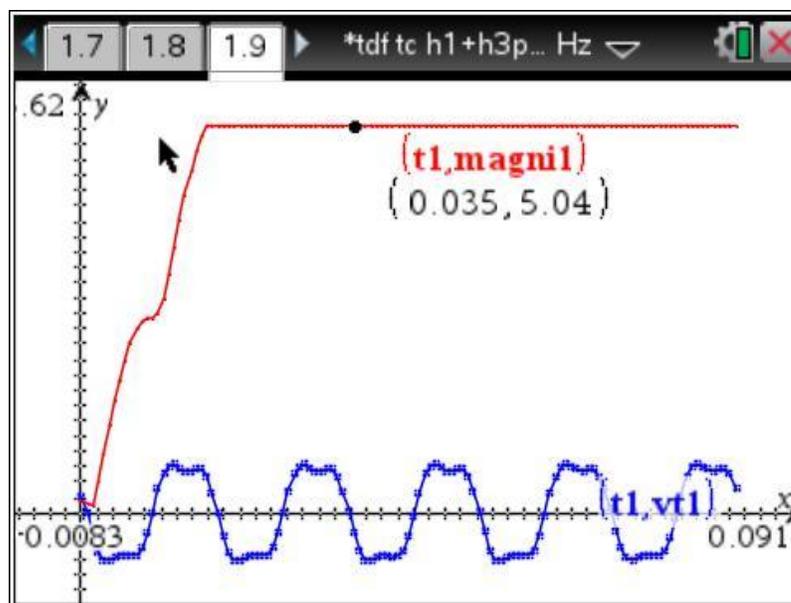


Figura 4.27 Valor pico entregado por la calculador

4.1.3.2 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TP

Para comprobar la prueba d1) descrita anteriormente; se arma el circuito eléctrico de la figura 4.10 a); luego se introduce en el lado primario del TC h1 como se muestra en la figura 4.28.

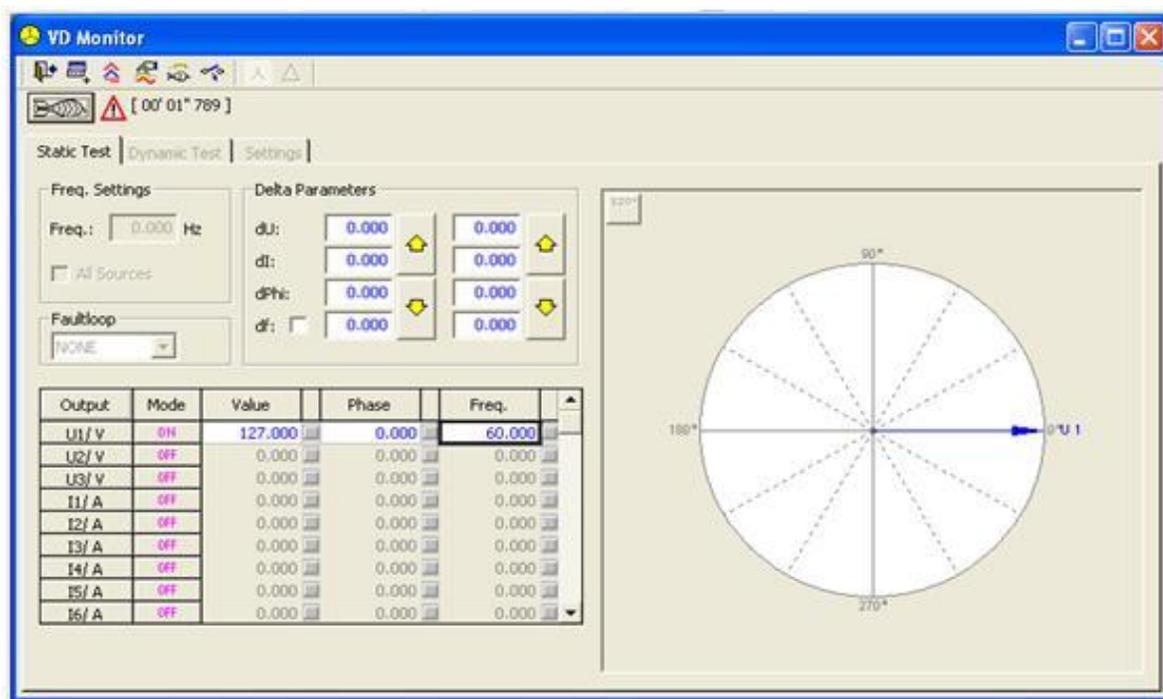


Figura 4.28 Ingreso de h1 en la fuente marca Kokos 300.

Obteniendo como salida el valor pico de 180 [V] en la figura 4.29.

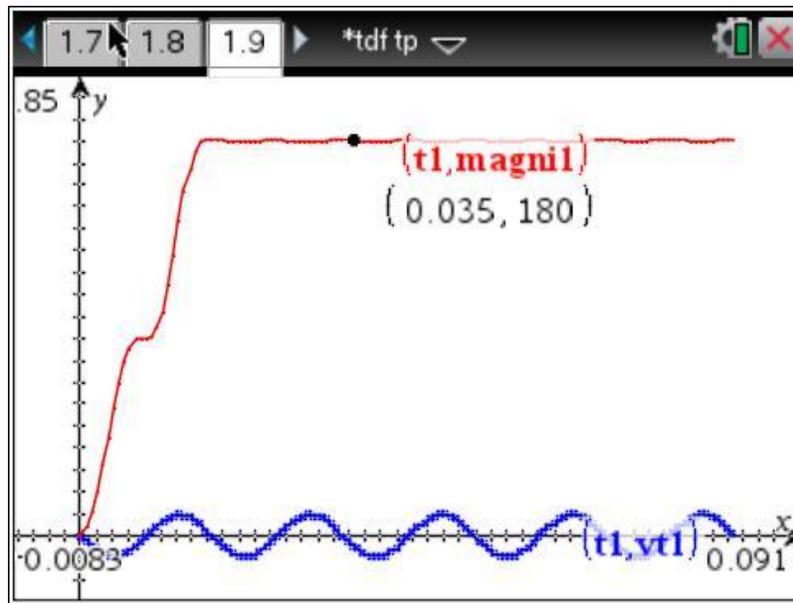


Figura 4.29 Valor pico entregado por la calculadora.

Para comprobar la prueba e1) descrita anteriormente; se armó el circuito eléctrico de la figura 4.13 a); después se tomaron los valores entregados directamente de un contacto.

Obteniendo como salida el valor pico de 183 [V] como se en la figura 4.30.

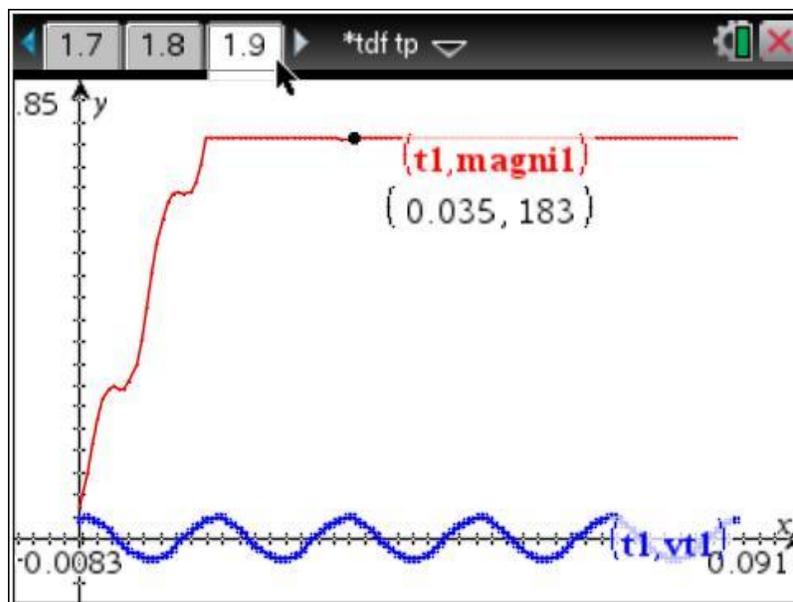


Figura 4.30 Valor pico entregado por la calculadora.

4.1.4 Algoritmo filtro coseno

En el algoritmo de TDF de ciclo completo se realizaron los filtros seno y coseno que se muestran en la figura 4.34 y figura 4.35 abajo respectivamente.

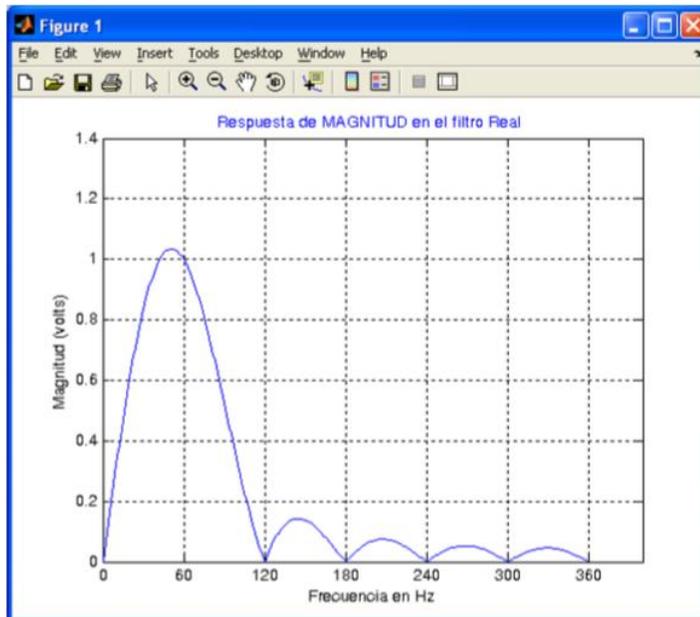


Figura 4.31 Respuesta en magnitud del filtro real. [9]

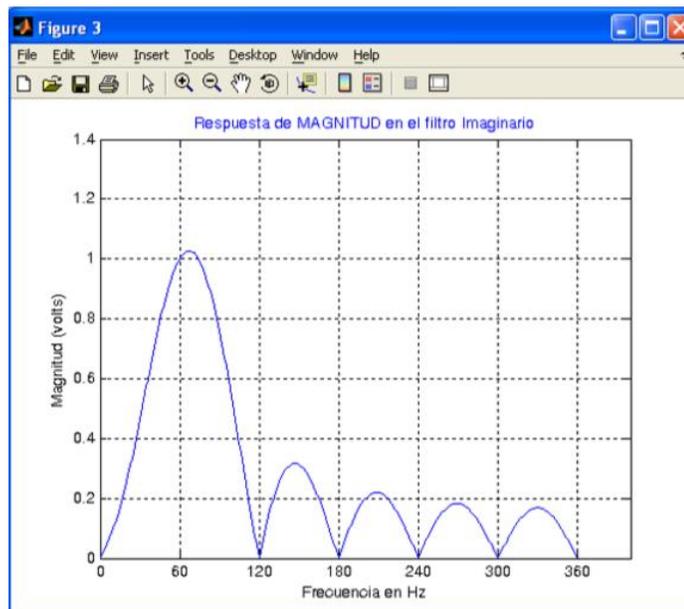


Figura 4.32 Respuesta en magnitud del filtro imaginario. [9]

Se puede observar en las gráficas anteriores que los dos filtros eliminan completamente las armónicas pares e impares, el filtro real (seno) atenúa más las frecuencias entre armónicos por lo tanto es el mejor de los dos filtros.

Este algoritmo hace uso de la función seno como señal de referencia para calcular ambos filtros de parte real e imaginaria, debido a lo anterior este algoritmo utiliza una ventana de mayor tamaño. [9]

La correlación con la referencia de la función seno da la parte real

- $V_p \cos(\theta)$; De aquí el nombre de filtro coseno
Si el valor actual $V_p \cos(\theta)$ es correlacionado, resulta:
- $V_p \cos(\theta - 90^\circ) = V_p \sin(\theta)$, este es el filtro de la parte imaginaria.

Lo primero que se debe definir es cual va a ser la frecuencia nominal y cuantas muestras requerimos por ciclo.

- Frecuencia nominal 60 [Hz].
- Numero de muestras por ciclo 12.

$$f_m = 60 * 12 = 720 \text{ [Hz]} \quad (4.26)$$

$$\Delta t = \frac{1}{f_m} = \frac{1}{720} \quad (4.27)$$

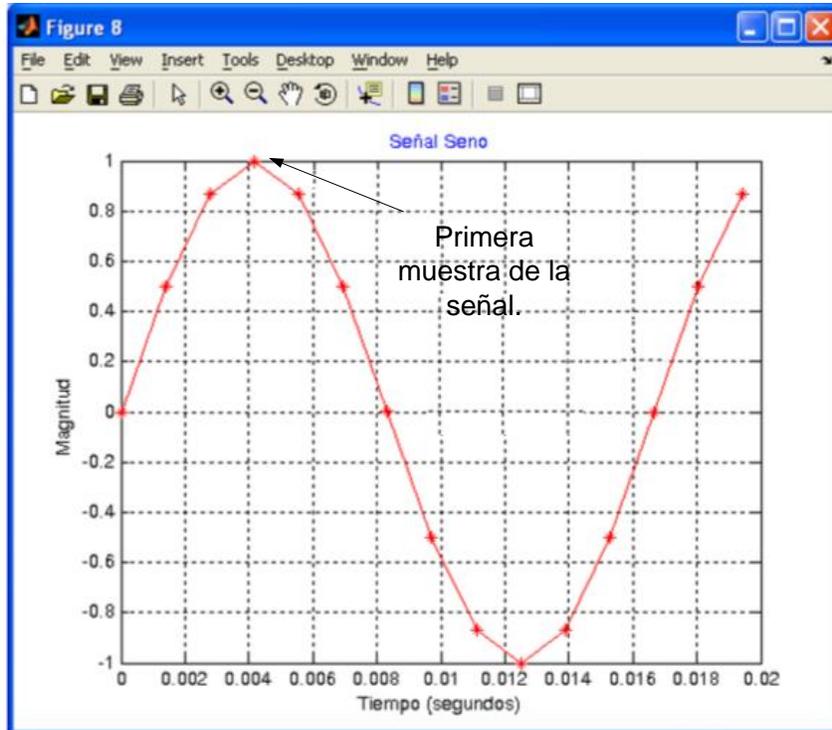


Figura 4.33 Señal seno primera muestra. [9]

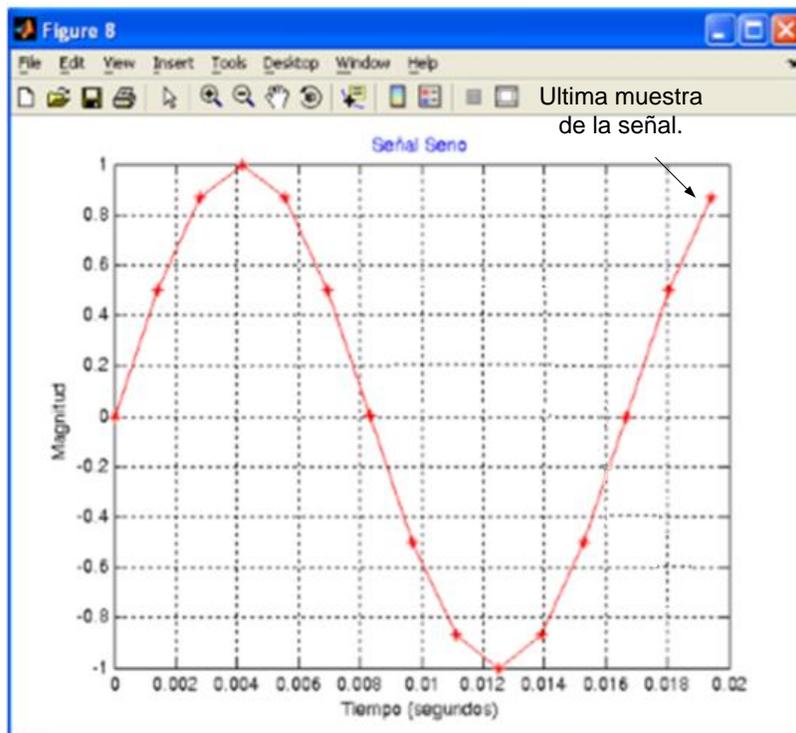


Figura 4.34 Señal seno última muestra. [9]

A partir de estos dos filtros el fasor puede estimar la magnitud y ángulo del fasor.

En el algoritmo de la DFT se comprobó que la función seno es ortogonal, entonces se seleccionan la función seno a la mínima frecuencia de interés (frecuencia nominal) y después se muestrean las señales de referencia a la frecuencia de muestreo seleccionada y ahora se realizan los siguientes pasos:

- Multiplicar la primera muestra de la ventana con el primer discretizado de la señal de referencia.
- Se guardan los datos en tablas.
- Se repiten las multiplicaciones y se guardan los resultados para todas las muestras subsecuentes hasta considerar todos los datos de la ventana.
- Se suman los productos de las multiplicaciones con los productos previos.
- Dividir los resultados de las sumas del paso anterior entre un medio del número de muestras de la ventana. [9]

Los cálculos realizados en los pasos anteriores son para el filtro de la parte real. El filtro de la parte real calculado $\frac{1}{4}$ atrás es el filtro de la parte imaginaria

Para la estimación del fasor se calcula la magnitud y el ángulo con las siguientes ecuaciones mostradas en la 4.28 y 4.29 respectivamente.

$$magnitud = \sqrt{real^2 + imaginario^2} \quad (4.28)$$

$$angulo = \tan^{-1} \left(\frac{imaginario}{real} \right) \quad (4.29)$$

Para aplicar este filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS se desarrollo una serie de algoritmos basados en los diagrama de flujo a) y b) que se muestra en la figura 4.35, para ver las líneas de código completas ver el anexo C.

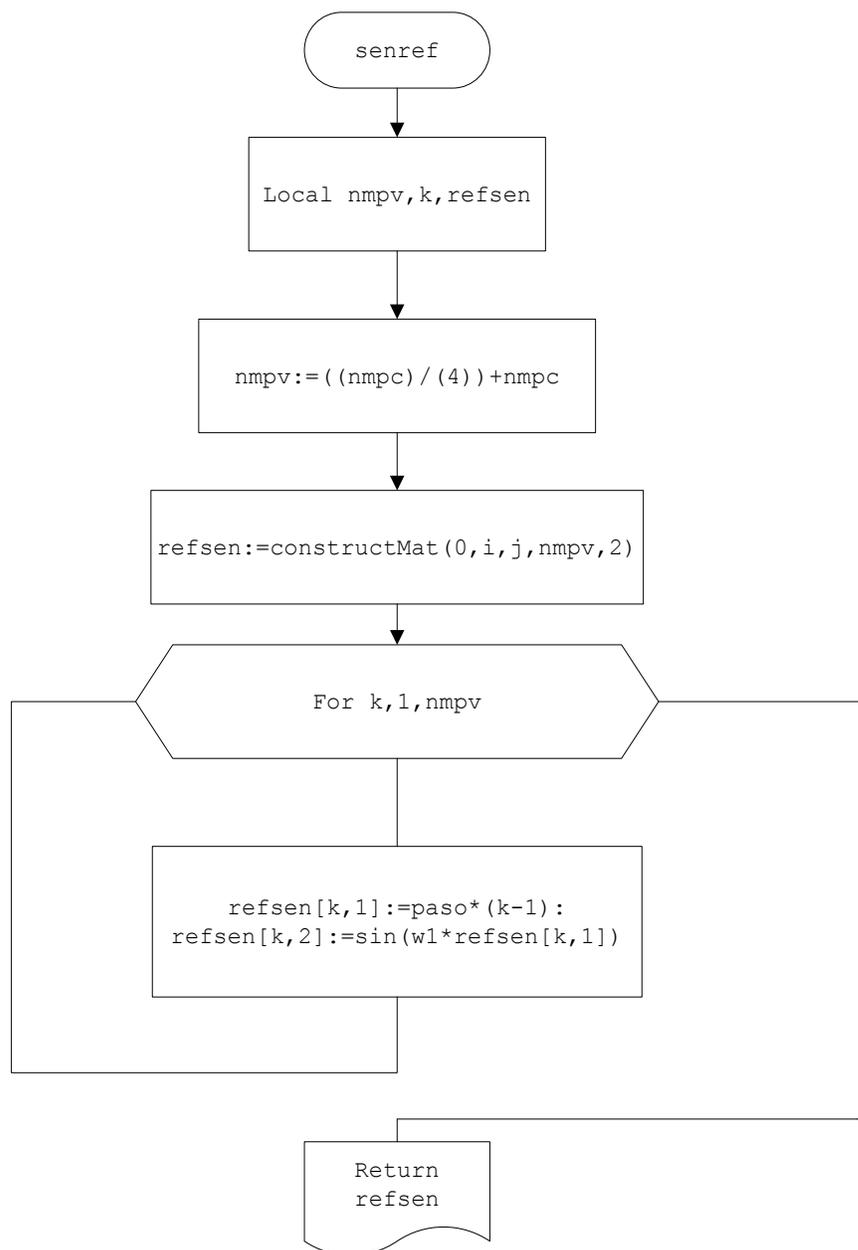


Figura 4.35 a) Diagrama de flujo: Señal de referencia para filtro coseno.

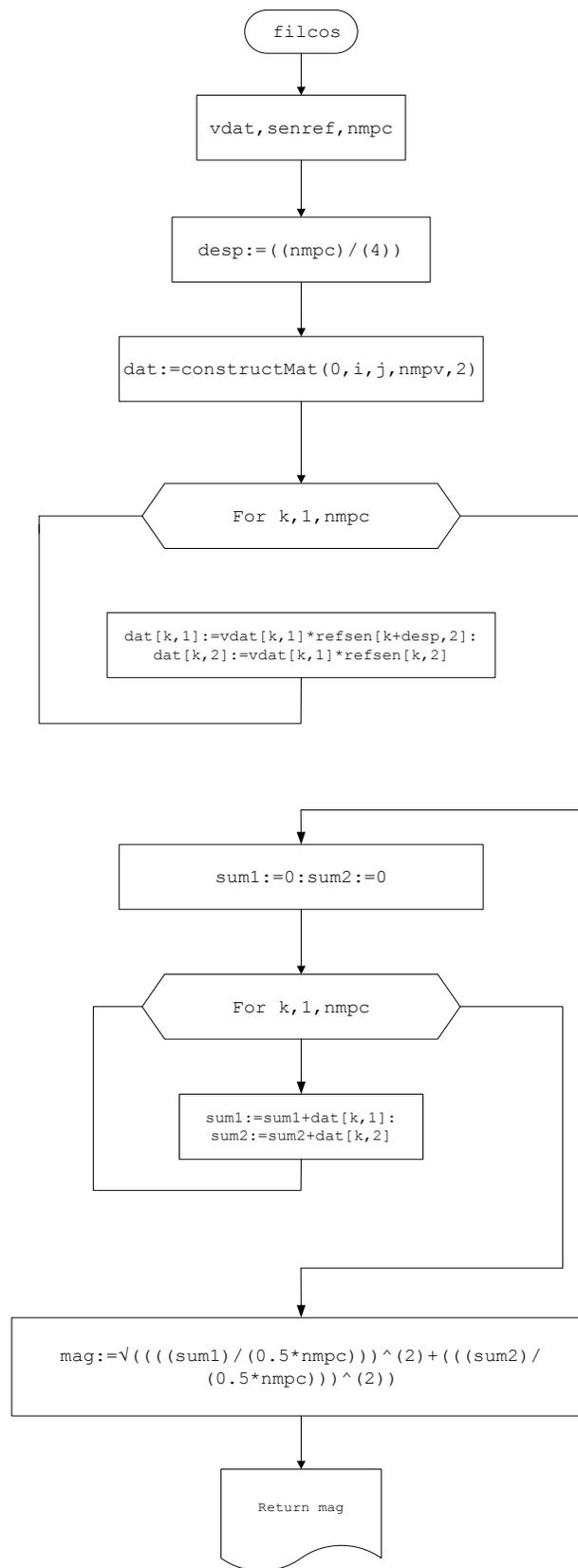


Figura 4.35 b) Diagrama del filtro coseno.

4.1.4.1 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TC

Para comprobar la prueba a1) se arma el circuito de la figura 4.3 a), para poder ingresar los datos de la señal h1 a la fuente de alimentación, como se muestra en la figura 4.36.

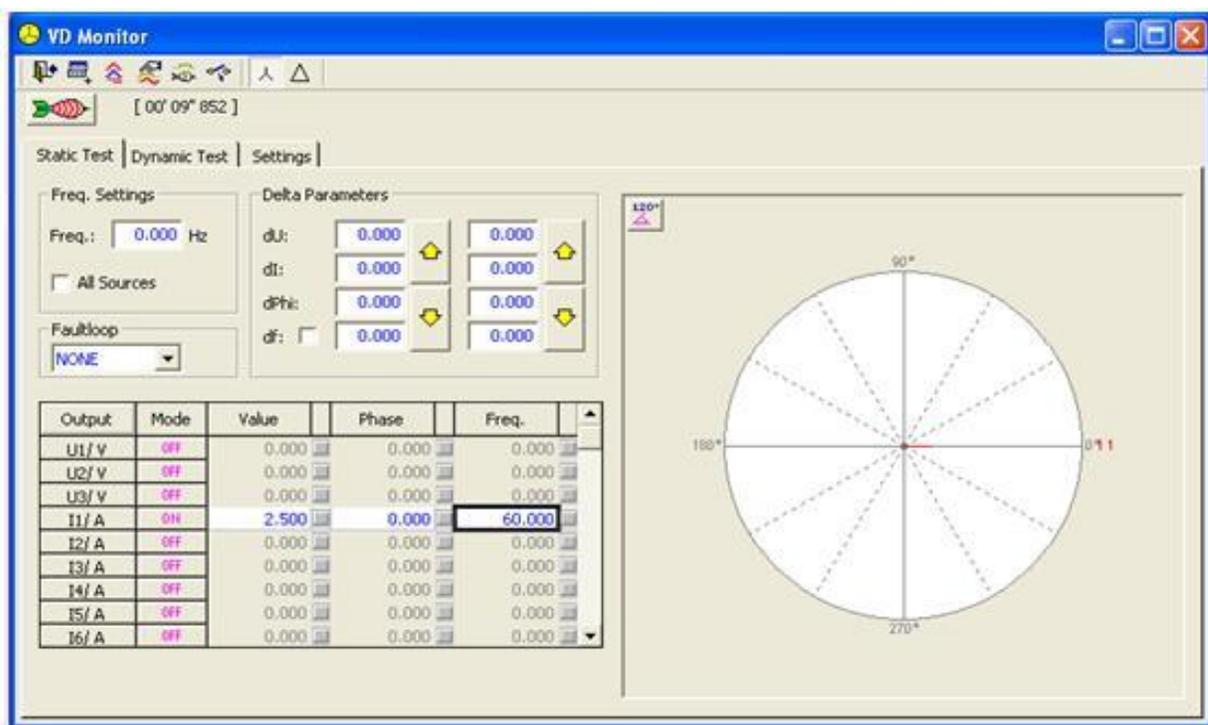


Figura 4.36 Ingreso de h1 en la fuente marca Kokos 300.

Obteniendo como salida el valor pico de 5.03 [V]. Como se muestra en la figura 4.37.

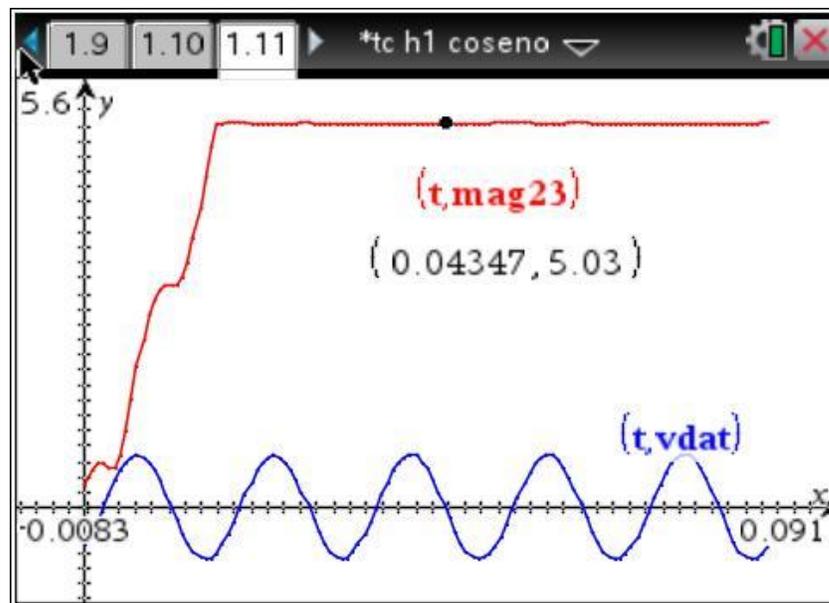


Figura 4.37 Valor pico entregado por la calculadora.

Para comprobar la prueba b1) descrita anteriormente; se arma el circuito eléctrico de la figura 4.6 a); luego se introduce en el lado primario del TC h1 y en el lado secundario h0.

Obteniendo como salida el valor pico de 5.01 [V]. Como en la figura 4.38.

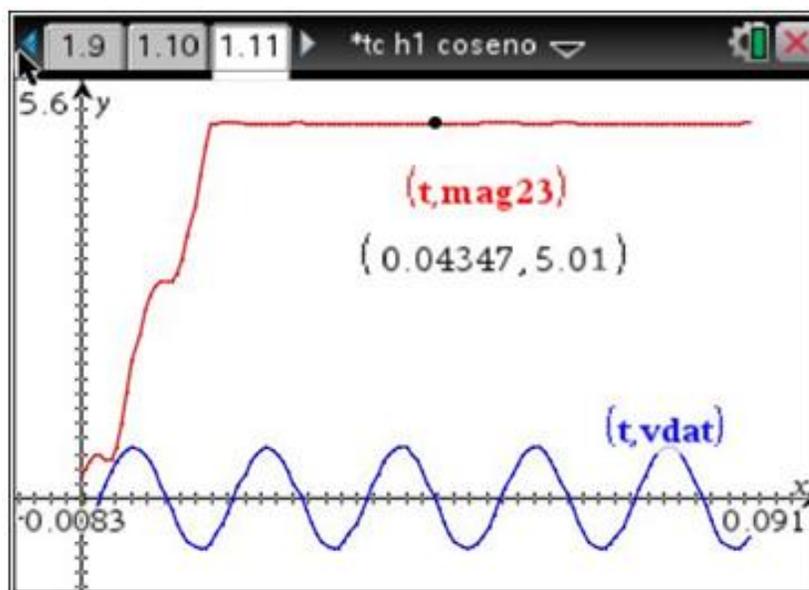


Figura 4.38 Valor pico entregado por la calculadora.

Para comprobar la prueba c1) descrita anteriormente; se arma el circuito eléctrico de la figura 4.3 a); luego se introduce en el lado primario del TC h1 +h3 como se muestra en la figura 4.39.

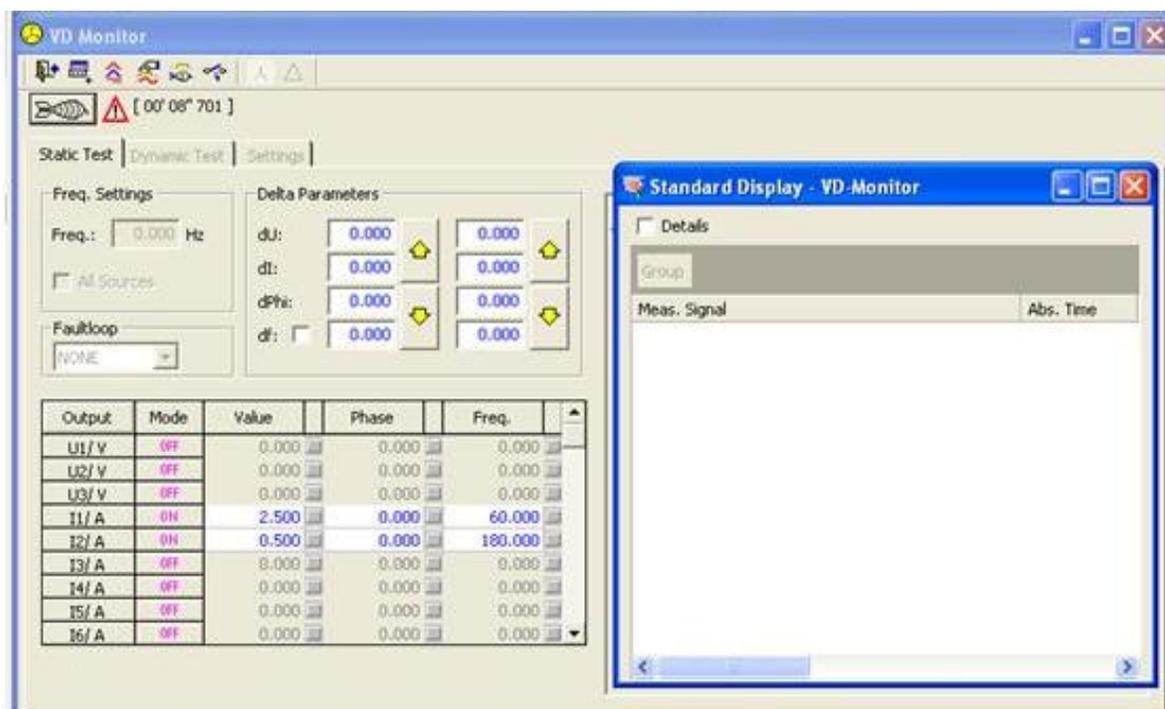


Figura 4.39 Ingreso de h1 + h3 en la fuente marca Kokos 300.

Obteniendo como salida el valor pico de 5.02 [V]. Como se muestra en la figura 4.43.

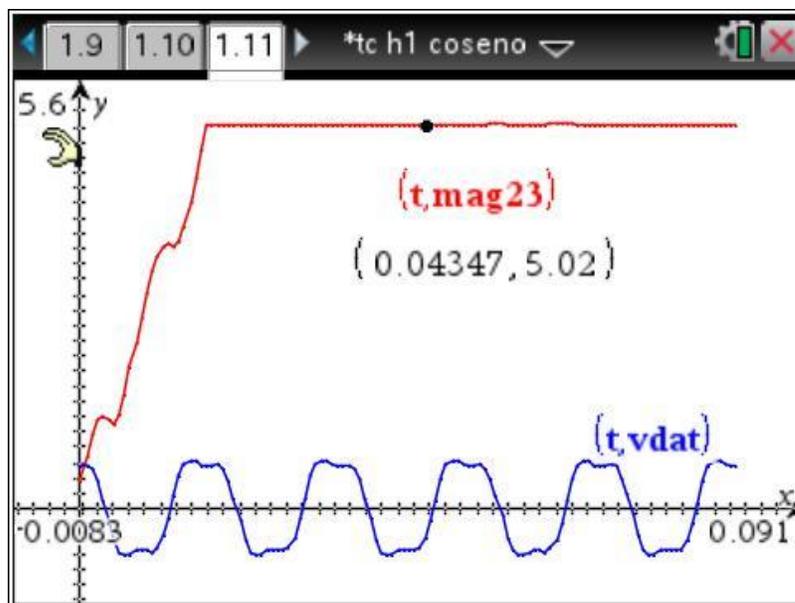


Figura 4.40 Valor pico entregado por la calculadora.

4.1.4.2 Aplicación y pruebas del filtro en la calculadora TI-Nspire CX CAS con TP

Para comprobar la prueba d1) descrita anteriormente; se arma el circuito eléctrico de la figura 4.10 a); luego se introduce en el lado primario del TC h1 como se muestra en la figura 4.41.

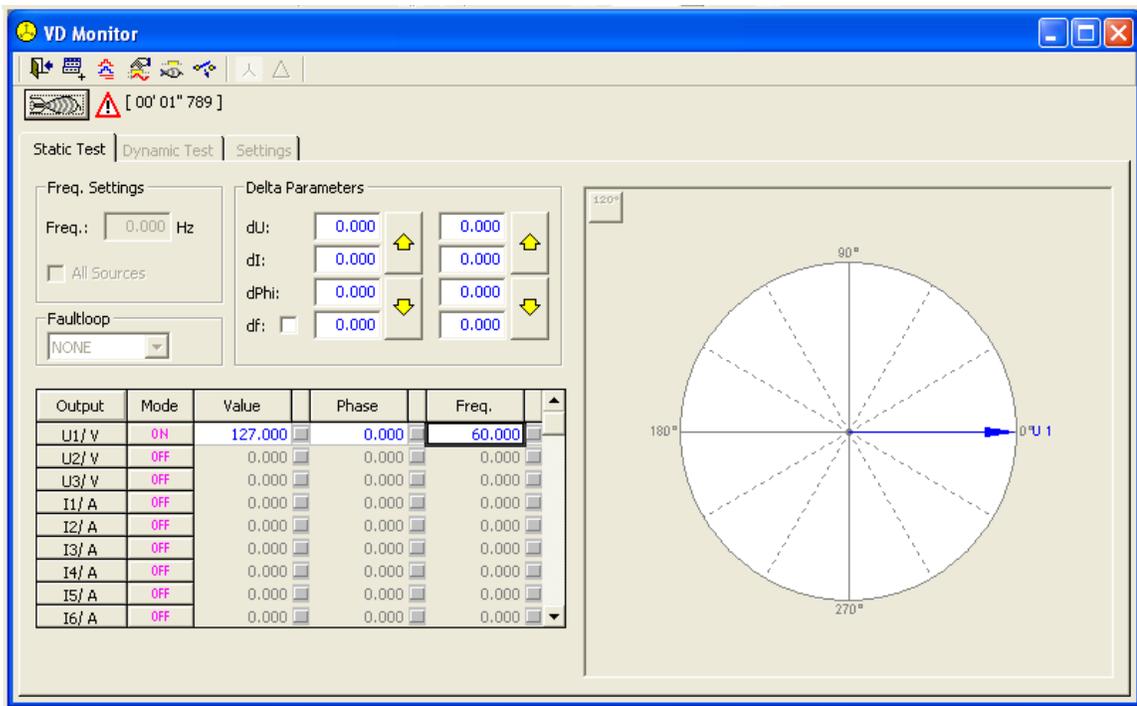


Figura 4.41 Ingreso de h1 en la fuente marca Kokos 300.

Obteniendo como salida el valor pico de 180 [V] en la figura 4.42.

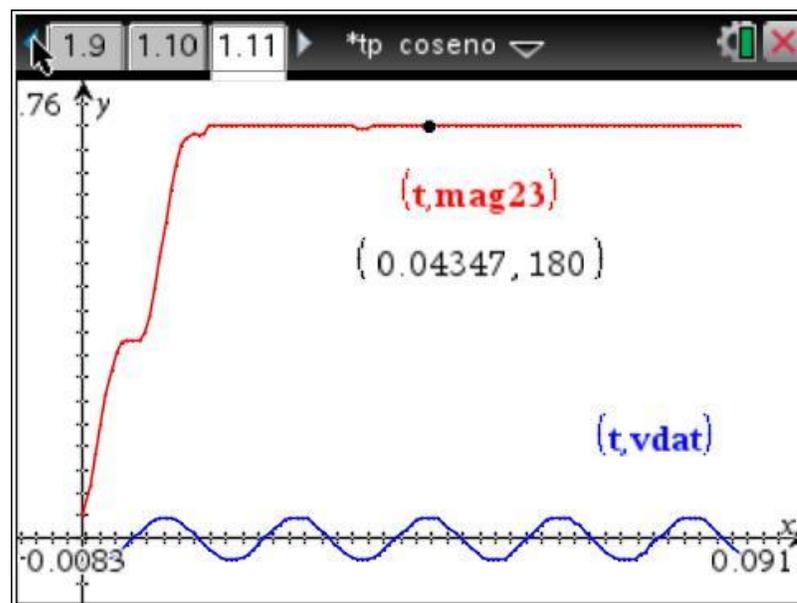


Figura 4.42 Valor pico entregado por la calculadora.

Para comprobar la prueba e1) descrita anteriormente; se armó el circuito eléctrico de la figura 4.13 a); después se tomaron los valores entregados directamente de un contacto.

Obteniendo como salida el valor pico de 183 [V] como se en la figura 4.43.

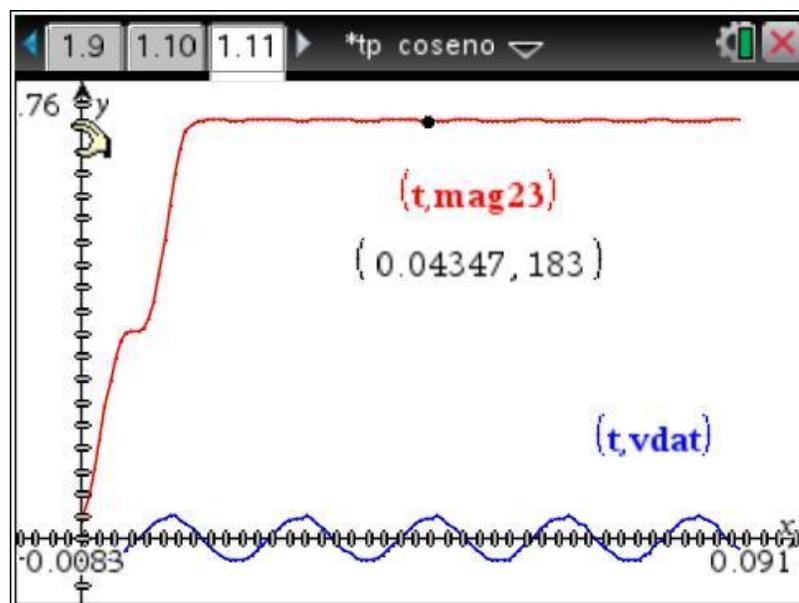


Figura 4.43 Valor pico entregado por la calculadora.

CONCLUSION

Derivado de la necesidad de aprendizaje en la ESIME se desarrolló una herramienta que nos ayuda a realizar mediciones eléctricas, facilitando el entendimiento de las señales eléctricas así como su comportamiento, dando como resultado un sistema portátil de adquisición de datos capaz de satisfacer al alumno interesado, puesto que la implementación de algoritmos dentro de este sistema de adquisición ayuda a la comprensión y la integración de estas nuevas herramientas tecnológicas, pues amplía la visión del procesamiento digital de señales en corriente alterna, además de poder manipular el valor pico y el valor rms.

Para este sistema portátil de adquisición de datos fue necesario realizar una serie de pruebas de calibración y de corrección de la onda para ello se entendió que los principios de trigonometría son muy importantes para realizar el procesamiento de señales eléctricas, pues estas últimas se modelan con funciones trigonométricas sinusoidales.

Por otro lado el sistema de adquisición de datos tiene como ventajas que es: flexible, dinámico, económico y accesible.

Con el desarrollo de este proyecto se ofrece no solo cubrir los estándares de medición, los cuales se habían planteado, sino que además amplía la visión en mediciones eléctricas, ya que la TI-Nspire CX CAS es una calculadora que ayuda al proceso de enseñanza-aprendizaje en las aulas y fuera de ellas.

RECOMENDACIONES

- Comprobar los resultados con software especializado de tal manera que se logre entender más los algoritmos de ventana corta y de ventana larga.
- Considerar que el sistema de adquisición de datos portátil necesita forzosamente de los sensores y de la base para poder realizar las mediciones.
- Calibrar los sensores.
- Utilizar transformadores para el acondicionamiento de la señal de entrada y así poder aplicar los diferentes filtros.

REFERENCIAS

- [1] José Juan Rincón Pasaye, (FIE-UMSNH) Facultad de Ingeniería Eléctrica Apuntes para el curso: Procesamiento Digital de Señales, Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, Junio de 2009.
- [2] López Uribe Mario Alberto, Ramírez Ramírez Claudia Selene, Tesina para obtener el título de ingeniero en comunicaciones y electrónica, Instituto Politécnico Nacional, Esime Culhuacan, México, D.F. Abril del 2008.
- [3] Ing. Javier Abonza Covarrubias, Instituto Politécnico Nacional Centro de Investigación en Computación, “Sistema de supervisión, control y adquisición de datos para el ahorro de energía eléctrica” Tesis para obtener el grado maestro en ciencias de cómputo, Mexico, D.F. junio de 2008.
- [4] Ramírez Neyra Fernando Gabino, Instituto Politécnico Nacional Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica. “Sistema de adquisición de datos de sensores analógicos y digitales”, Tesis para obtener el título de ingeniero en control y automatización, México, D.F. Noviembre de 2009.
- [5] Osorio, John Eduar; Pérez Ramírez, Juan Daniel; Rodríguez Barrera, Mario Alberto procedentes de la Universidad Distrital Fráncico José de Caldas Bogotá Colombia, “Implementación de un sistema de adquisición de datos para monitorear un maquina de corriente directa” Tecnura, vol. 14, núm. 27, julio-diciembre, 2010, pp.60-68.
- [6] “ITESCAM” Artículo PDF Biblioteca Central Instituto

- Politécnico Nacional Zacatenco, “Características de las señales eléctricas”, México Distrito Federal publicado 2008.
- [7] J. B. Physics Celestial Mechanics. Paragraph 18.2.12. 2007. Retrieved 2008-08-22. Uriel A. Goldvais. Exoplanets, pp.2-3. Regents of the University of California. Universe of Light: What is the Amplitude of a Wave? 1996. Retrieved 2008-08-22.
- [8] José Dariel Arcila, Armónicos en sistemas eléctricos, ingeniería especializada, Ingeniería Especializada IEB, 2010.
- [9] Dr. David Sebastián Baltazar, Dr. Germán Rosas Ortiz, Diplomado en protecciones de sistemas eléctricos de potencia, módulo 3 protección convencional de sistemas eléctricos, Comisión Federal de Electricidad ,2008.
- [10] Juan Vignolo Barchiesi, Introducción al Procesamiento Digital de Señales, Ediciones Universitarias de Valparaíso, 2008.
- [11] Dr. Juan José Aranda Aboy, Procesamiento Digital de Señales Biomédicas, Universidad de Valparaíso Chile, 2004.
- [12] Richar S. Figliola. Donald E. Beasley, Mediciones mecánicas teoría y diseño Editorial: Alfa omega 4ª edición, 2008.
- [13] PROY-NMX-Z-055-2009-IMNC
- [14] PROY-NMX-Z-055-2009-IMNC Resultado no corregido.
Resultado de una medición antes de la corrección de los errores sistemático.
- [15] GUÍA BIMP/ISO. 1993. Evaluación de incertidumbre tipo A. Método para evaluar la incertidumbre mediante el análisis estadístico de una serie de observaciones.
- [16] Instituto politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica Unidad Adolfo López Mateos. Laboratorio De Electrotecnia IV, Práctica mediciones de las tensiones, Intensidades de corriente y potencias de los circuitos polifásicos de tres fases, tres hilos, conexión delta. Método indirecto.

- Academia de electrotecnia.
- [17] Current Probe (Order Code DCP-BTA) manual de especificaciones disponible en página oficial:
<http://www.vernier.com/products/sensors/current-sensors/dcp-bta/>
 - [18] Differential voltage probe (Order Code DVP-BTA) manual de especificaciones disponible en página oficial:
<http://www.vernier.com/products/sensors/voltage-probes/vp-bta/>
 - [19] TI-Nspire CX CAS manual de especificaciones disponible en página oficial:
<http://education.ti.com/en/us/guidebook/search/ti-nspire-cas>
 - [20] Soporte de laboratorio TI-Nspire manual de especificaciones disponible en página oficial:
<http://education.ti.com/es/latinoamerica/home>
 - [21] Multimetro Bk precisión Ansic II manual, Premium Handheld, Digital Multimeters 6470 W. Corland St. Chicago, IL 60707.
 - [22] Fuente de alimentación en CA Kocos 300 manual de especificaciones disponible en página oficial:
<http://www.kocos.com/en/home.html>
 - [23] Analizador de redes Power Pad Model 3945 manual de especificaciones disponible en página oficial:
http://www.fonkel.com.mx/pdf/3945-B_Manual_Espanol.pdf
 - [24] Fuente de Poder CC Models AX501, AX502 y AX503 “www.aemc.com” Chauvin Arnoux, Inc, D.B.A. AEMC, Instruments, 200 Foxborough Blvd., Foxborough, MA 02035 USA, (508) 698-2115 • Fax (508) 698-2118.
 - [25] Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior De Ingeniería Mecánica Y Eléctrica Unidad Adolfo López Mateos.

Laboratorio de electrotecnia IV, Práctica calibración de un aparato de medición analógico.

- [26] John G. Proakis, Dimitris G. Manolakis, Tratamiento digital de señales, Editorial Pearson 4^a edición, Madrid 2007.

Anexo A

ESPECIFICACIONES DE LOS INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN Y TABLAS DE ESPECIFICACIONES

*“La vida es como un arca
inmensa llena de posibilidades”*

Amado Nervo

A.1 SENSOR DE TENSION ± 10 [V]

El sensor de tensión es un sensor bipolar. El cable negro está conectado a tierra junto con la interfaz y el sensor informa de la diferencia de potencial entre el conductor rojo y tierra. Se puede utilizar para medir el potencial en los circuitos en CD o CA. También puede considerarse la sonda de tensión diferencial. Múltiples sondas de tensión diferencial pueden estar conectadas a un circuito sin el uso de un terminal de tierra común. [18]



Figura A.1 Sensor de tensión ± 10 [V]. [18]

Este sensor de tensión se puede utilizar con el Vernier LabQuest 2, el LabQuest original, LabPro, LabQuest Mini, Go! Link, EasyLink, SensorDAQ, CBL 2 y TI-Nspire. [18]

Para medir potenciales en el ± 10 [V]. Para medir una diferencia de potencial entre dos puntos de un circuito, conectar los clips rojo y negro a los dos puntos. Una lectura positiva significa que el clip rojo está a un potencial más alto que el clip negro. [18]

A.2 SENSOR DE CORRIENTE

El sensor de corriente está diseñado para explorar los principios básicos de la electricidad. El sensor de corriente se utiliza para medir corrientes de baja tensión en CA y los circuitos de corriente continua. Con una condición +/- 0.6 [A], este sensor es ideal para su uso en la mayoría "de la batería y bombilla" circuitos. Se utiliza el sensor de tensión diferencial (código de pedido DVP-BTA) para estudiar la ley de Ohm, las relaciones de fase en componentes reactivos, y mucho más. El uso de múltiples sensores para explorar circuitos en serie y en paralelo. También pueden ser utilizados en experimentos de electroquímica. [17]



Figura A.2 Sensor de corriente. (Order Code DCP-BT) [17]

Este sensor de tensión se puede utilizar con el Vernier LabQuest 2, el LabQuest original, LabPro, LabQuest Mini, Go! Link, EasyLink, SensorDAQ, CBL 2 y TI-Nspire. [18]

Aquí está el procedimiento general a seguir cuando se usa el sensor de corriente: [19]

1. Conecte la sonda de corriente a la interfaz.
2. Inicie el software de recopilación de datos.
3. El software identificará la sonda de corriente y cargue un defecto de recopilación de datos de configuración. Ahora está listo para recoger datos.

Especificaciones:

Alcance sensor de corriente:	+/-0.6 [A]
Máxima tensión en cualquier de entrada:	+/-10 [V]
Impedancia de entrada (entre las entradas):	0.1 [Ω]
Impedancia de entrada (a la tierra):	10 [M Ω]
Linealidad:	0.01 [%]
13-bits de resolución (usando SensorDAQ):	0.16 [mA]
12-bits de resolución (usando LabQuest 2, LabQuest: 0.31 [mA]	
LabQuest Mini, LabPro, Go! Link, TI-Nspire Lab Cradle, ULI II, SBI)	
10-bits de resolución:	1.25 [mA]
Tensión de alimentación:	5 VDC
Consumo de corriente (típico):	9 [mA]
Alcance de salida de tensión:	0 -5 [V]
Función de transferencia:	V salida=-4(I)+2.5
Corriente en amperes	
Pendiente:	-0.25 [A/V]
Interceptar:	0.625 [A]

A.3 FUENTE DE ALIMENTACIÓN EN CORRIENTE DIRECTA AEMC AX503



Figura A.3 Fuente de alimentación en corriente directa AEMC AX503. [24]

La fuente proporciona salidas dobles de 30[V]. Cada uno tiene la habilidad de indicar tanto la tensión como la corriente de cada salida. Adicionalmente, ofrece una salida ciega de 5[V] ajustable desde 2.7 hasta 5.5 [V]. [24]

Las salidas dobles de 30[V] pueden conectarse en serie para duplicar la tensión de salida hasta 60[V]. Además de ofrecer un ajuste de tensión grueso y fino como también un ajuste para limitar la corriente. [24]

Especificaciones:

Modelos con 1, 2 y 3 salidas

- Salida estable y limpia $< 1[mV]$ rms de rizado.
- 30 VCD ajustables, a 2.5 [A] como máximo.
- 5VCD ajustables, a 5[A], con posiciones de 3 y 5[V].
- Las salidas de 30 [V] pueden interconectarse para duplicar la corriente o la tensión.
- Tracking Maestro/Esclavo de ajuste fácil y rápido.

- Ajustes de Tensión grueso y fino.
- Ajuste del Límite de Corriente con indicación LED.
- Protección contra cortocircuito a máxima capacidad de corriente.
- Indicación de [V] y [A] simultáneamente.
- Terminales de entrada de seguridad en el panel frontal.
- Terminal de tierra en el panel frontal.

Aplicaciones: [24]

- Laboratorios de diseño de Ingeniería.
- Ensayos de Producción.
- Laboratorios Docentes.
- Ensayos de Aseguramiento de Calidad.
- Ensayos de Certificación.
- Laboratorios de Calibración y Reparación.

A.4 SOPORTE DE LABORATORIO TI-NSPIRE

El soporte de laboratorio TI-Nspire es un dispositivo utilizado con dispositivos portátiles TI-Nspire, software TI-Nspire para computadoras o como una herramienta independiente para recopilar datos. [18]

El soporte de laboratorio admite todos los sensores de TI. También admite más de 50 sensores Vernier DataQuest analógicos y digitales, entre los que se incluyen detectores de movimiento y sensores fotoeléctricos. [18] Importante: El dispositivo portátil TI-Nspire CM-C no es compatible con el soporte de laboratorio y solo admite el uso de un único sensor a la vez.

El soporte de laboratorio viene precargado con su propio sistema operativo (SO). El sistema operativo TI-Nspire 3.0 del dispositivo portátil y la computadora se ha preconfigurado para reconocer el soporte de laboratorio, de manera que usted pueda comenzar a usarlo de manera inmediata. [18]

Nota: Todo sistema operativo de TI-Nspire anterior a la versión 3.0 no reconocerá el soporte de laboratorio. [18]

El siguiente gráfico muestra la parte delantera y la parte trasera del soporte de laboratorio.

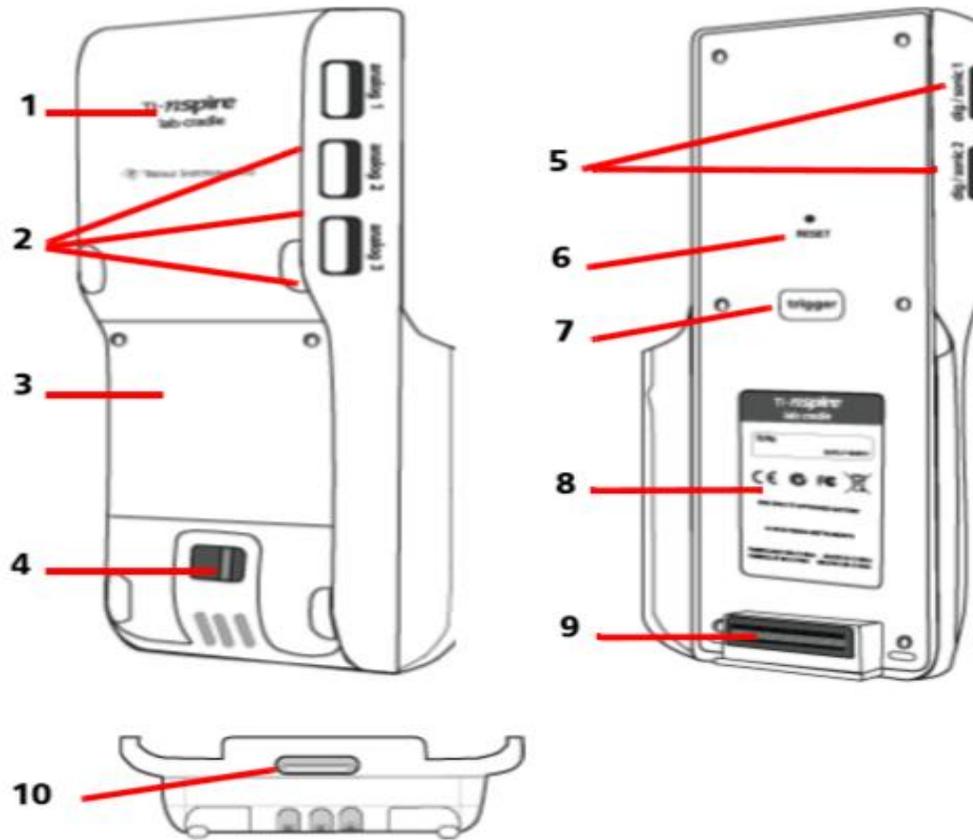


Figura A.6 Componentes Laboratorio Ti-Nspire. [18]

1. Logo de TI-Nspire. El nombre del TI-Nspire.
2. Puertos analógicos. Los tres puertos analógicos BT utilizados para conectar sensores analógicos. El otro lado del soporte tiene dos puertos digitales para los sensores digitales.
3. Panel de baterías y área del compartimiento. El compartimiento es donde se ubica la batería recargable. Se usan dos tornillos de cruz para asegurar el panel en el soporte de laboratorio.
4. Punto de amarre del cordón. Una barra de metal para amarrar un cordón.
5. Puertos digitales. Los dos puertos digitales son utilizados para conectar sensores digitales.

- 6.** Botón Restablecer. Presione este botón para reiniciar el sistema operativo si el soporte de laboratorio no responde a los comandos. Se pueden perder los datos cuando se reinicia el soporte de laboratorio.
- 7.** Activador. Presionar este botón es un método que usted puede usar para capturar datos desde los sensores conectados. Utilice este activador cuando use el soporte de laboratorio como herramienta de recopilación de datos independiente.
- 8.** Etiqueta. Muestra el número de serie y otra información relacionada con el hardware.
- 9.** Conector de transferencia al dispositivo portátil. Utilizado para conectar el dispositivo portátil y el soporte de laboratorio al recopilar o transferir datos.
- 10.** Pestaña de seguridad. Utilizado para bloquear el soporte de laboratorio junto con el dispositivo portátil.

Recopilación de datos

Antes de que pueda utilizar el soporte de laboratorio para recopilar datos, debe conectarlo a un dispositivo portátil o computadora para definir los parámetros de recopilación. [18]

Cómo conectar el soporte de laboratorio

Para conectar un dispositivo portátil a un soporte de laboratorio, se desliza el dispositivo portátil dentro del conector en la parte inferior del soporte de laboratorio. Para bloquear el dispositivo portátil en el soporte de laboratorio, empuje el seguro hacia arriba con el dispositivo portátil orientado hacia arriba. Empuje el seguro hacia abajo para liberar el dispositivo portátil. [18]

También puede conectar el soporte con un dispositivo portátil conectando el cable del dispositivo portátil en el mini puerto USB del

soporte de laboratorio. Esta conexión le permite transferir datos desde el soporte de laboratorio al dispositivo portátil cuando haya recopilado datos en el modo independiente. [18]

Para conectar el soporte de laboratorio a una computadora, conecte el cable del conector mini USB en el puerto mini USB del soporte de laboratorio. Luego conecte el conector USB estándar del cable en el puerto USB estándar de la computadora. [18]

Cómo definir parámetros de recopilación

Debe tener el software TI-Nspire cargado en la computadora o el dispositivo portátil. Utilice la aplicación integrada de Vernier DataQuest para:

- Modificar las configuraciones del sensor.
- Configurar los modos de recopilación de datos.
- Definir la activación.

Para obtener más información, consulte la Guía de análisis y recopilación de datos de TI-Nspire. [18]

Cómo usar el soporte de laboratorio

El soporte de laboratorio se puede usar en el salón de clase o de manera remota. Recopile los datos con el soporte de laboratorio, y recupere los datos posteriormente. Almacene los datos en el soporte de laboratorio hasta que regrese al salón de clase, y luego transfiera los datos a un dispositivo portátil o a computadora para que se analicen. [18]

Durabilidad

El soporte de laboratorio es lo suficientemente durable como para soportar un uso extenso en el salón de clase y en el campo. Está diseñado

para soportar caídas de una altura de 36 pulgadas, la altura de una mesa de laboratorio estándar. [18]

Alcances de temperatura de almacenamiento/operativa

El alcances de temperaturas de almacenamiento del soporte de laboratorio es desde -40 [$^{\circ}\text{C}$] -40 [$^{\circ}\text{F}$] hasta 70 [$^{\circ}\text{C}$] 158 [$^{\circ}\text{F}$].

El soporte de laboratorio, cuando se utiliza como herramienta de recopilación de datos independiente, opera en temperaturas desde 10 [$^{\circ}\text{C}$] 50 [$^{\circ}\text{F}$] hasta 45 [$^{\circ}\text{C}$] 113 [$^{\circ}\text{F}$]. [18]

Velocidad de muestreo

La velocidad de muestreo máxima de un soporte de laboratorio que utiliza un único sensor BT es de 100.000 muestras por segundo. Esta velocidad de muestreo le permite recopilar datos para sensores de alta cantidad de muestras, tales como micrófonos, monitores de presión arterial y monitores de frecuencia cardíaca de agarre manual.

Si utiliza más de un sensor al mismo tiempo, la velocidad de 100.000 muestras por segundo se divide por el número de sensores conectados. Por ejemplo, cuando se utiliza: [18]

- Un sensor, se recopilan datos a 100.000.
- Dos sensores, se recopilan datos a 50 [kHz] por sensor.
- Tres sensores, se recopilan datos a 33.3 [kHz] por sensor.

Las velocidades de muestreo máximas de algunos sensores son menores que la velocidad de muestreo máxima del soporte de laboratorio. Por ejemplo, con cinco sensores conectados con el soporte de laboratorio, se pueden recopilar datos a 20 [kHz] por sensor; sin embargo, los sensores de temperatura solo pueden ser capaces de recopilar datos a 1 [kHz], por lo que solo recopilará datos a esa velocidad. [18]

A.5 CALCULADORA TI-NSPIRE CX CAS



Figura A.7 Calculadora TI-Nspire CX CAS. [19]

La familia TI-Nspire es una serie de calculadora gráfica desarrollada por Texas Instruments. Esta línea está conformada actualmente por las calculadoras TI-Nspire, TI-Nspire CX y TI-Nspire CX CAS, así como también por el Sistema TI-Nspire Navigator. Además, cuentan con un software TI-Nspire para Windows y Mac OS X. En 2010 Texas Instruments actualizó las calculadoras a las versiones Touchpad que vienen con el Software de TI-Nspire CAS y soporte opcional de pilas recargables. [19]

Características

Especificaciones Técnicas.

- Tamaño de pantalla: 320 x 240 pixels (3.2" diagonal).
- Resolución de pantalla: 125 DPI; color 16-bit.
- Funciona con la Batería Recargable TI-Nspire (incluida).
- Memoria: 100 MB de memoria de almacenaje / 64MB memoria operativa.

- Puerto USB para conexión con la computadora, comunicación de unidad a unidad con otras calculadoras de la familia TI-Nspire y más. [19]

Contenido del Empaque

- Calculadora TI-Nspire CX.
- Software TI-Nspire para estudiante.
- Batería recargable TI-Nspire.
- Adaptador de pared.
- Cable USB unidad a computador.
- Cable USB unidad a unidad.
- Guía de inicio.

Características y funcionalidad

- Pantalla LCD retroiluminada y a color.
- Capacidad para utilizar imágenes (jpeg, jpg, bmp, png file formats) y sobreponer elementos gráficos en la pantalla.
- Gráficos 3D.
- Incluye una tecla Touchpad que funciona como un mouse de computadora.
- Permite a los alumnos explorar expresiones matemáticas en forma simbólica, ver patrones y entender las matemáticas detrás de las fórmulas.
- Ver múltiples representaciones de un mismo problema algebraica, gráfica, geométrica, numérica y por escrito.
- Explorar las representaciones individuales, una a la vez, o hasta cuatro en la misma pantalla.

- Agarre una función representada y al hacer cambios vea el efecto en las ecuaciones correspondientes y las listas de datos.
- "Enlace" representaciones: Manipule las propiedades de una representación y observe actualizaciones instantáneas en otras sin cambiar de pantalla.
- Contiene capacidades de geometría interactiva.
- Fácil de utilizar, como las funciones de un computador:
- Menús simples desplegados emula el funcionamiento intuitivo de las características de la computadora familiar.
- Guarde y revise trabajos, cree, edite y guarde la solución de problemas en documentos y páginas similares a las de una computadora.
- Conectividad; conecta fácilmente la calculadora a otra calculadora de la familia TI-Nspire o un PC para transferir archivos fácilmente.
- Cuenta con un entorno de programación dedicado, así como las bibliotecas de programación para el acceso global a las funciones definidas por el usuario y los programas. [19]

Aplicaciones

Calculadora: La aplicación Calculadora le da un lugar para introducir y evaluar expresiones matemáticas. También la puede utilizar para definir objetos de biblioteca, tales como: variables, funciones y programas, que son accesibles desde cualquier problema de cualquier documento.

Gráficos: La aplicación Gráficos le permite graficar y explorar funciones, animar puntos en objetos o gráficas y explicar su comportamiento.

Geometría: La aplicación geometría le permite crear y explorar formas

geométricas.

Listas y Hojas de Cálculo: La aplicación listas y hojas de cálculo ofrece un lugar para trabajar con datos tabulares. Se puede utilizar para almacenar datos numéricos, texto o expresiones matemáticas, definir la celda de una tabla en términos de los contenidos de otras celdas, y mucho más.

Datos y Estadística: La aplicación de Datos y Estadística proporciona herramientas para: visualizar conjuntos de datos en diferentes tipos de gráficos, manipular directamente conjuntos de datos para explorar y visualizar relaciones en los datos y explorar tendencia central y otras técnicas de resumen estadístico.

Aplicación Vernier DataQuest: Esta aplicación le permite crear hipótesis gráficamente y reproducir experimentos de recolección de datos, seleccionar y centrarse en subconjuntos específicos de los datos recolectados. Capacidad de capturar movimiento para ayudar a enseñar posición, movimiento/ velocidad y gráficos en una forma divertida e interactiva. [19]

A.6 ANALIZADOR DE REDES ELÉCTRICAS

El Analizador de redes eléctricas es un analizador de energía eléctrica trifásico, compacto y resistente a los golpes. Su ergonomía y la sencillez de su interfaz usuario le confieren una utilización sencilla e intuitiva. [23]

Los mismos permiten obtener no sólo una imagen instantánea de las principales características de una red sino también el seguimiento de sus variaciones en el tiempo. Su sistema de medición multitarea asegura simultáneamente todas las funciones de mediciones de diferentes magnitudes, de detección, de grabación continua y sus visualizaciones sin tensiones. [23]

Están destinados a los técnicos e ingenieros de los equipos de control y de mantenimiento en las industrias y administraciones para realizar mediciones de verificación y de diagnóstico en las redes baja tensión monofásicas, bifásicas o trifásicas. [23]



Figura A.8 Analizador de redes eléctricas. [23]

Las principales mediciones realizadas son:

- Medición de tensiones eficaces alternas hasta 480 [V] (fase-neutro) ó 830[V] (fase-fase) para las redes 2 hilos, 3 hilos 4 hilos.
- Medición de las corrientes eficaces alternas hasta 3000 A Ef.

- Medición de la frecuencia de las redes 50 [Hz], 60 [Hz] (de 10 [Hz] a 70 [Hz]).
- Cálculo de la corriente de neutro, por suma vectorial de las corrientes de fases para los montajes en estrellas.
- Cálculo de los factores de pico para las corrientes y las tensiones.
- Cálculo del factor K para las corrientes (transformadores).
- Cálculo del flicker corto plazo para las tensiones.
- Cálculo del desequilibrio entre fases para las tensiones y corrientes.
- Medición de los ángulos de los armónicos y de su índice (respecto al valor del fundamental o respecto al valor RMS) en tensión, corriente o potencia hasta el alcance 50. Cálculo de los índices globales de distorsión armónica. [23]
- Medición de las potencias activas, reactivas y aparentes por fase y acumuladas. Cálculo del factor de potencia, del factor de desplazamiento y de la tangente. Acumulación de las energías a partir de un instante seleccionado por el operador.
- Seguimiento del valor promedio de cualquier parámetro, calculado sobre un periodo de 1[s] a 2 [Hz]. Almacenamiento de los valores sobre una duración limitada por la memoria del aparato.
- Registro, fechas y características de las perturbaciones: Sobretensiones, huecos y cortes, rebasamiento de los umbrales de armónicos autorizados, etc.
- Detección de los transitorios y Registro de las formas de ondas asociadas. [23]



Figura A.9 Accesorios del analizador de redes. [23]

Características generales

Alimentación

- Alimentación red alterna.
 Por adaptador red eléctrica interno.
 Campo de utilización 230 Vca ± 20 [%] y 110 Vca ± 20 [%] Potencia máxima: 30 [VA].
- Alimentación batería[23]
 Permite utilizar el aparato conectado a la red alterna al igual que en caso de corte red. Tipo: NiMH 3800 [mA/Hz]
 Salida: 4 hilos Tensión nominal: 9,6 [V].
 Tiempo de carga: unas 3h30
 Temperatura de utilización: 0°...+50°C Temperatura de recarga: 0°...+40°C Temperatura de almacenamiento: -20°...+50°C
 La carga de la batería comienza al conectar el adaptador red.
 Tan pronto como se recarga la batería, el aparato utiliza la corriente aportada por la red sin descargar la batería. [23]
- Conformidad a las normas internacionales Seguridad eléctrica: (según NF EN 61010-1) [23]

-Doble aislamiento:

- Categoría de medición: III

- Grado de contaminación: 2
- Tensión asignada: 600 [V_{rms}] [23]

Condiciones de Referencia.

Tabla A.1 Condiciones de referencia analizador de redes. [23]

Magnitud de influencia	Condiciones de referencia
Temperatura ambiente	23[°C] ±3[K]
Tasa de humedad	45[%] HR
Presión atmosférica	860 a 1060 hPa
Tensión simple	230 [V] ef y 110 [V] ef ±2[%] sin CD
Tensión de entrada del circuito corriente pinza	0,01 [V] ≤ I ≤ In = 1 [V] ef sin CD 0,5[%]
Tensión de entrada del circuito corriente Ampflex	3,9 [mV] ≤ I ≤ In = 118 mV ef sin CD (< 0,5[%])
Umbral de detección de la tensión de entrada corriente	0,001 In
Frecuencia de la red eléctrica	50 y 60 [Hz] ±0,1 [Hz]
Desfasaje V/I	0° ó 90°
Armónicos	< 0,1[%]

Alcance de uso nominal

Frecuencia: 40 a 69 [Hz]

Armónicos: THD (I): 0 a 40[%]; THD (U): 0 a 20[%]

Campo Magnético: <40.0 [A/m] (campo magnético terrestre)

Campo Eléctrico: <3 [V/m]

Humedad Relativa: 10 a 90[%] sin condensación. [23]

Alimentación

Alimentación C.A (fuente de poder interna)

Alcance de operación: 230 [VCA] +/- 20 [%] y 110 [VCA] +/- 20[%] (88 a 276 [VCA])

Potencia Máxima: 30 [VA]. [23]

Alimentación por batería (permite usarlo en caso de apagón)

Tipo: NiMH 3800 [mAh]

Salida: 4-hilos (2 para el sensor de temperatura)

Voltaje: 9.6[V]

Tiempo de carga: 3 hrs 30 min aprox.

Vida de la batería: > 8 hrs con display encendido ≤ 35 hrs. Con display apagado (modo de grabación)

Temperatura de operación: 32° a 122[°F]

Temperatura de recarga: 50° a 104 [°F]

Temperatura de almacenamiento: -4 a + 122 [°F] -20 a +50 [°C] por ≤ 30 días. [23]

A.7 FUENTE DE ALIMENTACIÓN EN CA KOCOS 300

Dispositivo con tecnología DSP a 32 y 128 bits, los valores de prueba se calculan a partir de los parámetros indicados en el software y se suministran al dispositivo bajo prueba a través de alta precisión y convertidores de amplificadores. Insensibilidad a perturbaciones en la fuente de alimentación está garantizada por la generación sintética de los valores de prueba. Evaluación operación, control y de datos se lleva a cabo con una computadora personal, usando el software ARTES. [22]



Figura A.10 Fuente de alimentación en CA Kocos Artes 300. [22]

Especificaciones

Amplificadores

Todas las salidas del amplificador se pueden ajustar por separado y de forma independiente uno de otro como se refiere a la amplitud, fase y frecuencia y están equipados con protección contra sobrecarga y cortocircuito. Los valores de salida de los amplificadores de corriente y de tensión son controlados por el sistema durante las pruebas (medida de realimentación interna). Si los valores de salida no está de acuerdo con los valores de consigna, el programa emite una advertencia en este sentido.

Las conexiones con el dispositivo bajo prueba se realizan a través de casquillos de seguridad o una toma de salida multi-polo generador. [22]

Tabla A.2 Especificaciones fuente de alimentación en CA Kocos marca Artes 300. [22]

General	Alcance de frecuencia: Señales transitorias: Resolución de frecuencia Frecuencia precisión.	DC to 3 [kHz] DC to 4 [kHz] 0.001 Hz Error < 0.01[%]	Angulo de fase Resolución de la fase Precisión de la fase -----	0 to 360° 0.001° Error < 0.1°
Amplificadores De Tensión	Resolución THD	13[mV]<0.05[%]1)	Precisión	Error<0.05[%]1)
Amplificadores De Corriente	Resolución THD	1 mA< 0.05[%]1)	Precisión Max cumplimiento voltios	Erro < 0.5 [%] 21Vrms 30[V] 4Vrms 6pk

Salidas de bajo nivel

Todas las salidas de bajo nivel se pueden ajustar por separado y de forma independiente el uno del otro En la primera fase, amplitud y frecuencia. Las salidas pueden ser utilizadas para controlar externas amplificadores de corriente y voltaje. [22]

Tabla A.3 Especificaciones fuente de alimentación en CA Kocos
marca Artes 300. [22]

General	Alcances de salida	0 to 10 Vpk DC to 300[μ V]	Máxima protección en la salida de corriente	20 mA Error < +/-0.02[%]
	Resolución	<0.01[%]		
	THD	DC to 3 [kHz]	Angulo de fase	0 to 360°
	Alcance de frecuencia	DC to 4 [kHz]	Resolución de la fase	0.001°
	Señal transitorias	0.001 HZ	Precisión de la fase	Error < +/- 0.05°
	Resolución de la frecuencia	Error < +/- 0.01[%]	-----	
Salidas DC	Alcance de salida de protección	12 a 260 [V] sobrecarga y corto circuito.	Salida de la fuente	50 w
Entradas Analógicas	Alcance de la frecuencia	DC to 4 [kHz],		
	Alcance de la tensión	0 a +/- 10v /600 [V]		
	Alcance de la corriente	0 a +/- 10v /600 V		
	Protección	Aislamiento galvánico mediante opto-acopladores o de alta velocidad aisladores digital (icoplars).		

Sistema completo

Operación, control del sistema, el almacenamiento de datos y la evaluación mediante un PC estándar, externo Windows. ARTES 300 también puede funcionar como un dispositivo independiente con el teclado de membrana con 4 teclas de función y un mando de lanzadera, alfa-numérico de pantalla LCD, 4 x 20 caracteres.

Interfaz operativa: software artes se ha realizado en pruebas de Windows 2000/XP/Vista/7. [22]

Conexiones de medición: 4 mm de casquillos de seguridad o skets de sistema multipolar ubicados en la parte frontal

ARTES 300 I tiene a diferencia de los demás productos las siguientes especificaciones:

Amplificador de voltaje: 3-ph.: 3 x 0 to 300 [V]/75 [VA] 1-ph.: 1 x 0
a 600[V]/150 [VA]

Amplificador de corriente: 3-ph.: 3 x 0 to 25 [A]/80 [VA]

Salidas de CD: 12 a 260 [V], 50 Watt

Fuente de alimentación: consumo de energía 600w. [22]

A.8 MULTÍMETRO BK PRECISION ASYC II



Figura A.11 BK Precision. [23]

El DMM 5390 de mano es una de las más avanzados multímetros digitales disponible en gama de precios. Este medidor incorpora un circuito especial 50.000 recuento integrado para una alta precisión (0,025[%]) precisión básica, el diseño de alta fiabilidad. Mide tensión en CD (True RMS CA, CA + Cd), resistencia, frecuencia y capacitancia. Este medidor también cuenta con acceso a la batería y fusibles sin romper el sello de calibración, ideal para instalaciones de ISO. [23]

Funciones

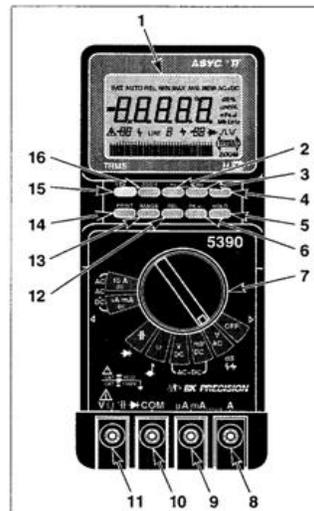


Figura A.12 Partes BK Precision. [23]

1. 1.- Display
2. 2.-Boton [Hz]
3. Botón SURV
4. Boton de luminaria
5. Botón de HOLD
6. Botón PK +/-
7. Función de cambio
8. Conexión de salida para 10 [A]
9. Conexión de salida para 500 [mA]
10. Conexión común.
11. Conexión de salida para volts, capacitancia, resistencia continuidad o funcione de frecuencia.
12. Botón REL
13. Botón para el alcance
14. Botón para impresión
15. Botón SEL/ON
16. Botón de ZOOM

Especificaciones

Tabla A.4 Tensión en corriente directa (Alcance Manual/Auto). [23]

ALCANCE	PRECISION	RESOLUCION	SALIDAS DE IMPEDANCIA
500 [mV]	0.025[%]R+”D	10[μV]	10[MΩ]
5[V]	0.025[%]R+”D	100[μV]	11[MΩ]
50[V]	0.025[%]R+”D	1[mV]	10[MΩ]
500[V]	0.025[%]R+”D	10[mV]	10[MΩ]
1000[V]	0.025[%]R+”D	100[mV]	10[MΩ]

Protección de sobrecarga ±1100[V] CD+CA

Protección del transitorio 6[KV] para 10[μs]

Rechazo de modo normal 60 dB seleccionable 50[Hz] y 60 [Hz]

Rechazo de modo común 120 dB seleccionable 50[Hz] y 60 [Hz]

Tabla A.5 Tensión en corriente alterna (Alcance Manual/Auto, Rms). [23]

ALCANCE	DC a 1[kHz]	1[kHz] a 4[kHz]	4[kHz] a 10[kHz]	10[kHz] a 30[kHz]	30[kHz] a 50[kHz]	Resolución	Salida de impedancias
500[mV]	0.3[%]R+30D	1[%]R+30D	5[%]R+30D	NO ESPECIFICADO		10[μV]	10[MΩ]/100[pF]
5[V]	0.3[%]R+30D	1[%]R+30D	2[%]R+30D	2[%]R+30D	3[%]R+30D	100[μV]	11[MΩ]/100[pF]
50[V]	0.3[%]R+30D	1[%]R+30D	2[%]R+30D	2[%]R+30D	3[%]R+30D	1[mV]	10[MΩ]/100[pF]
500[V]	0.3[%]R+30D	1[%]R+30D	2[%]R+30D	2[%]R+30D	3[%]R+30D	10[mV]	10[MΩ]/100[pF]
750[V]	0.3[%]R+30D	NO ESPECIFICADO				100[mV]	10[MΩ]/100[pF]

50[kHz] a 100K[Hz] (alcances de 5,50,500 [V]): ±6[%] FS típico

Factor de cresta: 6

Factor de precisión 0.2 para factor de cresta de 2 a 3, 0.5[%] de 3 a 6

protección de sobre tensión: ±100[V] DC+AC

Protección del transitorio: 6[KV] para 10μs

Rechazo de modo común 80dB, seleccionable 50[Hz] o 60[Hz]

Tabla A.6 Corriente Alterna (Alcance Manual/Auto, Rms). [23]

ALCANCE	DC a 1[kHz]	1 [kHz] a 10 [kHz]	10 [kHz] a 20 [kHz]	20 [kHz] a 30 [kHz]	Resolución	Voltaje máximo
500[μ A]	0.75[%]R+50D	0.75[%]R+50D	1.0[%]R+50D	3.0[%]R+50D	10[nA]	700[mV]
5[mA]	0.6[%]R+50D	0.6[%]R+50D	1.0[%]R+50D	2.0[%]R+50D	100[nA]	700[mV]
50[mA]	0.6[%]R+50D	0.6[%]R+50D	1.0[%]R+50D	2.0[%]R+50D	1[μ A]	700[mV]
500[mA]	0.7[%]R+50D	0.7[%]R+50D	NO ESPECIFICADO	10[μ A]	1.5[V]	
10[A]	1[%] de fs	NO ESPECIFICADO		1[mA]	500[mV]	

Factor de cresta: 6

Factor de precisión 0.2 [%] para factor de cresta de 2 a 3, 0.5[%] de 3 a 6

Protección de sobrecarga: 630[mA], 600[V] transforma para alcance de 10 A, interrumpe 1500

Tabla A.7 Corriente directa (Alcance auto/manual). [23]

ALCANCE	PRECISION	RESOLUCION	VOLTAJE MAXIMO BURDEN
500[μ A]	0.2[%]R+5D	10[nA]	700[mV]
5[mA]	0.2[%]R+2D	100[nA]	700[mV]
50[mA]	0.05[%]R+2D	1[μ A]	700[mV]
500[mA]	0.2[%]R+2D	10[μ A]	1.5[V]
10[A]	0.2[%]R+2D	1[mA]	500[mV]

Protección contra sobrecarga: 630[mA],600[V] transforma a alcances de [mA] interruptor 1500[A]. [23]

A.9 TABLA DE DE LA DISTRIBUCIÓN t de STUDENT

Tabla A.8 Tabla de de la distribución T De Student.

Grados de Libertad	Fracción p en por ciento					
	68,27 ^(a)	90	95	95,45 ^(a)	99	99,73 ^(a)
1	1.844	6,31	12,71	13,97	63,656	235,77
2	1.321	2,920	4,303	4,527	9,925	19,206
3	1.197	2,353	3,182	3,307	5,841	9,219
4	1,142	2,132	2,776	2,869	4,604	6,620
5	1,111	2,015	2,571	2,649	4,032	5,507
6	1,091	1,943	2,447	2,517	3,707	4,904
7	1,077	1,895	2,365	2,429	3,499	4,530
8	1,067	1,860	2,306	2,366	3,355	4,277
9	1,059	1,833	2,262	2,320	3,250	4,094
10	1,053	1,812	2,228	2,284	3,169	3,957
11	1,048	1,796	2,201	2,255	3,106	3,850
12	1,043	1,782	2,179	2,231	3,055	3,7764
13	1,040	1,771	2,160	2,212	3,012	3,694
14	1,037	1,761	2,145	2,195	2,977	3,636
15	1,034	1,7753	2,131	2,181	2,947	3,586
16	1,032	1,756	2,120	2,169	2,921	3,544
17	1,030	1,740	2,110	2,158	2,898	3,507
18	1,029	1,734	2,101	2,149	2,878	3,475
19	1,027	1,729	2,093	2,140	2,861	3,447
20	1,026	1,7725	2,086	2,133	2,845	3,422
21	1,024	1,721	2,080	2,126	2,831	3,400
22	1,023	1,717	2,074	2,120	2,819	3,380
23	1,022	1,714	2,069	2,115	2,807	3,361
24	1,021	1,711	2,064	2,110	2,797	3,345
25	1,020	1,708	2,060	2,105	2,787	3,330
26	1,020	1,706	2,056	2,101	2,779	3,316
27	1,019	1,703	2,052	2,097	2,771	3,303
28	1,018	1,701	2,048	2,093	2,763	3,291
29	1,018	1,699	2,045	2,090	2,756	3,280
30	1,017	1,697	2,042	2,087	2,750	3,270
35	1,015	1,690	2,030	2,0774	2,724	3,229
40	1,013	1,684	2,021	2,064	2,704	3,199
50	1,010	1,676	2,009	2,051	2,678	3,1577
100	1,005	1,660	1,984	2,025	2,626	3,077
200	1,003	1,653	1,972	2,016	2,601	3,038
∞	1,000	1,645	1,961	2,000	2,577	3,000

Valores de tp de la distribución t para v grados de libertad que definen un intervalo $-tp$ a $+tp$ que incluyen la fracción p de la distribución.

Anexo B

CALIBRACIÓN DE SENSORES

*“No estudio por saber más,
sino por ignorar menos”*

Sor Juana Inés de la Cruz

B.1 CALIBRACIÓN SENSOR DE TENSION POLARIDAD NEGATIVA EN CD



Figura B.1. Sensor de tensión. [18]

Con una variación de $2[V]$ y tomando los alcances de $-2[V]$ $-4[V]$ $-6[V]$, $-8[V]$ y $-10[V]$ se procedió a tomar 10 muestras tomando como voltmetro patrón el valor obtenido con el voltmetro Bk precisión.

Tabla B.1 Lecturas tomadas en los pasos de calibración $-2[V]$ y $-4[V]$.

Número de medición j	Paso de calibración (calculadora) $L_v [V]$	Lectura del patrón $L_p [V]$	Número de medición j	Paso de calibración $L_v [V]$	Lectura del patrón $L_p [V]$
1	-2	-2.0048	1	-4	-4.0006
2	-2	-1.9966	2	-4	-3.9997
3	-2	-1.9979	3	-4	-4.0032
4	-2	-2.0030	4	-4	-3.9996
5	-2	-2.0018	5	-4	-3.9979
6	-2	-2.0080	6	-4	-4.0070
7	-2	-2.0050	7	-4	-3.9971
8	-2	-2.0004	8	-4	-4.0051
9	-2	-1.9997	9	-4	-4.0055
10	-2	-2.0023	10	-4	-4.0102
Media	-2	-2.002	Media	-4	- 4.0026
Paso de calibración de $-6[V]$ y $-8[V]$					
1	-6	-5.994	1	-8	-7.998
2	-6	-5.994	2	-8	-7.994
3	-6	-6	3	-8	-7.993
4	-6	-5.992	4	-8	-7.997
5	-6	-5.993	5	-8	-7.992
6	-6	-5.993	6	-8	-8
7	-6	-5.994	7	-8	-7.995
8	-6	-5.994	8	-8	-7.997
9	-6	-5.992	9	-8	-7.994
10	-6	-6.003	10	-8	-8.007
Media	-6	-5.995	Media	-8	-7.997
Paso de calibración de $-10[V]$					
1	-10	-9.993			
2	-10	-9.992			
3	-10	-9.999			
4	-10	-9.993			
5	-10	-10.014			
6	-10	-10.011			
7	-10	-10.016			
8	-10	-10.014			
9	-10	-10.010			
10	-10	-10.009			
Media	-10	-10.005			

Evaluación tipo A de la incertidumbre estándar

La fuente de incertidumbre que se evalúa como tipo A son las mediciones repetidas.

Para calcular las incertidumbres se emplean la ecuación (2.9) para el valor medio o media y para la varianza experimental (2.10) mostrando los resultados obtenido en la tabla B.2, en el caso de la incertidumbre especificada se ocupa la ecuación (2.13) y los resultados se muestran en la tabla B.3.

Tabla B.2 Varianza experimental.

	Paso de calibración 1	Paso de calibración 2	Paso de calibración 3	Paso de calibración 4	Paso de calibración 5
	7.84E-06	4E-06	1E-06	1E-06	1.44E-04
	2.916E-05	8.41E-06	1E-06	9E-06	1.69E-04
	1.681E-05	3.6E-07	2.5E-05	1.6E-05	3.6E-05
	1E-06	9E-06	9E-06	0	0.000144
	4E-08	2.209E-05	4E-06	2.5E-05	8.1E-05
	3.6E-05	1.936E-05	4E-06	9E-06	3.6E-05
	9E-06	3.025E-05	1E-06	4E-06	0.000121
	2.56E-06	6.25E-06	1E-06	0	8.1E-05
	5.29E-06	8.41E-06	9E-06	9E-06	2.5E-05
Media	1.077E-04	1.0813E-04	5.5E-05	7.3E-05	8.37E-04

Tabla B.3 Incertidumbre especificada.

Incertidumbre especificada para el paso de calibración 1	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 2	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 3	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 4	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 5
1.197E-05	1.201E-05	6.111E-06	8.111E-06	9.300E-05

Aplicando las ecuaciones (2.11) para la desviación estándar estimada y la ecuación (2.12) para la desviación estándar experimental de la media, tenemos como resultado la tabla B.4.

Tabla B.4 Incertidumbre tipo A del voltmetro patrón de trabajo.

Paso calibración	Valor medio (L_p)	Varianza $s^2(L_j)$	Desviación estándar $s(L_j)$	Incertidumbre tipo A
-2	-2.002	1.19667E-05	3.45929E-03	1.09392E-03
-4	-4.003	1.20144E-05	3.46619E-03	1.09610E-03
-6	-5.995	6.11111E-06	2.47207E-03	7.81736E-04
-8	-7.997	8.11111E-06	2.84800E-03	9.00617E-04
-10	-10.005	9.30000E-05	9.64365E-03	3.04959E-03

Para el voltmetro bajo calibración

Para éste aparato no se tienen variaciones en sus indicaciones, ya que estas se controlaron a un valor definido, por lo que no se calcula la incertidumbre tipo A.

Evaluación tipo B de la incertidumbre estándar

Para el voltmetro bajo calibración

La fuente de incertidumbre, para esta evaluación, está asociada a la resolución de la indicación del voltmetro bajo calibración. La información que se puede obtener en la parte de la indicación menos significativa de la indicación del voltmetro se considera que tiene una distribución de probabilidad del tipo rectangular. Puesto que en este caso se tiene una información analógica, la incertidumbre corresponde a la ecuación (2.13). Aplicando la fórmula anterior a las diferentes medias de las lecturas del voltmetro patrón tenemos los resultados mostrados en la tabla número B.5.

Tabla B.5 Incertidumbres tipo B del voltmetro patrón en su función de voltmetro.

Media	Incertidumbre especificada	Incertidumbre tipo B
-2.002	-0.00030049	-1.73E-04
-4.003	-0.00080065	-4.62E-04
-5.995	-0.00129873	0.000289411
-7.997	-0.00179918	4.76E-07
-10.005	-0.00230128	-2.89E-04

Cálculo de la mejor estimación del error

Ya que los valores medios de las lecturas del voltmetro patrón se consideran como su mejor estimación de los valores esperados, utilizaremos estos para calcular la mejor estimación de los errores. Aplicando la fórmula (2.8) obtenemos los resultados indicados en la tabla B.6.

Tabla B.6 Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.

Paso de calibración	Valor medio	Error
-2	-2.0019	0.00195
-4	-4.0025	0.00259
-6	-5.9949	-0.00051
-8	-7.9967	-0.00033
-10	-10.0051	0.00051

Determinación de la incertidumbre estándar combinada

Sustituyendo valores en las ecuaciones (2.14) y (2.17), para los diferentes pasos de calibración, obtenemos la tabla B.7.

Tabla B.7 Incertidumbre combinada.

Paso de calibración	Error	Varianza $U^2(L_v)$	Varianza $U^2c(L_p)$	Varianza $U^2(P)$	Varianza U^2ce	Incertidumbre U_{ce}
-2	0.00195	8.33E-06	1.19E-06	2.99E-08	9.55E-06	3.09E-03
-4	0.00259	8.33E-06	1.20E-06	2.13E-07	9.74E-06	3.12E-03
-6	-0.0051	8.33E-06	6.11E-07	8.37E-08	9.02E-06	3.00E-03
-8	-0.0033	8.33E-06	8.11E-07	2.26E-13	9.14E-06	3.02E-03
-10	0.0051	8.33E-06	9.30E-06	8.37E-08	1.77E-05	4.20E-03

Determinación de la incertidumbre expandida

En virtud de que el resultado de la medición se expresara con un intervalo de confianza de 95.45 [%], se utilizará para obtener la incertidumbre expandida la fórmula que se ocupara será la (2.18)

Sustituyendo valores en la ecuación (2.19), tendremos los resultados indicados en la tabla B.8.

Tabla B.8 Incertidumbre expandida.

Paso de calibración	Grados de libertad efectivos	Factor $t_p(V)$	Incertidumbre expandida
-2	10	2.284	7.06193E-03
-4	11	2.255	7.04059E-03
-6	9	2.320	6.97090E-03
-8	10	2.284	6.90677E-03
-10	17	2.158	9.08339E-03

Expresión del resultado

Sustituyendo valores en la ecuación anterior obtenemos los resultados mostrados en la tabla B.9.

Tabla B.9 Expresión de resultados.

Paso de calibración	Error	Incertidumbre expandida	Expresión de resultado $e \pm U(e)$ (Error + incertidumbre expandida)	Expresión de resultado $e \pm U(e)$ (Error - incertidumbre expandida)
-2	0.00195	0.00706	0.00901	-0.00511
-4	0.00259	0.00704	0.00963	-0.00445
-6	-0.0051	0.00697	0.00187	-0.01207
-8	-0.0033	0.00691	0.00361	-0.01021
-10	0.0051	0.00908	0.01418	-0.00398

Con un intervalo de confianza de 95.45 [%].

Comparación con las especificaciones del voltmetro bajo calibración

Los errores máximos tolerados para el voltmetro bajo calibración en este caso la calculadora, se calculan de acuerdo con las especificaciones encontradas en la gráfica resultante tomando como incertidumbre especificada los valores máximos y mínimos procurando que estos no sobrepasen el resultado de +/- 0.015.

Tomando en cuenta lo anterior, se puede concluir que el voltmetro bajo calibración si cumple con sus especificaciones de exactitud. Esta conclusión se puede reafirmar observando la figura B.2 de errores.

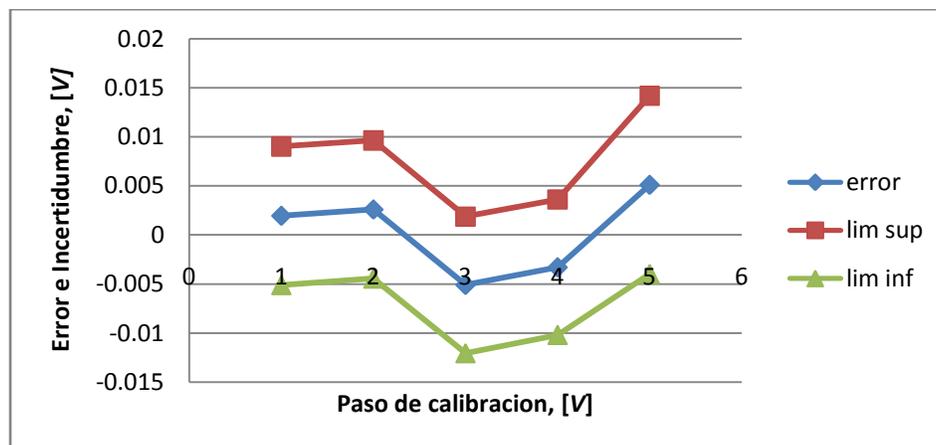


Figura B.2 Gráfica de errores sensor de tensión polaridad negativa.

B.2 CALIBRACIÓN SENSOR DE CORRIENTE POLARIDAD POSITIVA EN CD



Figura B.3 Sensor de corriente. [17]

Con una variación de $0.05[A]$ y tomando los alcances de $0.05[A]$, $0.1[A]$, $0.2[A]$ y $0.3[A]$ y $0.4[A]$ se procedió a tomar 10 muestras tomando como patrón el ampermetro BK precisión.

Tabla B.10 Lecturas tomadas en los pasos de calibración 0.05 [A] y 0.1 [A].

Número de medición j	Paso de calibración (calculadora) L_v [A]	Lectura del patrón L_p [A]	Número de medición j	Paso de calibración L_v [A]	Lectura del patrón L_p [A]
1	0.056	0.056	1	0.156	0.156
2	0.056	0.056	2	0.156	0.156
3	0.057	0.057	3	0.157	0.157
4	0.059	0.059	4	0.154	0.154
5	0.059	0.059	5	0.149	0.149
6	0.053	0.053	6	0.162	0.162
7	0.054	0.054	7	0.161	0.161
8	0.056	0.056	8	0.159	0.159
9	0.053	0.053	9	0.154	0.154
10	0.061	0.061	10	0.154	0.154
Media	0.0564	0.0564	Media	0.1562	0.1562
Paso de calibración de 0.2[A] y 0.3[A]					
1	0.256	0.256	1	0.361	0.361
2	0.251	0.251	2	0.359	0.359
3	0.257	0.257	3	0.35	0.35
4	0.254	0.254	4	0.361	0.361
5	0.257	0.257	5	0.358	0.358
6	0.26	0.259	6	0.355	0.356
7	0.257	0.256	7	0.355	0.355
8	0.258	0.258	8	0.358	0.358
9	0.261	0.262	9	0.359	0.358
10	0.254	0.254	10	0.361	0.361
Media	0.2565	0.2564	Media	0.3577	0.3577
Paso de calibración de 0.4[A]					
1	0.456	0.456			
2	0.453	0.453			
3	0.455	0.456			
4	0.455	0.455			
5	0.453	0.453			
6	0.452	0.452			
7	0.459	0.459			
8	0.453	0.453			
9	0.46	0.46			
10	0.46	0.46			
Media	0.4656	0.4557			

Evaluación tipo A de la incertidumbre estándar

La fuente de incertidumbre que se evalúa como tipo A son las mediciones repetidas.

Para calcular las incertidumbres se emplean la ecuación (2.9) para el valor medio o media y para la varianza experimental (2.10) mostrando los resultados obtenido en la tabla B.2, en el caso de la incertidumbre especificada (2.13) se muestran los valores en la tabla B.11

Tabla B.11 Varianza experimental.

	Paso de calibración 1	Paso de calibración 2	Paso de calibración 3	Paso de calibración 4	Paso de calibración 5
	1.6E-07	4E-08	1.6E-07	1.089E-05	9E-08
	1.6E-07	4E-08	2.916E-05	1.69E-06	7.29E-06
	3.6E-07	6.4E-07	3.6E-07	5.929E-05	9E-08
	6.76E-06	4.84E-06	5.76E-06	1.089E-05	4.9E-07
	6.76E-06	5.184E-05	3.6E-07	9E-08	7.29E-06
	0.00001156	0.00003364	6.76E-06	2.89E-06	1.369E-05
	0.00000576	0.00002304	1.6E-07	7.29E-06	1.089E-05
	1.6E-07	7.84E-06	2.56E-06	9E-08	7.29E-06
	0.00001156	4.84E-06	3.136E-05	9E-08	1.849E-05
	0.00002116	4.84E-06	5.76E-06	1.089E-05	1.849E-05
Media	6E-05	1.3E-04	8E-05	1E-4	8E-05

Tabla B.12 Incertidumbre especificada.

Incertidumbre especificada para el paso de calibración 1	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 2	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 3	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 4	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 5
7.156E-06	1.462E-05	9.156E-06	1.157E-05	9.344E-06

Aplicando las ecuaciones (2.11) para la desviación estándar estimada y la ecuación (2.12) para la desviación estándar experimental de la media, tenemos como resultado la tabla B.13

Tabla B.13 Incertidumbre tipo A del ampérmetro patrón de trabajo, en su función de ampérmetro.

Paso calibración	Valor medio (L_p)	Varianza $s^2(L_j)$	Desviación estándar $s(L_j)$	Incertidumbre tipo A
0.0564	0.0564	7.156E-06	0.00267499	0.000845905
0.156	0.1562	1.462E-05	0.0038239	0.001209224
0.257	0.2564	9.156E-06	0.00302581	0.000956847
0.358	0.3577	1.157E-05	0.00340098	0.001075484
0.456	0.4557	9.344E-06	0.00305687	0.000966667

Para el ampérmetro bajo calibración

Para éste aparato no se tienen variaciones en sus indicaciones, ya que estas se controlaron a un valor definido, por lo que no se calcula la incertidumbre tipo A.

Evaluación tipo B de la incertidumbre estándar

Para el ampérmetro bajo calibración.

La fuente de incertidumbre, para esta evaluación, está asociada a la resolución de la indicación del voltmetro bajo calibración. La información que se puede obtener en la parte de la indicación menos significativa de la indicación del ampérmetro se considera que tiene una distribución de probabilidad del tipo rectangular. Puesto que en este caso se tiene una información analógica, la incertidumbre corresponde a la ecuación (2.13).

Aplicando la ecuación anterior a las diferentes medias de las lecturas del ampérmetro patrón tenemos los resultados mostrados en la tabla número B.14.

Tabla B.14 Incertidumbres tipo B del ampérmetro patrón en su función de ampérmetro.

Media	Incertidumbre especificada	Incertidumbre tipo B
0.0564	0.002282	0.001317513
0.1562	0.002781	0.001605611
0.2564	0.003282	0.001894864
0.3577	0.003788	0.002187291
0.4557	0.004278	0.002470193

Cálculo de la mejor estimación del error

Ya que los valores medios de las lecturas del ampérmetro patrón se consideran como su mejor estimación de los valores esperados, utilizaremos estos para calcular la mejor estimación de los errores. Aplicando la fórmula (2.8) obtenemos los resultados indicados en la tabla B.15.

Tabla B.15 Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.

Paso de calibración	Valor medio	Error
0.0564	0.0564	0
0.1562	0.1562	0
0.2565	0.2564	1E-04
0.3577	0.3577	0
0.4556	0.4557	-0.0001

Determinación de la incertidumbre estándar combinada

Sustituyendo valores en las ecuaciones (2.14) y (2.17), para los diferentes pasos de calibración, obtenemos la tabla B.16.

Tabla B.16 Incertidumbre combinada.

Paso de calibración	Error	Varianza $U^2(Lv)$	Varianza $U^2c(Lp)$	Varianza $u^2(P)$	Varianza U^2ce	Incertidumbre Uce
0.0564	0	8.33E-06	7.15E-07	1.73E-06	1.07E-05	3.28E-03
0.1562	0	8.33E-06	1.42E-06	2.5E-06	1.25E-05	3.51E-03
0.2565	1E-04	8.33E-06	9.15E-07	3.59E-06	1.28E-05	3.58E-03
0.3577	0	8.33E-06	1.15E-06	4.78E-06	1.42E-05	3.77E-03
0.4556	-1E-04	8.33E-06	9.34E-07	6.10E-06	1.53E-05	3.92E-03

Determinación de la incertidumbre expandida

En virtud de que el resultado de la medición se expresara con un intervalo de confianza de 95.45 [%], se utilizará para obtener la incertidumbre expandida la fórmula que se ocupara será la (2.18).

Sustituyendo valores en la ecuación (2.19), tendremos los resultados indicados en la tabla B.17.

Tabla B.17 Incertidumbre expandida.

Paso de calibración	Grados de libertad efectivos	Factor $tp(V)$	Incertidumbre expandida
0.0564	12.8	2.212	0.00726423
0.1562	15.7	2.169	0.00762968
0.2565	15.9	2.169	0.00777198
0.3577	17.4	2.158	0.0081532
0.4556	17.6	2.149	0.00842497

Expresión del resultado

Sustituyendo valores en la ecuación anterior obtenemos los resultados mostrados en la tabla B.18.

Tabla B.18 Expresión de resultados.

Paso de calibración	Error	Incertidumbre expandida	Expresión de resultado e+Ue (Error + incertidumbre expandida)	Expresión de resultado e+Ue (Error - incertidumbre expandida)
0.0564	0	0.00726	0.00726	-0.00726
0.1562	0	0.00763	0.00763	-0.00763
0.2565	1E-04	0.00777	0.00787	-0.00767
0.3577	0	0.00815	0.00815	-0.00815
0.4556	-0.0001	0.00842	0.00832	-0.00852

Con un intervalo de confianza de 95.45 [%].

Comparación con las especificaciones del ampermetro bajo calibración

Los errores máximos tolerados para el ampermetro bajo calibración en este caso la calculadora, se calculan de acuerdo con las especificaciones encontradas en la gráfica resultante tomando como incertidumbre especificada los valores máximos y mínimos procurando que estos no sobrepasen el resultado de +/- 0.01.

Tomando en cuenta lo anterior, se puede concluir que el ampermetro bajo calibración si cumple con sus especificaciones de exactitud. Esta conclusión se puede reafirmar observando la figura número B.4 de errores.

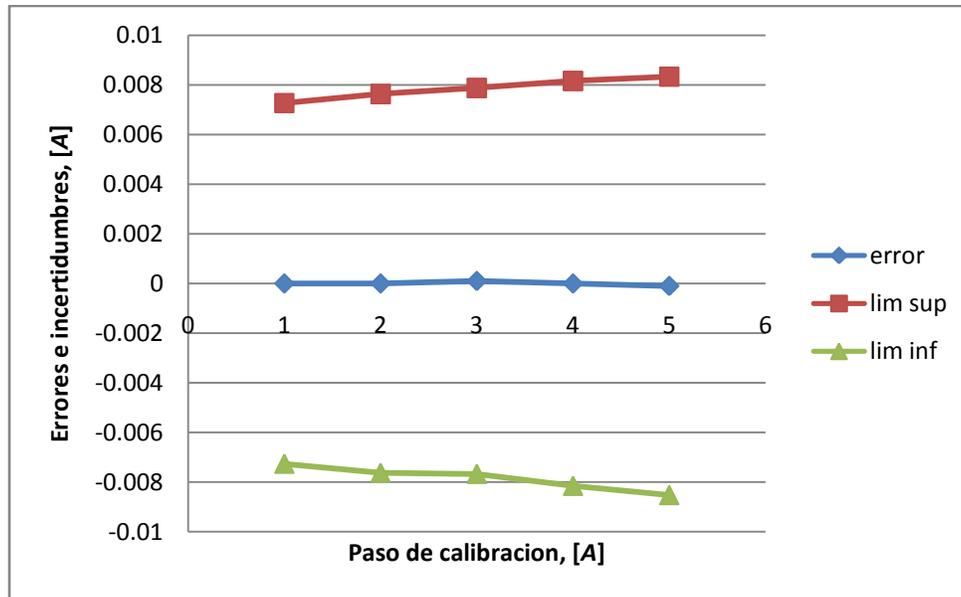


Figura B.4 Gráfica de errores sensor de corriente polaridad positiva.

B.3 CALIBRACIÓN DEL SENSOR DE CORRIENTE CON POLARIDAD NEGATIVA EN CD

Con una variación de 0.05 [A] y tomando los alcances de -0.05 [A], -0.1 [A] -0.2 [A] y -0.3 [A] y -0.4 [A] se procedió a tomar 10 muestras tomando como ampérmetro patrón el valor obtenido con el ampérmetro BK precisión.

Tabla B.19 Lecturas en los pasos de calibración de $-0.05 [A]$ a $-0.4 [A]$.

Número de medición j	Paso de calibración (calculadora) $L_v [A]$	Lectura del patrón $L_p [A]$	Número de medición j	Paso de calibración $L_v [A]$	Lectura del patrón $L_p [A]$
1	-0.055	-0.0540	1	-0.157	-0.1560
2	-0.053	-0.0530	2	-0.157	-0.1570
3	-0.059	-0.0580	3	-0.152	-0.1510
4	-0.058	-0.0580	4	-0.157	-0.1560
5	-0.060	-0.0600	5	-0.153	-0.1530
6	-0.058	-0.0580	6	-0.152	-0.1510
7	-0.053	-0.0530	7	-0.159	-0.1590
8	-0.059	-0.0580	8	-0.156	-0.1570
9	-0.060	-0.0600	9	-0.159	-0.1580
10	-0.053	-0.0540	10	-0.157	-0.1560
Media	-0.0568	-0.0566	Media	-0.1559	-0.1554
Paso de calibración de $-0.2[A]$ y $-0.3[A]$					
1	-0.258	-0.257	1	-0.355	-0.3550
2	-0.254	-0.254	2	-0.355	-0.3550
3	-0.254	-0.253	3	-0.360	-0.3600
4	-0.253	-0.254	4	-0.356	-0.3550
5	-0.255	-0.255	5	-0.358	-0.3580
6	-0.256	-0.256	6	-0.351	-0.3520
7	-0.256	-0.256	7	-0.352	-0.3520
8	-0.256	-0.257	8	-0.356	-0.3550
9	-0.260	-0.26	9	-0.354	-0.3530
10	-0.259	-0.258	10	-0.356	-0.3550
Media	-0.2561	-0.2566	Media	-0.3553	-0.3550
Paso de calibración de $-0.4[A]$					
1	-0.458	-0.4590			
2	-0.456	-0.4560			
3	-0.456	-0.4550			
4	-0.452	-0.4520			
5	-0.457	-0.4570			
6	-0.456	-0.4560			
7	-0.458	-0.4570			
8	-0.455	-0.4550			
9	-0.452	-0.4520			
10	-0.459	-0.4590			
Media	-0.4559	-0.4558			

Evaluación tipo A de la incertidumbre estándar

La fuente de incertidumbre que se evalúa como tipo A son las mediciones repetidas.

Para calcular las incertidumbres se emplean la ecuación (2.9) para el valor medio o media y para la varianza experimental (2.10) mostrando los resultados obtenido en la tabla B.20, en el caso de la incertidumbre especificada (2.13) se muestran los valores en la tabla B.21.

Tabla B.20 Varianza experimental.

	Paso de calibración 1	Paso de calibración 2	Paso de calibración 3	Paso de calibración 4	Paso de calibración 5
	6.75E-06	3.6E-07	0.000001	0	0
	1.29E-06	2.56E-06	4E-06	0	9E-06
	1.96E-06	1.936E-05	9E-06	0.000025	0.000016
	1.96E-06	3.6E-07	4E-06	0	4.9E-05
	1.15E-05	5.76E-06	0.000001	9E-06	4E-06
	1.96E-06	1.936E-05	0	9E-06	9E-06
	1.29E-05	1.296E-05	0	9E-06	4E-06
	1.96E-06	2.56E-06	0.000001	0	0.000016
	1.15E-05	6.76E-06	0.000016	4E-06	4.9E-05
	6.75E-06	3.6E-07	4E-06	0	0
Media	7.04E-05	7.04E-05	4E-05	5.6E-05	0.000156

Tabla B.21 Incertidumbre especificada.

Incertidumbre especificada para el paso de calibración 1	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 2	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 3	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 4	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 5
7.82222E-06	7.8222E-06	4.4444E-06	6.2222E-06	1.7333E-05

Aplicando las ecuaciones (2.11) para la desviación estándar estimada y la ecuación (2.12) para la desviación estándar experimental de la media, tenemos como resultado la tabla B.22

Tabla B.22 Incertidumbre tipo A del ampérmetro patrón de trabajo, en su función de ampérmetro.

Paso calibración	Valor medio (L_p)	Varianza $s^2(L_j)$	Desviación estándar $s(L_j)$	Incertidumbre tipo A
-0.0568	-0.0566	7.82E-06	2.79E-03	8.84E-04
-0.156	-0.1554	7.82E-06	2.79E-03	8.84E-03
-0.256	-0.256	4.44E-06	2.10E-03	6.66E-04
-0.355	-0.3550	6.22E-06	2.49E-03	7.88E-04
-0.456	-0.4558	1.73E-05	4.16E-03	1.31E-03

Para el ampérmetro bajo calibración

Para éste aparato no se tienen variaciones en sus indicaciones, ya que estas se controlaron a un valor definido, por lo que no se calcula la incertidumbre tipo A.

Evaluación tipo B de la incertidumbre estándar

Para el ampérmetro bajo calibración.

La fuente de incertidumbre, para esta evaluación, está asociada a la resolución de la indicación del ampérmetro bajo calibración. La información que se puede obtener en la parte de la indicación menos significativa de la indicación del ampérmetro se considera que tiene una distribución de probabilidad del tipo rectangular. Puesto que en este caso se tiene una información analógica, la incertidumbre corresponde a la ecuación (2.13).

Aplicando la fórmula anterior a las diferentes medias de las lecturas del ampérmetro patrón tenemos los resultados mostrados en la tabla numero B.23.

Tabla B.23 Incertidumbres tipo B del ampérmetro patrón en su función de ampérmetro.

Media	Incertidumbre especificada	Incertidumbre tipo B
-0.0566	0.001717	0.00099131
-0.1554	0.001223	0.000706099
-0.256	0.000072	0.000415692
-0.355	0.000225	0.000129904
-0.4558	-0.000279	-0.000161081

Cálculo de la mejor estimación del error

Ya que los valores medios de las lecturas del ampérmetro patrón se consideran como su mejor estimación de los valores esperados, utilizaremos estos para calcular la mejor estimación de los errores. Aplicando la fórmula (2.8) obtenemos los resultados indicados en la tabla B.24.

Tabla B.24 Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.

Paso de calibración	Valor medio	Error
-0.0568	-0.0566	-0.0002
-0.1559	-0.1554	-0.0005
-0.2561	-0.256	-0.0001
-0.3553	-0.355	-0.0003
-0.4559	-0.4558	-0.0001

Determinación de la incertidumbre estándar combinada

Sustituyendo valores en las ecuaciones (2.14) y (2.17), para los diferentes pasos de calibración, obtenemos la tabla B.25.

Tabla B.25 Incertidumbre combinada.

Paso de calibración	Error	Varianza $U^2(Lv)$	Varianza $U^2c(Lp)$	Varianza $U^2(P)$	Varianza U^2ce	Incertidumbre U_{ce}
-0.0568	-0.0002	8.33E-06	7.82E-07	9.827E-07	1.00E-05	3.17E-03
-0.1559	-0.0005	8.33E-06	7.82E-07	4.986E-07	9.61E-06	3.10E-03
-0.2561	-1E-04	8.33E-06	4.44E-07	1.728E-07	8.95E-06	2.99 E-03
-0.3553	-0.0003	8.33E-06	6.22E-07	1.688E-08	8.97E-06	2.99E-03
-0.4559	-0.0001	8.33E-06	1.73E-06	2.595E-08	1.00E-05	3.17E-03

Determinación de la incertidumbre expandida

En virtud de que el resultado de la medición se expresara con un intervalo de confianza de 95.45 [%], se utilizará para obtener la incertidumbre expandida la fórmula que se ocupara será la (2.18)

Sustituyendo valores en la ecuación (2.19), tendremos los resultados indicados en la tabla B.26.

Tabla B.26 Incertidumbre expandida.

Paso de calibración	Grados de libertad efectivos	Factor $tp(V)$	Incertidumbre expandida
-0.0568	11	2.255	0.007166
-0.1559	11	2.255	0.006992
-0.2561	9	2.32	0.006941
-0.3553	9	2.32	0.006949
-0.4559	11	2.255	0.007164

Expresión del resultado

Sustituyendo valores en la ecuación anterior obtenemos los resultados mostrados en la tabla B.27.

Tabla B.27 Expresión de resultados.

Paso de calibración	Error	Incertidumbre expandida	Expresión de resultado e+Ue (Erro + incertidumbre expandida)	Expresión de resultado e+Ue (Error – incertidumbre expandida)
-0.0568	-0.0002	0.00717	0.00697	-0.00737
-0.1559	-0.0005	0.006992003	0.006492	-0.007492
-0.2561	-1E-04	0.006940864	0.006841	-0.007041
-0.3553	-0.0003	0.006949332	0.006649	-0.007249
-0.4559	-0.0001	0.007163881	0.007064	-0.007264

Con un intervalo de confianza de 95.45 [%].

Comparación con las especificaciones del voltmetro bajo calibración

Los errores máximos tolerados para el ampermetro bajo calibración en este caso la calculadora, se calculan de acuerdo con las especificaciones encontradas en la gráfica resultante tomando como incertidumbre especificada los valores máximos y mínimos procurando que estos no sobrepasen el resultado de +/- 0.01.

Tomando en cuenta lo anterior, se puede concluir que el ampermetro bajo calibración si cumple con sus especificaciones de exactitud. Esta conclusión se puede reafirmar observando la figura B.5 de errores.

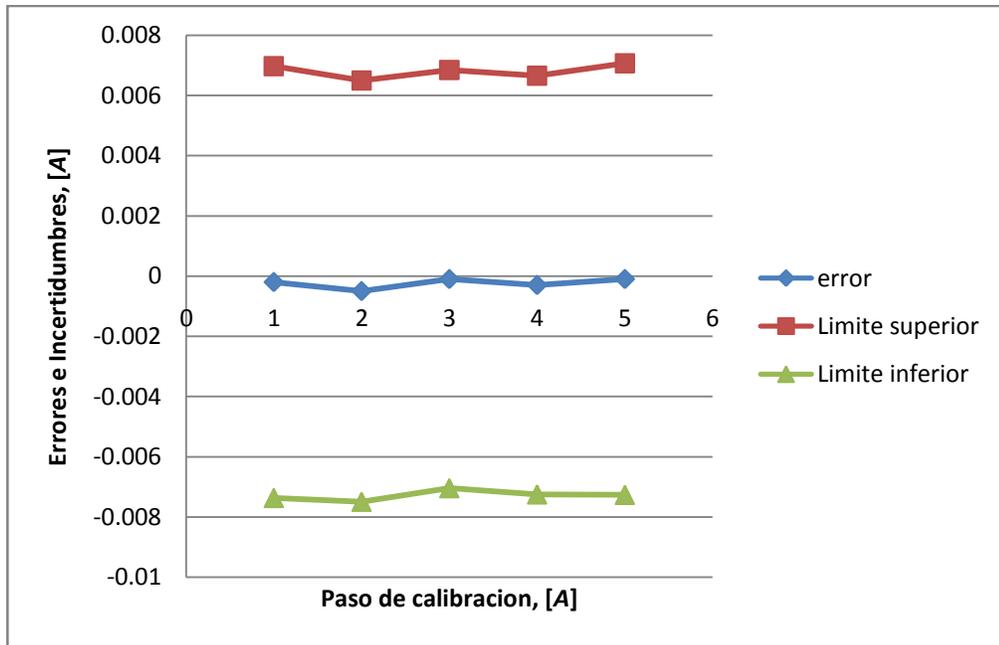


Figura B.5 Gráfica de errores sensor de corriente polaridad negativa.

B.4 CALIBRACIÓN DEL SENSOR DE TENSION EN CA CON TRANSFORMADOR DE POTENCIAL

Para esta calibración se tomaron tres valores de medición de tensión en corriente alterna para 10[V], 50[V] y 130[V]. Se requiere del la fuente de kocos Artes 300 para la manipulación de la tensión como se muestra en la figura B.6.

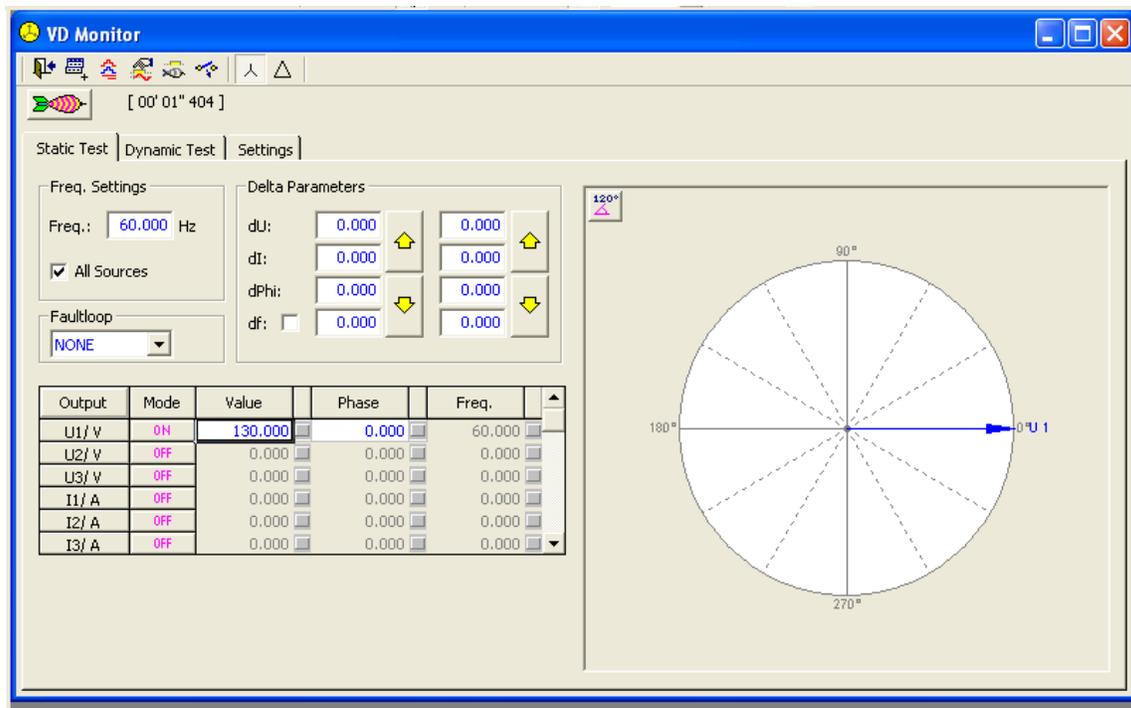


Figura B.6 Fuente de alimentación en CA Kocos marca Artes 300 entregando 130[V].

En seguida se procede a tomar lecturas para encontrar las incertidumbres.

Tabla B.28 Lecturas tomadas en los pasos de calibración 10[V] y 50[V].

Número de medición j	Paso de calibración (calculadora) L_v [V]	Lectura del patrón L_p [V]	Número de medición j	Paso de calibración L_v [V]	Lectura del patrón L_p [V]
1	0.3507	0.3496	1	1.7687	1.7718
2	0.3511	0.3505	2	1.7652	1.7655
3	0.3533	0.3506	3	1.7688	1.7677
4	0.3541	0.351	4	1.7727	1.7733
5	0.3456	0.3484	5	1.7711	1.7729
6	0.3518	0.351	6	1.7721	1.7745
7	0.3483	0.3485	7	1.7714	1.7743
8	0.3498	0.3485	8	1.7706	1.7733
9	0.3487	0.3489	9	1.7749	1.7735
10	0.3478	0.348	10	1.7771	0.7774
Media	0.3501	0.3495	Media	1.7713	1.7721
Paso de calibración de 130 [V]					
1	4.6298	4.6249			
2	4.62897	4.6234			
3	4.63349	4.6262			
4	4.62063	4.6242			
5	4.62789	4.6237			
6	4.63174	4.6252			
7	4.62232	4.6247			
8	4.62499	4.6251			
9	4.62169	4.624			
10	4.62105	4.623			
Media	4.6262	4.62444			

Evaluación tipo A de la incertidumbre estándar

La fuente de incertidumbre que se evalúa como tipo A son las mediciones repetidas.

Para calcular las incertidumbres se emplean la ecuación (2.9) para el valor medio o media y para la varianza experimental (2.10) mostrando los

resultados obtenido en la tabla B.29, en el caso de la incertidumbre especificada (2.13) se muestran los valores en la tabla B.30.

Tabla B.29 Varianza experimental.

	Paso de calibración 1	Paso de calibración 2	Paso de calibración 3
	1E-08	9E-08	2.5E-07
	0.000001	4.36E-05	1E-06
	1.21E-06	1.94E-05	3.24E-06
	2.25E-06	1.44E-06	4E-08
	1.21E-06	6.4E-07	4.9E-07
	2.25E-06	5.76E-06	6.4E-07
	0.000001	4.84E-06	9E-08
	0.000001	1.44E-06	4.9E-07
	3.6E-07	1.96E-06	1.6E-07
	1.03E-05	7.91E-05	6.4E-06
Media	1E-08	9E-08	2.5E-07

Tabla B.30 Incertidumbre especificada.

Incertidumbre especificada para el paso de calibración 1	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 2	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 3
1.143E-06	8.788E-06	7.111E-07

Aplicando las ecuaciones (2.11) para la desviación estándar estimada y la ecuación (2.12) para la desviación estándar experimental de la media, tenemos como resultado la tabla B.31.

Tabla B.31 Incertidumbre tipo A del voltmetro patrón de trabajo, en su función de voltmetro.

Paso calibración	Valor medio (L_p)	Varianza $s^2(L_j)$	Desviación estándar $s(L_j)$	Incertidumbre tipo A
0.3502	0.350	1.14333E-6	1.06927E-3	3.38132E-4
1.7708	1.772	8.78778E-6	2.96442E-3	9.37431E-4
4.6263	4.624	7.11111E-7	8.43274E-4	2.66667E-4

Para el voltmetro bajo calibración

Para éste aparato no se tienen variaciones en sus indicaciones, ya que estas se controlaron a un valor definido, por lo que no se calcula la incertidumbre tipo A.

Evaluación tipo B de la incertidumbre estándar

Para el voltmetro bajo calibración

La fuente de incertidumbre, para esta evaluación, está asociada a la resolución de la indicación del voltmetro bajo calibración. La información que se puede obtener en la parte de la indicación menos significativa de la indicación del voltmetro se considera que tiene una distribución de probabilidad del tipo rectangular. Puesto que en este caso se tiene una información analógica, la incertidumbre corresponde a la ecuación (2.13).

Aplicando la fórmula anterior a las diferentes medias de las lecturas del voltmetro patrón tenemos los resultados mostrados en la tabla número B.32.

Tabla B.32 Incertidumbres tipo B del voltmetro patrón en su función de voltmetro.

Media	Incertidumbre especificada	Incertidumbre tipo B
0.350	0.000287375	1.66E-04
1.772	0.000643033	3.71E-04
4.624	0.00135611	7.83E-04

Cálculo de la mejor estimación del error

Ya que los valores medios de las lecturas del voltmetro patrón se consideran como su mejor estimación de los valores esperados, utilizaremos estos para calcular la mejor estimación de los errores. Aplicando la fórmula (2.86) obtenemos los resultados indicados en la tabla B.33.

Tabla B.33 Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.

Paso de calibración	Valor medio	Error
0.3502	0.350	0.001
1.7708	1.772	-0.0013768
4.6263	4.624	0.00181441

Determinación de la incertidumbre estándar combinada

Sustituyendo valores en las ecuaciones (2.14) y (2.17), para los diferentes pasos de calibración, obtenemos la tabla B.34.

Tabla B.34 Incertidumbre combinada.

Paso de calibración	Error	Varianza $U^2(Lv)$	Varianza $U^2c(Lp)$	Varianza $U^2(P)$	Varianza U^2ce	Incertidumbre Uce
0.3502	0.0006685	8.33E-06	1.14E-07	2.75E-08	8.47E-06	2.91E-03
1.7708	-0.0013768	8.33E-06	8.78E-07	1.37E-07	9.34E-06	3.05E-03
4.6263	0.0018144	8.33E-06	7.11E-08	6.13E-07	9.01E-06	3.00E-03

Determinación de la incertidumbre expandida

En virtud de que el resultado de la medición se expresara con un intervalo de confianza de 95.45 [%], se utilizará para obtener la incertidumbre expandida la fórmula que se ocupara será la (2.18)

Sustituyendo valores en la ecuación (2.19), tendremos los resultados indicados en la tabla B.35.

Tabla B.35 Incertidumbre expandida.

Paso de calibración	Grados de libertad efectivos	Factor $t_p(V)$	Incertidumbre expandida
0.35017	8	2.366	6.88794E-03
1.77075	10	2.284	6.98394E-03
4.62625	9	2.32	6.96675E-03

Expresión del resultado

Sustituyendo valores en la ecuación anterior obtenemos los resultados mostrados en la tabla B.36

Tabla B.36 Expresión de resultados.

Paso de calibración	Error	Incertidumbre expandida	Expresión de resultado $e \pm U(e)$ (Error + incertidumbre expandida)	Expresión de resultado $e \pm U(e)$ (Error - incertidumbre expandida)
0.35017	0.0006685	0.00689	0.00756	-0.00622
1.77075	-0.0013768	0.00698	0.00561	-0.00836
4.62625	0.0018144	0.00697	0.00878	-0.00515

Con un intervalo de confianza de 95.45 [%].

Comparación con las especificaciones del voltmetro bajo calibración

Los errores máximos tolerados para el voltmetro bajo calibración en este caso la calculadora, se calculan de acuerdo con las especificaciones encontradas en la gráfica resultante tomando como incertidumbre

especificada los valores máximos y mínimos procurando que estos no sobrepasen el resultado de ± 0.01 .

Tomando en cuenta lo anterior, se puede concluir que el voltmetro bajo calibración si cumple con sus especificaciones de exactitud. Esta conclusión se puede reafirmar observando la figura B.7 de errores.

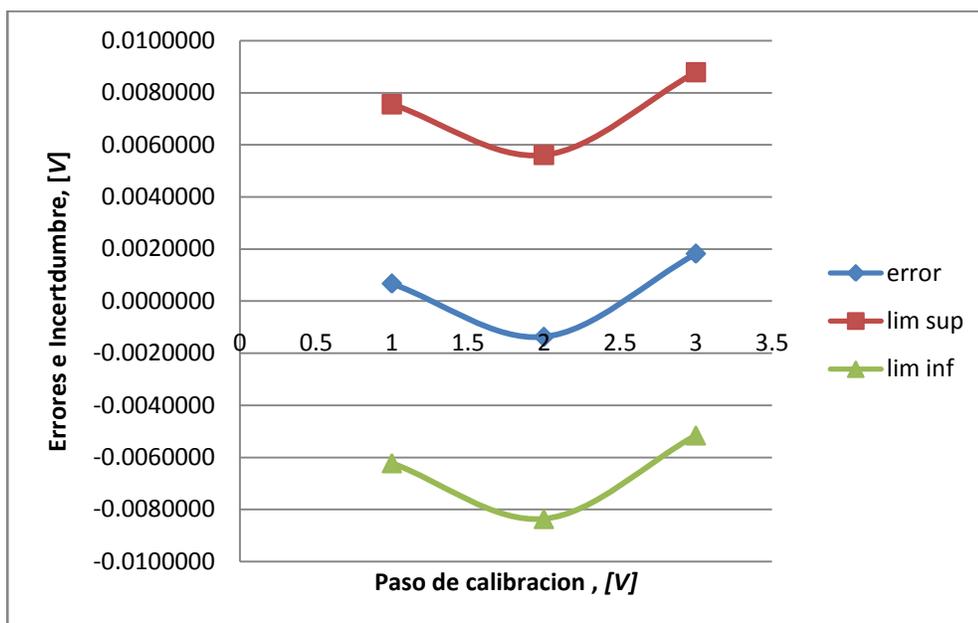


Figura B.7 Gráfica de errores sensor de tensión en CA con TP.

B.5 CALIBRACIÓN SENSOR DE TENSIÓN EN CA CON TRANSFORMADOR DE CORRIENTE

Para esta calibración se tomaron 6 pasos de calibración en corriente alterna para .3 [A], 1[A], 2[A], 3 [A], 4[A], y 5[A]. Auxiliándonos del la fuente de Kocos Artes 300 la cual nos ayudaba a manipular la corriente como se muestra en la siguiente figura B.9.

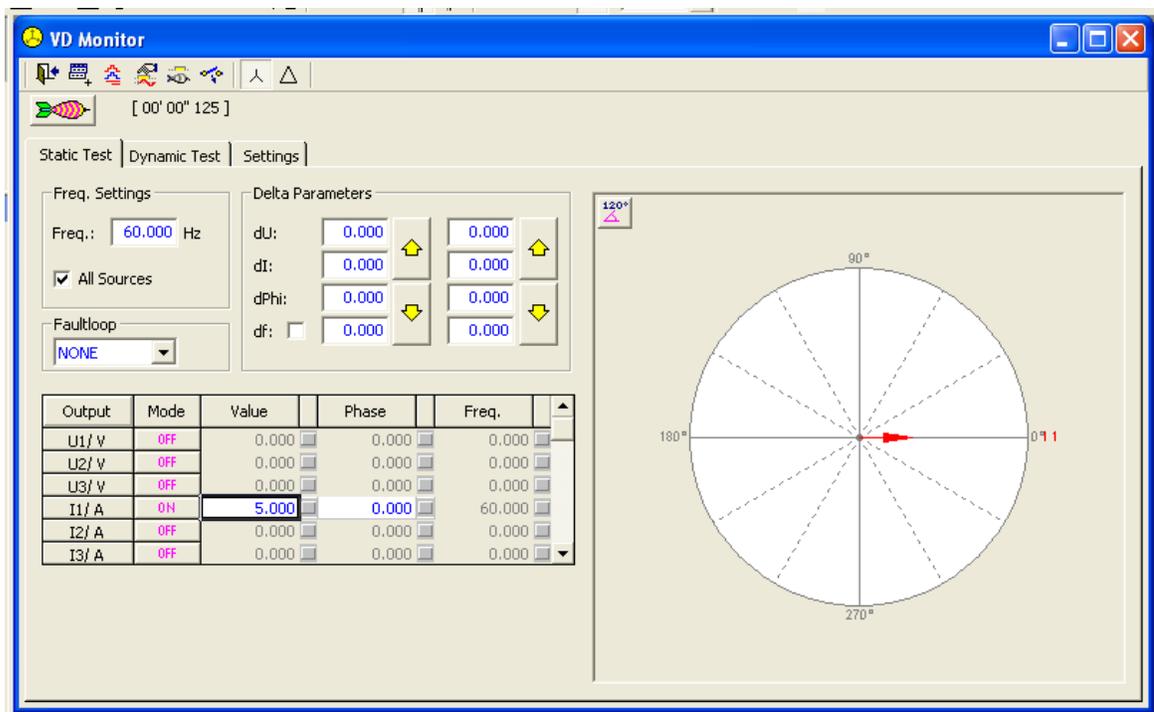


Figura B.8 Fuente de alimentación en CA Kocos marca Artes 300 entregando 5[A], de corriente.

En seguida se procedió a tomar lecturas para encontrar las incertidumbres.

Tabla B.37 Lecturas tomadas en los pasos de calibración de .3[A] y 1[A]

Número de medición j	Paso de calibración (calculadora) L_v [V]	Lectura del patrón L_p [V]	Número de medición j	Paso de calibración L_v [V]	Lectura del patrón L_p [V]
1	0.0616	0.0619	1	0.1999	0.1991
2	0.06161	0.0617	2	0.199627	0.1992
3	0.060528	0.0618	3	0.198921	0.1992
4	0.061347	0.0617	4	0.199256	0.199
5	0.060561	0.0606	5	0.1991	0.1991
6	0.060966	0.0609	6	0.198926	0.1994
7	0.060369	0.0607	7	0.197451	0.196
8	0.060727	0.0607	8	0.1962	0.196
9	0.060373	0.0608	9	0.195819	0.1961
10	0.060836	0.06077	10	0.195067	0.1962
Media	0.060891	0.0612	Media	0.19802	0.1979
Paso de calibración de 2[A] y 3[A]					
1	0.3950	0.3958	1	0.5908	0.5931
2	0.39527	0.3958	2	0.5928	0.590473
3	0.395156	0.3956	3	0.5927	0.591143
4	0.396146	0.396	4	0.5929	0.590532
5	0.395014	0.3958	5	0.5928	0.592667
6	0.396278	0.3961	6	0.5932	0.590748
7	0.388881	0.3895	7	0.5829	0.581023
8	0.388603	0.3895	8	0.5833	0.581276
9	0.389384	0.3897	9	0.5835	0.580488
10	0.389374	0.3898	10	0.5832	0.581332
Media	0.392910	0.3934	Media	0.5894	0.5873
Paso de calibración de 4[A] y 5[A]					
1	0.7887	0.7882	1	0.9869	0.9833
2	0.787018	0.7897	2	0.9838	0.9870
3	0.787089	0.7898	3	0.9850	0.9868
4	0.786436	0.77896	4	0.9839	0.9869
5	0.789476	0.7899	5	0.9852	0.9872
6	0.788798	0.79	6	0.9796	0.9715
7	0.774959	0.777	7	0.9702	0.9716
8	0.775889	0.7771	8	0.9702	0.9713
9	0.776037	0.7772	9	0.9704	0.9719
10	0.775146	0.7772	10	0.9704	0.9717
Media	0.782954	0.7830	Media	0.97794	0.9789

Evaluación tipo A de la incertidumbre estándar

La fuente de incertidumbre que se evalúa como tipo A son las mediciones repetidas.

Para calcular las incertidumbres se emplean la ecuación (2.9) para el valor medio o media y para la varianza experimental (2.10) mostrando los resultados obtenido en la tabla B.38, en el caso de la incertidumbre especificada (2.13) se muestran los valores en la tabla B.39.

Tabla B.38 Varianza experimental.

	Paso de calibración 1	Paso de calibración 2	Paso de calibración 3	Paso de calibración 4	Paso de calibración 5	Paso de calibración 6
	4.9E-07	1.36E-06	5.76E-06	3.36E-05	2.20E-05	1.93E-05
	2.5E-07	1.61E-06	5.76E-06	1.00E-05	3.84E-05	6.56E-05
	3.6E-07	1.61E-06	4.84E-06	1.47E-05	3.96E-05	6.24E-05
	2.5E-07	1.14E-06	6.76E-06	1.04E-05	2.06E-05	6.4E-05
	3.6E-07	1.36E-06	5.76E-06	2.88E-05	4.09E-05	6.88E-05
	9E-08	2.16E-06	7.29E-06	1.18E-05	4.22E-05	5.47E-05
	2.5E-07	3.72E-06	1.52E-05	3.94E-05	4.22E-05	5.32E-05
	2.5E-07	3.72E-06	1.52E-05	3.62E-05	4.09E-05	5.77E-05
	1.6E-07	3.34E-06	1.36E-05	4.64E-05	3.96E-05	4.9E-05
Media	2.46E-06	2.00E-05	8.02E-05	2.31E-04	3.26E-04	4.95E-04

Tabla B.39 Incertidumbre especificada.

Incertidumbre especificada para el paso de calibración 1	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 2	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 3	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 4	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 5	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 6
2.733E-07	2.230E-06	8.920E-06	2.575E-05	3.633E-05	5.501E-05

Aplicando las ecuaciones (2.11) para la desviación estándar estimada y la ecuación (2.12) para la desviación estándar experimental de la media, tenemos como resultado la tabla B.40.

Tabla B.40 Incertidumbre tipo A del voltmetro patrón de trabajo, en su función de voltmetro.

Paso calibración	Valor medio (L_p)	Varianza $s^2(L_j)$	Desviación estándar $s(L_j)$	Incertidumbre tipo A
0.0609	0.0612	0.00000027	0.0005	0.0002
0.1980	0.1979	0.000002230	0.0015	0.0005
0.3929	0.3934	0.000008920	0.0030	0.0009
0.5888	0.5873	0.000025745	0.0051	0.0016
0.7830	0.7835	0.000036327	0.0060	0.0019
0.9786	0.9789	0.000055009	0.0074	0.0023

Para el voltmetro bajo calibración

Para éste aparato no se tienen variaciones en sus indicaciones, ya que estas se controlaron a un valor definido, por lo que no se calcula la incertidumbre tipo A.

Evaluación tipo B de la incertidumbre estándar

Para el voltmetro bajo calibración

La fuente de incertidumbre, para esta evaluación, está asociada a la resolución de la indicación del voltmetro bajo calibración. La información que se puede obtener en la parte de la indicación menos significativa de la indicación del voltmetro se considera que tiene una distribución de probabilidad del tipo rectangular. Puesto que en este caso se tiene una información analógica, la incertidumbre corresponde a la ecuación (2.13).

Aplicando la fórmula anterior a las diferentes medias de las lecturas del voltmetro patrón tenemos los resultados mostrados en la tabla número B.41.

Tabla B.41 Incertidumbres tipo B del voltmetro patrón en su función de voltmetro.

Media	Incertidumbre especificada	Incertidumbre tipo B
0.061	0.000215288	1.24E-04
0.198	0.000249483	1.44E-04
0.393	0.00029834	1.72E-04
0.587	0.00034682	2.00E-04
0.784	0.000395877	2.29E-04
0.979	0.00044473	2.57E-04

Cálculo de la mejor estimación del error

Ya que los valores medios de las lecturas del Voltmetro patrón se consideran como su mejor estimación de los valores esperados, utilizaremos estos para calcular la mejor estimación de los errores. Aplicando la fórmula (2.8) obtenemos los resultados indicados en la tabla B.42.

Tabla B.42 Errores entre incertidumbre tipo A y tipo B.

Paso de calibración	Valor medio	Error
0.0609	0.0612	-0.0003
0.1980	0.1979	0.0001
0.3929	0.3934	-0.0004
0.5888	0.5873	0.0015
0.7830	0.7835	-0.0006
0.9786	0.9789	-0.0004

Determinación de la incertidumbre estándar combinada

Sustituyendo valores en las ecuaciones (2.14) y (2.17), para los diferentes pasos de calibración, obtenemos la tabla B.43.

Tabla B.43 Incertidumbre combinada.

Paso de calibración	Error	Varianza $U^2(Lv)$	Varianza $U^2c(Lp)$	Varianza $U^2(P)$	Varianza U^2ce	Incertidumbre Uce
0.0609	-0.0002614	8.33E-06	2.73E-08	1.54E-08	8.37E-06	2.89E-03
0.1980	0.0000967	8.33E-06	2.22E-07	2.07E-08	8.57E-06	2.92E-03
0.3929	-0.0004494	8.33E-06	8.92E-07	2.96E-08	9.25E-06	3.04E-03
0.5888	0.0015318	8.33E-06	2.57E-06	4.00E-08	1.09E-05	3.30E-03
0.7830	-0.0005512	8.33E-06	3.63E-06	5.22E-08	1.20E-05	3.46E-03
0.9786	-0.0003648	8.33E-06	5.50E-06	6.59E-08	1.39E-05	3.72E-03

Determinación de la incertidumbre expandida

En virtud de que el resultado de la medición se expresara con un intervalo de confianza de 95.45 [%], se utilizará para obtener la incertidumbre expandida la fórmula que se ocupara será la (2.18)

Sustituyendo valores en la ecuación (2.19), tendremos los resultados indicados en la tabla B.44.

Tabla B.44 Incertidumbre expandida.

Paso de calibración	Grados de libertad efectivos	Factor $t_p [V]$	Incertidumbre expandida
0.06089	8	2.366	6.84756E-03
0.19803	8	2.366	6.92921E-03
0.39291	10	2.284	6.94839E-03
0.58881	13	2.212	7.31900E-03
0.78295	14	2.195	7.60949E-03
0.97856	16	2.169	8.08666E-03

Expresión del resultado

Sustituyendo valores en la ecuación anterior obtenemos los resultados mostrados en la tabla B.45.

Tabla B.45 Expresión de resultados.

Paso de calibración	Error	Incertidumbre expandida	Expresión de resultado $e \pm U(e)$ (Error + incertidumbre expandida)	Expresión de resultado $e \pm U(e)$ (Error - incertidumbre expandida)
0.06089	-0.0002614	0.00685	0.00659	-0.00711
0.19803	0.0000967	0.00693	0.00703	-0.00683
0.39291	-0.0004494	0.00695	0.00650	-0.00740
0.58881	0.0015318	0.00732	0.00885	-0.00579
0.78295	-0.0005512	0.00761	0.00706	-0.00816
0.97856	-0.0003648	0.00809	0.00772	-0.00845

Con un intervalo de confianza de 95.45 [%].

Comparación con las especificaciones del voltmetro bajo calibración

Los errores máximos tolerados para el voltmetro bajo calibración en este caso la calculadora, se calculan de acuerdo con las especificaciones encontradas en la gráfica resultante tomando como incertidumbre especificada los valores máximos y mínimos procurando que estos no sobrepasen el resultado de +/- 0.01.

Tomando en cuenta lo anterior, se puede concluir que el voltmetro bajo calibración si cumple con sus especificaciones de exactitud. Esta conclusión se puede reafirmar observando la figura B.10 de errores.

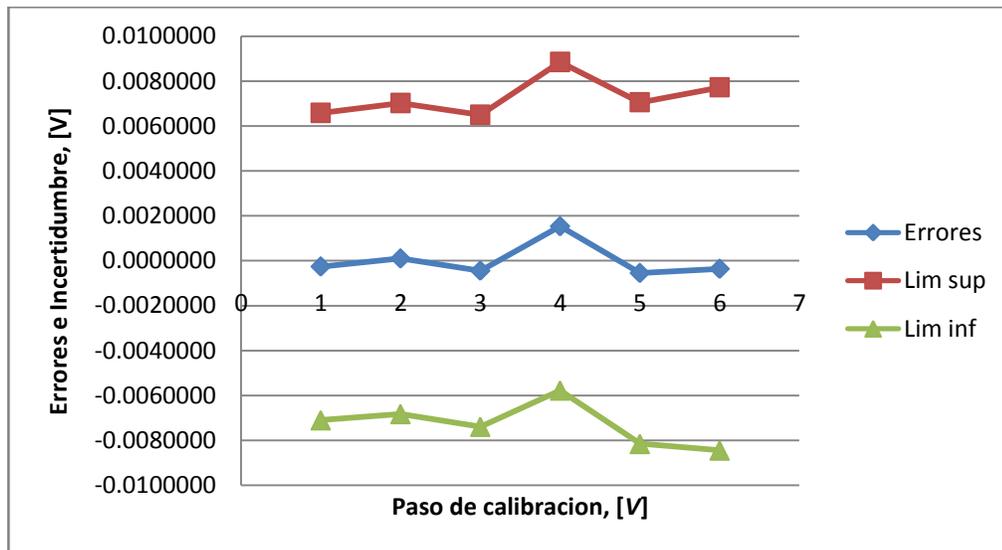


Figura B.9 Gráfica de errores sensor de tensión en CA con TC.

Para la parte final de la calibración del sensor de tensión en CA se propuso mantener fijo la lectura del voltmetro patrón y encontrar la incertidumbre tipo A con el fin de sumarlos a las incertidumbre ya realizada con dicho transformador ver tabla B.46, y con estos valores encontrar algún error mayor, dando como resultado una nueva gráfica de errores que se puede apreciar en la figura B.12.

Tabla B.46 Lecturas tomadas en los pasos de calibración de .3[A] y 1[A].

Número de medición j	Paso de calibración (calculadora) L_v [V]	Lectura del patrón L_p [V]	Número de medición j	Paso de calibración L_v [V]	Lectura del patrón L_p [V]
1	0.0616	0.061	1	0.1999	0.19
2	0.0616	0.061	2	0.1996	0.19
3	0.0605	0.061	3	0.1989	0.19
4	0.0613	0.061	4	0.1992	0.19
5	0.0605	0.061	5	0.1991	0.19
6	0.0609	0.061	6	0.1986	0.19
7	0.0603	0.061	7	0.1974	0.19
8	0.0607	0.061	8	0.1962	0.19
9	0.0603	0.060	9	0.1958	0.19
10	0.0608	0.060	10	0.1950	0.19
Media	0.0609	0.061	Media	0.1980	0.19
Paso de calibración de 2[A] y 3[A]					
1	0.39500	0.39	1	0.5908	0.59
2	0.39527	0.39	2	0.5928	0.59
3	0.395156	0.39	3	0.5927	0.59
4	0.396146	0.39	4	0.5929	0.59
5	0.395014	0.39	5	0.5928	0.59
6	0.396278	0.39	6	0.5932	0.59
7	0.388881	0.39	7	0.5829	0.59
8	0.388603	0.39	8	0.5833	0.59
9	0.389384	0.39	9	0.5835	0.59
10	0.389374	0.39	10	0.5832	0.59
Media	0.3900	0.39	Media	0.5888	0.59
Paso de calibración de 4[A] y 5[A]					
1	0.7887	0.78	1	0.9800	0.98
2	0.787018	0.78	2	0.9838	0.98
3	0.787089	0.78	3	0.9850	0.98
4	0.786436	0.78	4	0.9839	0.98
5	0.789476	0.78	5	0.9852	0.98
6	0.788798	0.78	6	0.9796	0.98
7	0.774959	0.78	7	0.9702	0.98
8	0.775889	0.78	8	0.9702	0.98
9	0.776037	0.78	9	0.9704	0.98
10	0.775146	0.78	10	0.9704	0.98
Media	0.7830	0.78	Media	0.9779	0.98

Evaluación tipo A de la incertidumbre estándar

La fuente de incertidumbre que se evalúa como tipo A son las mediciones repetidas.

Para calcular las incertidumbres se emplean la ecuación (2.9) para el valor medio o media y para la varianza experimental (2.10) mostrando los resultados obtenido en la tabla B.47, en el caso de la incertidumbre especificada (2.13) se muestran los valores en la tabla B.48.

Tabla B.47 Varianza experimental.

	Paso de calibración 1	Paso de calibración 2	Paso de calibración 3	Paso de calibración 4	Paso de calibración 5	Paso de calibración 6
	4.47E-07	3.61E-06	4.41E-06	4E-06	3.24E-05	4.41E-06
	5.04E-07	2.64E-06	5.61E-06	1.6E-05	1.61E-05	3.45E-05
	1.38E-07	8.48E-07	5.08E-06	1.521E-05	1.67E-05	5.05E-05
	1.99E-07	1.57E-06	1.05E-05	1.681E-05	1.18E-05	3.56E-05
	1.14E-07	1.21E-06	4.46E-06	1.6E-05	4.19E-05	5.31E-05
	4.35E-09	8.57E-07	1.14E-05	1.93E-05	3.36E-05	2.89E-06
	2.81E-07	3.01E-07	1.61E-05	3.48E-05	6.46E-05	5.87E-05
	2.99E-08	3.24E-06	1.84E-05	3.02E-05	5.05E-05	5.98E-05
	2.77E-07	4.75E-06	1.23E-05	2.80E-05	4.84E-05	5.62E-05
Media	1.99E-06	1.90E-05	8.85E-05	1.80E-04	3.16E-04	3.55E-04

Tabla B.48 Incertidumbre especificada.

Incertidumbre especificada para el paso de calibración 1	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 2	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 3	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 4	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 5	Incertidumbre especificada para el paso de calibración 6
2.221E-07	2.117E-06	9.835E-06	2.006E-05	3.516E-05	3.955E-05

Aplicando las ecuaciones (2.11) para la desviación estándar estimada y la ecuación (2.12) para la desviación estándar experimental de la media, tenemos como resultado la tabla B.49.

Tabla B.49 Incertidumbre tipo A del voltmetro patrón de trabajo, en su función de voltmetro.

Paso calibración	Valor medio <i>(L_p)</i>	Varianza $s^2(L_j)$	Desviación estándar $s(L_j)$	Incertidumbre tipo A
0.0609	0.0609	0.00000022	0.0005	0.0001
0.1980	0.1980	0.000002117	0.0015	0.0005
0.3929	0.3929	0.000009835	0.0031	0.0010
0.5888	0.5888	0.000020059	0.0045	0.0014
0.7830	0.7830	0.000035158	0.0059	0.0019
0.9779	0.9779	0.000039552	0.0063	0.0020

Tabla B.50 Incertidumbre tipo A manteniendo fijo el voltmetro patrón.

Varianza de la incertidumbre tipo A de la calculadora U²c (L_c)
2.22083E-08
2.11650E-07
9.83463E-07
2.00589E-06
3.51581E-06
3.95517E-06

Al anexar esta incertidumbre a la calibración anterior obtuvimos como resultado una incertidumbre expandida que se puede observar en la tabla B.51 sin olvidar que nos auxiliamos de la fórmula B.1 obteniendo los grados de libertad como se muestra en la tabla B.51 y verificando la tabla de Student que se encuentra en el anexo A.7 se utilizaron los grados de libertad correctos.

$$v_{eff} = \frac{u_c^4(e)}{\frac{[u_c(\bar{L}_P)]^4}{v_{LP}} + \frac{[u_c(L_V)]^4}{v_V} + \frac{[u_c(P)]^4}{v_P} + \frac{[u_c(L_p)]^4}{v_{lp}}} \quad (\text{B.1})$$

Tabla B.51 Incertidumbre expandida.

Paso de calibración	Grados de libertad efectivos	Factor $tp(V)$	Incertidumbre expandida
0.06089	8	2.366	6.86778E-03
0.19803	9	2.32	6.96452E-03
0.39291	14	2.195	7.32304E-03
0.58881	24	2.11	8.31326E-03
0.78295	32	2.087	9.13685E-03
0.97856	40	2.064	9.97495E-03

Sustituyendo valores en la ecuación B.1 obtenemos los resultados mostrados en la tabla B.52.

Tabla B.52 Expresión de resultados.

Paso de calibración	Error	Incertidumbre expandida	Expresión de resultado $e \pm U(e)$ (Error + incertidumbre expandida)	Expresión de resultado $e \pm U(e)$ (Error - incertidumbre expandida)
0.06089	-0.0002614	0.00687	0.00661	-0.00713
0.19803	0.0000967	0.00696	0.00706	-0.00687
0.39291	-0.0004494	0.00732	0.00687	-0.00777
0.58881	0.0015318	0.00831	0.00985	-0.00678
0.78295	-0.0005512	0.00914	0.00859	-0.00969
0.97856	-0.0003648	0.00997	0.00961	-0.01034

Con un intervalo de confianza de 95.45 [%].

Comparación con las especificaciones del voltmetro bajo calibración

Los errores máximos tolerados para el voltmetro bajo calibración en este caso la calculadora, se calculan de acuerdo con las especificaciones encontradas en la gráfica resultante tomando como incertidumbre especificada los valores máximos y mínimos procurando que estos no sobrepasen el resultado de ± 0.015 .

Tomando en cuenta lo anterior, se puede concluir que el voltmetro bajo calibración si cumple con sus especificaciones de exactitud. Esta conclusión se puede reafirmar observando la figura B.12 de errores.

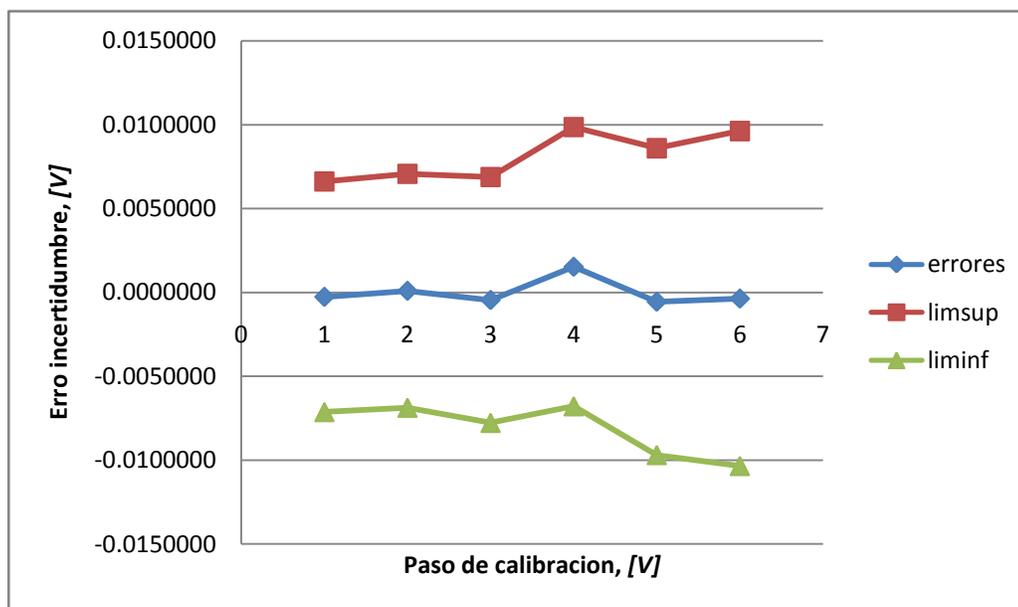


Figura B.10 Gráfica de errores sensor de tensión sumando nueva incertidumbre tipo A.

B.6 RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN

Para el TC 1:2

Tabla B.53 Expresión de resultados relación de transformación TC.

Valor generado	Valor rms obtenido
2.5 [A]	0.4810 [V]
2.5 [A]	0.4835 [V]
2.5 [A]	0.4835 [V]
2.5 [A]	0.4837 [V]
2.5 [A]	0.4834 [V]
MEDIA	0.4830 [V]

$$\text{Relacion de tranformacion} = \frac{2.5}{.48308} * \sqrt{2} \quad (\text{B.2})$$

Dando como resultado la relación de transformación de 7.318733762 para obtener el valor pico.

Para el TP

Tabla B.54 Expresión de resultados relación de transformación TP.

Valor generado	Valor rms obtenido
127[V]	6.721
127[V]	6.792
127[V]	6.786
127[V]	6.200
127[V]	6.725
MEDIA	6.644

$$\text{Relacion de tranformacion} = \frac{127}{6.644} * \sqrt{2} \quad (\text{B.3})$$

En la ecuación B.3 se muestra la relación de transformación de 27.0294 para obtener un valor pico.

Anexo C

ALGORITMOS

*“Sé fiel a las pequeñas cosas,
porque en ellas yace tu
fortaleza”*

Madre Teresa

C.1 APLICACIÓN DE ALGORITMOS VENTANA CORTA

Define **aplifil**(dat,nmt,nmpv)=

Func

Local k,m,vdat,sal

sal:=constructMat(0,i,j,nmt,1)

vdat:=constructMat(0,i,j,nmpv,1)

For k,1,nmt

If k≤nmpv Then

vdat[k,1]:=dat[k,1]

EndIf

If k>nmpv Then

For m,2,nmpv

vdat[m-1,1]:=vdat[m,1]

EndFor

vdat[nmpv,1]:=dat[k,1]

EndIf

sal[k,1]:=miki(vdat,24)*19.8855

sal[k,1]:=gil(vdat,24)*19

EndFor

Return sal

EndFunc

C.2 MIKI Y MIKANO

```
Define miki1(vdat,nmpc)=  
  
Func  
Local dt,w1,f1,fm,pim,pre,fas,v0,v_1  
v0:=vdat[2,1]  
v_1:=vdat[1,1]  
f1:=60  
w1:=2* $\pi$ *f1  
fm:=f1*nmpc  
dt:=(1)/(fm)  
pim:=v0  
pre:=(v0*cos(w1*dt)-v_1)/(sin(w1*dt))  
fas:=abs(pre+pim*i)  
Return fas  
EndFunc
```

C.3 GILBERT & SHOVLIN

```
Define gil(vdat,nmpc)=  
  
Func  
Local mag,v_0,v_1,v_2,w1,dt  
w1:=2*π*60  
dt:=(1)/(60*nmpc)  
v_0:=vdat[3,1]  
v_1:=vdat[2,1]  
v_2:=vdat[1,1]  
mag:=√(((v_1^2)-v_0*v_2)/((sin(w1*dt))^2)))  
Return mag  
EndFunc
```

C.4 TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER

Señal de referencia

```
Define LibPub senref(nmpc)=  
  
Func  
Local sal,tm,k  
sal:=newMat(nmpc,2)  
tm:=((1)/(nmpc*60))  
For k,1,nmpc  
  sal[k,1]:=sin(2*π*60*(k-1)*tm)  
  sal[k,2]:=cos(2*π*60*(k-1)*tm)  
EndFor  
Return sal  
EndFunc
```

TDF

```
Define LibPub tdf(y,nmpc,senref)=  
  
Func  
Local mat,mag,k  
mat:=newMat(nmpc,5)  
For k,1,nmpc  
  mat[k,1]:=y[k,1]*senref[k,1]  
  mat[k,3]:=y[k,1]*senref[k,2]  
If k=1 Then  
  mat[k,2]:=((mat[k,1])/(0.5*nmpc))
```

```

mat[k,4]:=((mat[k,3])/(0.5*nmpc))
mat[k,5]:=√(mat[k,2]^2+mat[k,4]^2)

Else
mat[k,2]:=((mat[k,1])/(0.5*nmpc))+mat[k-1,2]
mat[k,4]:=((mat[k,3])/(0.5*nmpc))+mat[k-1,4]
mat[k,5]:=√(mat[k,2]^2+mat[k,4]^2)
EndIf
EndFor
Disp mat
mag:=mat[nmpc,5]*7.318733762
Return mag
EndFunc

```

Aplicación del filtro TDF

```

Define LibPub apli_fil(senal, senr, nmpc, nmpv)=

Func
Local vdat, mag
Local k, j, d, f, c
vdat:=newMat(nmpv, 1)
d:=dim(senal)
f:=d[1]
mag:=newMat(f, 1)
For k, 1, f
  If k≤nmpv Then
    vdat[k, 1]:=senal[k, 1]
  Else
    For j, 1, nmpv-1

```

```
        vdat[j,1]:=vdat[j+1,1]
    EndFor
        vdat[nmpv,1]:=senal[k,1]
    EndIf
mag[k,1]:=tdf(vdat,nmpc,senr)
EndFor
Return mag
EndFunc
```

C.5 FILTRO COSENO

Señal de referencia

```
Define senref(w1,paso,nmpc)=  
  
Func  
Local nmpv,k,refsen  
nmpv:=((nmpc)/(4))+nmpc  
refsen:=constructMat(0,i,j,nmpv,2)  
For k,1,nmpv  
    refsen[k,1]:=paso*(k-1)  
    refsen[k,2]:=sin(w1*refsen[k,1])  
EndFor  
Return refsen  
EndFunc
```

Filcos

```
Define filcos(vdat,senref,nmpc)=  
  
Func  
Local k,dat,desp,mag,sum1,sum2  
desp:=((nmpc)/(4))  
dat:=constructMat(0,i,j,nmpv,2)  
For k,1,nmpc  
    dat[k,1]:=vdat[k,1]*refsen[k+desp,2]  
    dat[k,2]:=vdat[k,1]*refsen[k,2]  
EndFor
```

```

sum1:=0
sum2:=0
For k,1,nmpc
    sum1:=sum1+dat[k,1]
    sum2:=sum2+dat[k,2]
EndFor
mag:=sqrt((((sum1)/(0.5*nmpc))^2+(((sum2)/(0.5*nmpc))^2))
Return mag*19.8855
EndFunc

```

Aplicación del filtro Coseno

```

Define aplifilcos(dat,nmt,nmpc)=
Func
Local k,m,vdat,sal
sal:=constructMat(0,i,j,nmt,1)
vdat:=constructMat(0,i,j,nmpc,1)
For k,1,nmt
    If k<=nmpc Then
        vdat[k,1]:=dat[k,2]
    EndIf
    If k>nmpc Then
        For m,2,nmpc
            vdat[m-1,1]:=vdat[m,1]
        EndFor
        vdat[nmpc,1]:=dat[k,2]
    EndIf
    sal[k,1]:=filcos(vdat,refsen,nmpc)
EndFor
Return sal
EndFunc

```