

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**MEDICIÓN DE VARIABLES ELÉCTRICAS MEDIANTE
ALGORITMOS BASADOS EN FILTROS DIGITALES**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN CIENCIAS

EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

ADIEL OMAR PIZAR QUIROZ



Ciudad de México.

2016

RESUMEN

Actualmente la medición de las variables eléctricas relacionadas con el consumo de energía ha tomado mayor importancia debido a las afectaciones en las señales de tensión provocadas por las cargas no lineales existentes en el sistema eléctrico. Lo anterior dificulta el proceso de medición, ya que las distorsiones presentes alteran los valores obtenidos por los algoritmos de medición utilizados.

Existen diferentes tipos de algoritmos de medición, siendo los más importantes los algoritmos en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia. Ambos sufren afectaciones ante oscilaciones en la frecuencia del sistema eléctrico. Tomando en cuenta esta situación, en este trabajo de tesis se propone la implementación de algoritmos de medición basados en filtros digitales.

Los algoritmos de medición basados en filtros digitales utilizan dos tipos de filtros: filtros digitales de respuesta finita al impulso (FIR) y filtros digitales de respuesta infinita al impulso (IIR).

Se implementan dos filtros FIR independientes, de los cuales el primero tiene la tarea de realizar un desfase de 90° en la señal de tensión (con respecto a la señal de corriente de entrada retrasada un número M de muestras) y es implementado en la medición de potencia reactiva. El segundo filtro FIR se utiliza en la compensación del ángulo de fase debido a la utilización de Transformadores de Corriente (TC).

En el caso de los filtros IIR, estos tienen la tarea del filtrado de la señal, teniendo la forma de un filtro pasa altas (FPA) y un filtro pasa bajas (FPB), ambos de tipo Butterworth. Para la obtención de los coeficientes de este tipo de filtros se utiliza el método de la transformación bilineal.

La remoción de la componente de corriente directa de las señales adecuadas se realiza mediante un FPA. El procedimiento de medición de valores eficaces utiliza dos FPB para el promediado de los valores. Del mismo modo sucede con el cálculo de la potencia activa donde el FPB realiza el promedio de la potencia instantánea.

La medición de la potencia reactiva utiliza la transformada de Hilbert, además de hacer uso también de dos etapas de filtrado utilizando un FPB.

Los algoritmos fueron sometidos a prueba en diferentes magnitudes de corriente y tensión, así como también a frecuencias de 60 ± 5 Hz. Las señales de tensión y corriente fueron generadas por una fuente patrón.

Los resultados de las mediciones arrojan errores relativos aceptables, en los que se destaca el error de 0.5 % obtenido en la medición de los valores eficaces de tensión y corriente, además del error de 0.5% obtenido en la medición de potencia activa.

ABSTRACT

Nowadays, the measurement of electrical variables related to energy consumption has become more important due to the effects on the voltage and current signals caused by the nonlinear loads in the electrical system. This complicates the measurement process since the presented distortions alter the values obtained by the measurement algorithms.

There are different types of measurement algorithms, being the most important the algorithms in the time domain and in the frequency domain. Both are affected by oscillations in the frequency of the electrical system. Considering that situation, this thesis proposes the implementation of filter-based algorithms for metering.

The filter-based algorithms use two types of digital filters: digital filters of finite impulse response (FIR) and digital filters of infinite impulse response (IIR).

Two independent FIR filters are implemented, the first is responsible of performing a 90° phase-shift (referenced to the input current signal delayed M -samples) in the voltage signal and is implemented in the reactive power measurement. The second FIR filter is used in phase angle compensation due to the use of Current Transformers (CT).

In the case of IIR filters, these filtering the signal being a Butterworth high pass filter (HPF) or a Butterworth low pass filter (LPF). To obtain the coefficients of this type of filters, the bilinear transformation method is used.

The removal of the direct current component is made by one HPF. The procedure of measuring the effective values uses two LPF for the value averaging. It happens in the same way with the calculation of the active power where the instant power is averaged by the LPF.

The reactive power measurement uses the Hilbert transform in addition of two filtering stages using a single LPF.

The algorithms were tested at different magnitudes of current and voltage, as well as at frequencies of $60 \pm .5$ Hz. The voltage and current signals were generated by a standardized power source.

The results of the measurements yield acceptable relative errors highlighting the 0.5% error obtained by the measured values of effective current and voltage as well as the 0.5% error in the measured values of active power.

DEDICATORIA

A dios:

Por siempre haberme dado la fuerza necesaria para no caer.

A mi abuelita:

Donde sea que te encuentres, gracias por cuidar de mí.

A mis padres:

Dedico este logro a su incansable esfuerzo e invaluable apoyo, son los mejores.

A mis hermanos:

Gracias por nunca dejarme solo y hacerme sentir un hermano tan afortunado,

A mi compañera de vida:

Tus palabras de aliento, apoyo y tu amor han sido lo mejor en mi vida.

Te amo Sarahí.

A mi familia:

Con todo cariño.

A mis amigos:

Por su apoyo y comprensión.

AGRADECIMIENTOS

Al Instituto Politécnico Nacional

Por haberme dado la oportunidad de pertenecer a su gloriosa institución.

A mi director de tesis

Agradezco sinceramente al Dr. Raúl Cortes Mateos por su valioso esfuerzo y dedicación que han sido fundamentales para la realización de este proyecto.

A mi Comisión Revisora

Por sus valiosas aportaciones para el desarrollo final de este trabajo de tesis.

CONTENIDO

	Página
RESUMEN.....	VII
ABSTRACT	IX
CONTENIDO	XV
LISTA DE FIGURAS	XIX
LISTA DE TABLAS.....	XXIII
GLOSARIO	XXV
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.2 OBJETIVO	2
1.3 JUSTIFICACIÓN	2
1.4 ESTADO DEL ARTE	3
1.4.1 Antecedentes.....	3
1.4.2 Normas y Notas de Aplicación Relacionadas.....	4
1.4.3 Trabajos Nacionales e Internacionales.....	4
1.4.4 Trabajos Desarrollados en la SEPI-ESIME	5
1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES	6
1.6 APORTACIONES.....	6
1.7 ESTRUCTURA DE LA TESIS	7
CAPÍTULO 2: MEDICIÓN DE POTENCIA ELÉCTRICA MEDIANTE FILTROS DIGITALES.....	9
2.1 INTRODUCCIÓN.....	9
2.2 FILTROS DIGITALES	9
2.2.1 Filtros Digitales IIR.....	10
2.2.1.1 Transformación Bilineal	10
2.2.2 Filtros Digitales FIR.....	12
2.2.2.1 Tipos de filtros FIR de fase lineal	12
2.2.2.2 Transformada de Hilbert.....	13
2.2.2.3 Diseño de filtro FIR mediante la ventana de Kaiser.....	15
2.3 ALGORITMOS DE MEDICIÓN BASADOS EN FILTROS DIGITALES.....	18
2.3.1 Remoción de la Componente de Corriente Directa (CD)	18
2.3.2 Valor Eficaz	18
2.3.2.1 Medición del Valor Eficaz Mediante Filtros Digitales	19
2.3.3 Potencia Instantánea.....	20
2.3.4 Potencia Activa.....	20
2.3.4.1 Medición de Potencia Activa Mediante Filtros Digitales	21
2.3.5 Potencia Reactiva	23
2.3.5.1 Medición de Potencia Reactiva Mediante Filtros Digitales	24
2.3.6 Potencia Aparente.....	26
2.3.7 Factor de Potencia.....	27
2.4 SECUENCIA DE LOS ALGORITMOS A IMPLEMENTAR	28
CAPÍTULO 3: HARDWARE Y ADECUACIÓN DE SEÑALES DE CORRIENTE ALTERNA.....	29

3.1	INTRODUCCIÓN	29
3.2	DESCRIPCIÓN DEL HARDWARE.....	29
3.2.1	<i>Tarjeta TWR-KM34Z50MV3</i>	29
3.2.2	<i>Fuente Patrón de Pruebas</i>	31
3.2.3	<i>Fuente de Alimentación</i>	32
3.2.4	<i>Transformador de Corriente</i>	32
3.3	ADECUACIÓN DE SEÑALES DE CORRIENTE ALTERNA.....	33
3.3.1	<i>Regulación de Tensión de CD</i>	33
3.3.2	<i>Circuitos de Adecuación de Señal</i>	34
3.3.2.1	Circuito de Adecuación de Tensión.....	34
3.3.2.2	Circuito de Adecuación de Corriente	37
3.3.3	<i>Tarjeta de Adecuación de Señales de Corriente Alterna</i>	40
3.3.3.1	Distribución de Componentes.....	40
3.4	INTEGRACIÓN DEL HARDWARE	42
CAPÍTULO 4: SOFTWARE DEL SISTEMA DE MEDICIÓN		45
4.1	INTRODUCCIÓN	45
4.2	CONFIGURACIÓN DE LOS PERIFÉRICOS DEL PROYECTO	45
4.2.1	<i>Configuración del Módulo XBAR</i>	45
4.2.2	<i>Configuración del AFE</i>	47
4.2.3	<i>Configuración del ADC</i>	49
4.2.4	<i>Configuración del UART</i>	50
4.2.5	<i>Configuración del GPIO</i>	51
4.2.6	<i>Configuración del SWISR</i>	53
4.3	DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE.....	54
4.3.1	<i>Programa Principal</i>	54
4.3.1.1	Inicialización de Periféricos	55
4.3.1.2	Inicialización de módulo XBAR	55
4.3.1.3	Interrupciones.....	56
4.3.1.3.1	Interrupción Callback_ADC SAR.....	56
4.3.1.3.2	Interrupción Callback_Mediciones	57
4.3.2	<i>Funciones de Algoritmos de Medición Basados en Filtros Digitales</i>	58
4.3.2.1	Muestreo de las Señales de Tensión y Corriente	58
4.3.2.2	Remoción de componente de CD.....	59
4.3.2.3	Valores Eficaces.....	60
4.3.2.4	Potencia Activa.....	60
4.3.2.5	Potencia Reactiva.....	61
4.3.2.5.1	Transformada de Hilbert.....	61
4.3.2.6	Actualización de Buffer	62
4.3.2.6.1	Actualización de Variables de Filtros IIR.....	62
4.3.2.6.2	Actualización de Buffer de Datos del Filtro Digital FIR.....	63
4.3.2.7	Raíz Cuadrada.....	64
CAPÍTULO 5: PRUEBAS AL SISTEMA DE MEDICIÓN		65
5.1	INTRODUCCIÓN	65
5.2	CALIBRACIÓN DEL DESFASAMIENTO DE LA SEÑAL DE CORRIENTE DEBIDO AL TC.....	66
5.3	ESCALAMIENTO DE MEDICIONES.....	72
5.3.1	<i>Escalamiento de la Tensión Eficaz</i>	73
5.3.2	<i>Escalamiento de la Corriente Eficaz</i>	76
5.3.3	<i>Escalamiento de la Potencia Activa</i>	78
5.3.4	<i>Escalamiento de la Potencia Reactiva</i>	81
5.4	PRUEBAS DE MEDICIÓN.....	85
5.4.1	<i>Tensión Eficaz</i>	85
5.4.2	<i>Corriente Eficaz</i>	88
5.4.3	<i>Potencia Activa, Potencia Reactiva, Potencia Aparente y Factor de Potencia</i>	91

5.5	PRUEBAS COMPARATIVAS	101
5.5.1	<i>Tensión Eficaz</i>	102
5.5.2	<i>Corriente Eficaz</i>	105
5.4.3	<i>Potencia Activa, Potencia Reactiva, Potencia Aparente y Factor de Potencia</i>	108
CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		117
6.1	CONCLUSIONES.....	117
6.2	RECOMENDACIONES Y TRABAJOS A FUTURO	119
REFERENCIAS		121
APÉNDICE A: OBTENCIÓN DE LAS EXPRESIONES PARA CÁLCULO DE LOS COEFICIENTES DE LOS FILTROS IIR .125		
A.1	COEFICIENTES DE FILTRO BUTTERWORTH PASA BAJAS DE PRIMER ORDEN	125
A.2	COEFICIENTES DE FILTRO BUTTERWORTH PASA ALTAS DE PRIMER ORDEN.....	127
A.3	COEFICIENTES DE FILTRO BUTTERWORTH PASA BAJAS DE SEGUNDO ORDEN	129
A.4	COEFICIENTES DE FILTRO BUTTERWORTH PASA ALTAS DE SEGUNDO ORDEN.....	131
APÉNDICE B: RESPUESTA A LA FRECUENCIA Y RESPUESTA AL ESCALÓN UNITARIO DE LOS FILTROS IIR		133
B.1	RESPUESTA A LA FRECUENCIA DE FILTROS DIGITALES IIR	133
B.2	RESPUESTA AL ESCALÓN UNITARIO DE FILTROS DIGITALES IIR	134
APÉNDICE C: COEFICIENTES DE LOS FILTROS IIR Y GRÁFICAS DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA Y AL ESCALÓN UNITARIO.....		139
C.1	CÁLCULO DEL ORDEN DE LOS FILTROS DIGITALES IIR	139
C.1.1	<i>FPB Butterworth</i>	139
C.1.2	<i>FPA Butterworth</i>	141
C.2	COEFICIENTES DE LOS FILTROS DIGITALES IIR.....	143
C.2.1	<i>FPB Butterworth</i>	143
C.2.2	<i>FPA Butterworth</i>	144
C.3	GRÁFICA DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA	145
C.3.1	<i>FPB Butterworth</i>	145
C.3.2	<i>FPA Butterworth</i>	145
C.4	GRÁFICA DE RESPUESTA AL ESCALÓN UNITARIO	146
C.4.1	<i>FPB Butterworth</i>	146
C.4.2	<i>FPA Butterworth</i>	146
APÉNDICE D: COEFICIENTES DE FILTRO DIGITAL FIR PARA LA TRANSFORMADA DE HILBERT MEDIANTE EL MÉTODO DE LA VENTANA DE KAISER		147
D.1	CÁLCULO DEL ORDEN DEL FILTRO FIR.....	147
D.2	GRAFICA DE LA RESPUESTA AL IMPULSO UNITARIO DE LA TRANSFORMADA DE HILBERT AJUSTADA MEDIANTE LA VENTANA DE KAISER.	151
D.3	GRAFICA DE LA RESPUESTA A LA FRECUENCIA DE LA TRANSFORMADA DE HILBERT.....	152
APÉNDICE E: CÓDIGO DEL PROGRAMA DE MEDICIONES		153
APÉNDICE F: CÓDIGO FUENTE DEL PROGRAMA DE CÁLCULO DE PARÁMETROS DE LOS FILTROS DIGITALES .167		
APÉNDICE G: HOJAS DE DATOS.....		175

LISTA DE FIGURAS

	Página
FIGURA 2.1 EJEMPLO DE LOS TIPOS DE RESPUESTA AL IMPULSO DE LOS FILTROS FIR. ADAPTADA DE [35]	13
FIGURA 2.2 CARACTERÍSTICAS DE LA TRANSFORMADA IDEAL DE HILBERT: A) RESPUESTA A LA FRECUENCIA,	14
FIGURA 2.3 DIAGRAMA DE BLOQUE DEL PROCESO DE REMOCIÓN DE COMPONENTE DE CD MEDIANTE FPA.	18
FIGURA 2.4 DIAGRAMA DE BLOQUE DEL PROCESO DE CÁLCULO DEL VALOR EFICAZ.	19
FIGURA 2.5 DIAGRAMA DE BLOQUE DE LA POTENCIA INSTANTÁNEA.	20
FIGURA 2.6 FORMA DE ONDA DE LA POTENCIA INSTANTÁNEA. ADAPTADO DE [41]	22
FIGURA 2.7 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CÁLCULO DE LA POTENCIA ACTIVA MEDIANTE FILTROS DIGITALES.	23
FIGURA 2.8 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CÁLCULO DE LA POTENCIA REACTIVA MEDIANTE FILTROS DIGITALES.	25
FIGURA 2.9 DIAGRAMA DE BLOQUE DEL CÁLCULO DE LA POTENCIA APARENTE.	27
FIGURA 2.10 DIAGRAMA DE BLOQUE DEL CÁLCULO DEL FACTOR DE POTENCIA.	27
FIGURA 2.11 SECUENCIA DE LOS ALGORITMOS DE MEDICIÓN BASADOS EN FILTROS DIGITALES.	28
FIGURA 3.1 VISTA FRONTAL Y VISTA TRASERA DE LA TARJETA TWR-KM34Z50MV3. ADAPTADA DE [45]	30
FIGURA 3.2 FUENTE DE PRUEBAS KOCOS® ARTES 300 II. ADAPTADA DE [51]	31
FIGURA 3.3 FUENTE DE PODER KPS5-12. ADAPTADO DE [46]	32
FIGURA 3.4 TRANSFORMADOR DE CORRIENTE AMECON® 5312.	32
FIGURA 3.5 CIRCUITO DE REGULACIÓN DE TENSIÓN DE CD.	33
FIGURA 3.6 CIRCUITO DIVISOR DE TENSIÓN.	34
FIGURA 3.7 PROCESO DE ADICIÓN DE TENSIÓN DE DESPLAZAMIENTO.	34
FIGURA 3.8 CIRCUITO DIVISOR DE TENSIÓN CON SEÑAL DE DESPLAZAMIENTO.	35
FIGURA 3.9 CIRCUITO DIVISOR DE TENSIÓN CON SEÑAL DE DESPLAZAMIENTO Y FPB.	36
FIGURA 3.10 CIRCUITO COMPLETO DE ADECUACIÓN DE SEÑAL DE TENSIÓN	37
FIGURA 3.11 CIRCUITO DEL DEVANADO SECUNDARIO DEL TC	37
FIGURA 3.12 FORMAS DE ONDA ADECUADAS PARA ENTRADA DIFERENCIAL DEL ADC $\Sigma\Delta$.	38
FIGURA 3.13 CIRCUITO DE ADECUACIÓN DE CORRIENTE	39
FIGURA 3.14 CIRCUITO DE ADECUACIÓN DE CORRIENTE UTILIZANDO UN DIVISOR DE TENSIÓN.	39
FIGURA 3.15 CIRCUITO COMPLETO DE ADECUACIÓN DE CORRIENTE.	40
FIGURA 3.16 VISTA SUPERIOR DE LA TARJETA DE ADECUACIÓN DE SEÑALES	41
FIGURA 3.17 DIAGRAMA DE COMPONENTES DE HARDWARE	42
FIGURA 3.18 VISTA DE COMPONENTES DE HARDWARE INTERCONECTADOS PARA PRUEBA EN LABORATORIO.	43
FIGURA 4.1 DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA PRINCIPAL.	54
FIGURA 4.2 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL FUNCIONAMIENTO DEL XBAR.	56
FIGURA 4.3 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA FUNCIÓN CALLBACK_ADC SAR.	57
FIGURA 4.4 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA FUNCIÓN CALLBACK_MEDICIONES	58
FIGURA 4.5 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA FUNCIÓN GET_BUFF	59
FIGURA 4.6 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA FUNCIÓN REMOVE_CD	59
FIGURA 4.7 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA FUNCIÓN GET_RMS	60
FIGURA 4.8 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA FUNCIÓN GET_P_ACTIVAS	60
FIGURA 4.9 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA FUNCIÓN GET_Q_REACTIVAS	61
FIGURA 4.10 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA FUNCIÓN GET_V90	62
FIGURA 4.11 DIAGRAMAS DE FLUJO DE LAS FUNCIONES ACT_BUFF_DATA, ACT_BUFF_P Y ACT_BUFF_Q.	62
FIGURA 4.12 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA FUNCIÓN ACT_BUFF_HILBERT	63
FIGURA 4.13 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA FUNCIÓN ACT_BUFF_RET	63
FIGURA 4.14 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA FUNCIÓN SQRT_ROOT.	64

FIGURA 5.1 FORMAS DE ONDAS ORIGINALES SIN AJUSTE.....	67
FIGURA 5.2 FORMAS DE ONDA DE TENSIÓN Y CORRIENTE DESPUÉS DE LA COMPENSACIÓN POR RETRASO DE MUESTRAS.....	69
FIGURA 5.3 FORMAS DE ONDA DE TENSIÓN Y CORRIENTE DESPUÉS DE LA COMPENSACIÓN POR FILTRADO DIGITAL.....	71
FIGURA 5.4 REGRESIÓN LINEAL DE LA TENSIÓN EFICAZ EN UN RANGO DE 0 A 10 V.....	74
FIGURA 5.5 REGRESIÓN LINEAL DE LA TENSIÓN EFICAZ EN UN RANGO DE 10 A 100 V.....	74
FIGURA 5.6 REGRESIÓN LINEAL DE LA TENSIÓN EFICAZ EN UN RANGO DE 100 A 130 V.....	74
FIGURA 5.7 REGRESIÓN LINEAL DE LA CORRIENTE EFICAZ EN UN RANGO DE 0 A 1 A.....	77
FIGURA 5.8 REGRESIÓN LINEAL DE LA CORRIENTE EFICAZ EN UN RANGO DE 1 A 10 A.....	77
FIGURA 5.9 REGRESIÓN LINEAL DE LA CORRIENTE EFICAZ EN UN RANGO DE 10 A 30 A.....	77
FIGURA 5.10 REGRESIÓN LINEAL DE LA CORRIENTE EFICAZ EN UN RANGO DE 30 A 48 A.....	77
FIGURA 5.11 REGRESIÓN LINEAL DE LA POTENCIA ACTIVA EN BASE A UN RANGO DE CORRIENTE DE 0 A 1 A.....	80
FIGURA 5.12 REGRESIÓN LINEAL DE LA POTENCIA ACTIVA EN BASE A UN RANGO DE CORRIENTE DE 1 A 10 A.....	80
FIGURA 5.13 REGRESIÓN LINEAL DE LA POTENCIA ACTIVA EN BASE A UN RANGO DE CORRIENTE DE 10 A 30 A.....	80
FIGURA 5.14 REGRESIÓN LINEAL DE LA POTENCIA ACTIVA EN BASE A UN RANGO DE CORRIENTE DE 30 A 48 A.....	80
FIGURA 5.15 REGRESIÓN LINEAL DE LA POTENCIA REACTIVA EN BASE A UN RANGO DE CORRIENTE DE 0 A 1 A.....	83
FIGURA 5.16 REGRESIÓN LINEAL DE LA POTENCIA REACTIVA EN BASE A UN RANGO DE CORRIENTE DE 1 A 10 A.....	83
FIGURA 5.17 REGRESIÓN LINEAL DE LA POTENCIA REACTIVA EN BASE A UN RANGO DE CORRIENTE DE 10 A 30 A.....	83
FIGURA 5.18 REGRESIÓN LINEAL DE LA POTENCIA REACTIVA EN BASE A UN RANGO DE CORRIENTE DE 30 A 48 A.....	83
FIGURA 5.19 ERROR RELATIVO DE LA TENSIÓN EFICAZ CON UNA FRECUENCIA DE 60 Hz.....	87
FIGURA 5.20 ERROR RELATIVO DE LA TENSIÓN EFICAZ CON UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz.....	87
FIGURA 5.21 ERROR RELATIVO DE LA TENSIÓN EFICAZ CON UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz.....	88
FIGURA 5.22 ERROR RELATIVO DE LA CORRIENTE EFICAZ CON UNA FRECUENCIA DE 60 Hz.....	90
FIGURA 5.23 ERROR RELATIVO DE LA CORRIENTE EFICAZ CON UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz.....	90
FIGURA 5.24 ERROR RELATIVO DE LA CORRIENTE EFICAZ CON UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz.....	90
FIGURA 5.25 ERROR RELATIVO DE POTENCIA ACTIVA CON UNA FRECUENCIA DE 60 Hz.....	95
FIGURA 5.26 ERROR RELATIVO DE POTENCIA ACTIVA CON UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz.....	95
FIGURA 5.27 ERROR RELATIVO DE POTENCIA ACTIVA CON UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz.....	96
FIGURA 5.28 ERROR RELATIVO DE POTENCIA REACTIVA CON UNA FRECUENCIA DE 60 Hz.....	96
FIGURA 5.29 ERROR RELATIVO DE POTENCIA REACTIVA CON UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz.....	97
FIGURA 5.30 ERROR RELATIVO DE POTENCIA REACTIVA CON UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz.....	97
FIGURA 5.31 ERROR RELATIVO DE POTENCIA APARENTE CON UNA FRECUENCIA DE 60 Hz.....	98
FIGURA 5.32 ERROR RELATIVO DE POTENCIA APARENTE CON UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz.....	98
FIGURA 5.33 ERROR RELATIVO DE POTENCIA APARENTE CON UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz.....	98
FIGURA 5.34 ERROR RELATIVO DEL FACTOR DE POTENCIA CON UNA FRECUENCIA DE 60 Hz.....	99
FIGURA 5.35 ERROR RELATIVO DEL FACTOR DE POTENCIA CON UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz.....	99
FIGURA 5.36 ERROR RELATIVO DEL FACTOR DE POTENCIA CON UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz.....	100
FIGURA 5.37 ANALIZADOR DE CALIDAD DE ENERGÍA TRIFÁSICO POWERPAD® MODELO 3945-B. ADAPTADO DE [53].....	101
FIGURA 5.38 VISTA DE ELEMENTOS INTERCONECTADOS PARA PRUEBAS DE MEDICIÓN CON POWERPAD® 3945-B.....	101
FIGURA 5.39 ERROR RELATIVO DE LA TENSIÓN EFICAZ UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60 Hz.....	104
FIGURA 5.40 ERROR RELATIVO DE LA TENSIÓN EFICAZ UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz.....	104

FIGURA 5.41 ERROR RELATIVO DE LA TENSIÓN EFICAZ UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz	104
FIGURA 5.42 ERROR RELATIVO DE LA CORRIENTE EFICAZ UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60 Hz	107
FIGURA 5.43 ERROR RELATIVO DE LA CORRIENTE EFICAZ UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz	107
FIGURA 5.44 ERROR RELATIVO DE LA CORRIENTE EFICAZ UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz	107
FIGURA 5.45 ERROR RELATIVO DE LA POTENCIA ACTIVA UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60 Hz	112
FIGURA 5.46 ERROR RELATIVO DE LA POTENCIA ACTIVA UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz	112
FIGURA 5.47 ERROR RELATIVO DE LA POTENCIA ACTIVA UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz	113
FIGURA 5.48 ERROR RELATIVO DE LA POTENCIA REACTIVA UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60 Hz	113
FIGURA 5.49 ERROR RELATIVO DE LA POTENCIA REACTIVA UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz	113
FIGURA 5.50 ERROR RELATIVO DE LA POTENCIA REACTIVA UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz	114
FIGURA 5.51 ERROR RELATIVO DE LA POTENCIA APARENTE UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60 Hz	114
FIGURA 5.52 ERROR RELATIVO DE LA POTENCIA APARENTE UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz	114
FIGURA 5.53 ERROR RELATIVO DE LA POTENCIA APARENTE UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz	115
FIGURA 5.54 ERROR RELATIVO DEL FACTOR DE POTENCIA UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60 Hz	115
FIGURA 5.55 ERROR RELATIVO DEL FACTOR DE POTENCIA UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz	116
FIGURA 5.56 ERROR RELATIVO DEL FACTOR DE POTENCIA UTILIZANDO POWERPAD® 3945-B A UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz	116
FIGURA C.1 GRÁFICAS COMPARATIVAS DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA Y RESPUESTA A LA FASE DE UN FPB BUTTERWORTH DE PRIMER Y SEGUNDO ORDEN CON $F_s=2400$ Hz Y $F_c=1.5$ Hz.....	148
FIGURA C.2 GRÁFICAS COMPARATIVAS DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA Y RESPUESTA A LA FASE DE UN FPA BUTTERWORTH DE PRIMER Y SEGUNDO ORDEN CON $F_s=2400$ Hz Y $F_c=1.5$ Hz.....	149
FIGURA C.3 GRÁFICA COMPARATIVA DE RESPUESTA AL ESCALÓN UNITARIO DE UN FPB BUTTERWORTH DE PRIMER Y SEGUNDO ORDEN CON $F_s=2400$ Hz Y $F_c=1.5$ Hz.....	149
FIGURA C.4 GRÁFICA COMPARATIVA DE RESPUESTA AL ESCALÓN UNITARIO DE UN FPA BUTTERWORTH DE PRIMER Y SEGUNDO ORDEN CON $F_s=2400$ Hz Y $F_c=1.5$ Hz.....	150
FIGURA D.1 RESPUESTA AL IMPULSO UNITARIO DE LA TRANSFORMADA DE HILBERT NO CAUSAL.....	151
FIGURA D.2 RESPUESTA AL IMPULSO UNITARIO DE LA TRANSFORMADA DE HILBERT CAUSAL	151
FIGURA D.3 RESPUESTA A LA FRECUENCIA DE LA TRANSFORMADA DE HILBERT CON Y SIN AJUSTE DE LA VENTANA DE KAISER.....	152

LISTA DE TABLAS

	Página
TABLA 4.1 PARÁMETROS LA FUNCIÓN XBAR_INIT	46
TABLA 4.2 PARÁMETROS DE LA FUNCIÓN XBAR_PATH.....	46
TABLA 4.3 CONFIGURACIÓN DE LA FUNCIÓN XBAR_INIT	46
TABLA 4.4 CONFIGURACIÓN DE LA FUNCIÓN XBAR_PATH	47
TABLA 4.5 PARÁMETROS DE LA FUNCIÓN AFE_INIT	47
TABLA 4.6 PARÁMETROS DE LA FUNCIÓN AFE_CHINIT.....	48
TABLA 4.7 CONFIGURACIÓN DE LA FUNCIÓN AFE_INIT.....	48
TABLA 4.8 CONFIGURACIÓN DE LA FUNCIÓN AFE_CHINIT	48
TABLA 4.9 PARÁMETROS DE LA FUNCIÓN ADC_INIT.....	49
TABLA 4.10 CONFIGURACIÓN DE LA FUNCIÓN ADC_INIT	49
TABLA 4.11 PARÁMETROS DE LA FUNCIÓN UART_INIT.....	50
TABLA 4.12 PARÁMETROS DE LA FUNCIÓN UART_INSTALLCALLBACK	50
TABLA 4.13 CONFIGURACIÓN DE LA FUNCIÓN UART_INIT	51
TABLA 4.14 CONFIGURACIÓN DE LA FUNCIÓN UART_INSTALLCALLBACK.....	51
TABLA 4.15 PARÁMETROS DE LA FUNCIÓN GPIO_INIT.....	51
TABLA 4.16 PARÁMETROS DE LA FUNCIÓN PORT_INIT	51
TABLA 4.17 CONFIGURACIÓN DE LA FUNCIÓN GPIO_INIT	52
TABLA 4.18 CONFIGURACIÓN DE LA FUNCIÓN PORT_INIT.....	52
TABLA 4.19 PARÁMETROS DE LA FUNCIÓN SWISR_HANDLERINIT	53
TABLA 4.20 PARÁMETROS DE LA FUNCIÓN SWISR_HANDLERFREQCALL.....	53
TABLA 4.21 CONFIGURACIÓN DE LA FUNCIÓN SWISR_HANDLERINIT.....	53
TABLA 4.22 CONFIGURACIÓN DE LA FUNCIÓN SWISR_HANDLERFREQCALL	53
TABLA 5.1 ÁNGULOS DE DESFASAMIENTO MEDIDOS EN CADA FASE.	67
TABLA 5.2 VALORES DE K MUESTRAS DE AJUSTE DE CADA FASE	68
TABLA 5.3 VALORES DE ϕ , β Y A' DE CADA FASE.	71
TABLA 5.4 LECTURAS DE LA TENSIÓN EFICAZ SIN ESCALA	73
TABLA 5.5 PARÁMETROS DE LA REGRESIÓN LINEAL PARA MEDICIÓN DE LA TENSIÓN EFICAZ.....	75
TABLA 5.6 LECTURAS DE LA CORRIENTE EFICAZ SIN ESCALA.....	76
TABLA 5.7 PARÁMETROS DE LA REGRESIÓN LINEAL PARA MEDICIÓN DE LA CORRIENTE EFICAZ.....	78
TABLA 5.8 LECTURAS DE LA POTENCIA ACTIVA SIN ESCALA.....	79
TABLA 5.9 PARÁMETROS DE LA REGRESIÓN LINEAL PARA MEDICIÓN DE POTENCIA ACTIVA.	81
TABLA 5.10 LECTURAS DE LA POTENCIA REACTIVA SIN ESCALA	82
TABLA 5.11 PARÁMETROS DE LA REGRESIÓN LINEAL PARA MEDICIÓN DE LA POTENCIA REACTIVA.	84
TABLA 5.12 RESULTADOS DE LAS MEDICIONES DE TENSIÓN EFICAZ Y SU ERROR RELATIVO PARA CASO DE 60 Hz.....	85
TABLA 5.13 RESULTADOS DE LAS MEDICIONES DE TENSIÓN EFICAZ Y SU ERROR RELATIVO PARA CASO DE 60.5 Hz.....	86
TABLA 5.14 RESULTADOS DE LAS MEDICIONES DE TENSIÓN EFICAZ Y SU ERROR RELATIVO PARA CASO DE 59.5 Hz.....	86
TABLA 5.15 RESULTADOS DE LAS MEDICIONES DE CORRIENTE EFICAZ Y SU ERROR RELATIVO PARA CASO DE 60 Hz.....	88
TABLA 5.16 RESULTADOS DE LAS MEDICIONES DE CORRIENTE EFICAZ Y SU ERROR RELATIVO PARA CASO DE 60.5 Hz	89
TABLA 5.17 RESULTADOS DE LAS MEDICIONES DE CORRIENTE EFICAZ Y SU ERROR RELATIVO PARA CASO DE 59.5 Hz	89
TABLA 5.18 RESULTADOS DE LAS MEDICIONES DE POTENCIA ACTIVA, POTENCIA REACTIVA, FACTOR DE POTENCIA Y POTENCIA APARENTE A UNA FRECUENCIA DE 60 Hz.....	92
TABLA 5.19 RESULTADOS DE LAS MEDICIONES DE POTENCIA ACTIVA, POTENCIA REACTIVA, FACTOR DE POTENCIA Y POTENCIA APARENTE A UNA FRECUENCIA DE 60.5 Hz.....	93

TABLA 5.20 RESULTADOS DE LAS MEDICIONES DE POTENCIA ACTIVA, POTENCIA REACTIVA, FACTOR DE POTENCIA Y POTENCIA APARENTE A UNA FRECUENCIA DE 59.5 Hz	94
TABLA A.1 EXPRESIONES OBTENIDAS PARA LOS COEFICIENTES DE FILTROS DIGITALES RECURSIVOS IIR TIPO BUTTERWORD (FPB Y FPA) DE PRIMER ORDEN	128
TABLA A.2 EXPRESIONES OBTENIDAS PARA LOS COEFICIENTES DE FILTROS DIGITALES RECURSIVOS IIR TIPO BUTTERWORD (FPB Y FPA) DE SEGUNDO ORDEN	132
TABLA A.3 EXPRESIONES OBTENIDAS PARA LOS COEFICIENTES DE FILTROS DIGITALES RECURSIVOS IIR TIPO BUTTERWORD (FPB Y FPA) DE SEGUNDO ORDEN (CONTINUACIÓN).....	132
TABLA B.1 EXPRESIONES DE LA RESPUESTA AL IMPULSO UNITARIO DE FPB Y FPA TIPO BUTTERWORTH DE PRIMER Y SEGUNDO ORDEN.....	138
TABLA C.1 COEFICIENTES OBTENIDOS DE UN FPB DE PRIMER Y SEGUNDO ORDEN CON $F_s=2400$ Hz Y $F_c=1.5$ Hz.....	143
TABLA C.2 COEFICIENTES OBTENIDOS DE UN FPA DE PRIMER Y SEGUNDO ORDEN CON $F_s=2400$ Hz Y $F_c=1.5$ Hz.....	144
TABLA D.1 COEFICIENTES DE LA VENTANA DE KAISER $w[n]$	149
TABLA D.2 COEFICIENTES DE LA RESPUESTA AL IMPULSO UNITARIO $h_d[n]$ DE LA TRANSFORMADA DE HILBERT	150
TABLA D.3 COEFICIENTES DE LA RESPUESTA AL IMPULSO UNITARIO DE LA TRANSFORMADA DE HILBERT AJUSTADA MEDIANTE LA VENTANA DE KAISER $h[n]$	150

GLOSARIO

RISC	“Reduced Instruction Set Computing” (Ordenador con Conjunto de Instrucciones Reducidas)
ARM	“Advanced RISC Machine” (Máquina RISC Avanzada)
DFT	“Discrete Fourier Transform” (Transformada Discreta de Fourier)
FFT	“Fast Fourier Transform” (Transformada Rápida de Fourier)
IIR	“Infinite Impulse Response” (Respuesta Infinita al Impulso)
FIR	“Finite Impulse Response” (Respuesta Finita al Impulso)
NTA	“Newton-Type Algorithm” (Algoritmo Tipo Newton)
IEEE	“Institute of Electrical and Electronics Engineers” (Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos)
INEEL	Instituto Nacional de Electricidad y Energías Limpias
OIML	Organización Internacional de Metrología Legal
SEPI	Sección de Estudios de Posgrado e Investigación
ESIME	Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica
CFE	Comisión Federal de Electricidad
GPS	“Global Positioning System” (Sistema de Posicionamiento Global)
RS-232	“Recommended Standard 232” (Estándar Recomendado 232)
PC	“Personal Computer” (Computadora Personal)
MATLAB®	“Matrix Laboratory” (Laboratorio de Matrices)
Hz	Hertz
V	Volt
A	Ampere
TC	Transformador de Corriente
CD	Corriente Directa
ADC	“Analog to Digital Converter” (Convertidor Analógico Digital)
ADC $\Sigma\Delta$	Convertidor Analógico Digital tipo Sigma-Delta
ADC SAR	.Convertidor Analógico Digital tipo Aproximaciones Sucesivas
FPA	Filtro Pasa Altas
FPB	Filtro Pasa Bajas
RMS	“Root Mean Square” (Raíz Media Cuadrática)
RAM	“Random Access Memory” (Memoria de Acceso Aleatorio)
PGA	“Programmable Gain Amplifier” (Amplificador de Ganancia Programable)
SAR	“Successive Approximation Register” (Registro de aproximación sucesiva)
USB	“Universal Serial Bus” (Bus Universal en Serie)
LCD	“Liquid Crystal Display” (Pantalla de Cristal Líquido)
JTAG	“Joint Test Action Group” (Grupo de Acción de Prueba Conjunta)
SWD	“Serial Wire Debug” (Depuración de Cables en Serie)
LED	“Light Emitting Diode” (Diodo Emisor de Luz)

IRDA	“Infrared Data Association” (Asociación de Datos Infra-Rojos)
CA	Corriente Alterna
TWRPI	“Tower Plug-In” (Conector de Torre)
VCD	Volts en Corriente Directa
VCA	Volts en Corriente Alterna
W	Watt
ARMS	Amperes RMS
VRMS	Volts RMS
VPico	Volts Pico
μ F	Micro Faradios
Ω	Ohms
UART	“Universal Asynchronous Receiver Transmitter” (Transmisor Receptor Asíncrono Universal)
GND	“Ground”(Tierra)
GPIO	“General Purpose Input/Output” (Entrada/Salida de Propósito General)
SWISR	“Software Interrupt Service Routine” (Rutina de Servicio de Interrupción por Software)
XBAR	“Inter-Peripheral Crossbar Switch” (Conmutador de Enlace entre Perifericos)
TMR	“Timer”(Temporizador)
AFE	“Analog Front End”(Frontal Analógico)
MCU	“Microcontroller Unit” (Unidad de Microcontrolador)
CH	“Channel” (Canal)
VAR	Volts Amperes Reactivos
VA	Volts Amperes
fp	Factor de Potencia
P	Potencia Activa
Q	Potencia Reactiva
S	Potencia Aparente
MHz	Mega Hertz
AMI	“Advanced Metering Infrastructure” (Infraestructura de Medición Avanzada)
RTOS	“Real Time Operating System” (Sistema Operativo en Tiempo Real)
NBPF	“Narrow Band-Pass Filter” (Filtro de Banda Pasante Estrecha)

CAPÍTULO 1:

INTRODUCCIÓN

1.1 INTRODUCCIÓN

La exactitud en la medición es una de las cualidades más esenciales de un dispositivo de medición. Si el instrumento de medición utilizado realiza mediciones erróneas, esto puede resultar en un gran problema si dichas mediciones son utilizadas en cálculos o procedimiento críticos.

Existen procedimientos importantes que dependen de las definiciones de potencia activa, potencia reactiva y potencia aparente, tales son los casos de la facturación del consumo de energía eléctrica, el diseño y prueba de equipo eléctrico, el despacho económico de energía eléctrica, así como también la planeación de la demanda de los sistemas eléctricos de potencia.

En la práctica, se emplean algoritmos de medición en el dominio de la frecuencia o ya sea en el dominio del tiempo. Los algoritmos de medición comúnmente empleados en la práctica generan errores cuando existen variaciones de frecuencia en el sistema, ya que el intervalo conformado por el grupo de muestras preestablecidas para un ciclo fundamental no coincide con el periodo fundamental del sistema medido en la práctica.

Los algoritmos de medición basados en filtros digitales, son empleados en el dominio del tiempo mediante filtros digitales de Respuesta Finita al Impulso (FIR) y Respuesta Infinita al Impulso (IIR).

Los algoritmos de medición basados en filtros digitales IIR y FIR solo requieren de lecturas de valores instantáneos de tensión y corriente en periodos de muestreo constantes. Para poder tomar las lecturas de las señales de tensión y corriente, es necesario realizar un acondicionamiento de dichas señales para poder ser procesadas por un Convertidor Analógico Digital (ADC).

En el caso de la adecuación de la tensión, se emplean divisores de tensión para reducir la magnitud de la señal a niveles permisibles según sea el ADC implementado. Por el otro lado, para la medición de la señal de corriente se pueden implementar resistencias de derivación (o resistencias Shunt), transformadores de corriente o bobinas de Rogowski. Cualquiera sea el sensor de corriente, este genera un desfaseamiento en la señal de corriente medida.

En este trabajo de tesis se lleva a cabo implementación de algoritmos de medición basados en filtros digitales, los cuales tienen la característica de que su frecuencia de muestreo no sea un múltiplo entero de la frecuencia fundamental del sistema eléctrico.

Para la implementación se utiliza la tarjeta TWR-KM34Z50MV3 en la que son procesadas cada una de las muestras recabadas mediante la una tarjeta de adecuación de señales de corriente y tensión. La corrección del ángulo de desfase provocada por los transformadores de corriente utilizados se realiza mediante un ajuste utilizando un filtro FIR.

1.2 OBJETIVO

Implementar algoritmos de medición de parámetros eléctricos basados en filtros digitales utilizando tecnología ARM Cortex M0+.

Objetivos Particulares

- Obtener mediante el uso de filtros digitales, los valores de corriente y tensión eficaz, potencia promedio activa y reactiva, así como también los valores de la potencia aparente y el factor de potencia de sistemas en estado estable.
- Implementar los algoritmos de medición de energía mediante el uso de un microcontrolador ARM de alta precisión para medición de señales analógicas.
- Desarrollar un dispositivo prototipo para pruebas de laboratorio que permita validar los algoritmos a implementar.

1.3 JUSTIFICACIÓN

Actualmente el precio de la energía eléctrica en México ha ido en aumento, generando la necesidad de obtener cobros precisos en el consumo de energía, lo cual concierne tanto a los consumidores, así como también a las empresas suministradoras, ya que alguna anomalía en la medición fuera del margen de error permitido afectaría a ambas partes.

Debido a la presencia de cargas no lineales en los sistemas eléctricos de potencia y la generación de armónicos producidos por las mismas, es necesario que los algoritmos de medición de los parámetros de consumo eléctrico sean capaces de incluir el impacto producido por la distorsión armónica ocasionada en las señales de corriente y tensión de suministro. Lo anterior acentúa la complejidad del proceso de medición del consumo de energía eléctrica.

Considerando la exigencia actual de instrumentos de medición de energía eléctrica en cuanto a precisión y exactitud, esta tesis propone la implementación de algoritmos de medición basados en filtros digitales, los cuales poseen cierta inmunidad ante cambios de la frecuencia nominal superando a los algoritmos de medición en el dominio del tiempo y de la frecuencia

1.4 ESTADO DEL ARTE

1.4.1 Antecedentes

El inicio de la aplicación de los filtros digitales se remonta a la época de la Segunda Guerra Mundial, donde algunos ingenieros ya especulaban sobre el uso de técnicas digitales en la resolución de problemas relacionados con el procesamiento de señales [1]. Tal es el caso de las teorías relacionadas con los conceptos de potencia reactiva propuestas por Budeanu (1927) [2] y Fryze (1932) [3], cuya implementación mediante filtros digitales no fue factible debido a que la tecnología no era apta para tal efecto.

En 1948 científicos como Shannon, Bode y otros miembros de Bell Telephone Laboratories, en su momento discutieron la posibilidad de construir un filtro mediante elementos digitales. Llegando a la conclusión de que no era posible ya que los factores de costo, tamaño y confiabilidad favorecían en ese entonces a los filtros analógicos [1].

En la década de los cincuenta los conceptos del muestreo y su efecto en el análisis del espectro de las señales, así como también la teoría relacionada con la transformada z , eran temas bien conocidos por la comunidad científica del momento. Durante esta época, el avance de la tecnología limitaba la aplicación de dichas teorías solo a problemas de control de baja frecuencia y procesamiento de señales sísmicas de baja frecuencia [1].

Fue hasta los años sesenta donde la teoría del procesamiento de señales digitales comenzó a consolidarse [1]. En dicho periodo, las mayores aportaciones en el área del procesamiento de señales digitales fueron hechas por Kaiser. En 1964, trabajando para Bell Telephone Laboratories, Kaiser desarrolló el diseño de filtros digitales mediante la llamada Transformación Bilineal [4]. Un año después, Cooley y Tukey presentaron un método rápido para el cómputo de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) [5], siendo la reducción del tiempo de cómputo la importancia de esta técnica que es actualmente es conocida como la Transformada Rápida de Fourier (FFT). A partir los aportes realizados por Kaiser y Cooley-Tukey, la aplicación de técnicas digitales se extendió al estudio del espectro acústico de los sistemas de radar.

En 1968, Kaiser [6, 7] analizando los filtros digitales por medio de funciones de ventana afirmó que los filtros digitales de Respuesta Infinita al Impulso (IIR) tenían un mejor desempeño que los filtros digitales de Respuesta Finita al Impulso (FIR). En el mismo año, mediante la convolución de señales, Stockham propone un método en el cual se demostró que los filtros digitales del tipo FIR de alto orden pueden ser computacionalmente eficientes [8].

En 1969 Gold y Rader [9], presentaron el primer libro relacionado con la teoría del procesamiento de señales digitales.

Años más tarde, en 1987 Czarnecki [10] objetó la teoría de Budeanu propuesta desde 1927, exponiendo que los conceptos de potencia reactiva y de distorsión no poseen cualidades que puedan ser relacionadas con fenómenos de potencia, además que

dichos conceptos no proporcionan información trascendente que pueda ser utilizada en la compensación de energía reactiva.

En 1998 Emanuel [11] propuso un modelo en el que incorporaba el concepto de potencia no activa, el cual vinculó al concepto de potencia aparente, desglosando en este último los conceptos de potencia activa fundamental y potencia reactiva fundamental. Este modelo es la base del Estándar IEEE-1459.

1.4.2 Normas y Notas de Aplicación Relacionadas

El estándar IEEE 1459-2010 define los conceptos relacionados a la cuantificación de energía eléctrica en sistemas monofásicos y trifásicos considerando condiciones sinusoidales, no sinusoidales, de carga balanceada y no balanceada [12].

La recomendación internacional R46 de la Organización Internacional de Metrología Legal (OIML) especifica los requerimientos técnicos y metrológicos recomendados a los medidores de energía eléctrica. En dichas recomendaciones se describen metodologías y parámetros de prueba para la validación de instrumentos de medición [13].

En [14,15], Berrisford muestra que la implementación del estándar IEEE 1459-2010 puede ser fácilmente implementado mediante técnicas digitales. Validando sus mediciones mediante las pruebas propuestas por la OIML.

En la nota de aplicación AN5007 de Freescale [16] se describe el uso e implementación de librerías que incorporan ya sea algoritmos de medición basados en la FFT o algoritmos de medición basados en filtros digitales. El diseño abarca sistemas monofásicos, bifásicos y trifásicos utilizando tecnología ARM Cortex M0+.

En la nota de aplicación AN4265 de Freescale [17] se describe el diseño y la implementación de algoritmos de medición basados en filtros digitales de tipo IIR y FIR. Incorpora herramientas de software que ayudan al diseño y cálculo de los filtros digitales utilizados en la medición de parámetros eléctricos, basando sus librerías de cálculo en el lenguaje de programación en C.

En el manual de diseño DRM147 de Freescale [18] propone un diseño genérico de un medidor trifásico de energía eléctrica activa y reactiva. Implementa algoritmos de medición basados en filtros digitales. Describe la propuesta de software y hardware recomendada por el fabricante utilizando microcontroladores MKM34Z128CLL5 y MKM34Z128ACL5 de tecnología ARM Cortex M0+.

1.4.3 Trabajos Nacionales e Internacionales

El Instituto Nacional de Electricidad y Energías Limpias (INEEL) desarrolló el SIM-IV, el cual es un sistema de medición avanzada que tiene cualidades de detección de uso indebido de la energía, comunicación bidireccional entre otras características que lo hacen aplicable en redes eléctricas inteligentes (Smart Grids).

En el ámbito de la medición de parámetros eléctricos se han desarrollado distintos tipos de algoritmos de los cuales se mencionan los siguientes.

En [19], se describe algoritmo tipo Newton (NTA) de dos etapas. En la primera etapa del algoritmo se estiman los componentes armónicos y el valor de la frecuencia, dejando para la segunda etapa el cálculo de las potencias. Cabe destacar dichos cálculos son basados en las definiciones del Estándar IEEE 1459-2000.

En [20], se presenta un método de medición de la frecuencia basado en un filtro Kalman. El filtro Kalman también puede ser implementado para la determinación de componentes armónicos [21].

Un ejemplo más es un método desarrollado por investigadores de la Universidad de Missouri, el cual consiste en un algoritmo genético que determina los parámetros eficaces de tensión y corriente, además de obtener una aproximación del valor de la potencia activa [22].

1.4.4 Trabajos Desarrollados en la SEPI-ESIME

En el 2006, Cuvas [23] presenta la implementación de un medidor fasorial sincronizado mediante un módulo receptor GPS. Se calculan los fasores de tensión y corriente de un sistema trifásico los cuales son enviados mediante un puerto serial RS-232 a una PC para el despliegue de información. En este trabajo se implementa la DFT para el cálculo de los fasores.

En el 2009, Hernández [24] diseña e implementa un medidor fasorial, el cual es sincronizado mediante un módulo receptor GPS. Dicho medidor fasorial es homologado con el estándar IEEE C37.118. Se implementan algoritmos en el dominio de la frecuencia para la obtención de mediciones fasoriales.

En el 2010, San Vicente [25] describe el diseño y la implementación de un sincrofasor, el cual es capaz de medir en tiempo real el desfase entre una o varias señales de tensión o corriente. También se desarrolla un algoritmo de protección de sobrecorriente instantánea basado en las variaciones del ángulo del fasor de corriente.

En el 2011, García [26] presenta el diseño y la implementación un medidor utilizando un microcontrolador el cual obtiene mediciones fasoriales que son enviadas mediante una interfaz RS-232 a un programa de detección de oscilaciones de baja frecuencia desarrollado en MATLAB. Se implementan la DFT para el cálculo de los fasores de tensión y voltaje, además de utilizar el algoritmo de Prony para identificar los modos oscilatorios de las señales de entrada.

En el 2013, Valdiosera [27] describe el prototipo de una red de medidores inteligentes utilizando tecnología ColdFire de Freescale. Se incluye una etapa de comunicación inalámbrica mediante la tecnología Zig-Bee para la gestión y análisis de la información recopilada por los medidores. Además en este trabajo se describen e implementan algoritmos de medición en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia para

el cálculo de variables eléctricas, cuyos resultados son comparados y analizados a detalle.

En el 2014, Cano [28] utiliza la tecnología ARM Cortex M0+ para la construcción de un prototipo de un medidor de energía eléctrica. El dispositivo desarrollado permite capturar y desplegar la información recabada en una interfaz hombre-máquina para notificar al usuario acerca su tarifa de consumo en base a su historial. Se implementan algoritmos en el dominio del tiempo para el cálculo de las variables eléctricas.

En el 2015, Sebastián [29] presenta el diseño y desarrollo de un dispositivo de medición inteligente en el cual implementan mecanismos de software y hardware capaces de detectar el robo de energía, además de incluir en su diseño el uso de tecnología inalámbrica para la etapa de comunicación. En este trabajo de incluyen algoritmos de medición en el dominio de la frecuencia para la obtención de parámetros eléctricos, así como también para la obtención de mediciones fasoriales.

1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES

En esta tesis se presenta la investigación documental y el desarrollo de un dispositivo de pruebas de un equipo de medición que implementa algoritmos de medición basados en filtros digitales.

El dispositivo de pruebas desarrollado tiene la capacidad de obtener mediciones de potencia activa y reactiva, además de valores eficaces de señales de tensión y corriente de sistemas trifásicos que operen en un rango de frecuencia nominal de 60 ± 5 Hz. Para los casos de potencia activa, tensión eficaz y corriente eficaz se establece un límite de error en las mediciones menor al 0.5%.

La tensión de línea máxima del dispositivo de prueba es de 200 V y 50 A para el valor de la corriente en sus valores eficaces; considerando estos dentro del rango requerido por CFE en sus medidores convencionales descritos en [30].

El dispositivo implementado no cuenta con un medio de comunicación ni cumple con las cualidades y estándares requeridos por un medidor inteligente, por lo cual el prototipo desarrollado no será considerado como tal.

1.6 APORTACIONES

- Evaluación del software y hardware de un microcontrolador dedicado para mediciones eléctricas tipo ARM.
- Evaluación de los algoritmos de medición basados en filtros digitales.
- Implementación de los algoritmos dentro de un microcontrolador ARM
- Corrección del ángulo de desfase debido al TC mediante filtrado digital

1.7 ESTRUCTURA DE LA TESIS

Capítulo 1. Descripción general de la tesis. Se plantean el objetivo, justificación, estado del arte y aportaciones con los que se dará fundamento al problema a resolver. Se expone un panorama general y una reseña del tema. Finalmente se describe la estructura del trabajo por capítulos y apéndices.

Capítulo 2. Se presentan las funciones en el tiempo discreto de los filtros digitales utilizado. Se muestran los conceptos generales de la medición de parámetros eléctricos, también son descritos los algoritmos de medición basados en filtros digitales.

Capítulo 3. Se presenta la descripción del hardware empleado en el sistema de medición. De igual forma se describe el diseño de la tarjeta de adecuación de señales de corriente alterna.

Capítulo 4. Este capítulo describe el software implementado en el proyecto. Iniciando con la configuración de los periféricos y describiendo cada una de las funciones utilizadas por los algoritmos de medición.

Capítulo 5. Inicia con la descripción del procedimiento de ajuste del ángulo de fase de la señal de tensión. Se desarrollan los escalamientos de los valores eficaces de corriente y tensión, potencia activa y potencia reactiva. También son presentados los errores relativos obtenidos por los valores medidos de los parámetros eléctricos arrojados por los algoritmos de medición.

Capítulo 6. Se presentan las conclusiones, recomendaciones y trabajos a futuro del trabajo de tesis.

Apéndice A. Se desarrollan las expresiones para el cálculo de los coeficientes de los filtros digitales IIR.

Apéndice B. Se presentan las funciones para la obtención de la respuesta a la frecuencia de los filtros digitales de primer y segundo orden. Además se desarrollan las expresiones para la determinación de las gráficas de respuesta al impulso unitario de FPA y FPB de primer y segundo orden.

Apéndice C. Se explica el proceso de la obtención de los coeficientes de los filtros digitales IIR en base a los parámetros requeridos en el filtrado digital. También se presentan las gráficas de comportamiento en a la frecuencia y al escalón unitario de los filtros IIR implementados en esta tesis.

Apéndice D. Muestra el proceso de cálculo del orden del filtro FIR. Se establecen los coeficientes del filtro y las graficas de su comportamiento.

Apéndice E. Se muestra el código en lenguaje C implementado en la tarjeta de desarrollo TWR-KM34Z50MV3.

Apéndice F. Se muestra el código fuente utilizado en MATLAB para el cálculo de los coeficientes de los filtros digitales.

CAPÍTULO 2:

MEDICIÓN DE POTENCIA ELÉCTRICA MEDIANTE FILTROS DIGITALES

2.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se describen los algoritmos de medición, iniciando con las expresiones de las funciones de transferencia de los filtros IIR y FIR.

Posteriormente se describen las técnicas de aproximación implementadas para el cálculo de los coeficientes de cada filtro. Para el caso de los filtros IIR se utiliza la transformación bilineal. Por el otro lado, el filtro FIR implementado en los algoritmos es la transformada de Hilbert, cuyos coeficientes de su ventana son obtenidos mediante el método de la ventana de Kaiser.

Finalmente, se describen, y siendo el caso, se fundamenta el procedimiento realizado para el cálculo de las variables eléctricas. Además se presenta un diagrama de bloques de la secuencia utilizada en las operaciones de cálculo utilizando los filtros digitales.

2.2 FILTROS DIGITALES

Los filtros digitales se clasifican por la duración de la su respuesta al impulso, la cual puede ser de un tamaño finito o infinito. De esta forma surgen dos tipos principales de filtros digitales: de respuesta finita al impulso y de respuesta infinita al impulso. Los filtros digitales de respuesta finita al impulso (FIR) presentan una respuesta al impulso unitario de duración finita. Por el otro lado, los filtros digitales de respuesta infinita al impulso (IIR) poseen respuesta ante el impulso unitario de duración infinita [31].

2.2.1 Filtros Digitales IIR

La función de transferencia de un filtro IIR se define mediante la siguiente expresión [32]:

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} \quad (2.1)$$

Para su aplicación en la forma digital, la ecuación (2.1) pasa a su forma en el tiempo discreto [33].

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) \quad (2.2)$$

Donde

a_k, b_k = Coeficientes del filtro IIR

$x(n)$ = Función de entrada en el tiempo discreto

$y(n)$ = Función de salida en el tiempo discreto

N = Orden del filtro IIR

2.2.1.1 Transformación Bilineal

La transformación bilineal es una aproximación donde se obtiene la representación digital caracterizada en el plano z a partir de un sistema analógico caracterizado por la función de transferencia en el dominio de Laplace. Esto reduce el problema del diseño de un filtro digital representado en tiempo discreto que se obtiene a partir su equivalente analógico obtenido en el tiempo continuo [31].

La transformación bilineal se emplea reemplazando cada término s de la función de transferencia $H(s)$, el proceso de sustitución se define:

$$H(z) = [H(s)]_{s=\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \quad (2.3)$$

Donde:

T = Periodo de muestreo.

La transformación bilineal tiene una relación no lineal entre la frecuencia analógica ω_a y la frecuencia digital ω_D [34]. Para ello es necesario realizar un ajuste en la frecuencia analógica establecida para el diseño del equivalente analógico del filtro digital. Esto se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\omega_a = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_D T}{2}\right) \quad (2.4)$$

Con relación al diseño del filtro digital, es posible determinar el orden del filtro analógico, para ello es necesario definir la frecuencia de corte y la frecuencia de borde de banda rechazada del filtro digital [34].

$$\omega_{a_c} = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_c T}{2}\right) \quad (2.5)$$

$$\omega_{a_s} = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_s T}{2}\right) \quad (2.6)$$

Donde:

ω_c = Frecuencia angular de corte del filtro digital (con atenuación -3dB)

ω_s = Frecuencia angular borde de banda rechazada del filtro digital

ω_{a_c} = Equivalente analógico de ω_c

ω_{a_s} = Equivalente analógico de ω_s

Una vez que se obtienen los equivalentes analógicos de las frecuencias digitales de diseño, el orden del filtro se calcula mediante la ecuación:

$$n \approx \frac{\log A}{\log \frac{\omega_{a_s}}{\omega_{a_c}}} \quad (2.7)$$

Donde:

n = Orden calculado del filtro IIR

A = Atenuación mínima en ω_{a_s}

2.2.2 Filtros Digitales FIR

La función de transferencia de un filtro FIR se define mediante:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)z^{-k} \quad (2.8)$$

La forma discreta en el tiempo de (2.8) se describe en (2.9).

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad (2.9)$$

Donde

$h(n)$ = Respuesta al impulso unitario del filtro FIR

$x(n)$ = Función de entrada en el tiempo discreto

$y(n)$ = Función de salida en el tiempo discreto

N = Orden del filtro FIR

2.2.2.1 Tipos de filtros FIR de fase lineal

- Tipo I

Tiene una respuesta al impulso de tamaño impar y simétrica en referencia a $n = M = (N - 1)/2$, donde M resulta ser entero.

- Tipo II

Tiene una respuesta al impulso de tamaño par y es simétrica en el punto M , pero M no es un número entero.

- Tipo III

Tiene una respuesta al impulso de tamaño impar y es anti-simétrica en referencia a M el cual es un número entero.

- Tipo IV

Su respuesta al impulso es de tamaño par y anti-simétrica en M , siendo este un número no entero.

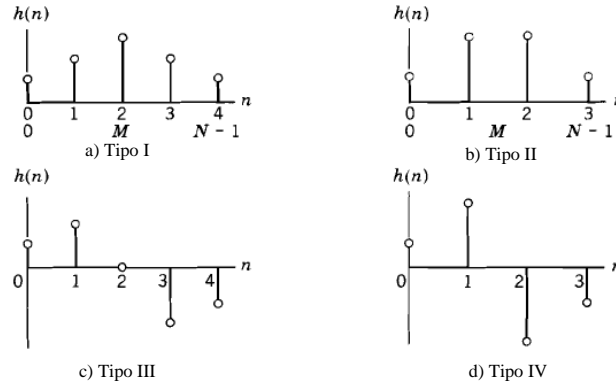


Figura 2.1 Ejemplo de los tipos de respuesta al impulso de los filtros FIR. Adaptada de [35]

En la Figura 2.1 se muestra la respuesta al impulso unitario de los distintos tipos de filtros FIR de fase lineal.

Debido a las características de cada tipo de filtro FIR de fase lineal, estos tienen comportamientos aplicables según la respuesta a la frecuencia deseada. Los tipos III y IV tienen características indeseables para filtros pasa bajas (FPB). Por el otro lado, los filtros del tipo II y III no son recomendables para aplicaciones en filtros pasa altas (FPA) [36]. En el caso de los filtros de tipo III y IV, estos tienen la cualidad de generar un desfase constante de 90° , lo cual los hace ideales para la aplicación en la transformada de Hilbert [35].

2.2.2.2 Transformada de Hilbert

La transformada ideal de Hilbert es un sistema pasa-todo que genera un desfase de 90° en la señal en el dominio del tiempo [36]. Esta transformada tiene sus aplicaciones en áreas como el procesamiento de imágenes, procesamiento de voz, procesamiento de señales médicas, radares, comunicaciones, entre otras [37].

La transformada ideal de Hilbert tiene la siguiente función de transferencia [38]:

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j & 0 \leq \omega < \pi \\ j & -\pi \leq \omega < 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

La respuesta a la magnitud y a la frecuencia de muestran en la Figura 2.2.

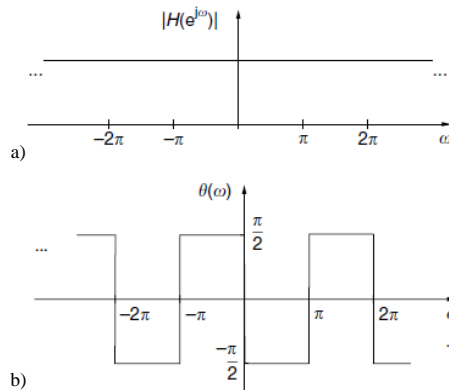


Figura 2.2 Características de la transformada ideal de Hilbert: a) Respuesta a la frecuencia, b) Respuesta a la fase. Adaptada de [34]

Los coeficientes del vector de la respuesta al impulso unitario de la Transformada Ideal de Hilbert en forma discreta se obtienen con la siguiente expresión [38]:

$$h[n] = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi n}{2}\right)}{n}, & n \neq 0, \\ 0, & n = 0. \end{cases} \quad (2.11)$$

Donde

$h[n]$ = Respuesta al impulso unitario de la transformada ideal de Hilbert

La expresión (2.11) está definida en un tiempo infinito, por lo cual es necesario obtener la respuesta al impulso unitario en un vector finito, de tamaño N , el cual coincide con el orden del filtro digital FIR.

$$h_d[n] = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi n}{2}\right)}{n}, & -\frac{N-1}{2} \leq n \leq \frac{N-1}{2}, \\ 0, & n = 0. \end{cases} \quad (2.12)$$

Donde

$h_d[n]$ = Respuesta finita al impulso unitario de la transformada ideal de Hilbert

Al obtener una respuesta finita al impulso mediante (2.12), se genera una respuesta a la frecuencia del filtro la cual contendrá rizados en la banda pasante que afectarán el comportamiento del filtro. Debido a lo anterior, es necesario realizar un ajuste, el cual se realizará mediante el método de la ventana de Kaiser, el cual ayudará con la atenuación del rizo en la banda de frecuencia pasante. Dicho ajuste se realiza mediante la multiplicación de $h_d[n]$ por la ventana de Kaiser calculada $w[n]$, como se observa en la ecuación (2.13).

$$h[n] = h_d[n]w[n] \quad (2.13)$$

2.2.2.3 Diseño de filtro FIR mediante la ventana de Kaiser

Mediante este método se encuentra la ventana óptima en la cual el filtro FIR tiene mejor desempeño. Los coeficientes de la ventana de Kaiser se determinan con la expresión de (2.14) [32].

$$w[n] = \begin{cases} \frac{I_0\left(\beta \sqrt{1 - \left[\frac{2n}{N-1}\right]^2}\right)}{I_0(\beta)}, & -\frac{N-1}{2} \leq n \leq \frac{N-1}{2}, \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (2.14)$$

Donde

$I_0(x)$ = Función modificada de Bessel de orden cero

β = Coeficiente de forma de ventana

N = Orden del filtro FIR

$w[n]$ = Vector de Coeficientes de la ventana de Kaiser

Los parámetros para el cálculo de (2.14) se definen a continuación:

- Función modificada de Bessel de orden cero

$$I_0(x) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{\left(\frac{x}{2}\right)^k}{k!} \right]^2 \quad (2.15)$$

Como se observa en (2.15), la función modificada de Bessel de orden cero está definida en el espacio infinito, por lo que es necesario establecer una aproximación iterativa de esta. Para fines de cómputo, la ecuación (2.15) se obtiene definiendo un número k de iteraciones y estableciendo una tolerancia mínima de cambio entre cada iteración [39].

$$I_0(x, k) = 1 + \sum_{k=1}^K \left[\frac{\left(\frac{x}{2}\right)^k}{k!} \right]^2 \quad (2.16)$$

- Forma de ventana β

$$\beta = \begin{cases} 0.1102(A - 8.7), & A > 50, \\ 0.5842(A - 21)^{0.4} + 0.07886(A - 21) & 21 \leq A \leq 50, \\ 0, & A < 21. \end{cases} \quad (2.17)$$

Siendo A la atenuación máxima deseada en la parte central de la banda pasante ubicada en $\omega_{\text{muestreo}}/2$. Dicha atenuación se obtiene mediante la expresión (2.18).

$$A = -20 \log_{10} \delta \quad (2.18)$$

$$\delta = \min(\delta_p, \delta_s) \quad (2.19)$$

Donde:

δ_p = Rizo de en la banda pasante

δ_s = Rizo en la banda rechazada

- Orden N del filtro digital FIR

El orden del filtro o tamaño de la ventana de Kaiser se expresa de la siguiente forma:

$$N = \left(\frac{A - 7.95}{2.285\Delta\omega} \right) \quad (2.20)$$

Siendo $\Delta\omega = \omega_s - \omega_p$ el ancho de la banda de transición del filtro, donde:

ω_p = Frecuencia angular de corte de la banda pasante

ω_s = Frecuencia angular de corte de la banda rechazada

2.3 ALGORITMOS DE MEDICIÓN BASADOS EN FILTROS DIGITALES

2.3.1 Remoción de la Componente de Corriente Directa (CD)

Debido a que la tensión de entrada de los convertidores analógico-digital (ADC) convencionales deben ser positivas; se suman tensiones de desplazamiento a las ondas atenuadas por los sistemas de adecuación de señales, y a su vez puedan ser digitalizadas para el procesamiento digital. Una vez que las señales son digitalizadas, es necesario revertir el proceso de adición de tensión para que los valores digitales obtenidos sean manejados con las propiedades de una señal de corriente alterna equivalente.

La presencia de componentes de corriente directa en las señales obtenidas por la adecuación no solo se deben a las tensiones de desplazamiento, también es posible que las señales suministradas por la fuente estén contaminadas por componentes de CD.

Para el cálculo de parámetros como valores eficaces y potencias descritos en esta tesis, se implementan algoritmos de medición que consideran a la tensión y la corriente del sistema como señales constituidas solo por componentes sinusoidales. Por lo que es necesario atenuar el espectro de frecuencia de 0 Hz, y esto se logra al pasar la señal de entrada a través de un FPA.

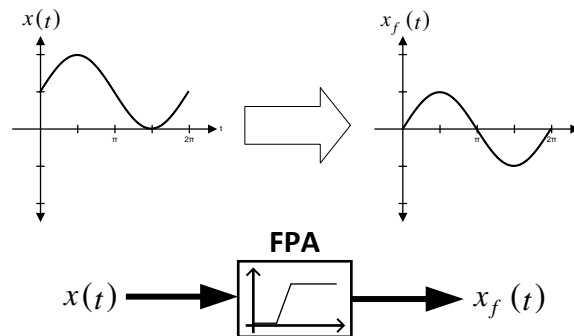


Figura 2.3 Diagrama de bloque del proceso de remoción de componente de CD mediante FPA.

El proceso de remoción de la componente de CD se ilustra en la Figura 2.3.

2.3.2 Valor Eficaz

La medición del valor eficaz surge de la necesidad de medir la efectividad de una fuente de corriente o tensión en la entrega de potencia hacia a una carga resistiva [40].

El valor eficaz o valor RMS de una señal de corriente alterna, se define como cantidad de corriente directa necesaria para producir una cantidad de calor equivalente aplicada a la misma carga. Por ejemplo: una señal de tensión de corriente alterna de 1 Volt RMS, producirá la misma cantidad de calor en una resistencia de R Ohm al igual que una señal de 1 Volt de corriente directa [40].

Matemáticamente, el valor RMS de una señal periódica en el tiempo se define como:

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt} = \sqrt{PROM(x(t)^2)} \quad (2.21)$$

Donde:

X_{RMS} = Valor Eficaz.

$x(t)$ = Función periódica continua en el tiempo

T = Periodo de la función.

2.3.2.1 Medición del Valor Eficaz Mediante Filtros Digitales

Se propone la obtención del valor eficaz mediante filtros digitales debido a las limitaciones presentes en el cálculo de este mediante la ecuación (2.21), tal es el caso de los límites de integración finita, cuyos valores deben estar definidos según el periodo de la componente fundamental de la señal de estudio, limitándola a mantener una frecuencia constante para no generar errores de medición.

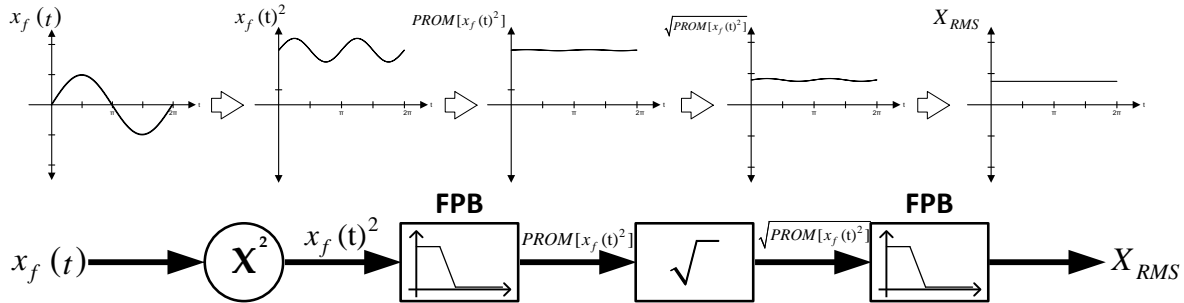


Figura 2.4 Diagrama de bloque del proceso de cálculo del valor eficaz.

En la Figura 2.4 se muestra la secuencia de cálculo del valor eficaz implementando filtros digitales, cuya implementación se basa en el funcionamiento de los convertidores RMS/DC descrito en [42,43].

Este método de cálculo requiere de funciones de exponenciación, promedio y raíz cuadrada que serán ejecutadas en cada momento que se obtenga una muestra nueva de la señal de entrada. La función de exponenciación se obtiene de la multiplicación por sí mismo del valor de la muestra de entrada; el cálculo del promedio se efectúa mediante la implementación de un FPB y la función de raíz cuadrada se obtiene mediante el método babilónico. El cómputo de estas funciones se describe en la sección 4.3.2.

2.3.3 Potencia Instantánea

La potencia instantánea absorbida por un elemento, se define como el producto de la tensión instantánea en terminales de dicho elemento y la corriente instantánea a través de él. La potencia instantánea se define por la siguiente formula:

$$p(t) = i(t) \times v(t) \quad (2.22)$$

Donde:

$p(t)$ = Potencia Instantánea

$i(t)$ = Corriente Instantánea

$v(t)$ = Tensión Instantánea

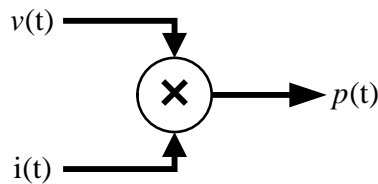


Figura 2.5 Diagrama de bloque de la potencia instantánea.

En la Figura 2.5 se muestra el esquema de cálculo de la potencia instantánea, cuya única operación consiste en multiplicar los elementos de tensión y corriente instantáneos, la cual se ejecuta cada vez que se obtiene una muestra en las señales de entrada.

2.3.4 Potencia Activa

La potencia activa se define como aquella que realiza un trabajo útil en un aparato eléctrico. También es conocida como potencia promedio o potencia real, y se obtiene mediante el promedio de la potencia instantánea a lo largo de un periodo. Está definida por:

$$P = \frac{1}{t_1 - t_0} \int_{t_0}^{t_1} p(t) dt \quad (2.23)$$

Considerando $T = t_1 - t_0$ y $t_0 = 0$, la ecuación (2.23) se reescribe como:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (2.24)$$

Donde:

P = Potencia Promedio

$p(t)$ = Potencia Instantánea

T = Periodo de la función.

2.3.4.1 Medición de Potencia Activa Mediante Filtros Digitales

El cálculo de la potencia promedio mediante filtros digitales proviene de la definición de potencia instantánea, establecida en la ecuación (2.22). Se define la tensión en terminales y la corriente a través de un elemento como sigue:

$$v(t) = V_m \cos(\omega t + \theta_v) \quad (2.25)$$

$$i(t) = I_m \cos(\omega t + \theta_i) \quad (2.26)$$

Donde:

V_m = Amplitud de la señal de Tensión

I_m = Amplitud de la señal de Corriente

θ_v = Ángulo de fase de la señal de Tensión.

θ_i = Ángulo de fase de la señal de Corriente.

ω = Velocidad angular del sistema.

Sustituyendo las ecuaciones (2.25) y (2.26) en (2.22), se obtiene:

$$p(t) = v(t) \times i(t) = V_m I_m \cos(\omega t + \theta_v) \cos(\omega t + \theta_i) \quad (2.27)$$

Aplicando la siguiente identidad trigonométrica:

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) + \cos(A + B)] \quad (2.28)$$

Se obtiene:

$$p(t) = \frac{1}{2} V_m I_m \cos(\theta_v - \theta_i) + \frac{1}{2} V_m I_m \cos(2\omega t + \theta_v + \theta_i) \quad (2.29)$$

En la ecuación (2.29), se observa que esta contiene dos componentes. El primer componente es constante e independiente del tiempo y depende de la diferencia de fase entre las señales de tensión y corriente. El segundo componente es una función sinusoidal de frecuencia 2ω , correspondiendo al doble de la frecuencia angular del sistema.

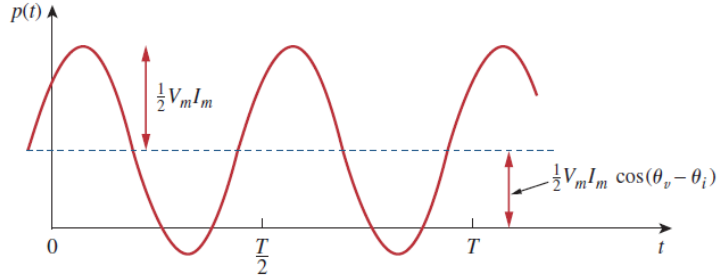


Figura 2.6 Forma de onda de la potencia instantánea. Adaptado de [41]

En la Figura 2.6 se observa el comportamiento de la potencia instantánea, cuyo valor puede oscilar en el plano positivo y negativo durante el mismo periodo. Cuando $p(t)$ es positiva, la carga absorbe potencia suministrada por la fuente. En el caso opuesto, cuando $p(t)$ es negativa, la carga suministra potencia y es adsorbida por la fuente del sistema. Esto se debe a la presencia de elementos de almacenamiento de energía (capacitores e inductores) en el sistema [41].

Se define nuevamente la potencia promedio, sustituyendo la expresión de la ecuación (2.29) en la ecuación (2.24).

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} V_m I_m \cos(\theta_v - \theta_i) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} V_m I_m \cos(2\omega t + \theta_v + \theta_i) dt \\
 &= \frac{1}{2} V_m I_m \cos(\theta_v - \theta_i) \frac{1}{T} \int_0^T dt + \frac{1}{2} V_m I_m \frac{1}{T} \int_0^T \cos(2\omega t + \theta_v + \theta_i) dt
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

En la ecuación (2.30), se observa que el primer integrando es una constante, cuyo promedio es la misma constante. El segundo integrando corresponde a un coseno, cuyo promedio corresponde a cero si se define al periodo de esta como los límites de la integral. Con lo anterior, se obtiene:

$$P = \frac{1}{2} V_m I_m \cos(\theta_v - \theta_i) \tag{2.31}$$

Para la obtención de la potencia promedio mediante filtros digitales, se plantea un sistema en donde el promedio de la potencia instantánea se obtiene al suprimir la componente sinusoidal de frecuencia 2ω . Esto se lleva a cabo mediante un filtrado digital de dos etapas que se muestra en la Figura 2.7.

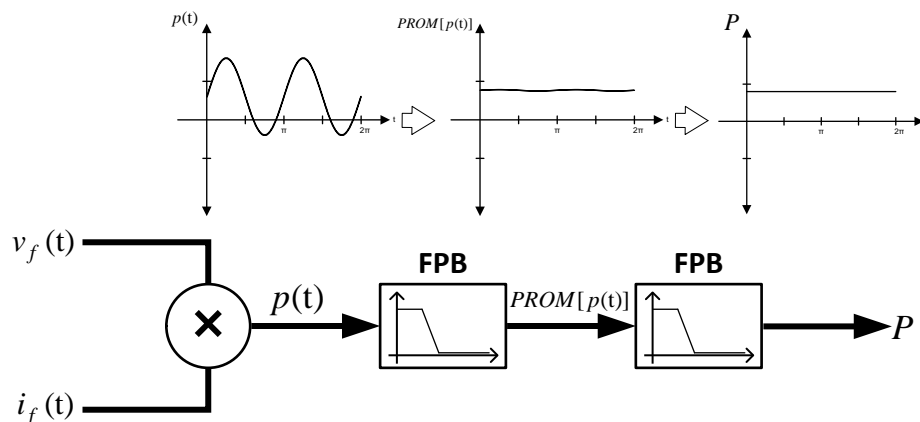


Figura 2.7 Diagrama de bloques del cálculo de la potencia activa mediante filtros digitales.

En el sistema mostrado en la Figura 2.7, para ambas etapas de filtrado se implementa un FPB. La primera etapa de filtrado tiene como función eliminar la componente de frecuencia 2ω . La segunda etapa de filtrado se emplea para realizar un promedio de la salida del primer filtro, eliminando el rizo remanente con la finalidad de obtener mediciones estables.

2.3.5 Potencia Reactiva

La potencia reactiva convencional se define como la medida del intercambio de energía entre la fuente y la parte reactiva de la carga [40]; algunos autores la definen como la potencia que no realiza trabajo útil [44]. Está definida por la siguiente expresión:

$$Q = \frac{1}{2} V_m I_m \sin(\theta_v - \theta_i) \quad (2.32)$$

Donde:

V_m = Amplitud de la señal de Tensión

I_m = Amplitud de la señal de Corriente

θ_v = Ángulo de fase se la señal de Tensión.

θ_i = Ángulo de fase se la señal de Corriente.

2.3.5.1 Medición de Potencia Reactiva Mediante Filtros Digitales

El cálculo de potencia reactiva mediante filtros digitales se basa en la definición de la ecuación (2.32), cuya expresión es transformada mediante la conversión de la función seno a coseno, tal como se expresa a continuación:

$$Q = \frac{1}{2} V_m I_m \sin(\theta_v - \theta_i) = -\frac{1}{2} V_m I_m \cos(\theta_v - \theta_i + \frac{\pi}{2}) = \frac{1}{2} V_m I_m \cos\left[\left(\theta_v - \frac{\pi}{2}\right) - \theta_i\right] \quad (2.33)$$

La expresión de la ecuación (2.33) resulta una analogía de la ecuación (2.31), cuya implementación mediante filtros digitales parte de la representación de la potencia instantánea a través de la integración del producto de los valores instantáneos de tensión y corriente durante un periodo. Para el caso de la ecuación (2.33), el término $\left(\theta_v - \frac{\pi}{2}\right)$ conduce al planteamiento del cálculo de la potencia reactiva por medio del producto de la señal de tensión retrasada un cuarto de ciclo (90°) multiplicado por el valor instantáneo de la corriente. El planteamiento anterior se comprueba definiendo lo siguiente:

$$v(t - 90^\circ) = V_m \cos(\omega t + \theta_v - \frac{\pi}{2}) \quad (2.34)$$

$$i(t) = I_m \cos(\omega t + \theta_i) \quad (2.35)$$

Donde:

$v(t - 90^\circ)$ = Señal de Tensión instantánea retrasada un cuarto de ciclo

$i(t)$ = Señal de Corriente instantánea

Se define la potencia reactiva en un ciclo completo tomando en cuenta las expresiones (2.34) y (2.35), además se aplica la identidad trigonométrica de la ecuación (2.28).

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T v(t-90^\circ) i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left[V_m \cos(\omega t + \theta_v - \frac{\pi}{2}) i(t) \times I_m \cos(\omega t + \theta_i) \right] dt \quad (2.36)$$

$$= \frac{1}{2} V_m I_m \cos \left[\left(\theta_v - \frac{\pi}{2} \right) - \theta_i \right] \frac{1}{T} \int_0^T dt + \frac{1}{2} V_m I_m \frac{1}{T} \int_0^T \left\{ \cos \left[2\omega t + \left(\theta_v - \frac{\pi}{2} \right) - \theta_i \right] \right\} dt$$

En la ecuación (2.36) se observa que la integral se divide en dos componentes. El primero es una constante, cuyo valor promedio es la misma constante en la integración durante un periodo. El segundo integrando es una señal coseno, siendo cero su valor promedio definido en un periodo. Simplificando se obtiene:

$$Q = \frac{1}{2} V_m I_m \cos \left[\left(\theta_v - \frac{\pi}{2} \right) - \theta_i \right] \quad (2.37)$$

Al observar que las ecuaciones (2.33) y (2.37) llegan a la misma expresión, se comprueba que la potencia reactiva puede ser calculada mediante la integración del producto del valor instantáneo de corriente multiplicado por el valor de la señal tensión con un retraso de 90°.

El cómputo de la potencia reactiva se lleva a cabo de una manera similar al cálculo de la potencia promedio. La obtención de la componente reactiva de la potencia contiene dos procesos importantes: el retraso de la señal de tensión y la supresión de la componente de frecuencia 2ω , misma que resulta de la multiplicación de dos señales sinusoidales de frecuencia ω . El sistema de filtros digitales para el cómputo de Q se muestra a continuación:

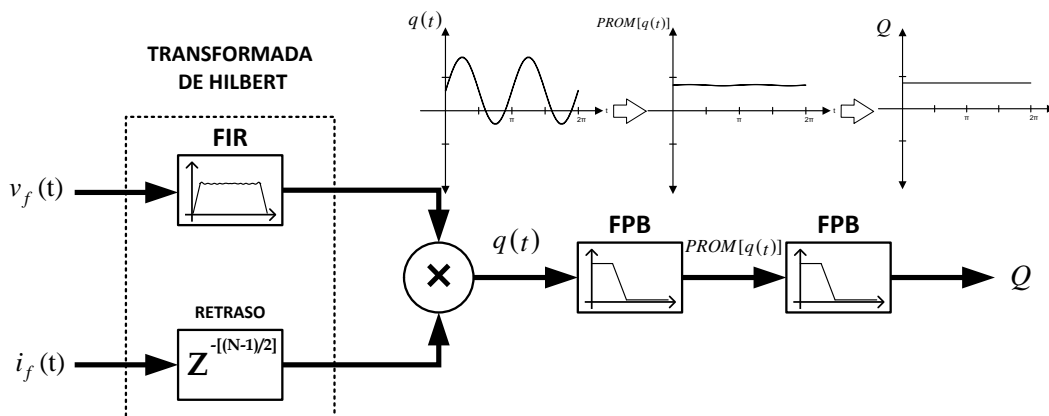


Figura 2.8 Diagrama de bloques del cálculo de la potencia reactiva mediante filtros digitales.

En la Figura 2.8 se ilustra el proceso de cálculo de la potencia reactiva implementando filtros digitales. En primera instancia el proceso de retardo de la onda de tensión se efectúa por medio de la transformada de Hilbert. La tensión del sistema pasa por un filtro FIR, la cual recibe un desfase de 90° en la banda pasante de la respuesta a la frecuencia del filtro.

Ya que por naturaleza del filtro FIR es un sistema no causal; para poder implementarlo como un sistema causal, es necesario establecer una referencia en base a una señal de retrasada un número de muestras equivalente a $(N - 1) / 2$, donde N es el orden del filtro FIR obtenido mediante la aproximación de la ventana de Kaiser. Para este caso, la señal de corriente se establece como referencia, por lo que recibe un retraso de $(N - 1) / 2$ muestras.

Una vez que la corriente y la tensión son tratadas por el bloque de la transformada de Hilbert, estas son multiplicadas para luego dar paso un proceso de filtrado de dos etapas, en las cuales se implementa un FPB Butterworth de primer orden en configuración cascada. La primera etapa de filtrado atenúa la componente de frecuencia 2ω ; la segunda etapa de filtrado promedia la salida de la etapa anterior para eliminar el rizo de esta, teniendo así mediciones mayor precisión.

2.3.6 Potencia Aparente

Se define como el producto de los valores eficaces de tensión y corriente. Se menciona como aparente, ya que su definición representa a la analogía con los circuitos de corriente directa, en donde la potencia se obtiene de la multiplicación de los valores eficaces de corriente y tensión [40]. Se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$S = V_{RMS} I_{RMS} \quad (2.38)$$

Donde:

V_{RMS} = Valor Eficaz de la señal de Tensión.

I_{RMS} = Valor Eficaz de la señal de Corriente.

El proceso de cómputo del valor de la potencia aparente se muestra a continuación:

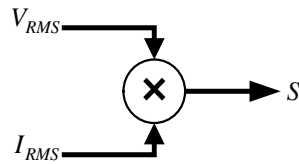


Figura 2.9 Diagrama de bloque del cálculo de la potencia aparente.

En la Figura 2.9 se observa que para conseguir el valor de la potencia aparente, es necesario primero realizar el cálculo de los valores eficaces de tensión y corriente, los cuales se obtienen a partir de la implementación descrita en la sección 2.2.1.

2.3.7 Factor de Potencia

El factor de potencia se define como el coseno de la diferencia de fase entre la señal de tensión y corriente. Se define con la siguiente expresión:

$$fp = \frac{P}{S} = \cos(\theta_v - \theta_i) \quad (2.39)$$

Donde:

P = Potencia Activa

S = Potencia Aparente

θ_v = Ángulo de fase se la señal de Tensión.

θ_i = Ángulo de fase se la señal de Corriente.

El factor de potencia se obtiene a partir del proceso mostrado a continuación:

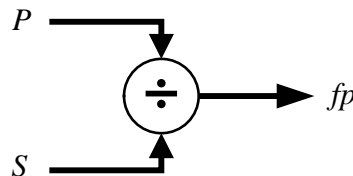


Figura 2.10 Diagrama de bloque del cálculo del factor de potencia.

La Figura 2.10 describe la secuencia de operaciones necesarias para el cómputo del factor de potencia. La potencia activa se calcula mediante la implementación descrita en la sección 2.3.4 y la potencia aparente se obtiene a partir del proceso descrito en la sección 2.3.6. Una vez que la potencia activa y la aparente son determinadas, se efectúa el cociente entre estas para así tener a la salida el valor del factor de potencia.

2.4 SECUENCIA DE LOS ALGORITMOS A IMPLEMENTAR

La Figura 2.11 describe la secuencia para cada fase de los algoritmos implementados para el cálculo de los parámetros eléctricos del sistema.

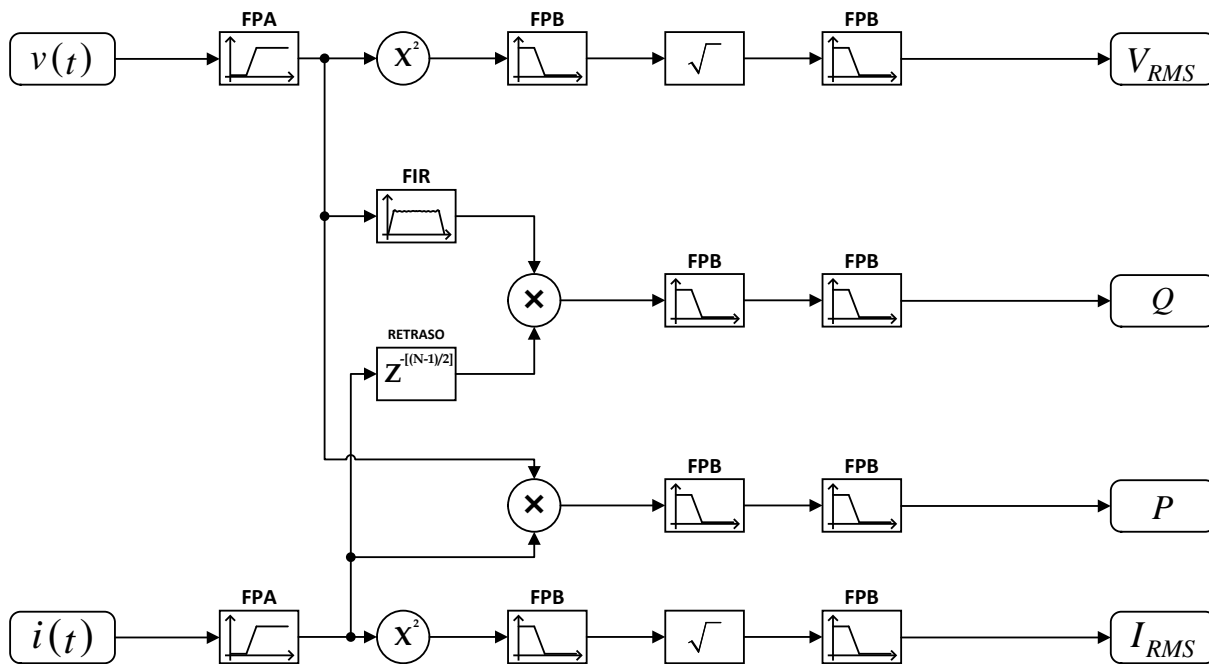


Figura 2.11 Secuencia de los algoritmos de medición basados en filtros digitales.

CAPÍTULO 3:

HARDWARE Y ADECUACIÓN DE SEÑALES DE CORRIENTE ALTERNA

3.1 INTRODUCCIÓN

La experimentación real de los algoritmos de medición se realiza llevando las pruebas realizadas en la etapa simulación a la etapa de implementación. Para ello es necesario tener un medio que nos permita tomar lecturas de señales de corriente alterna realizadas en pruebas de laboratorio.

En este trabajo de tesis las señales de corriente alterna son tomadas de la salida de una fuente generadora de señales de CA. Las salidas de la fuente patrón no son aptas para ser conectadas directamente a los puertos de los convertidores ADC. Debido a lo anterior, se requiere un sistema que realice la función de adecuar las señales de CA.

En este capítulo son descritos cada uno de los componentes de hardware utilizados en el sistema de medición, además se describe el propósito de cada componente así como también la manera en que interactúan entre ellos.

3.2 DESCRIPCIÓN DEL HARDWARE

En esta sección se da una breve reseña de los componentes utilizados por el sistema de medición. Entre ellos se encuentran la tarjeta de desarrollo, la fuente de poder y los transformadores de corriente.

3.2.1 Tarjeta TWR-KM34Z50MV3

En aplicaciones de medición, Freescale® cuenta con la gama de microcontroladores ARM Cortex M0+ enfocada a sistemas de desarrollo de medición de energía eléctrica. En este trabajo de tesis se implementa la tarjeta de desarrollo TWR-KM34Z50MV3, cuyas características se describen a continuación [45]:

- Microcontrolador MKM34Z5128CLL5
 - 50 MHz, 128 KB Memoria Flash, 16 KB Memoria RAM, bajo consumo de energía.
- Cuatro convertidores ADC Sigma-Delta (ADC $\Sigma\Delta$) de 24 bits
 - Dos ADC $\Sigma\Delta$ con Amplificador de Ganancia Programable (PGA)
 - Dos ADC $\Sigma\Delta$ sin PGA
- Convertidor ADC de aproximaciones sucesivas (ADC SAR) de 16 bits
- Interfaz Mini-USB.
- Pantalla de cristal líquido (LCD) de 160 segmentos.

- Circuito Integrado para depuración mediante JTAG/SWD.
- Acelerómetro de tres ejes.
- Cuatro LED's de propósito general.
- Dos botones de propósito general.
- Botón de reinicio.
- Potenciómetro.
- Interfaz para módulo de comunicación óptica (IRDA).
- Bornes para conexión directa hacia los ADC.
- Generador con siete canales de señales de salida sinusoidal con interface USB para emulación de sistemas de CA.
- Conector para módulo de torre (TWRPI).

En la Figura 3.1 se ilustra la distribución física de los componentes de la tarjeta de desarrollo.

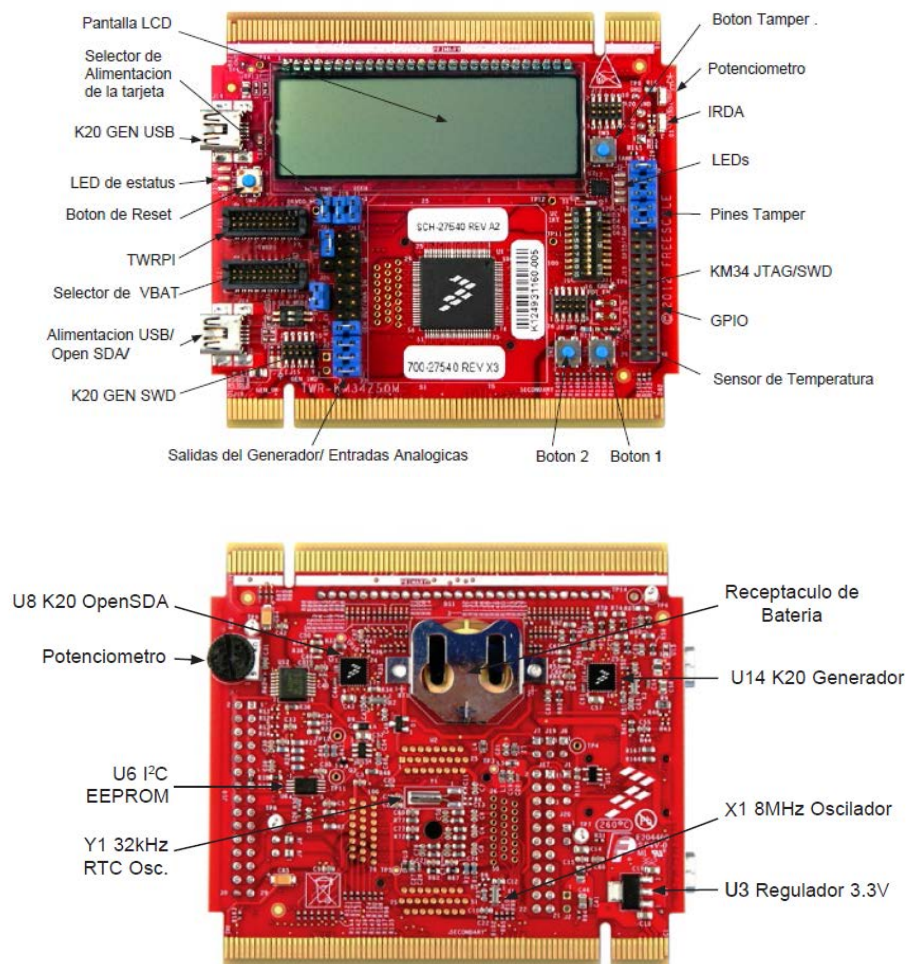


Figura 3.1 Vista frontal y vista trasera de la tarjeta TWR-KM34Z50MV3. Adaptada de [45]

3.2.2 Fuente Patrón de Pruebas

La fuente patrón de pruebas establece la referencia a la que los valores obtenidos por los algoritmos de medición deben ser escalados. Para este proyecto se utilizó la fuente Kocos® ARTES 300 II ilustrada en la Figura 3.2, la cual es un sistema portable de prueba altamente preciso especialmente diseñado para pruebas funcionales de varios tipos de equipos de protección; por ejemplo, relevadores de distancia [51].

El sistema de prueba ARTES 300 II tiene las siguientes características:

- Tres salidas de tensión y tres salidas de corriente para pruebas trifásicas de relevadores de protección.
- Tres amplificadores de tensión
 - Trifásico: 3x 0-300V/ 75 VA.
 - Monofásico: 1x 0-600V/ 150 VA
- Tres amplificadores de corriente
 - Trifásico: 3x 0- 25 A/ 85 VA
- Diez salidas de bajo nivel de tensión
 - 10x 0-10 V_{pico}
- Salida auxiliar de CD
 - 12-260 V, 50 Watts
- Dos entradas analógicas
 - 1x 0-(± 10 V)
 - 1x 0-(± 20 mA)
- 8 entradas binarias.
- 2 salidas binarias.



Figura 3.2 Fuente de pruebas Kocos® ARTES 300 II. Adaptada de [51]

3.2.3 Fuente de Alimentación

La fuente de alimentación tiene la función de energizar los dispositivos de regulación de tensión utilizados en la tarjeta de adecuación de señales. Se emplea una fuente Lambda® KPS5-12 ilustrada en la Figura 3.3, la cual posee las siguientes características de operación [46]:

- Tensión de alimentación: 85-264 VCA (47-440 Hz) / 110-370 VCD
- Tensión de Salida : 0-12 VCD \pm 1%
- Potencia máxima de salida: 5W

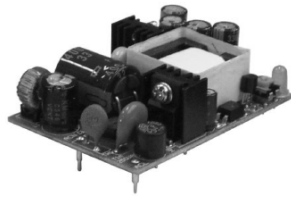


Figura 3.3 Fuente de poder KPS5-12. Adaptado de [46]

Debido a las características de operación descritas, además de su tamaño compacto; resulta óptima para su uso en la tarjeta de adecuación de señales.

3.2.4 Transformador de Corriente

Los transformadores de corriente (TC) son utilizados en aplicaciones de medición de corriente y protección de sistemas eléctricos de potencia. Está compuesto de un devanado primario, un devanado secundario y un núcleo magnético. Cuando una corriente atraviesa el devanado primario, se induce una corriente en el devanado secundario, la cual es proporcional a la primera en base a una relación de transformación. Tiene dos funciones principales: atenuar la corriente y aislar los instrumentos de medición del sistema bajo prueba.

Para la adecuación de la corriente se emplea un TC Amecon® 5312 (Figura 3.4) que soporta una corriente en el devanado primario de 150 A_{RMS} , además de una relación de transformación de 1000:1 [47].

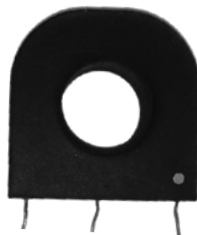


Figura 3.4 Transformador de corriente Amecon® 5312.

3.3 ADECUACIÓN DE SEÑALES DE CORRIENTE ALTERNA.

Debido a que las señales de entrada de tensión y de corriente poseen magnitudes tan elevadas que no pueden ser procesadas directamente por la tarjeta de desarrollo, es necesario incluir una etapa de adecuación de estas señales.

Dicha etapa procesara las señales de entrada de CA, y las reducirá de tal forma que puedan ser conectadas directamente a los ADC de la tarjeta de desarrollo. En el caso de la señal de tensión esta sufre un proceso de reducción de su magnitud, también le es adicionada una tensión de desplazamiento para restringir sus valores a tensiones positivas.

En el caso de la señal de corriente, debido a las capacidades de los ADC $\Sigma\Delta$, esta solo pasa por un proceso de reducción, que simplemente la limita a estar dentro del rango de $\pm .5 V_{Pico}$.

3.3.1 Regulación de Tensión de CD

Con el propósito de obtener tensiones de referencia para la adecuación de las señales de corriente alterna; es necesario realizar una etapa de regulación de tensión que dará lugar a los valores de referencia necesarios.

En la etapa de regulación de tensión se producen dos valores de referencia:

- $1.65 V_{CD}$, para el voltaje de desplazamiento del circuito de adecuación de tensión de CA.
- $3.3 V_{CD}$, cuya función es de referencia de voltaje máximo para los diodos de protección.

Para obtener una tensión de salida, los reguladores necesitan de una alimentación, para ello se implementa la fuente KPS5-12 descrita en la sección 3.1.2. A continuación, en la Figura 3.5 se presenta el circuito implementado en la etapa de regulación de tensión.

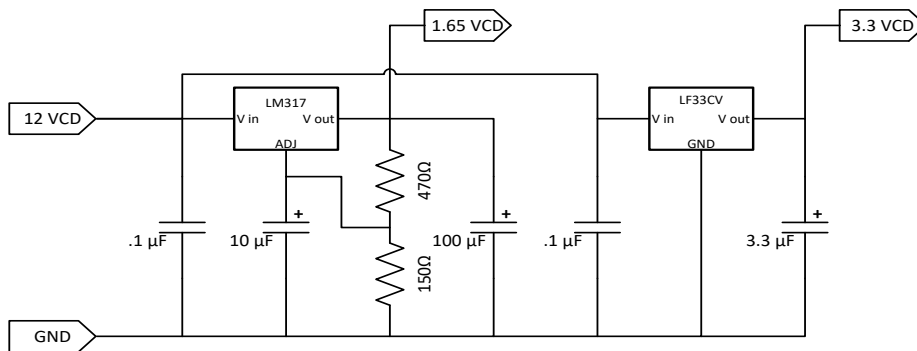


Figura 3.5 Circuito de regulación de tensión de CD.

3.3.2 Circuitos de Adecuación de Señal

3.3.2.1 Circuito de Adecuación de Tensión

Debido a lo planteado como objetivo, se toma en cuenta una tensión máxima de prueba de $200 V_{RMS}$. Para tales efectos, se propone un sistema de acondicionamiento de la señal de tensión basado en un divisor de tensión en cada una de las fases del sistema, el cual se muestra en la Figura 3.6.

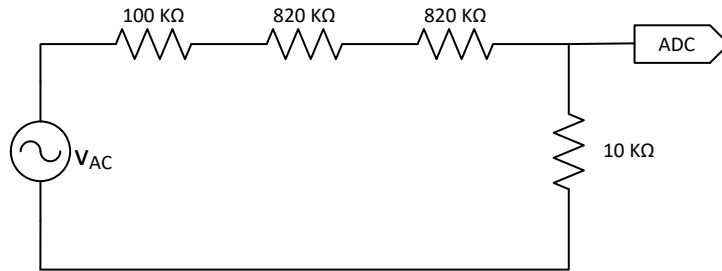


Figura 3.6 Circuito divisor de tensión.

Una vez planteado lo anterior, para obtener la tensión en la resistencia de 10Ω se aplica la fórmula del divisor de tensión para una fuente con un valor pico de $200 V_{RMS} \times \sqrt{2}$.

$$V_{p(10K)} = 200\sqrt{2} \left(\frac{10000}{1.76 \times 10^6} \right) = 1.607V \quad (3.1)$$

Lo obtenido en (3.1) define que para el valor máximo de tensión de prueba establecido se tendrán valores de máximos de $+1.607V$ y mínimos de $-1.607V$. Ya que para la digitalización de la tensión se implementa un ADC que admite valores de 0 a $3.3V$, siendo necesario añadir una tensión de desplazamiento que convierta a la señal de CA en una señal oscilante de CD. Para esto, se implementa una tensión de desplazamiento de $1.65V$ que se añade a la salida del divisor de tensión. Este proceso se ilustra en la Figura 3.7.

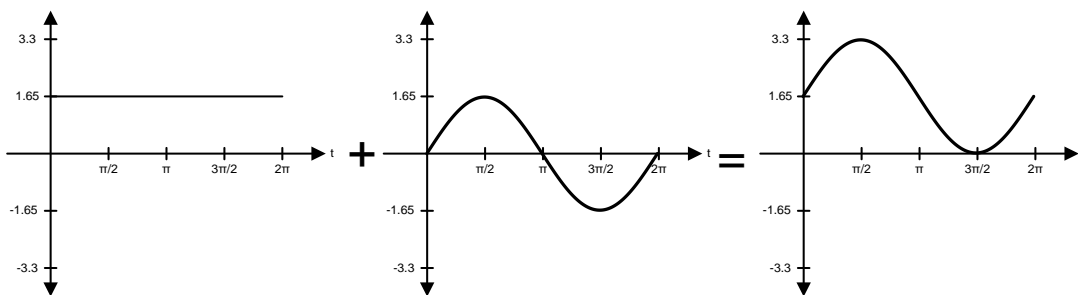


Figura 3.7 Proceso de adición de tensión de desplazamiento.

Se modifica el circuito de la Figura 3.6 añadiendo la fuente de desplazamiento, quedando el circuito resultante de la Figura 3.8. Se definen nuevamente los valores máximos y mínimos de tensión.

$$V_{\max} = 1.65 + 1.607 = 3.257V \quad (3.2)$$

$$V_{\min} = 1.65 - 1.607 = 0.043V \quad (3.3)$$

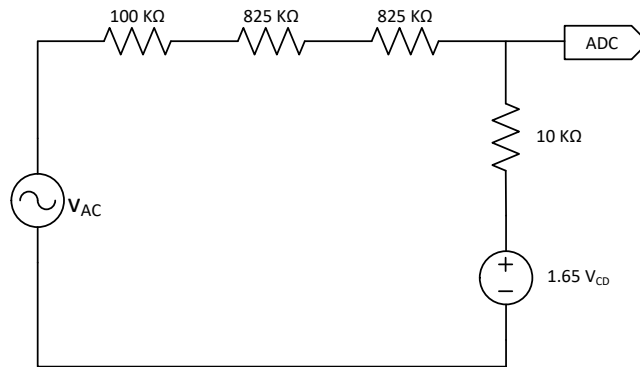


Figura 3.8 Circuito divisor de tensión con señal de desplazamiento.

El resultado del proceso suma de la tensión de desplazamiento, da como resultado una señal adecuada para el proceso de digitalización.

Además de lo obtenido por el divisor de tensión y el desplazamiento de este, se añade un filtro analógico con el motivo de limitar el espectro de frecuencia contenido en la señal de entrada y evitar así el efecto de alias en la señal obtenida por el muestreo.

Ya que la frecuencia de muestreo es de 2400 Hz; según el teorema de muestreo, la frecuencia máxima (f_{\max}) que se verá evitando el efecto de alias, resulta:

$$f_{\max} = \frac{2400}{2} = 1200Hz \quad (3.4)$$

Se calcula los valores de la resistencia y el capacitor de un filtro pasivo determinado por la siguiente ecuación:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times R \times C} \quad (3.5)$$

Donde:

f_c = Frecuencia de corte del filtro pasivo RC

R = Resistencia serie del filtro

C = Capacitancia del filtro

Despejando el valor de R en (3.5):

$$R = \frac{1}{2\pi \times f_c \times C} \quad (3.6)$$

Para un valor comercial de $C = .47\mu\text{F}$ y definiendo $f_c = f_{\text{max}} = 1200 \text{ Hz}$, se obtiene:

$$R = \frac{1}{2\pi \times 1200 \times .47 \times 10^{-6}} = 282.18 \approx 280\Omega \quad (3.7)$$

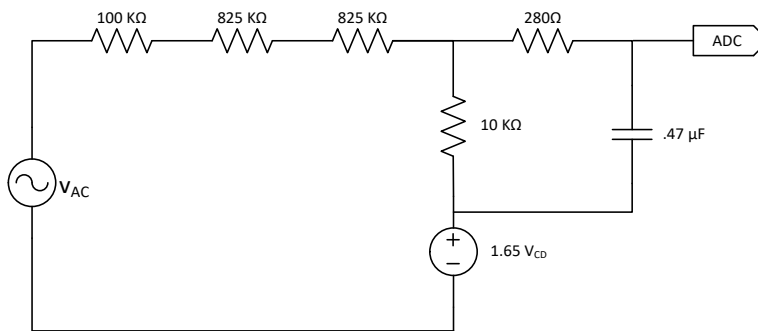


Figura 3.9 Circuito divisor de tensión con señal de desplazamiento y FPB.

En la Figura 3.9 se observa el circuito resultante de la inclusión del filtro pasivo con los componentes anteriormente calculados.

Por último, se añade una etapa de protección en la que se agrega un varistor de $230 V_{RMS}$, cuya función será la de suprimir los picos de tensión del sistema. Además se colocan dos diodos Schottky a la salida, para limitar que los valores analógicos en la entrada del ADC SAR no excedan el límite superior de $3.3V$ o inferior de $0V$, evitando así daños en la tarjeta de desarrollo.

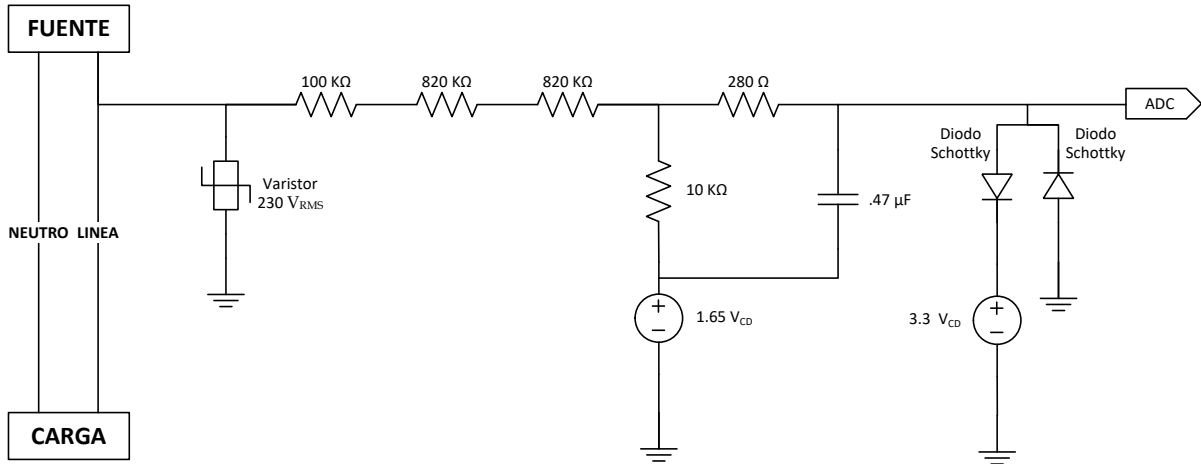


Figura 3.10 Circuito completo de adecuación de señal de tensión

El circuito de adecuación de tensión final para cada fase se ilustra en la Figura 3.10.

3.3.2.2 Circuito de Adecuación de Corriente

Para el caso de la adecuación de la señal de corriente se implementa un transformador de corriente, que a diferencia de la adecuación de tensión en este proceso no se necesita de la suma de un desplazamiento hacia valores positivos, ya que esta será muestreada por un ADC $\Sigma\Delta$ que tiene la característica especial de admitir tensiones de corriente alterna con un rango de valores de $\pm 250 \text{ mV}_{Pico}$ en configuración de entrada singular y valores de $\pm 500 \text{ mV}_{Pico}$ para el caso de configuración diferencial de entrada.

Se elige la configuración de entrada diferencial por la ventaja de tener un mayor rango de voltaje admitido, además que por las características de la señal de salida del TC facilita el arreglo del circuito a implementar. El TC elegido para la adecuación de la corriente puede operar con una corriente nominal de 150 A_{RMS} en el devanado primario y tiene una relación de tensión de 1000:1.

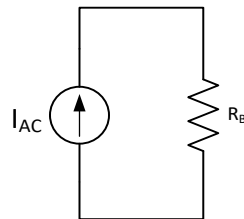


Figura 3.11 Circuito del devanado secundario del TC

El circuito elemental del devanado secundario se muestra en la Figura 3.11, donde la corriente secundaria del transformador se representa por una fuente de corriente alterna, la cual provoca un diferencial de tensión cuando fluye a través de una resistencia de Burden (R_B). La adecuación de la señal de corriente se basa en el esquema de la Figura 3.11 ; tomando en cuenta que el límite de máximo de corriente de prueba estará representado por la fuente de corriente equivalente a la corriente secundaria; y la señal de tensión adecuada para el ADC $\Sigma\Delta$ será determinada por la resistencia de Burden calculada.

Para obtener el rango máximo de valores admitido por el ADC $\Sigma\Delta$ de $\pm 0.5 V_{Pico}$ en su configuración diferencial, es necesario que en las terminales de éste se generen dos señales de $\pm 0.25 V_{Pico}$ desfasadas 180° una de la otra, que al momento de diferenciarse formen la señal de $\pm 0.5 V_{Pico}$. Este proceso se describe en la Figura 3.12

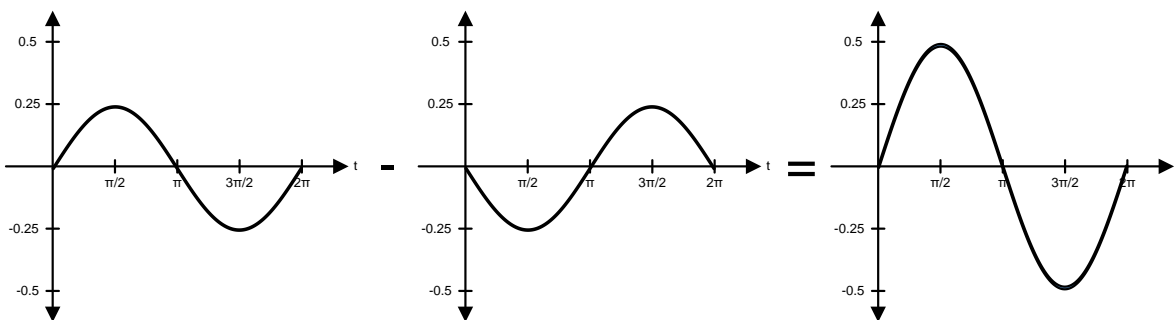


Figura 3.12 Formas de onda adecuadas para entrada diferencial del ADC $\Sigma\Delta$.

Se establece una corriente de prueba máxima de $50 A_{RMS}$ y se toma la relación de transformación de 1000:1 y la corriente pico en el devanado secundario se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$I_{s(Pico)} = \frac{50\sqrt{2}}{1000} = 70.71mA \quad (3.8)$$

Tomando en cuenta el rango máximo de valores admitido por el ADC $\Sigma\Delta$ de $\pm 0.5 V_{Pico}$ en su configuración diferencial, además considerando lo obtenido en la ecuación (3.8) y finalmente aplicando la Ley de Ohm se calcula el valor de la resistencia de Burden, tal como se observa en la siguiente ecuación:

$$R_B = \frac{V_{s(pico)}}{I_{s(pico)}} = \frac{.5}{70.71 \times 10^{-3}} = 7.071\Omega \quad (3.9)$$

De acuerdo a la hoja de especificaciones del TC (Apéndice G), el valor de la resistencia calculada en (3.9) produciría un error cercano al 1% en la magnitud de la corriente inducida en el devanado secundario; situación que afectaría el resultado de los valores obtenidos por el medidor.

Además se observa que ante una resistencia de Burden con una magnitud tan pequeña, las corrientes primarias cercanas a 50 mA producirían tensiones en terminales del secundario que serían prácticamente nulas.

Con lo expresado anteriormente; se propone que la tensión en terminales del devanado secundario sea de $\pm 5.0 V_{Pico}$, para así tener un valor de R_B establezca condiciones aceptables en la transformación de la corriente. Se calcula un nuevo valor de R_B .

$$R_{B^*} = \frac{5}{70.71 \times 10^{-3}} = 70.71 \Omega \quad (3.10)$$

Lo obtenido en (3.10), establece nuevas condiciones que son aceptables para el proceso de adecuación de corriente en base a las especificaciones del TC utilizado.

Ya que R_{B^*} es un valor no estándar de resistencia, se obtiene un equivalente con dos resistencias en paralelo.

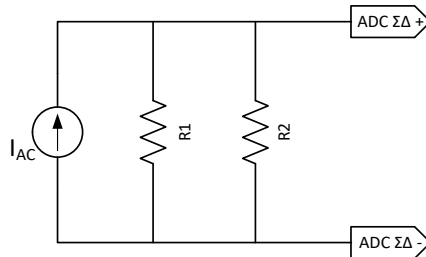


Figura 3.13 Circuito de adecuación de corriente

Se define $R1 = 100 \Omega$, por lo que $R2$ se obtiene de la siguiente ecuación:

$$R2 = \frac{R_{B^*} \times R1}{R1 - R_{B^*}} = \frac{70.71 \times 100}{100 - 70.71} = 241.413 \approx 240 \Omega \quad (3.11)$$

Debido a que se estableció una tensión de $\pm 5.0 V_{Pico}$ en terminales de R_{B^*} , es necesario reducir dicho valor a lo establecido por las formas de onda propuestas en la Figura 3.12. Por lo cual se utiliza un circuito divisor de tensión que reducirá 10 veces la tensión en terminales del secundario.

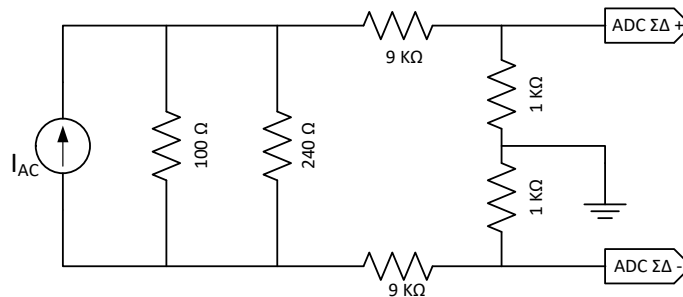


Figura 3.14 Circuito de adecuación de corriente utilizando un divisor de tensión.

En la Figura 3.14 se observan el circuito de adecuación de corriente que dará como resultado un rango de tensión admisible por el ADC $\Sigma\Delta$.

Por último, se agrega un filtro pasivo RC pasa bajas en cada una de las terminales del ADC $\Sigma\Delta$ para atenuar las frecuencias mayores a 1200 Hz. Los valores de los componentes del filtro pasivo son los mismos que ya han calculados para el circuito de adecuación de tensión. El circuito completo de para la adecuación de la señal de corriente se ilustra en la Figura 3.15.

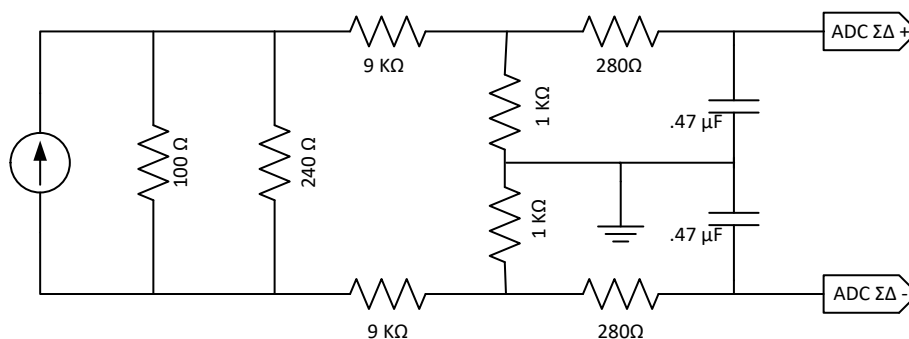


Figura 3.15 Circuito completo de adecuación de corriente.

3.3.3 Tarjeta de Adecuación de Señales de Corriente Alterna

La tarjeta de adecuación de señales tiene como propósito integrar todos los circuitos de adecuación de tensión y corriente necesarios para obtener lecturas de un sistema trifásico. En ella se encuentran los divisores de tensión y los transformadores de instrumento utilizados para atenuar las ondas de tensión y corriente respectivamente.

Para el desarrollo de dispositivo de pruebas se empleó la paquetería de diseño EAGLE® que proporciona una plataforma de software de diseño de circuitos impresos que cuenta con las librerías necesarias para crear un prototipo físico que integre los componentes de adecuación de señales.

3.3.3.1 Distribución de Componentes

Para el diseño del circuito impreso de la tarjeta de adecuación de señales se contempló una distribución física de los componentes de cada uno de los circuitos de adecuación de tal forma que se obtuvieran zonas diferenciadas en función del propósito de cada una. Teniendo así una distribución eficiente contemplando el tamaño óptimo y evitando interferencias entre componentes. Se describen las cuatro zonas principales del dispositivo.

- Zona de regulación de tensión

Esta sección contempla los componentes que se encargaran de generar las tensiones de referencia, las cuales son utilizadas en la adecuación de las señales de tensión. Incluye: la fuente de alimentación KPS5-12, el circuito del regulador LM317 y el circuito del regulador LF33CV.

- Zona de adecuación de señal de tensión

En esta zona se encuentran los componentes relacionados con los divisores de tensión necesarios para la adecuación de la señal de tensión, incluyendo de los dispositivos de protección, tales como los varistores y los diodos Schottky. Además contiene los elementos del filtro pasivo para cada una de las fases.

- Zona de adecuación de señal de corriente

Contempla los transformadores de corriente, el arreglo de resistencias de Burden, y en su etapa final se encuentran los componentes de los filtro pasivos necesarios para atenuar las frecuencias de ruido.

- Zona de señales de salida

Es la etapa final, donde se encuentran los bornes de interconexión que darán salida a las señales totalmente adecuadas para ser conectadas en las terminales de los convertidores ADC de la tarjeta TWR-KM34Z50MV3.

La Figura 3.16 muestra la distribución física de los componentes de la tarjeta de adecuación de señales en la que se puede observar cada una de las zonas antes descritas.

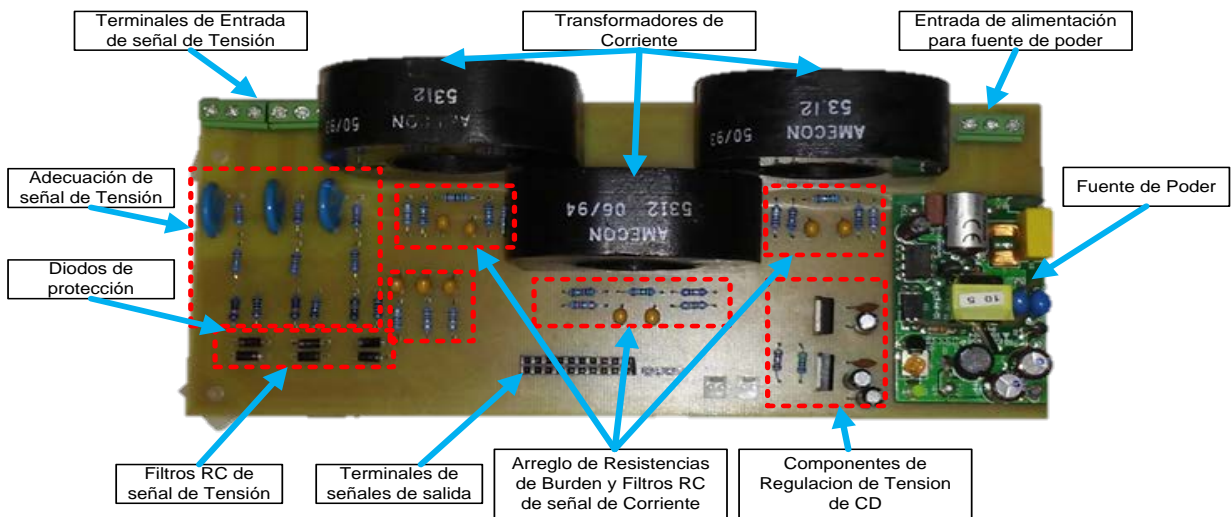


Figura 3.16 Vista superior de la tarjeta de adecuación de señales

3.4 INTEGRACIÓN DEL HARDWARE

La Figura 3.17 muestra el esquema de interacción de los componentes del hardware del sistema de pruebas propuesto. En él, se observan como las señales de tensión y corriente que provienen de la fuente patrón son acondicionadas por la tarjeta de adecuación de señales.

Una vez acondicionadas las señales de tensión y corriente, estas pasan a ser digitalizadas y procesadas por el microcontrolador de la tarjeta TWR-KM34Z50MV3, que mediante los algoritmos de medición obtendrá el cálculo de los de las variables eléctricas.

En su etapa final, los valores obtenidos por la tarjeta de desarrollo son transmitidos mediante la UART hacia la PC, en donde los datos son visualizados por la herramienta de software FREEMASTER.

Los círculos punteados en la Figura 3.17 indican la sección donde se describe a detalle cada uno de los componentes de hardware.

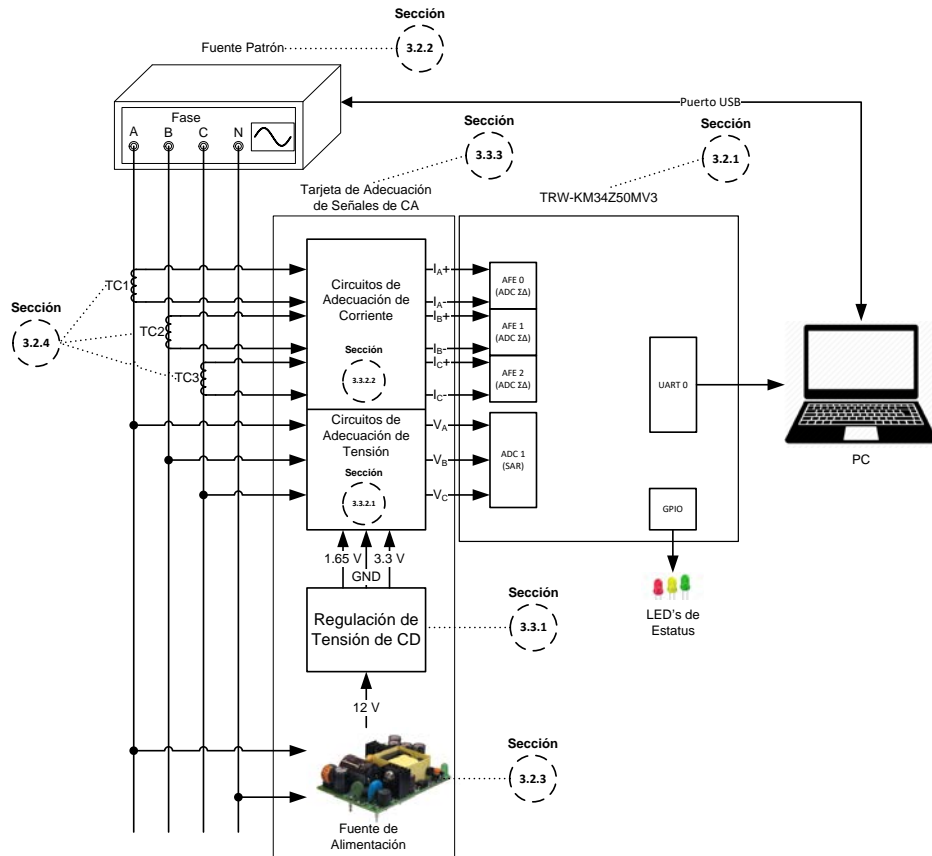


Figura 3.17 Diagrama de componentes de hardware

La Figura 3.18 muestra los componentes de hardware interconectados para pruebas de medición en laboratorio.

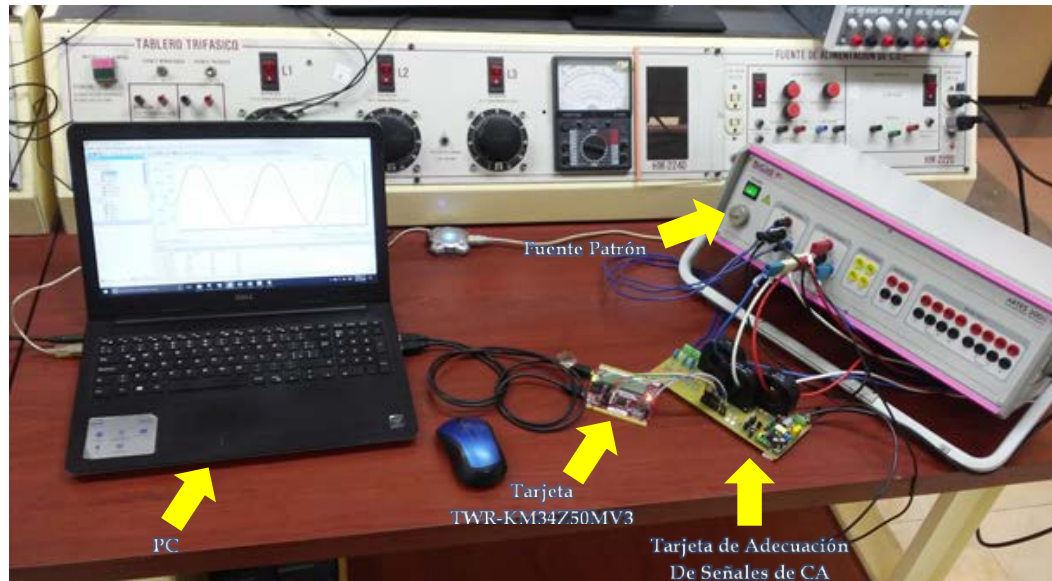


Figura 3.18 Vista de componentes de hardware interconectados para prueba en laboratorio.

CAPÍTULO 4:

SOFTWARE DEL SISTEMA DE MEDICIÓN

4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se describen las funciones y configuraciones realizadas por software de los periféricos implementados en el sistema de medición.

Además se describen cada una de las funciones utilizadas en las rutinas de medición llevadas a cabo para la implementación de los algoritmos de medición basados en filtros digitales.

El software del sistema de medición está basado en el lenguaje de programación en C, mismo que fue desarrollado en la herramienta de software Keil uVision 5 ®, el cual desarrolló las funciones de compilador y depurador del proyecto.

4.2 CONFIGURACIÓN DE LOS PERIFÉRICOS DEL PROYECTO

En esta sección se describen las funciones de inicialización y configuración de los parámetros de los periféricos utilizados, además se expresan las características programadas para cada uno de ellos.

Las funciones son soportadas por los controladores instalados del paquete de software *KM128SWDRV_R4_1_5*, el cual es previamente descargado desde la página oficial del fabricante (NXP®).

4.2.1 Configuración del Módulo XBAR

El conmutador de enlace entre periféricos (XBAR) es un arreglo de M entradas y N salidas que pueden ser interconectadas en cualquier combinación. La aplicación de este módulo consiste en establecer una función de conmutación flexible que permita que cualquier entrada del módulo (ya sea algún puerto de Entrada/Salida de Propósito general "GPIO" o una salida interna propia del XBAR) pueda ser conectada a cualquier salida (ya sea algún puerto GPIO o una entrada interna propia del XBAR) bajo petición del usuario del sistema. Esto permite que el usuario pueda configurar rutas de comunicación entre los mismos módulos internos de la tarjeta de desarrollo o ya sea entre los módulos internos con algún puerto GPIO.

La importancia del módulo XBAR recae en el establecimiento de la secuencia de operación en el proceso de muestreo de las tres señales de tensión y corriente, ya que el este lleva a cabo las tareas de disparo de los ADC SAR. La interacción del módulo XBAR en el muestro de las señales se describe en la sección 4.3.1.2.

A continuación se describen las funciones de inicialización y configuración de ruta establecida para por la entrada y salida del módulo.

- Inicialización del Módulo XBAR.

XBAR_Init(cfg,ip,callback)

Tabla 4.1 Parámetros la función XBAR_Init

Parámetro	Descripción
cfg	Estructura de configuración del XBAR
ip	Nivel de prioridad de la interrupción
callback	Función a ejecutar por la interrupción

- Establecimiento de ruta entre periféricos.

XBAR_Path(inp,outmask)

Tabla 4.2 Parámetros de la función XBAR_Path

Parámetro	Descripción
inp	Canal de entrada
outmask	Canal de salida

En la Tabla 4.3 se describe la configuración utilizada para la función de inicialización del módulo XBAR.

Tabla 4.3 Configuración de la función XBAR_Init

Declaración	Parámetros		Descripción
XBAR_Init (cfg,ip,callback)	cfg	XBAR_MODULE_NO_EDGE_D ETECT_CONFIG	Se establece el nivel de prioridad máximo para la interrupción, además se configura de manera que no se detecten flancos. No se establece función de llamada.
	ip	PRI_LVL0	
	callback	NULL	

Se establece la configuración de ruta entre los periféricos destinados al muestreo de la señal de tensión y corriente de cada fase, tal como se muestra en la Tabla 4.4.

Tabla 4.4 Configuración de la función XBAR_Path

Fase	Declaración	Parámetros		Descripción
A	XBAR_Path (inp,outmask)	inp	XBAR_AFE0COC	Habilita el disparo del ADC SAR CHA una vez que se tiene una conversión completa del AFE CH0.
		outmask	XBAR_ADCTRGCHA	
B	XBAR_Path (inp,outmask)	inp	XBAR_AFE1COC	Habilita el disparo del ADC SAR CHB una vez que se tiene una conversión completa del AFE CH1.
		outmask	XBAR_ADCTRGCHB	
C	XBAR_Path (inp,outmask)	inp	XBAR_AFE1COC	Habilita el disparo del ADC SAR CHC una vez que se tiene una conversión completa del AFE CH2.
		outmask	XBAR_ADCTRGCHC	

4.2.2 Configuración del AFE

El módulo de la Terminal Frontal Analógica (AFE) está compuesto por cuatro ADC $\Sigma\Delta$ establecidos en cada uno de los canales del módulo. Los convertidores funcionan en base a moduladores de sobremuestreo tipo sigma-delta de segundo orden, incluyendo también la acción de un filtro decimador digital que puede procesar hasta 2048 muestras de salida del modulador sigma-delta para obtener una conversión.

A continuación se describe el código de las funciones utilizadas para la configuración de AFE.

- Inicialización del AFE

AFE_Init(cfg(src,div,freq))

Tabla 4.5 Parámetros de la función AFE_Init

Parámetro	Descripción
cfg	Estructura de configuración del módulo AFE
src	Reloj del AFE
div	Divisor del reloj del AFE
freq	Frecuencia del reloj del AFE

- Configuración del AFE

AFE_ChInit(ch,cfg(dec),dly,i

Tabla 4.6 Parámetros de la función AFE_ChInit

Parámetro	Descripción
ch	Canal del AFE (CH0,CH1,CH2,CH3)
cfg	Estructura de configuración del canal AFE
dec	Decimador
dly	Retraso de inicio programado
ip	Nivel de prioridad de la interrupción
callback	Función a ejecutar en por la interrupción

Tabla 4.7 Configuración de la función AFE_Init

Declaración	Parámetros		Descripción
AFE_Init (cfg(src,div,freq))	cfg	AFE_MODULE_LPM_RJFORMAT_CONFIG	Se selecciona la configuración en modo de bajo consumo, estableciendo la sincronización por medio del PLL CLK. Se selecciona el divisor con valor de uno, y se establece la frecuencia del AFE_CLK=12288000 Hz.
	src	AFE_PLL_CLK	
	div	AFE_DIV1	
	freq	AFE_CLK	

Tabla 4.8 Configuración de la función AFE_ChInit

Fase	Declaración	Parámetros		Descripción
A	AFE_ChInit (ch,cfg(dec),dly,ip,callback)	ch	CH0	Se establece el AFE CH0 para el muestreo de corriente de la fase A. El ADC $\Sigma\Delta$ es configurado para ser disparado por software sin retraso alguno con el máximo nivel de prioridad, seleccionando un decimador de 1024 muestras.
		cfg	AFE_CH_SWTRG_CC M_PGAOFF_CONFIG	
		dec	DEC_OSR1024	
		dly	0*AFE_DLY	
		ip	PRI_LVL0	
		callback	NULL	
B	AFE_ChInit (ch,cfg(dec),dly,ip,callback)	ch	CH1	Se establece el AFE CH1 para el muestreo de corriente de la fase B. El ADC $\Sigma\Delta$ es configurado para ser disparado por software con un retardo equivalente a AFE_DLY con el máximo nivel de prioridad, seleccionando un decimador de 1024 muestras.
		cfg	AFE_CH_SWTRG_CC M_PGAOFF_CONFIG	
		dec	DEC_OSR1024	
		dly	1*AFE_DLY	
		ip	PRI_LVL0	
		callback	NULL	
C	AFE_ChInit (ch,cfg(dec),dly,ip,callback)	ch	CH2	Se establece el AFE CH2 para el muestreo de corriente de la fase C. El ADC $\Sigma\Delta$ es configurado para ser disparado por software con un retardo equivalente a 2xAFE_DLY con el máximo nivel de prioridad, seleccionando un decimador de 1024 muestras.
		cfg	AFE_CH_SWTRG_CC M_PGAOFF_CONFIG	
		dec	DEC_OSR1024	
		dly	2*AFE_DLY	
		ip	PRI_LVL0	
		callback	NULL	

Con los parámetros establecidos en la inicialización del AFE y en la configuración de sus canales descritos en la Tabla 4.7 y en la Tabla 4.8 respectivamente, queda establecida la frecuencia de muestreo base del proyecto de la siguiente forma.

$$F_{s(AFE)} = \frac{freq}{div \times dec} = \frac{AFE_CLK}{AFE_DIV1 \times DEC_OSR1024} = \frac{12288000}{1 \times 1024} = 12000Hz \quad (4.1)$$

En la sección 4.2.6 se explica el proceso de obtención de la frecuencia de muestreo final de 2400 muestras por segundo, el cual consiste en una interrupción basada una frecuencia base y en una frecuencia de salida establecida.

4.2.3 Configuración del ADC

El módulo del ADC consiste en un convertidor analógico digital de aproximaciones sucesivas (SAR) de 16 bits, el cual cuenta con un multiplexador de cuatro canales.

La configuración de este módulo se realiza mediante la siguiente función.

- Inicialización del ADC SAR

ADC_Init(cfg,avg,CHA,CHB,CHC,CHD,ip,callback)

Tabla 4.9 Parámetros de la función ADC_Init

Parámetro	Descripción
cfg	Estructura de configuración del ADC
avg	Promedio de muestras mediante hardware
CHA	Estructura de configuración del Canal A
CHB	Estructura de configuración del Canal B
CHC	Estructura de configuración del Canal C
CHD	Estructura de configuración del Canal D
ip	Nivel de prioridad de la interrupción
callback	Función a ejecutar por la interrupción

Tabla 4.10 Configuración de la función ADC_Init

Declaración	Parámetros		Descripción
ADC_Init (cfg,avg,CHA,CHB, CHC,CHD,ip,callback)	cfg	ADC_MODULE_DIV4_16B_HWT RG_IREF_CONFIG	La configuración de ADC establece que el disparo de conversión se realiza mediante un pulso por hardware. Genera una interrupción de máxima prioridad una vez que se completa la conversión llamando a la función Callback_ADC_SAR. Se establece el CHA para el muestreo de la tensión de la Fase A, el CHB para la fase B y el CHC para la fase C.
	avg	HWAVG_OFF	
	CHA	ADC_CH_SE_IRQ_CONFIG(AD0)	
	CHB	ADC_CH_SE_IRQ_CONFIG(AD1)	
	CHC	ADC_CH_SE_IRQ_CONFIG(AD2)	
	CHD	ADC_CH_DISABLE_CONFIG	
	ip	PRI_LVL0	
	callback	Callback_ADC_SAR	

El disparo cada canal del ADC SAR está ligado a una salida del módulo XBAR, cuyas entradas están encadenadas a la bandera de conversión completa del AFE, generando así que la frecuencia de muestreo del ADC SAR dependa directamente de la frecuencia de muestreo del AFE. La manera en que estos están interconectados se describe en la sección 4.3.1.2.

4.2.4 Configuración del UART

El UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) es el encargado de establecer una comunicación serial asíncrona entre la tarjeta de desarrollo y la PC del sistema de prueba.

- Inicialización del UART

UART_Init(module,cfg(brate,clk))

Tabla 4.11 Parámetros de la función UART_Init

Parámetro	Descripción
module	Módulo del UART (UART0,UART1,UART2,UART3)
cfg	Estructura de configuración del módulo UART
brate	Velocidad de transmisión Serial (Baudios)
clk	Reloj del UART

- Interrupción generada por el UART

UART_InstallCallback(vector,ip,callback)

Tabla 4.12 Parámetros de la función UART_InstallCallback

Parámetro	Descripción
vector	Puerto de origen (UART0_UART1,UART2_UART3)
ip	Nivel de prioridad de la interrupción
callback	Función a ejecutar por la interrupción

En la Tabla 4.13 y la Tabla 4.14 se describen los parámetros de operación establecidos para la comunicación serial entre la tarjeta de desarrollo y la herramienta de visualización de datos que se encuentra dentro de la PC.

Tabla 4.13 Configuración de la función UART_Init

Declaración	Parámetros		Descripción
UART_Init (module, cfg(brate,clk))	module	UART1	Se selecciona el UART1 como salida de comunicación serial funcionando mediante interrupciones. Se establece una velocidad serial de 19200 baudios y un reloj de 12288000 Hz
	cfg	UART_MODULE_INTRMODE_CONFIG	
	brate	19200	
	clk	12288000 Hz	

Tabla 4.14 Configuración de la función UART_InstallCallback

Declaración	Parámetros		Descripción
UART_InstallCallback (vector,ip,callback)	vector	UART0_UART1	Es establecida la función FMSTR_Isr como llamada de la interrupción del UART1. Se maneja un nivel de prioridad menor que las funciones principales.
	ip	PRI_LVL2	
	callback	FMSTR_Isr	

4.2.5 Configuración del GPIO

El módulo de Entrada/Salida de Propósito general (GPIO) controla los registros de los pines de propósito general, de tal manera que pueden ser configurados como elementos de entrada o de salida. Se accede a él mediante el bus de periféricos.

- Inicialización del GPIO

GPIO_Init(gpio,cfg,mask)

Tabla 4.15 Parámetros de la función GPIO_Init

Parámetro	Descripción
gpio	Módulo del GPIO (GPIOA, GPIOB, GPIOC, GPIOD, ..., GPIOI)
cfg	Estructura de configuración del GPIO
mask	Pin del GPIO seleccionado

- Inicialización del Puerto

PORT_Init(port,cfg,mask)

Tabla 4.16 Parámetros de la función PORT_Init

Parámetro	Descripción
port	Puerto del MCU (PORTA,PORTB,PORTC,PORTD,PORTE,... , PORTI)
cfg	Estructura de configuración del puerto
mask	Pin del puerto seleccionado

El control de las salidas lógicas de los puertos se realiza mediante el GPIO, de tal forma que las salidas implementadas en el proyecto son configuradas tal como lo establecen la Tabla 4.17 y la Tabla 4.18, en las que se observan los puertos destinados a los LED's de estatus y el puerto de la comunicación serial.

Tabla 4.17 Configuración de la función GPIO_Init

Declaración	Parámetros		Descripción
GPIO_Init (gpio,cfg,mask)	gpio	GPIOF	Se establece el PIN 1 del puerto F como salida. El 1 lógico del registro de entrada resultará en un 1 lógico en el pin de salida.
	cfg	GPIO_OUT_LOGIC1_MODE	
	mask	PIN1	
GPIO_Init (gpio,cfg,mask)	gpio	GPIOE	Se establece el PIN 5 del puerto E como salida. El 1 lógico del registro de entrada resultará en un 1 lógico en el pin de salida.
	cfg	GPIO_OUT_LOGIC1_MODE	
	mask	PIN5	
GPIO_Init (gpio,cfg,mask)	gpio	GPIOD	Se establece el PIN 1 del puerto D como salida. El 1 lógico del registro de entrada resultará en un 1 lógico en el pin de salida.
	cfg	GPIO_OUT_LOGIC1_MODE	
	mask	PIN1	

Tabla 4.18 Configuración de la función PORT_Init

Periférico	Declaración	Parámetros		Descripción
I/O LED ROJO	PORT_Init (port,cfg,mask)	port	PORTF	Inicializa el PIN1 del puerto F, el cual esta direccionado al LED rojo.
		cfg	PORT_MODULE_ALT1_MODE	
		mask	PIN1	
I/O LED VERDE	PORT_Init (port,cfg,mask)	port	PORTE	Inicializa el PIN5 del puerto E, el cual esta direccionado al LED verde
		cfg	PORT_MODULE_ALT1_MODE	
		mask	PIN5	
I/O LED NARANJA	PORT_Init (port,cfg,mask)	port	PORTD	Inicializa el PIN1 del puerto D, el cual esta direccionado al LED naranja
		cfg	PORT_MODULE_ALT1_MODE	
		mask	PIN1	
UART1	PORT_Init (port,cfg,mask)	port	PORTI	Inicializa el PIN0 y el PIN1 del puerto I, los cuales corresponden a la salida Rx y Tx del UART 1.
		cfg	PORT_MODULE_ALT2_MODE	
		mask	PIN0 PIN1	

4.2.6 Configuración del SWISR

Este módulo de la Rutina de Servicio de Interrupción por Software (SWISR) genera una interrupción de software programada, con la que se establecerá un conteo de interrupciones que dará como resultado otra interrupción con la frecuencia establecida para los algoritmos de medición.

- Inicialización del SWISR

SWISR_HandlerInit (hnd,ip,callback)

Tabla 4.19 Parámetros de la función SWISR_HandlerInit

Parámetro	Descripción
hnd	Número de la interrupción
ip	Nivel de prioridad de la interrupción
callback	Función a ejecutar por la interrupción

- Función para conteo de interrupciones

SWISR_HandlerFreqCall (hnd,base_task_freq, new_task_freq)

Tabla 4.20 Parámetros de la función SWISR_HandlerFreqCall

Parámetro	Descripción
hnd	Número de la interrupción
base_task_freq	Frecuencia base del contador de ciclos de la interrupción
new_task_freq	Frecuencia nueva del contador de ciclos de la interrupción

Tabla 4.21 Configuración de la función SWISR_HandlerInit

Declaración	Parámetros		Descripción
SWISR_HandlerInit (hnd,ip,callback)	hnd	0	Configura la interrupción por software número cero con un nivel de prioridad 1 y establece la función de llamada Callback_Mediciones.
	ip	PRI_LVL1	
	callback	Callback_Mediciones	

Tabla 4.22 Configuración de la función SWISR_HandlerFreqCall

Declaración	Parámetros		Descripción
SWISR_HandlerFreqCall (hnd,base_task_freq, new_task_freq)	hnd	0	Establece que la interrupción número cero generará una llamada una vez que se cumpla el conteo de ciclos en la relación de la frecuencia base y la frecuencia de salida.
	base_task_freq	12000	
	new_task_freq	2400	

Tomando en cuenta la ecuación (4.1), la frecuencia de muestreo definitiva queda como sigue:

$$F_s = \left(\frac{F_s(AFE)}{\text{base_task_freq} / \text{new_task_freq}} \right) = \frac{12000}{5} = 2400\text{Hz} \quad (4.2)$$

4.3 DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE

En esta sección se presenta la forma del funcionamiento del software implementado y la secuencia de cada una de las funciones desarrolladas para la medición de variables eléctricas mediante filtros digitales.

4.3.1 Programa Principal

EL programa principal tiene como función configurar e inicializar el MCU y los periféricos del proyecto. Una parte importante del funcionamiento del programa recae en la interconexión de los periféricos, de esta tarea se encarga el módulo XBAR. En esta sección también se incluye la habilitación de las interrupciones que darán inicio a las tareas de lectura de obtención de las lecturas de los ADC.

En el bucle infinito llama a la función de comunicación serial "Freemaster_Poll", que transmite las variables globales al programa de visualización Freemaster®.

La Figura 4.1 muestra el diagrama de flujo que describe el programa principal.

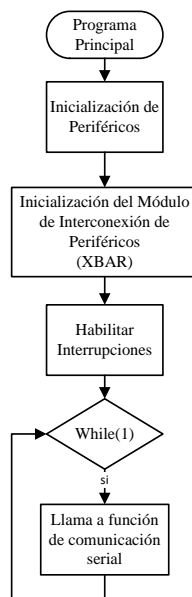


Figura 4.1 Diagrama de flujo del programa principal

4.3.1.1 Inicialización de Periféricos

La inicialización de los periféricos es necesaria para indicar cuales de estos deben ser activados dentro del proyecto. La configuración de los periféricos esta descrita en la sección 4.2.

4.3.1.2 Inicialización de módulo XBAR

EL módulo XBAR tiene como función la interconexión de los periféricos, que para este proyecto se le asigna la tarea de generar los pulsos de activación de los canales del ADC.

Los requerimientos de este proyecto establecen que el sistema de prueba debe tener la habilidad de muestrear un sistema trifásico, obteniendo las lecturas de tres señales de tensión y tres señales de corriente simultáneamente. Las señales de tensión son muestreadas mediante un ADC SAR y las muestras de la señales de corriente son tomadas mediante tres ADC $\Sigma\Delta$ independientes.

Debido a las cualidades del ADC SAR, las señales de tensión no pueden ser muestreadas en el mismo instante, por lo que es necesario establecer un bloque de retardo entre cada uno de los canales destinados al muestreo de la tensión.

El muestreo de la tensión y la corriente de las tres fases inicia con la lectura de las corrientes, estableciendo que el ADC $\Sigma\Delta$ CH0 comienza su operación sin retardo alguno, el ADC $\Sigma\Delta$ CH1 comienza después de un retardo $1 \times (\text{Retardo})$ y el ADC $\Sigma\Delta$ CH2 comienza después de esperar $2 \times (\text{Retardo})$.

El bloque (Retardo) establece un tiempo constante de espera que engloba el tiempo de conversión del ADC SAR y el tiempo que se tarda el multiplexador en cambiar de canal de muestreo. La interconexión entre el ADC $\Sigma\Delta$ y el ADC SAR esta manejada por el XBAR, el cual inicia su operación cuando se obtiene alguna bandera de conversión completa (ADC $\Sigma\Delta$ COCO_CHx) del muestreo de la corriente, generando a su vez el pulso por hardware que activa el ADC SAR CHx.

Una vez obtenida la muestra del periodo en el ADC SAR CHC, se genera una interrupción que llamará a la función `Callback_Mediciones`, en la que se inicia el cálculo de las variables eléctricas del sistema de prueba. La Figura 4.2 ilustra la secuencia de muestreo del sistema de medición trifásico.

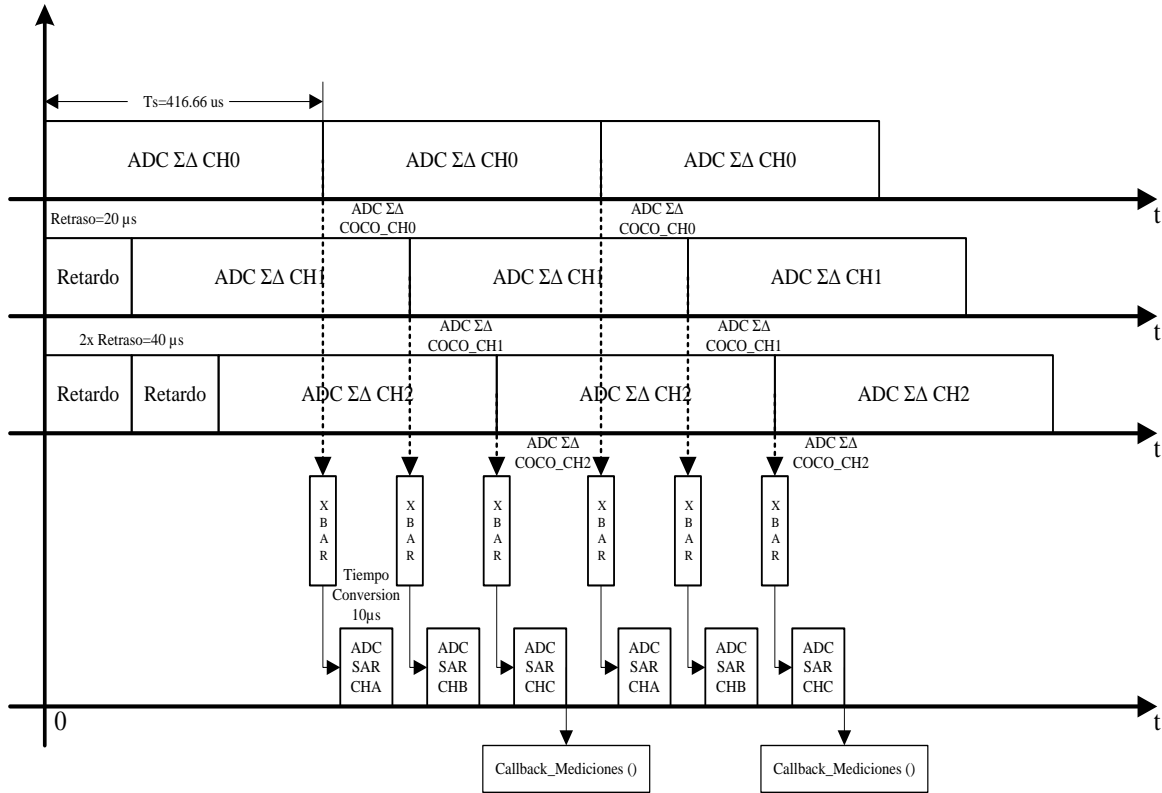


Figura 4.2 Diagrama de bloques del funcionamiento del XBAR

4.3.1.3 Interrupciones

4.3.1.3.1 Interrupción Callback_ADC SAR

Esta interrupción se genera cada vez que el ADC SAR completa una conversión. En esta función se registra el canal de origen de cada interrupción y controla el encendido y apagado de los LED's de estatus de lectura de cada fase. Además se efectúa el divisor de la frecuencia de muestreo una vez que se obtiene determinado número de interrupciones del canal C; ejecutando la función `Callback_Mediciones` para la obtención de las variables eléctricas, tal como se observa en la Figura 4.3.

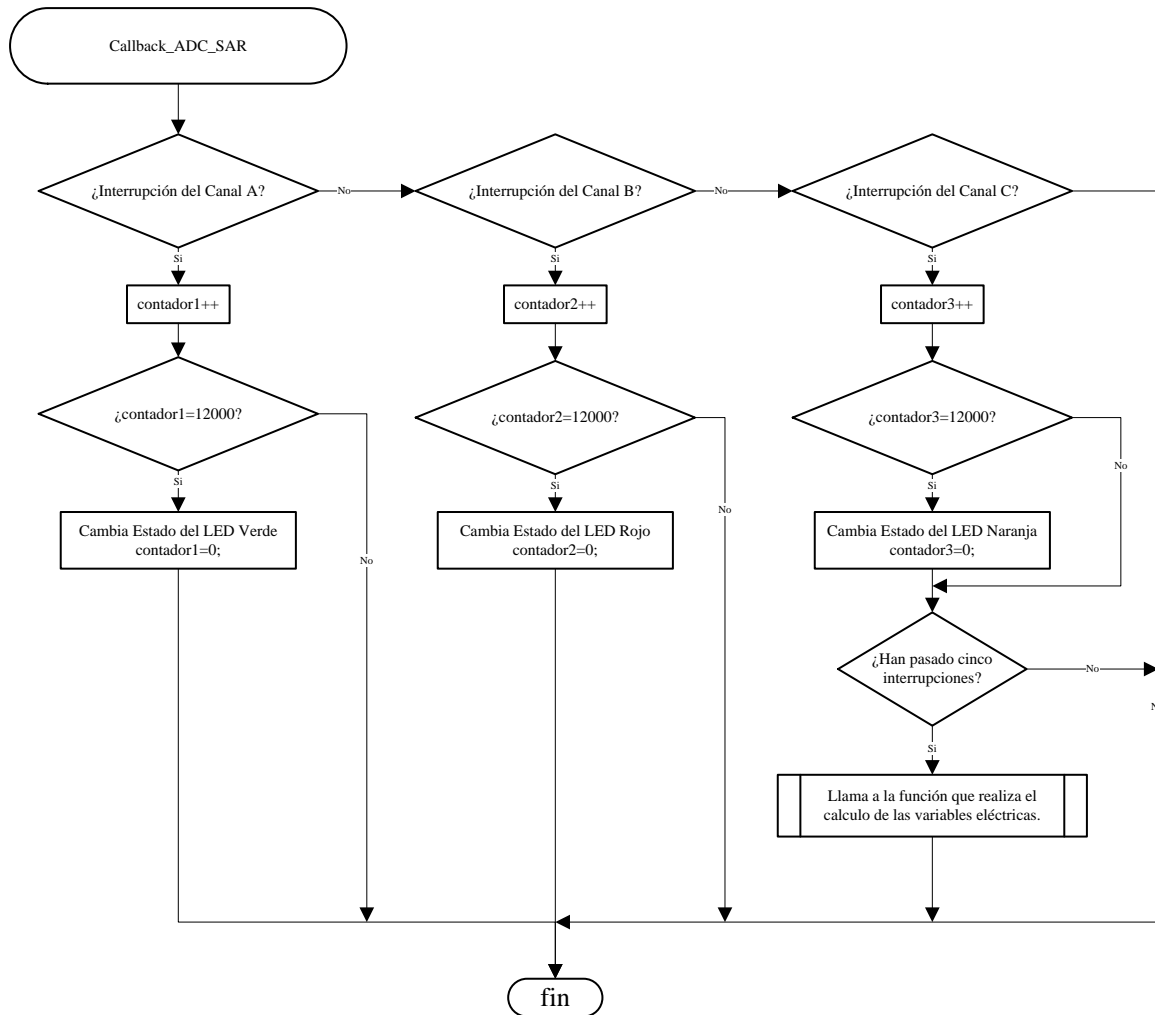


Figura 4.3 Diagrama de flujo de la función Callback_ADC SAR

4.3.1.3.2 Interrupción Callback_Mediciones

La interrupción Callback_Mediciones se ejecuta cuando se obtiene el último valor de la secuencia de operación del periodo de muestreo. En ella se hace el llamado a las funciones que llevan a cabo la obtención de los valores de las mediciones de cada una de las fases del sistema mediante la implementación de algoritmos basados en filtro digitales. La secuencia de las funciones de medición se muestra en la Figura 4.4.

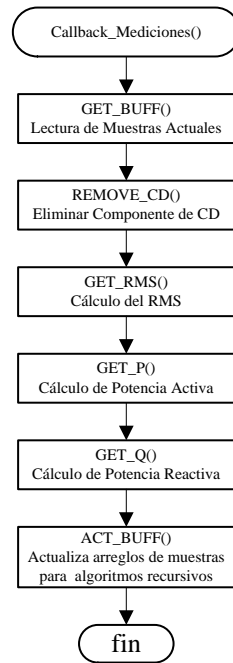


Figura 4.4 Diagrama de flujo de la función Callback_Mediciones

4.3.2 Funciones de Algoritmos de Medición Basados en Filtros Digitales

En esta sección se describen las funciones de los algoritmos de medición basados en filtros digitales de los cuales se obtienen los valores de potencia activa, potencia reactiva y valores eficaces de cada una de las fases del sistema de medición.

4.3.2.1 Muestreo de las Señales de Tensión y Corriente

La función GET_BUFF es la primera en ejecutarse una vez que se genera la interrupción Callback_Mediciones, ya que en esta se recopilan las muestras de las señales de tensión y corriente del sistema. En ella se almacena el valor de las conversiones contenidas cada uno de los registros de los ADC correspondientes a cada fase.

Los valores de los registros de las señales de tensión son almacenados en una variable de 16 bits, mientras que los valores de los registros de las señales de corriente reciben previamente un escalamiento mediante un corrimiento de 8 bits para poder ser almacenados en una variable de 16 bits con el propósito de tener un manejo más eficiente a la hora de ejecutar los algoritmos de medición, evitando de esta manera desbordamientos en el proceso de cálculo.

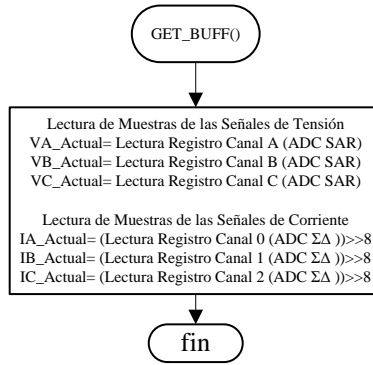


Figura 4.5 Diagrama de flujo de la función GET_BUFF

En la Figura 4.5 se observa el proceso de lectura de los registros de conversión de los ADC, además muestra cómo se lleva a cabo el proceso de escalamiento en las variables destinadas a las muestras de la corriente de cada fase.

4.3.2.2 Remoción de componente de CD

Previo a la obtención de los valores eficaces y de las potencias activa y reactiva, es necesario remover la componente de CD. La función Remove_CD se ejecuta cada vez que se recibe una muestra nueva. Recibe como valores de entrada a la muestra actual, una muestra anterior y el valor de salida de la misma función calculado en la muestra anterior.

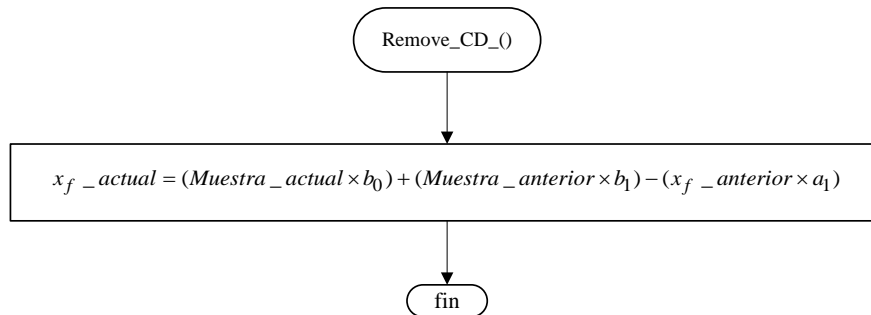


Figura 4.6 Diagrama de flujo de la función Remove_CD

En la Figura 4.6 los coeficientes b y a corresponden a los valores obtenidos para un FPA Butterworth de primer orden descritos en la Tabla C.2.

4.3.2.3 Valores Eficaces

Después de haber procesado la señal removiendo la componente de CD, se calcula el valor eficaz de la tensión y corriente de cada fase. La función GET_RMS está basada en la ecuación (2.21), y su implementación se realiza siguiendo el proceso descrito en la sección 2.4.2.1. Esta función recibe a la entrada la dirección de memoria de la estructura donde se almacenan los valores requeridos para el procesamiento.

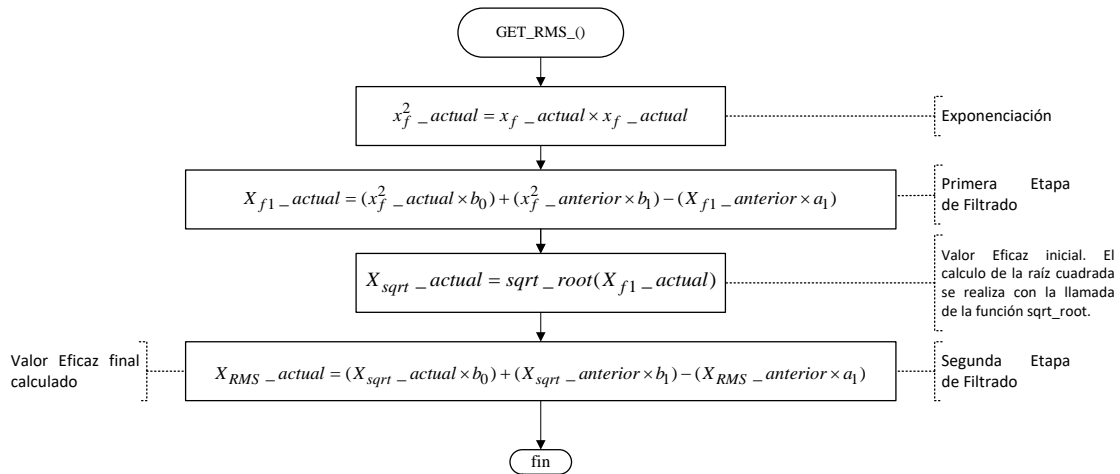


Figura 4.7 Diagrama de flujo de la función GET_RMS

En la Figura 4.7 los coeficientes b y a corresponden a los valores obtenidos para un FPB Butterworth de primer orden descritos en la Tabla C.1.

4.3.2.4 Potencia Activa

La función GET_P_ACTIVA se formula siguiendo la ecuación (2.31). Recibe a la entrada las direcciones de las estructuras de tensión, corriente cuyos muestras actuales son multiplicadas para después pasar por un proceso de filtrado mediante la doble acción de un filtro digital pasa bajas. Los valores obtenidos por esta función, son almacenados en la dirección de memoria de la estructura asignada a la potencia activa.

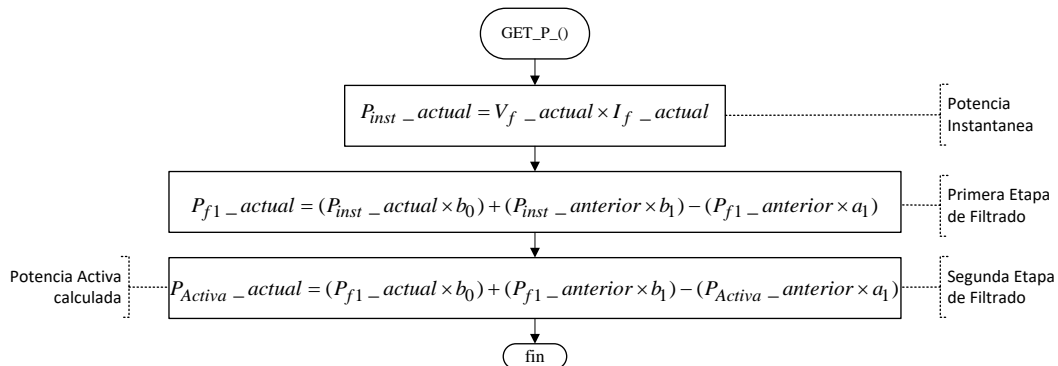


Figura 4.8 Diagrama de flujo de la función GET_P_ACTIVA

En la Figura 4.8 los coeficientes b y a corresponden a los valores obtenidos para un FPB Butterworth de primer orden descritos en la Tabla C.1.

4.3.2.5 Potencia Reactiva

La potencia reactiva es calculada mediante la ecuación (2.37). Los parámetros de entrada de la función GET_Q_REACTIVA son las direcciones de memoria de los arreglos de estructura asignados a las variables de tensión, corriente y potencia reactiva. Durante la ejecución de esta función se llama a la función GET_V90, de la que se obtiene la señal de tensión retrasada 90° . Una vez aplicado el desfase en la tensión, se procede a realizar el producto de las muestras de tensión y corriente, para después llevar a cabo el proceso de filtrado mediante un filtro pasa bajas.

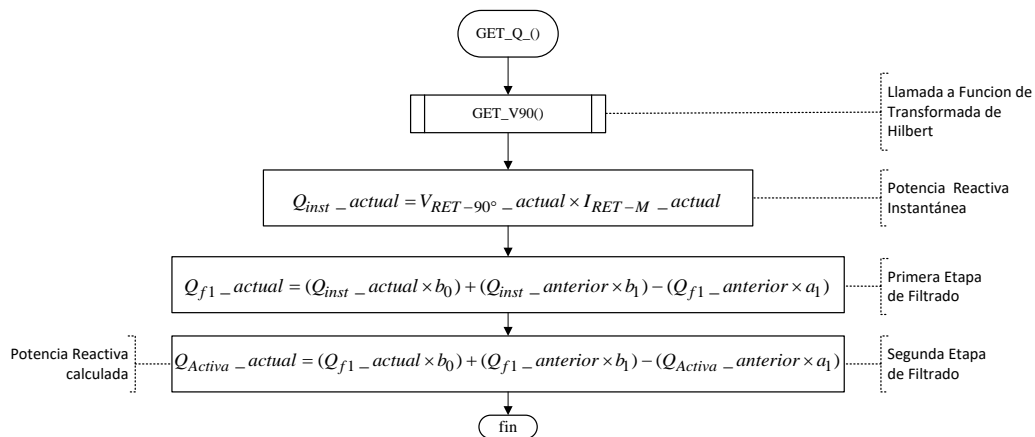


Figura 4.9 Diagrama de flujo de la función GET_Q_REACTIVA

En la Figura 4.9 los coeficientes b y a corresponden a los valores obtenidos para un FPB Butterworth de primer orden descritos en la Tabla C.1

4.3.2.5.1 Transformada de Hilbert

La transformación de Hilbert se lleva a cabo mediante la función GET_V90, donde se realiza el producto del buffer de muestras multiplicado por el arreglo de los coeficientes de la respuesta al impulso unitario de la transformada de Hilbert obtenidas por la aproximación de la ventana de Kaiser.

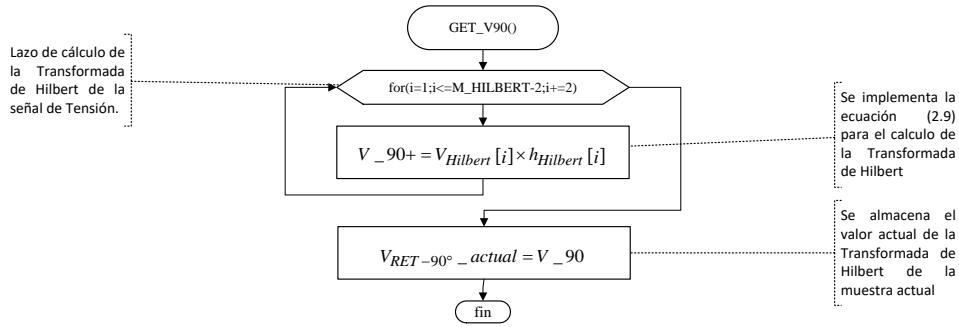


Figura 4.10 Diagrama de flujo de la función GET_V90

En la Figura 4.10 los coeficientes $h_{Hilbert}[i]$ corresponden a los valores obtenidos para un FPB Butterworth de primer orden descritos en la Tabla D.3.

4.3.2.6 Actualización de Buffer

Es necesario realizar el refrescamiento de las variables que son procesadas de manera iterativa, ya sea por los filtros digitales recursivos o por las ventanas de muestras ocupadas en el cálculo de la transformada de Hilbert. Para ello se asignan arreglos de muestras dentro de las estructuras de variables de cada fase, las cuales son actualizadas cada una vez que ya se han terminado de ejecutar las funciones de los algoritmos de medición.

4.3.2.6.1 Actualización de Variables de Filtros IIR

La Figura 4.11 muestra el proceso de actualización de los arreglos de variables que son requeridas en la ejecución de los filtros digitales implementados en el cálculo del valor eficaz, potencia activa y potencia reactiva.

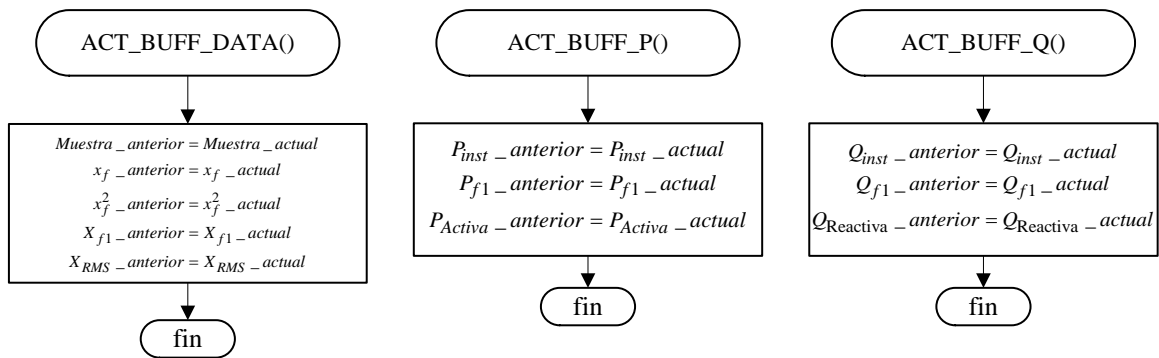


Figura 4.11 Diagramas de flujo de las funciones ACT_BUFF_DATA, ACT_BUFF_P y ACT_BUFF_Q

4.3.2.6.2 Actualización de Buffer de Datos del Filtro Digital FIR

En la Figura 4.12 se observa el procedimiento en el cual se actualizan los buffer requeridos por las funciones de cálculo de la transformada de Hilbert.

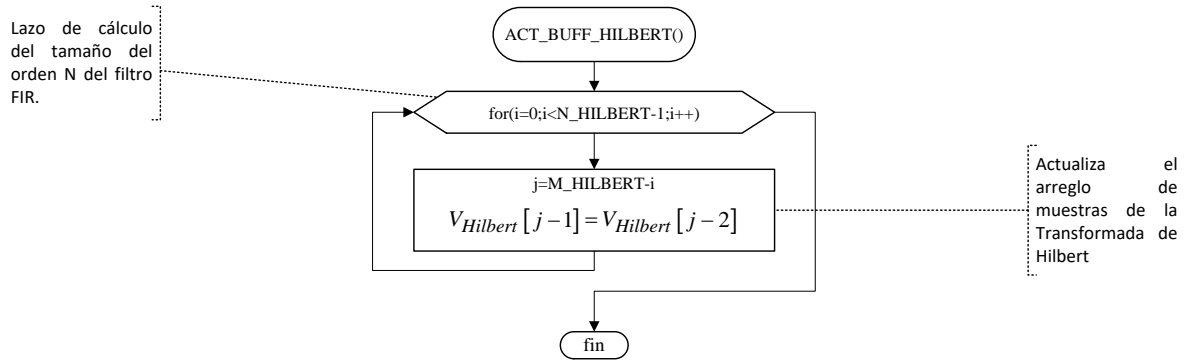


Figura 4.12 Diagrama de flujo de la función ACT_BUFF_HILBERT

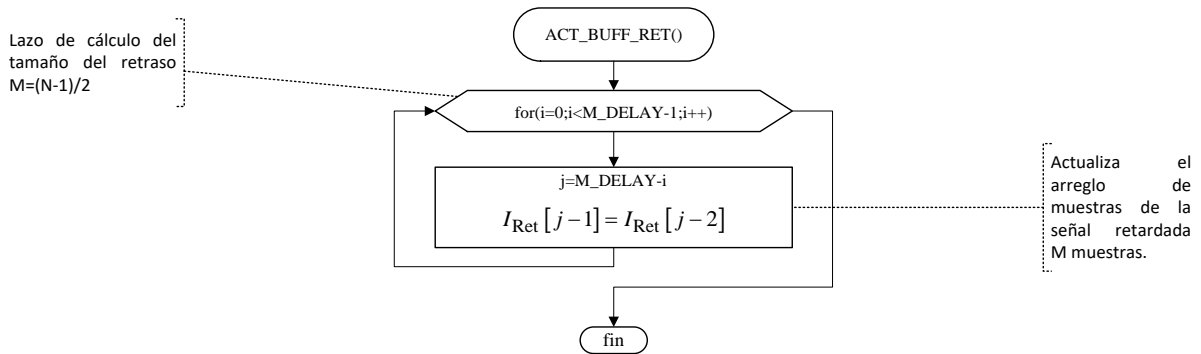


Figura 4.13 Diagrama de flujo de la función ACT_BUFF_RET

4.3.2.7 Raíz Cuadrada

El cálculo de la raíz cuadrada se lleva a cabo mediante la implementación del método babilónico, el cual es un proceso iterativo que conduce a una aproximación lo suficientemente aceptable para la aplicación en el proyecto. La función sqrt_root es descrita en la Figura 4.14.

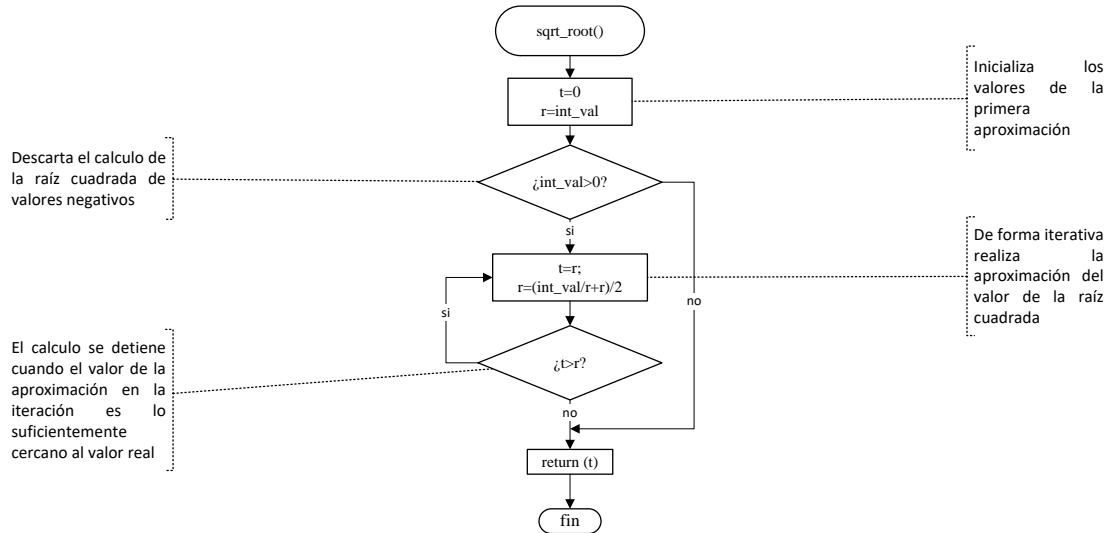


Figura 4.14 Diagrama de flujo de la función sqrt_root

CAPÍTULO 5:

PRUEBAS AL SISTEMA DE MEDICIÓN

5.1 INTRODUCCIÓN

Una vez configurado y comprobado el funcionamiento del software y hardware del sistema de medición, es necesario realizar pruebas de validación que nos den la certeza del funcionamiento correcto de los algoritmos de medición.

Para ello es necesario realizar pruebas de medición a diferentes rangos de tensión y corriente dentro de los rangos establecidos para el diseño del hardware.

En la validación de las mediciones se realizaron pruebas con las que se establecieron referencias para el escalamiento de los algoritmos a diferentes rangos de las variables medidas.

Además se tomó consideración ciertos factores implícitos en los elementos de hardware utilizados que afectan a la medición. Tal es el caso del desfase de la señal de corriente adecuada en relación a la señal original de entrada, el cual es provocado por la naturaleza del TC utilizado para la adecuación de la señal de corriente. Dicho desfase debe ser ajustado, para ello se propone y describe un método de corrección utilizando un filtro digital FIR

La validación se concluyó realizando mediciones de cada parámetro utilizando una fuente patrón (Kocos ® ARTES 300 II), la cual fue establecida como referencia en el proceso de pruebas. Por otro lado se llevaron a cabo pruebas comparativas realizando las mismas mediciones hechas al sistema de medición desarrollado en esta tesis, contra un medidor de potencia comercial (PowerPad® Modelo 3945-B).

5.2 CALIBRACIÓN DEL DESFASAMIENTO DE LA SEÑAL DE CORRIENTE DEBIDO AL TC

Una de las pruebas importantes a realizar es la corrección del ángulo de desfase provocado por el uso de transformadores en la adecuación de las señales de corriente alterna. Dicha corrección se lleva a cabo mediante dos procedimientos implementados por software: Ajuste por retraso de muestras enteras equivalentes (Compensación por muestras) y el ajuste de la fracción de muestra mediante un filtro digital tipo RFI (Compensación por Filtro Digital).

Para tal efecto, es necesario obtener experimentalmente el ángulo de retraso de la señal mediante la observación de las señales procesadas por la tarjeta de desarrollo.

Considerando lo anterior, el procedimiento de calibración se divide en tres partes: obtención del ángulo de desfase, compensación por retardo de muestras y la compensación por filtro digital.

- Obtención del ángulo de desfase del transformador

Este procedimiento se lleva a cabo con la ayuda de la fuente patrón, ya que en ella es posible configurar un ángulo predeterminado en las señales de tensión y corriente, además se utiliza la herramienta de software Freemaster® como desplegador de las formas de onda generadas por las muestras obtenidas por la tarjeta TWR-KM34Z50MV3. A continuación se describen los pasos para la determinación del ángulo en cuestión:

1. Se conectan las salidas de la fuente patrón a las entradas del dispositivo de adecuación de señales, y las salidas de esta última se conectan a las entradas correspondientes a cada fase en la tarjeta TWR-KM34Z50MV3.
2. Se configura la fuente patrón para generar un sistema trifásico con un desfase entre cada fase de 120° . Se establece en la fase A una tensión $127\angle 0^\circ V$ y una corriente de $10\angle 0^\circ A$ a la frecuencia nominal de 60 Hz.
3. Se establece la comunicación entre la tarjeta TWR-KM34Z50MV3 y la herramienta Freemaster, posteriormente se despliegan las ventanas de visualización del "Recorder" configurado para cada fase. Lo anterior se lleva a cabo mediante la ayuda del manual *Freemaster for Embed Applications* [48].
4. El paso anterior permite observar la diferencia de ángulo entre las ondas de tensión y corriente. Ahora es necesario modificar el ángulo de fase de las señales de corriente de la fuente patrón, hasta que estas y las señales de tensión estén lo más cercano posible una de la otra teniendo en consideración que la señal de corriente no adelante a la señal de tensión.
5. Se toma nota del ángulo más cercano a la condición deseada.

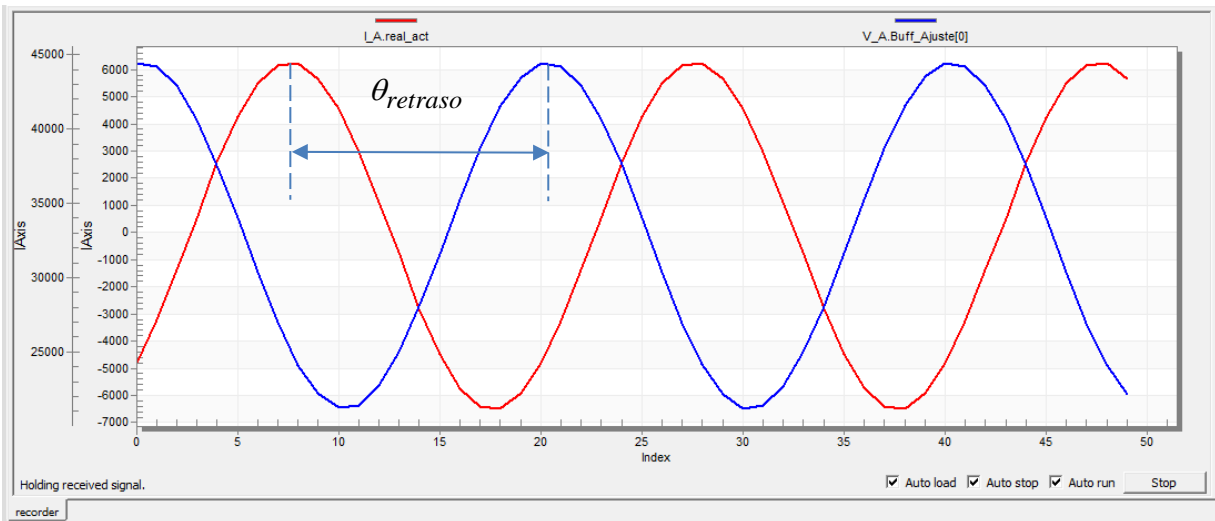


Figura 5.1 Formas de ondas originales sin ajuste.

Siguiendo los pasos 1 al 5 del procedimiento de obtención de ángulo de desfaseamiento de la corriente debido al TC, se observan las formas de onda ilustradas en la Figura 5.1 y el ángulo $\theta_{retraso}$ que se obtuvieron para la fase A. Se completó el mismo procedimiento para las fases B y C, y se obtuvieron los resultados contenidos en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1 Ángulos de desfaseamiento medidos en cada fase.

Fase	Angulo de Desfaseamiento de la Corriente debido al TC ($\theta_{retraso}$)
A	136.5°
B	133.5°
C	131.75°

- Compensación por número de muestras

Una vez determinados los valores del ángulo de retraso producidos por el TC, se procede a determinar un ajuste que consiste en realizar un retraso de la señal de tensión en base a un número de muestras determinado el cual es obtenido considerando la frecuencia de muestreo del sistema y la frecuencia nominal del mismo.

Se obtiene el equivalente en grados eléctricos de una muestra de la señal a la frecuencia fundamental mediante la siguiente expresión:

$$\Delta_{muestra} = \frac{360^\circ}{F_s/60\text{Hz}} = \frac{360^\circ}{40} = 9^\circ \quad (5.1)$$

Ya obtenido el equivalente en grados de una muestra, el número de muestras k para el primer ajuste se obtiene como sigue:

$$k = \frac{\theta_{retraso}}{\Delta_{muestra}} \quad (5.2)$$

Donde:

$$\theta_{retraso} = \text{Ángulo de desfase}$$

La ecuación (5.2) determina un número de muestras equivalente al retraso de la señal de corriente, pero debido a las condiciones de funcionamiento del sistema, k necesita ser un número entero ya que no es posible programar un retraso de una fracción de muestra, para ello se implementa un filtro digital que será descrito en el siguiente apartado.

Se obtienen los números de muestras para el ajuste inicial de cada fase mediante la ecuación (5.2), considerando a estos solo como la parte entera del valor obtenido. La Tabla 5.2 contiene los valores k de cada fase.

Tabla 5.2 Valores de k muestras de ajuste de cada fase

Fase	k
A	14
B	14
C	14

La Figura 5.2 muestra la diferencia de fases entre la señal de tensión y corriente de la fase A después del ajuste por software en base a la compensación mediante un retardo de 14 muestras aplicado a la señal de tensión.

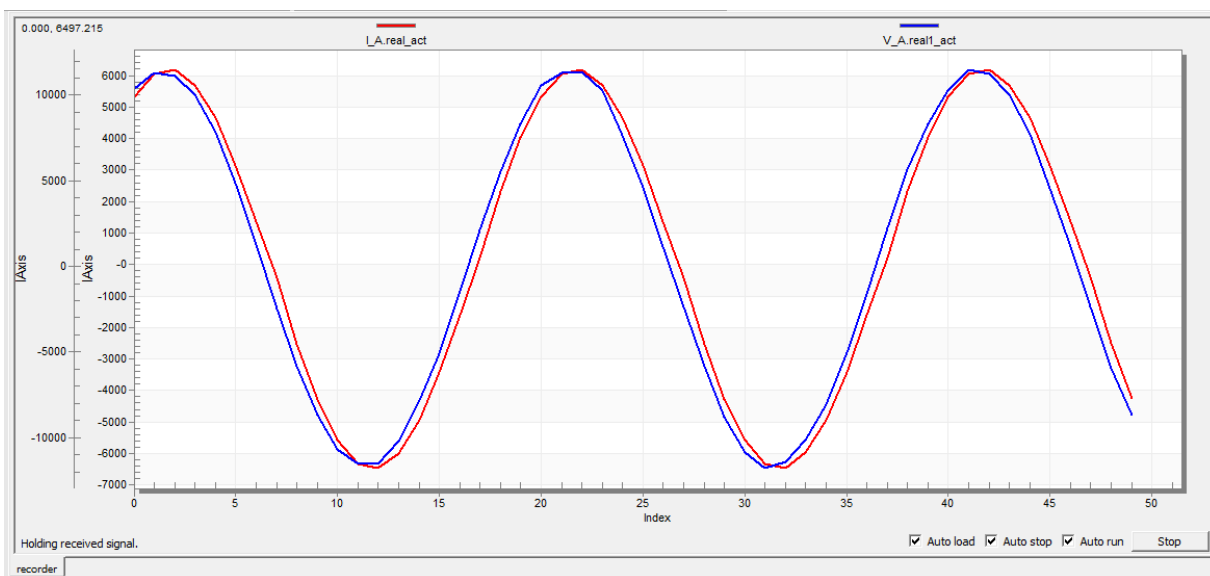


Figura 5.2 Formas de onda de tensión y corriente después de la compensación por retraso de muestras.

- Compensación por mediante Filtro Digital RFI.

Existen casos donde es posible que el desfase provocado por el TC no sea un múltiplo del tiempo de muestreo, por lo que no será posible resolver este problema mediante la adición de un retraso determinado por un número de muestras. Siendo el caso, existe una solución que provee un retardo de un ángulo fraccional mediante la implementación de un filtro digital RFI de longitud $N = 2$ descrito en [49], cuya forma en el tiempo discreto está representada por la ecuación (5.3).

$$y(n) = x(n) - \beta x(n-1) \quad (5.3)$$

Donde

$x(n)$ = Función de entrada en el tiempo discreto

$y(n)$ = Función de salida en el tiempo discreto

β = Componente de la respuesta finita al impulso unitario

El coeficiente β se determina mediante la siguiente expresión:

$$\beta = -\frac{(1-2D)\cos(\omega') \pm \sqrt{(1-2D)\cos^2(\omega') + 4D(1-2D)}}{2(1-2D)} \quad (5.4)$$

Donde

D = Grupo de retardo del filtro RFI

ω' = Relación de frecuencia angular de la frecuencia fundamental y la frecuencia de muestreo

Siendo ω' determinada por la ecuación (5.5).

$$\omega' = \frac{2\pi f}{F_s} \quad (5.5)$$

Donde f es la frecuencia fundamental del sistema y F_s la frecuencia de muestreo.

Una vez obtenida ω' , se procede a determinar el grupo de retardo, el cual está relacionado con el ángulo deseado para la compensación del desfase expresado en la ecuación (5.6).

$$D = \frac{\phi}{\omega'} \quad (5.6)$$

Siendo ϕ el ángulo de retardo deseado en radianes de la respuesta del filtro, y su valor es igual a $(\theta_{retardo} - k\Delta_{muestra})(180/\pi)$.

Debido a que la ganancia de la señal de salida del filtro no es unitaria, es necesario realizar una compensación de la magnitud denominada A' y es calculada por la ecuación (5.7).

$$A' = \left[(\cos \omega' + \beta)^2 + \sin^2 \omega' \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (5.7)$$

Incorporando el factor de ajuste a la ecuación (5.3), se tiene la forma deseada $y_{aj}(n)$ en el tiempo discreto del filtro RFI de para el ajuste del retraso fraccional.

$$y_{aj}(n) = A'[x(n) - \beta x(n-1)] \quad (5.8)$$

La obtención de los parámetros del filtro digital RFI de compensación está ligada a los dos primeros pasos descritos anteriormente. El grupo de retardo para cada fase se obtiene sustituyendo los valores contenidos en la Tabla 5.1 y la Tabla 5.2 en la ecuación (5.6). Sustituyendo la frecuencia fundamental de 60 Hz y la frecuencia de muestreo de 2400 Hz se determina el valor de ω' para la compensación del ángulo de la señal de tensión de las tres fases del sistema en la ecuación (5.5). Por último se obtiene el factor de compensación de la magnitud utilizando la expresión (5.7). Los resultados obtenidos para cada fase están contenidos en la Tabla 5.3.

Tabla 5.3 Valores de ϕ , β y A' de cada fase.

Fase	ϕ	β	A'
A	6.5°	2.58579487	0.279571255
B	7.5°	4.959017583	0.168102171
C	5.75°	1.763187647	0.3629342

La Figura 5.3 muestra el resultado de la implementación del filtro RFI para la compensación del ángulo residual ϕ que no puede ser ajustado mediante el retraso por muestras.

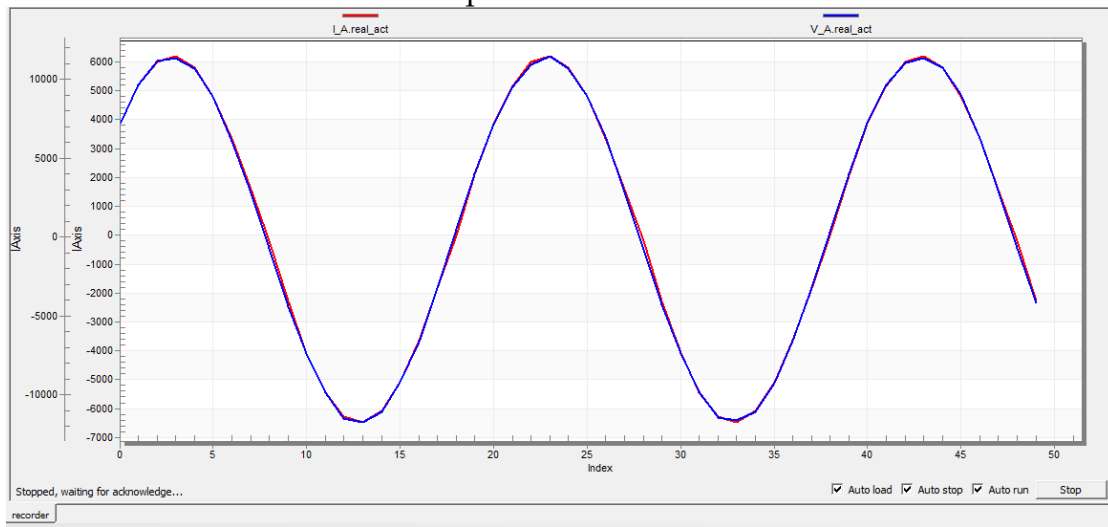


Figura 5.3 Formas de onda de tensión y corriente después de la compensación por filtrado digital.

5.3 ESCALAMIENTO DE MEDICIONES

El procedimiento de escalamiento de las mediciones se realiza mediante el análisis de los valores sin escalar que son obtenidos por los algoritmos del sistema de medición con el objetivo de determinar la ecuación de la recta que describa la mejor aproximación lineal su comportamiento. En esta sección se describe el escalamiento efectuado a los valores eficaces, la potencia activa y la potencia reactiva de las fases A, B y C, mediante el ajuste lineal por mínimos cuadrados descrito en [50]. Siendo la ecuación de la recta ajustada por la regresión lineal la siguiente:

$$\hat{y} = \beta_0 + \beta_1 x \quad (5.9)$$

Donde el valor de β_1 esta determinado por:

$$\beta_1 = \frac{n \sum_{i=1}^n x_i y_i - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n y_i}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \sum_{i=1}^n x_i} \quad (5.10)$$

Y β_0 , se obtiene mediante la expresión (5.11).

$$\beta_0 = \bar{y} - \beta_1 \bar{x} \quad (5.11)$$

Los valores de \bar{y} y \bar{x} son las medias de x y y , respectivamente.

Además se calcula el coeficiente de determinación R^2 el cual determina que proporción de la variabilidad de los datos es explicada por la regresión lineal [50]. Se obtiene mediante la ecuación (5.12).

$$R^2 = \frac{n \sum_{i=1}^n x_i y_i - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n y_i}{\sqrt{n \left(\sum_{i=1}^n x_i^2 \right) - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2} \times \sqrt{n \left(\sum_{i=1}^n y_i^2 \right) - \left(\sum_{i=1}^n y_i \right)^2}} \quad (5.12)$$

En las pruebas realizadas al sistema de medición, se consideró como variable independiente x a los valores obtenidos por los algoritmos de medición, y para la variable dependiente y se asignaron los valores reales de cada medición.

5.3.1 Escalamiento de la Tensión Eficaz

El escalamiento del valor de tensión eficaz consiste en tomar lecturas sin escalar calculadas por los algoritmos de medición y compararlas contra el valor de tensión eficaz real aplicado en las terminales del sistema de medición. Para tal efecto, se utilizan tres escalas diferentes con el propósito de obtener un mejor ajuste en relación al rango de tensión. La primera escala está definida entre los valores de 0 y 10 V, la segunda entre 10 y 100 V y finalmente la tercera entre 100 y 130V.

La Tabla 5.4 muestra los valores de la tensión de prueba aplicado a las terminales del sistema de medición, que están asentados en la columna denominada *Tensión Real*. De igual forma se encuentran recopiladas las mediciones obtenidas por los algoritmos de medición de cada fase, las cuales se encuentran en el apartado denominado *Lecturas sin escala*. La columna llamada *Lectura Deseada*, establece los valores de la tensión real multiplicado por un factor de 1000, con el propósito de considerar los primero tres dígitos decimales y evitar el uso de operaciones fraccionales que consumirían recursos importantes del microprocesador.

Tabla 5.4 Lecturas de la tensión eficaz sin escala

Tensión Real [V]	Lecturas sin escala			Lectura Deseada	Tensión Real [V]	Lectura sin escala			Lectura Deseada
	Fase A	Fase B	Fase C			Fase A	Fase B	Fase C	
0	144	150	151	0	50	3355	3467	3350	50000
1	162	181	173	1000	55	3633	3765	3625	55000
2	206	213	203	2000	60	3935	4088	3920	6665
3	245	259	248	3000	65	4255	4443	4240	65000
4	305	320	305	4000	70	4605	4820	4585	70000
5	376	390	375	5000	75	4980	5225	4965	75000
6	430	442	427	6000	80	5370	5655	5355	80000
7	481	500	485	7000	85	5795	6110	5780	85000
8	546	573	541	8000	90	6195	6376	6185	90000
9	615	650	616	9000	95	6433	6633	6415	95000
10	700	735	692	10000	100	6680	6895	6665	100000
15	995	1035	994	15000	105	6938	7181	6925	105000
20	1365	1435	1362	20000	110	7215	7479	7200	110000
25	1685	1743	1684	25000	115	7495	7788	7480	115000
30	1974	2058	1971	30000	120	7793	8115	7775	120000
35	2315	2425	2308	35000	125	8100	8445	8077	125000
40	2705	2855	2704	40000	130	8403	8791	8400	130000
45	3110	3205	3106	45000					

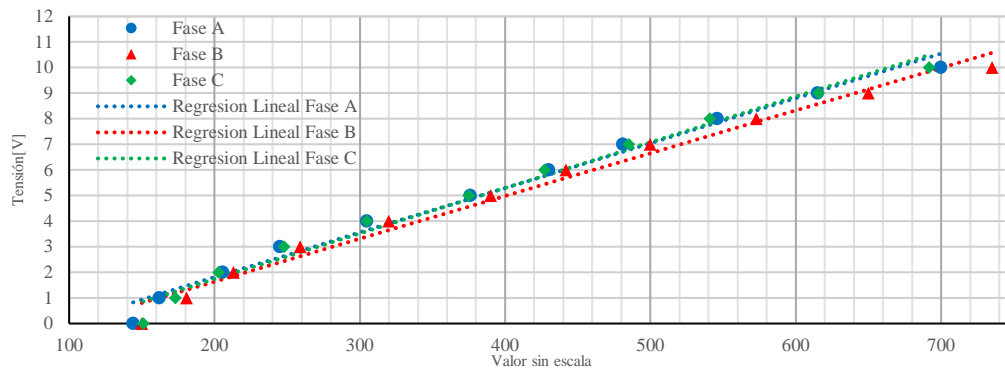


Figura 5.4 Regresión lineal de la tensión eficaz en un rango de 0 a 10 V

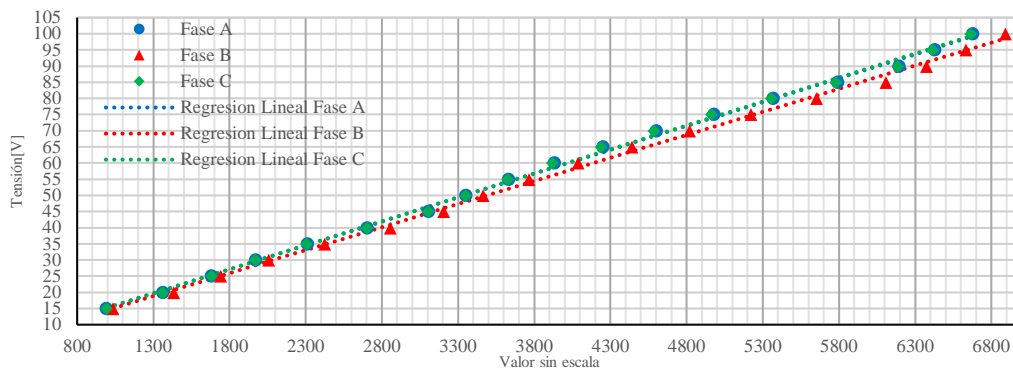


Figura 5.5 Regresión lineal de la tensión eficaz en un rango de 10 a 100 V

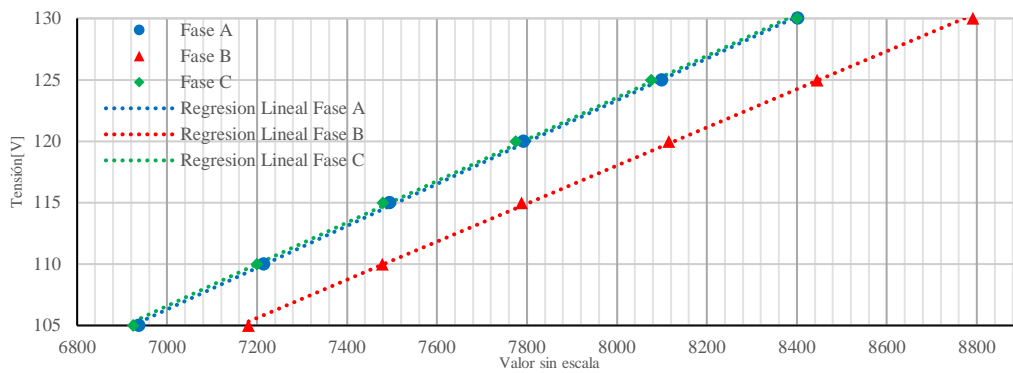


Figura 5.6 Regresión lineal de la tensión eficaz en un rango de 100 a 130 V

Las Figuras 5.4, 5.5 y 5.6 muestran las gráficas que contienen los datos utilizados para el escalamiento de la tensión en cada rango de escala establecido. De igual forma muestran la línea de tendencia obtenida por medio de la regresión lineal calculada para cada fase en cada rango de escala.

En el caso de los parámetros calculados por el procedimiento de la regresión lineal de la tensión, estos se encuentran concentrados en la Tabla 5.5, donde se presentan los valores de β_0 , β_1 y R^2 para cada una de las fases en sus diferentes escalas.

Tabla 5.5 Parámetros de la regresión lineal para medición de la tensión eficaz.

Fase	Rango de Escala	β_0	β_1	R^2
Fase A	0-10V	-1690.89717	17.4821541	0.98678814
	10-100V	508.544053	14.7848412	0.99854285
	100-130V	-12816.1726	17.0184798	0.99951963
Fase B	0-10V	-1701.62984	16.7047198	0.98481916
	10-100V	299.444364	14.2540113	0.99844863
	100-130V	-6062.61695	15.5102764	0.99930495
Fase C	0-10V	-1826.16921	17.8102138	0.98555247
	10-100V	481.602163	14.8283752	0.99842557
	100-130V	-12229.666	16.9740279	0.99913978

5.3.2 Escalamiento de la Corriente Eficaz

De una manera similar al escalamiento de las señales de tensión eficaz, para el caso del valor de la corriente eficaz se toman lecturas sin escala alguna de los datos obtenidos por los algoritmos de medición con el fin de obtener los parámetros de los coeficientes de la aproximación lineal por el método de mínimos cuadrados. Se establecen cuatro rangos de escala: 0-1 A, 1-10 A, 10-30 y 30-48 A.

En la Tabla 5.6 se observan los valores de la corriente real de entrada al dispositivo de medición. Se incluyen las lecturas sin escala obtenidas por los algoritmos y la lectura deseada con su respectivo ajuste de 1000 unidades para su procesamiento como número entero.

Tabla 5.6 Lecturas de la corriente eficaz sin escala

Corriente Real [A]	Lecturas sin escala			Lectura Deseada	Corriente Real [A]	Lectura sin escala			Lectura Deseada
	Fase A	Fase B	Fase C			Fase A	Fase B	Fase C	
0	7	5	3	0	8	3639	3668	3746	8000
0.1	134	147	127	100	8.5	3843	3877	3965	8500
0.2	156	158	164	200	9	4060	4094	4193	9000
0.3	194	195	199	300	9.5	4296	4330	4440	9500
0.4	221	223	228	400	10	4536	4581	4704	10000
0.5	255	259	267	500	12	5623	5691	5866	12000
0.6	298	302	313	600	14	6527	6573	6693	14000
0.7	348	355	368	700	16	7275	7335	7492	16000
0.8	395	399	407	800	18	8121	8195	8397	18000
0.9	429	433	443	900	20	9067	9156	9407	20000
1	466	471	483	1000	22	10125	10225	10534	22000
1.5	713	723	747	1500	24	11268	11388	11758	24000
2	913	922	941	2000	26	12400	12469	12687	26000
2.5	1136	1148	1179	2500	28	13072	13150	13407	28000
3	1408	1426	1468	3000	30	13794	13882	14179	30000
3.5	1633	1644	1673	3500	32	14515	14631	14957	32000
4	1819	1834	1871	4000	34	15336	15467	15839	34000
4.5	2030	2049	2096	4500	36	16203	16348	16767	36000
5	2265	2290	2349	5000	38	17133	17288	17763	38000
5.5	2527	2556	2628	5500	40	18094	18262	18799	40000
6	2812	2847	2933	6000	42	19104	19288	19886	42000
6.5	3097	3117	3168	6500	44	20158	20366	21025	44000
7	3265	3288	3348	7000	46	21270	21487	22222	46000
7.5	3445	3472	3540	7500	48	22430	22660	23469	48000

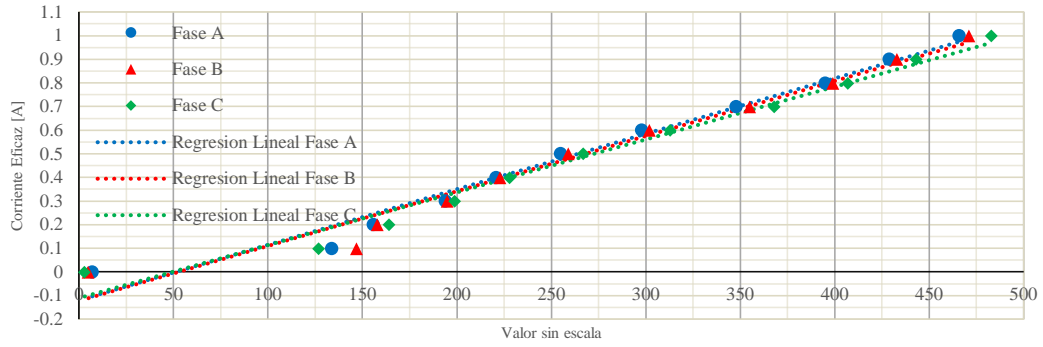


Figura 5.7 Regresión lineal de la corriente eficaz en un rango de 0 a 1 A.

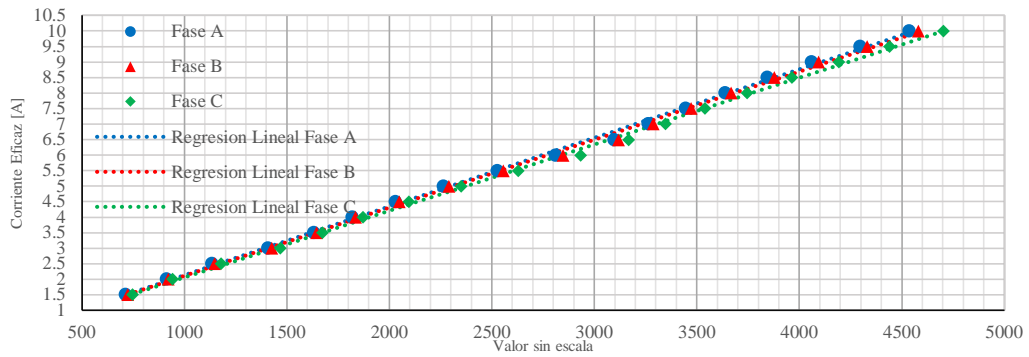


Figura 5.8 Regresión lineal de la corriente eficaz en un rango de 1 a 10 A.

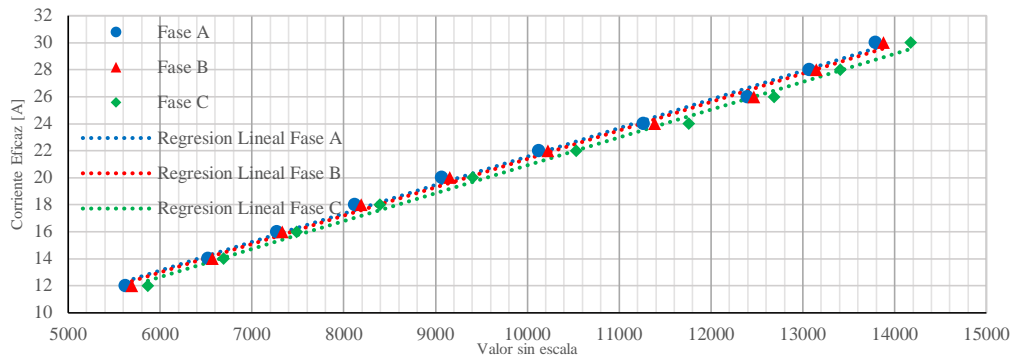


Figura 5.9 Regresión lineal de la corriente eficaz en un rango de 10 a 30 A.

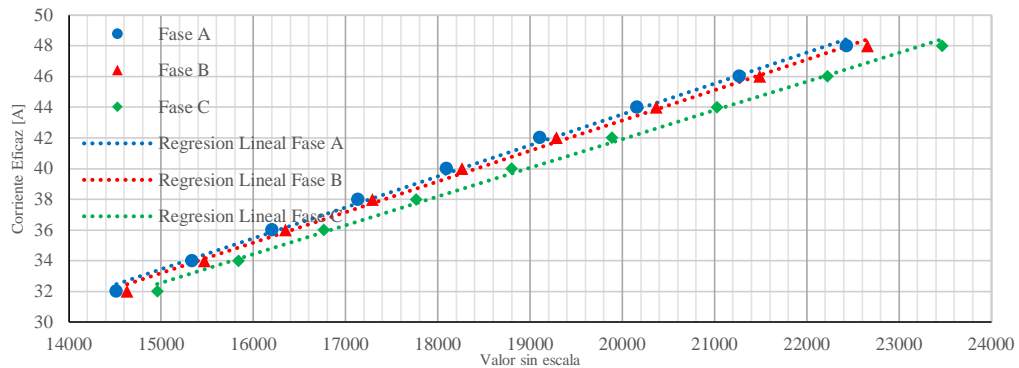


Figura 5.10 Regresión lineal de la corriente eficaz en un rango de 30 a 48 A.

En las Figuras 5.7 , 5.8, 5.9 y 5.10 se observan el comportamiento de los datos registrados para el proceso de escalamiento, cada figura representa el comportamiento de cada una de los cuatro rangos de escala determinados.

Una vez calculados cada uno de los parámetros de la regresión lineal, estos son concentrados en la Tabla 5.7.

Tabla 5.7 Parámetros de la regresión lineal para medición de la corriente eficaz.

Fase	Rango de Escala	β_0	β_1	R^2
Fase A	0-1A	-119.9350626	2.349047774	0.977417424
	1-10A	-74.33343576	2.210047049	0.998626522
	10-30A	428.4906455	2.114843876	0.996399079
	30-48A	3206.071695	2.016191587	0.997057144
Fase B	0-1A	-122.9280591	2.32514715	0.971488755
	1-10A	-82.26050709	2.193220431	0.998669003
	10-30A	337.957672	2.106995669	0.996519564
	30-48A	3392.541865	1.987171802	0.997096571
Fase C	0-1A	-110.7059159	2.237763183	0.979733408
	1-10A	-83.5980227	2.143435555	0.99878788
	10-30A	233.5183306	2.067962724	0.99638204
	30-48A	4449.355232	1.874078517	0.996947302

5.3.3 Escalamiento de la Potencia Activa

Para el caso de la potencia activa, esta sigue el mismo procedimiento de regresión lineal presentado por la tensión y la corriente, solo que los valores reales establecidos en las pruebas fueron supuestos bajo condiciones de tensión nominal fija y corriente de prueba con los mismos valores propuestos en el escalamiento de la corriente eficaz. Lo anterior se fundamenta estableciendo que bajo condiciones normales de operación, la tensión se mantiene fija y la magnitud de la corriente depende de la cantidad de carga conectada al sistema. Se establece una tensión fija de $127\angle 0^\circ V$ y una corriente entre $0\angle 0^\circ A$ y $48\angle 0^\circ A$, teniendo así una carga totalmente resistiva como condición en cada una de las pruebas de la potencia activa.

El rango de escalas queda definido de la misma forma que en el caso del escalamiento de la corriente eficaz: 0-1 A, 1-1 A, 10-30 A y 30-48 A.

La Tabla 5.8 muestra los valores reales de la corriente y potencia activa, tomando en cuenta que previamente la tensión fue declarada como un valor fijo. Se muestran los valores sin escala medidos en cada fase y la lectura deseada a partir del escalamiento.

Tabla 5.8 Lecturas de la potencia activa sin escala

Corriente Real [A]	Potencia Activa Real [W]	Lecturas sin escala			Lectura Deseada	Corriente Real [A]	Potencia Activa Real [W]	Lectura sin escala			Lectura Deseada
		Fase A	Fase B	Fase C				Fase A	Fase B	Fase C	
0	0	29421	3203	10030	0	8	1016	29602362	31309716	30670228	1016000
0.1	12.7	378071	383851	430056	12700	8.5	1079.5	31512654	33235786	32607639	1079500
0.2	25.4	738657	782280	816116	25400	9	1143	33302371	35201029	34524964	1143000
0.3	38.1	1107335	1170613	1193393	38100	9.5	1206.5	35208521	37179395	36424007	1206500
0.4	50.8	1475799	1564588	1573312	50800	10	1270	37043097	39126267	38352458	1270000
0.5	63.5	1846364	1955112	1952208	63500	12	1524	44449770	46934763	46011470	1524000
0.6	76.2	2213778	2345083	2332181	76200	14	1778	51879414	54735636	53656161	1778000
0.7	88.9	2580420	2732640	2712612	88900	16	2032	59361997	62587469	61364377	2032000
0.8	101.6	2949430	3126347	3095831	101600	18	2286	66676388	70405637	69016614	2286000
0.9	114.3	3324122	3514598	3474293	114300	20	2540	74083340	78271599	76672686	2540000
1	127	3691975	3904790	3857327	127000	22	2794	81505569	86005705	84316927	2794000
1.5	190.5	5548680	5865412	5772302	190500	24	3048	88933746	93833607	92056928	3048000
2	254	7396077	7824795	7686706	254000	26	3302	96453678	101590287	99758622	3302000
2.5	317.5	9252822	9778288	9602213	317500	28	3556	103775999	109518480	107315615	3556000
3	381	11094064	11736059	11502033	381000	30	3810	111233136	117219834	115157096	3810000
3.5	444.5	12947099	13697502	13414361	444500	32	4064	118554513	124797216	122563872	4064000
4	508	14807351	15651432	15321541	508000	34	4318	126035956	132750470	130545999	4318000
4.5	571.5	16655150	17611286	17236197	571500	36	4572	133307957	140672427	138031767	4572000
5	635	18523888	19575199	19150714	635000	38	4826	140691501	148458142	145822644	4826000
5.5	698.5	20367724	21517090	21071719	698500	40	5080	148140315	156385369	153475575	5080000
6	762	22230594	23467394	22993830	762000	42	5334	155493018	164041587	161101504	5334000
6.5	825.5	24058929	25425519	24914637	825500	44	5588	162863395	171759430	168828309	5588000
7	889	25911652	27378217	26837256	889000	46	5842	170165780	179575854	176272640	5842000
7.5	952.5	27751930	29299231	28751502	952500	48	6096	177567679	187163456	184043679	6096000

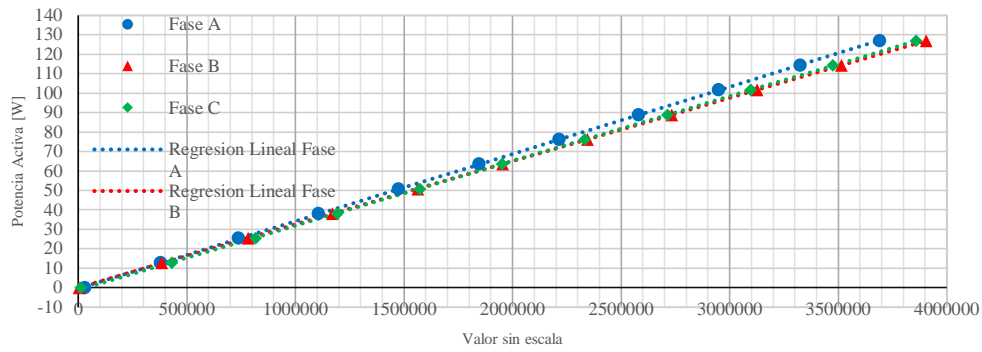


Figura 5.11 Regresión lineal de la potencia activa en base a un rango de corriente de 0 a 1 A.

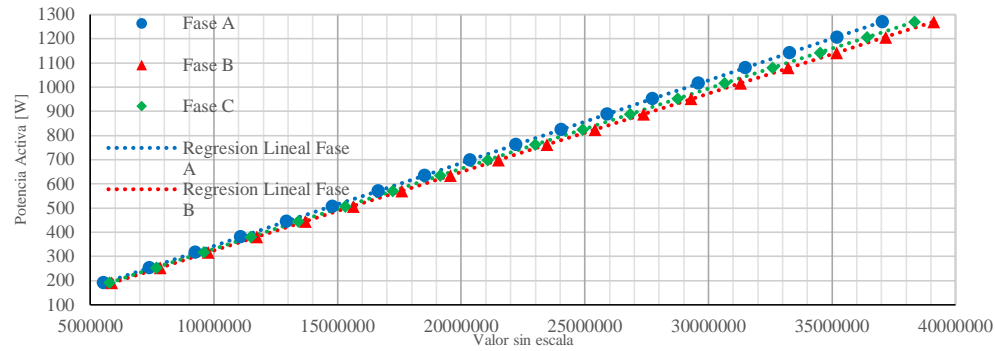


Figura 5.12 Regresión lineal de la potencia activa en base a un rango de corriente de 1 a 10 A.

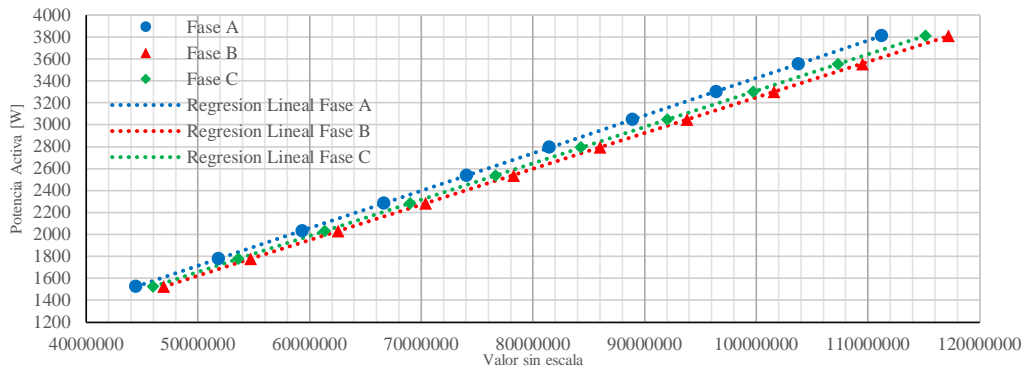


Figura 5.13 Regresión lineal de la potencia activa en base a un rango de corriente de 10 a 30 A.

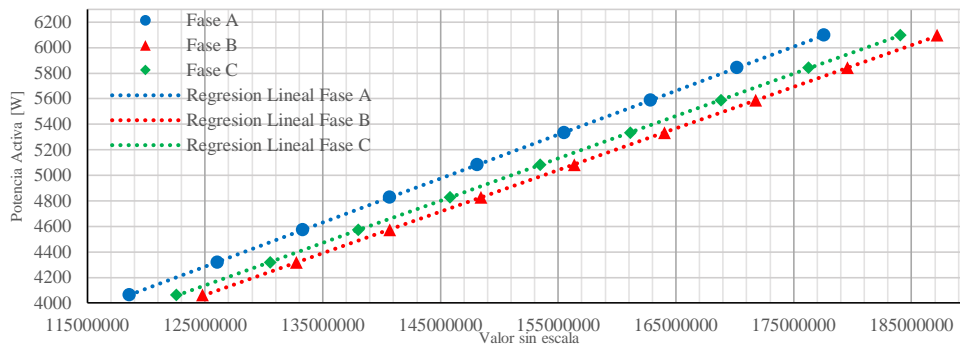


Figura 5.14 Regresión lineal de la potencia activa en base a un rango de corriente de 30 a 48 A.

En la Tabla 5.9 se muestran los valores obtenidos de β_0 , β_1 y R^2 para el escalamiento de la potencia activa.

Tabla 5.9 Parámetros de la regresión lineal para medición de potencia activa.

Fase	Rango de Escala	β_0	β_1	R^2
Fase A	0-1A	-401.9394958	0.034566436	0.999963247
	1-10A	494.1474577	0.034277381	0.999997348
	10-30A	1868.144532	0.034240656	0.999996353
	30-48A	-22013.62657	0.034451853	0.999995617
Fase B	0-1A	2.452423448	0.032512666	0.999995428
	1-10A	-68.03694934	0.03246823	0.99999849
	10-30A	-2530.658865	0.032511519	0.99999697
	30-48A	-8884.945136	0.032583833	0.999961411
Fase C	0-1A	-1270.909002	0.033219941	0.999924621
	1-10A	-11.78789888	0.033123931	0.999998187
	10-30A	2432.338692	0.0330868	0.999996003
	30-48A	-2713.333122	0.033131661	0.99997417

5.3.4 Escalamiento de la Potencia Reactiva

Se establece el mismo criterio propuesto en el escalamiento de la potencia activa, con la diferencia que en la potencia reactiva se toma en cuenta la simulación de una carga totalmente inductiva, estableciendo una tensión fija de $127\angle 0^\circ V$ y una corriente entre $0\angle -90^\circ A$ y $48\angle -90^\circ A$.

Las magnitudes de los rangos de corriente de prueba siguen siendo los mismos que se tomaron en cuenta para la potencia activa, agregando en esta el desfase de 90° antes mencionado.

La Tabla 5.1 muestra los valores reales de prueba y las lecturas tomadas en cada una de las fases para cada valor de potencia reactiva en base al valor de corriente.

Tabla 5.10 Lecturas de la potencia reactiva sin escala

Corriente Real [A]	Potencia Reactiva Real [VAR]	Lecturas sin escala			Lectura Deseada	Corriente Real [A]	Potencia Reactiva Real [VAR]	Lectura sin escala			Lectura Deseada
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A			Fase B	Fase C			
0	0	3116	3134	3046	0	8	1016	29798802	31179673	30542353	1016000
0.1	12.7	354772	379508	419117	12700	8.5	1079.5	31661286	33115936	32452178	1079500
0.2	25.4	723273	769154	798630	25400	9	1143	33537143	35058182	34375019	1143000
0.3	38.1	1087707	1158922	1176376	38100	9.5	1206.5	35407818	37023512	36285593	1206500
0.4	50.8	1454539	1551124	1551990	50800	10	1270	37254882	39003073	38213350	1270000
0.5	63.5	1824194	1937841	1930671	63500	12	1524	44683900	46727455	45777694	1524000
0.6	76.2	2190287	2327054	2313644	76200	14	1778	52104207	54558585	53442950	1778000
0.7	88.9	2555528	2717270	2688988	88900	16	2032	59541421	62318062	61104888	2032000
0.8	101.6	2923873	3103277	3071895	101600	18	2286	66982883	70093576	68663903	2286000
0.9	114.3	3294216	3499077	3447261	114300	20	2540	74469218	77882713	76362068	2540000
1	127	3657503	3883066	3830536	127000	22	2794	81890455	85622730	84015467	2794000
1.5	190.5	5503002	5831170	5723754	190500	24	3048	89358052	93520981	91557309	3048000
2	254	7345602	7782385	7634415	254000	26	3302	96742813	101206780	99184463	3302000
2.5	317.5	9185134	9730075	9533006	317500	28	3556	104229776	108939618	106952339	3556000
3	381	11032920	11687165	11444962	381000	30	3810	111661613	116698945	114500715	3810000
3.5	444.5	12875915	13637948	13354380	444500	32	4064	118954162	124413472	122178161	4064000
4	508	14752325	15573765	15255003	508000	34	4318	126308399	132194389	129747859	4318000
4.5	571.5	16641419	17534811	17158212	571500	36	4572	133760014	139862631	137433038	4572000
5	635	18512618	19492696	19082074	635000	38	4826	141127550	147636863	144910137	4826000
5.5	698.5	20376403	21455905	20982569	698500	40	5080	148577638	155405129	152680405	5080000
6	762	22269797	23383369	22887627	762000	42	5334	155865432	163054702	160215913	5334000
6.5	825.5	24129594	25331944	24807777	825500	44	5588	163240468	170676835	167745917	5588000
7	889	26005176	27295374	26731256	889000	46	5842	170682024	178441643	175423629	5842000
7.5	952.5	27916419	29205994	28651170	952500	48	6096	178047208	186138043	183173127	6096000

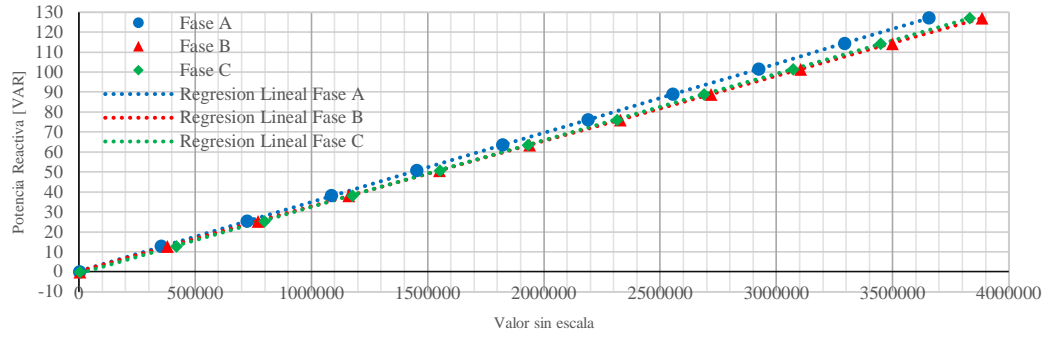


Figura 5.15 Regresión lineal de la potencia reactiva en base a un rango de corriente de 0 a 1 A.

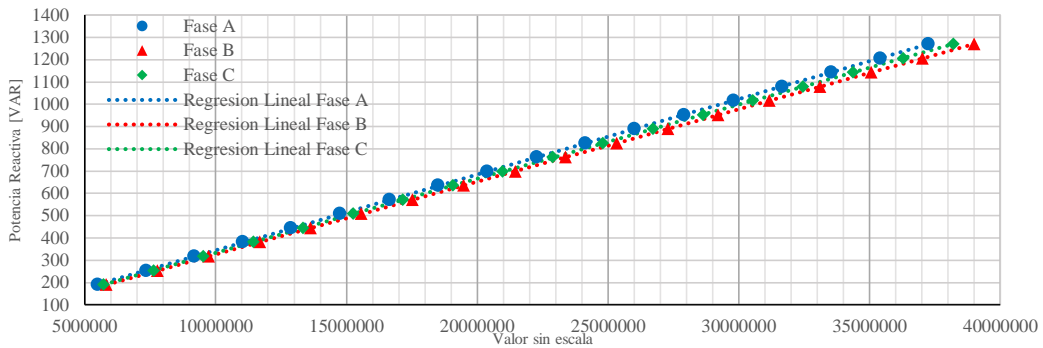


Figura 5.16 Regresión lineal de la potencia reactiva en base a un rango de corriente de 1 a 10 A.

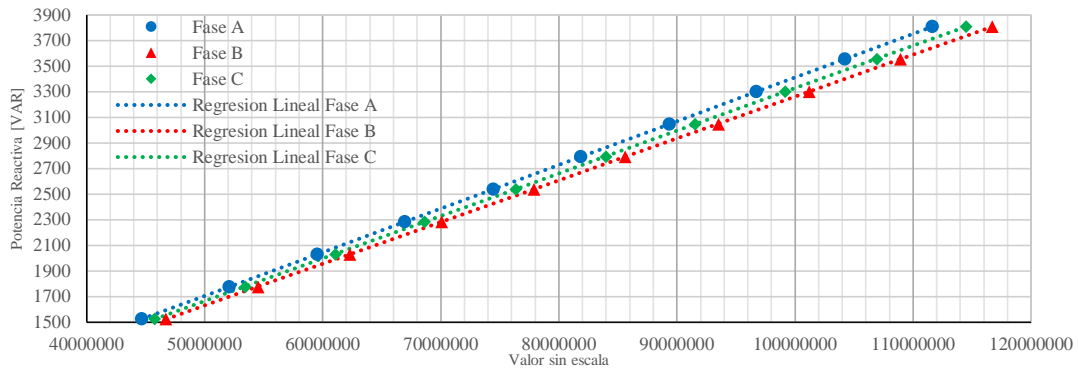


Figura 5.17 Regresión lineal de la potencia reactiva en base a un rango de corriente de 10 a 30 A.

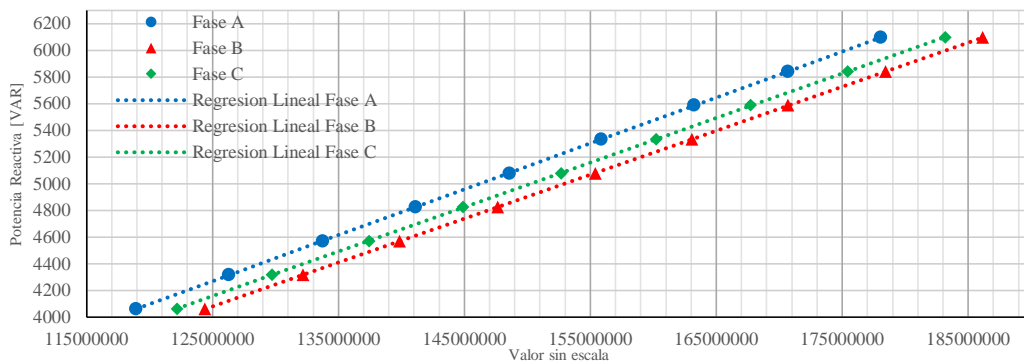


Figura 5.18 Regresión lineal de la potencia reactiva en base a un rango de corriente de 30 a 48 A.

Las Figuras 5. 15, 5. 16, 5. 17 y 5.18 muestran la dispersión de los valores medidos sin escalamiento, indicando en línea punteada la línea recta obtenida por la regresión lineal para cada fase respectivamente.

En la Tabla 5.11 se concentran los valores de los coeficientes calculados por el método de mínimos cuadrados para cada rango de escala en cada fase.

Tabla 5.11 Parámetros de la regresión lineal para medición de la potencia reactiva.

Fase	Rango de Escala	β_0	β_1	R^2
Fase A	0-1A	260.5758042	0.034662085	0.999987538
	1-10A	6322.667296	0.033915877	0.999990231
	10-30A	-209.9171508	0.03412219	0.99999927
	30-48A	-26681.56751	0.03438681	0.999996971
Fase B	0-1A	169.8665668	0.032660581	0.999991952
	1-10A	407.4838334	0.032572321	0.999998418
	10-30A	-3890.476272	0.032668668	0.999996785
	30-48A	-35710.68676	0.032937913	0.999994819
Fase C	0-1A	-918.049951	0.033373842	0.999941913
	1-10A	763.5548962	0.03323277	0.999998809
	10-30A	448.5194154	0.033266948	0.999996372
	30-48A	-9922.84051	0.033352044	0.999989497

5.4 PRUEBAS DE MEDICIÓN

Después de haber realizado el proceso de escalamiento, el sistema de medición es sometido a pruebas de error, donde se cuantifica la diferencia entre los valores reales y los valores medidos por el dispositivo. Se ejecutan las pruebas de medición para los valores eficaces, potencia activa, potencia reactiva, potencia aparente y factor de potencia.

Se realiza una comparación de los resultados obtenidos por los algoritmos de medición basados en filtros digitales a diferentes frecuencias, con el propósito de observar el comportamiento de estos ante los cambios de ± 0.5 Hz con una frecuencia fundamental de 60 Hz.

5.4.1 Tensión Eficaz

Se realizan las mediciones de la tensión eficaz a diferentes valores de tensión generados por la fuente patrón. Se ejecutan las mismas mediciones para cada caso, tomando en cuenta valores de frecuencia de 60 Hz, 60.5 Hz y 59.5 Hz.

La Tabla 5.12 muestra los resultados de los valores medidos y de su error relativo comparado con el valor real para el caso de una frecuencia de operación de 60 Hz. Los resultados de las pruebas con una frecuencia de 60.5 Hz se concentran en la Tabla 5.13. Finalmente para el caso de estudio a 59.5 Hz, estos valores están asentados en la Tabla 5.14.

Tabla 5.12 Resultados de las mediciones de tensión eficaz y su error relativo para caso de 60 Hz

Tensión Eficaz Real [V]	Tensión Eficaz Medida [V]			Error Relativo[%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
5	4.887	4.894	4.913	2.260	2.120	1.740
10	10.284	10.275	10.261	2.840	2.750	2.610
30	29.890	29.890	29.888	0.367	0.367	0.373
50	50.008	49.960	50.175	0.016	0.080	0.350
80	79.730	80.147	80.110	0.337	0.184	0.137
100	99.946	100.221	100.088	0.054	0.221	0.088
110	109.937	110.093	110.147	0.057	0.085	0.134
127	126.599	127.387	127.414	0.316	0.305	0.326

Tabla 5.13 Resultados de las mediciones de tensión eficaz y su error relativo para caso de 60.5 Hz

Tensión Eficaz Real [V]	Tensión Eficaz Medida [V]			Error Relativo [%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
5	4.852	4.879	4.852	2.960	2.420	2.960
10	10.159	10.242	10.263	1.590	2.420	2.630
30	29.872	29.886	29.882	0.427	0.380	0.393
50	49.857	49.889	50.038	0.286	0.222	0.076
80	79.940	80.320	79.832	0.075	0.400	0.210
100	99.612	99.738	99.986	0.388	0.262	0.014
110	109.678	109.619	109.724	0.293	0.346	0.251
127	126.663	126.503	126.583	0.265	0.391	0.328

Tabla 5.14 Resultados de las mediciones de tensión eficaz y su error relativo para caso de 59.5 Hz

Tensión Eficaz Real [V]	Tensión Eficaz Medida [V]			Error Relativo [%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
5	4.917	4.929	4.995	1.660	1.420	0.100
10	10.294	10.359	10.372	2.940	3.590	3.720
30	29.889	29.899	29.886	0.370	0.337	0.380
50	50.126	50.102	50.013	0.252	0.204	0.026
80	80.036	80.646	80.274	0.045	0.808	0.343
100	100.335	100.209	100.229	0.335	0.209	0.229
110	110.006	110.120	110.078	0.005	0.109	0.071
127	127.121	126.985	127.128	0.095	0.012	0.101

El error relativo presentado en cada prueba de medición para los casos de 60 Hz, 60.5 Hz y 59.5 Hz se ilustran en las gráficas de las figuras 5.19, 5.20 y 5.21 respectivamente.

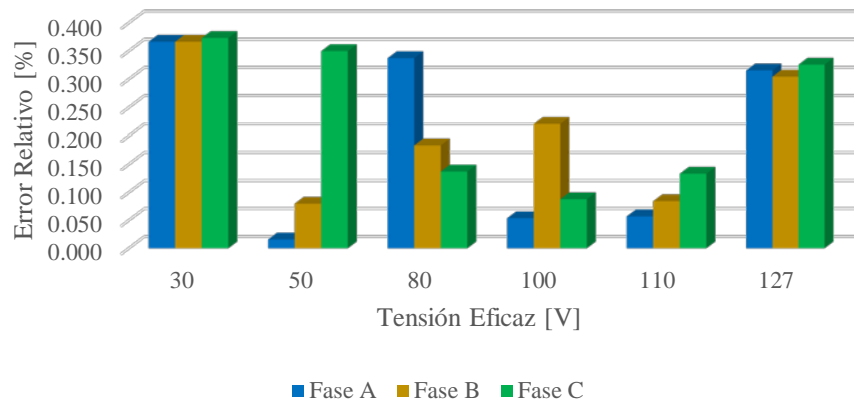


Figura 5.19 Error relativo de la tensión eficaz con una frecuencia de 60 Hz

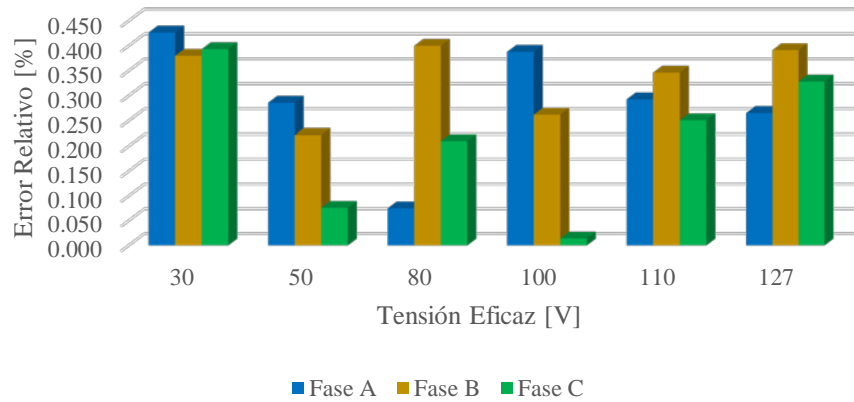


Figura 5.20 Error relativo de la tensión eficaz con una frecuencia de 60.5 Hz

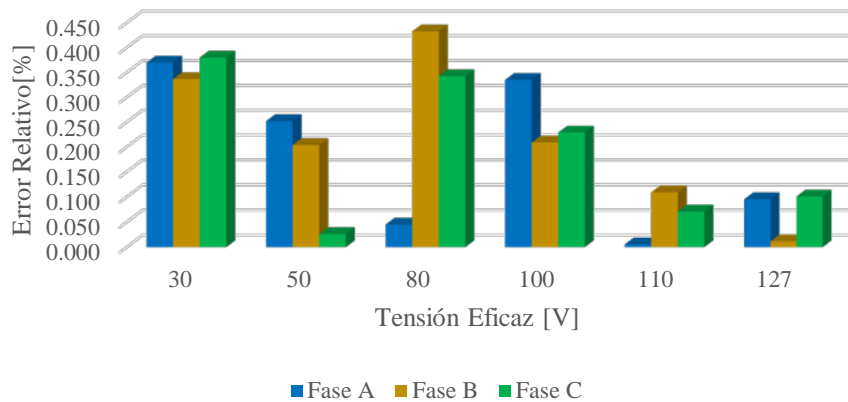


Figura 5.21 Error relativo de la tensión eficaz con una frecuencia de 59.5 Hz

En base a lo observado en las gráficas de error relativo en las diferentes frecuencias de prueba, el sistema de medición logra obtener errores de medición menores del .5 % en el rango de entre 30 y 130 V. Esta condición es válida para las tres frecuencias de prueba y para cada una de las fases del sistema.

5.4.2 Corriente Eficaz

Para las pruebas de la corriente eficaz, se tomaron en cuenta los mismos casos de frecuencia de operación. Las Tablas 5.15, 5.16 y 5.17 muestran los resultados obtenidos para cada frecuencia de análisis, en ellas se concentran los datos obtenidos por las mediciones de los algoritmos y su respectivo error en relación al valor real de la corriente eficaz.

Tabla 5.15 Resultados de las mediciones de corriente eficaz y su error relativo para caso de 60 Hz

Corriente Eficaz Real [A]	Corriente Eficaz Medida [A]			Error Relativo [%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
0.1	0.107	0.109	0.104	7.000	9.000	4.000
0.5	0.499	0.498	0.498	0.200	0.400	0.400
1	0.998	0.999	0.998	0.200	0.100	0.200
5	4.989	4.999	4.993	0.220	0.020	0.140
10	9.987	9.974	9.981	0.130	0.260	0.190
20	19.965	19.927	19.985	0.175	0.365	0.075
30	29.955	29.945	29.991	0.150	0.183	0.030
45	44.989	44.834	44.954	0.024	0.369	0.102

Tabla 5.16 Resultados de las mediciones de corriente eficaz y su error relativo para caso de 60.5 Hz

Corriente Eficaz Real [A]	Corriente Eficaz Medida [A]			Error Relativo [%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
0.1	0.108	0.104	0.105	8.000	4.000	5.000
0.5	0.498	0.498	0.499	0.400	0.400	0.200
1	0.996	0.997	0.996	0.400	0.300	0.400
5	4.989	4.993	4.994	0.220	0.140	0.120
10	9.985	9.971	9.979	0.150	0.290	0.210
20	19.969	19.993	19.954	0.155	0.035	0.230
30	29.953	29.947	30.030	0.157	0.177	0.100
45	44.906	44.873	44.829	0.209	0.282	0.380

Tabla 5.17 Resultados de las mediciones de corriente eficaz y su error relativo para caso de 59.5 Hz

Corriente Eficaz Real [A]	Corriente Eficaz Medida [A]			Error Relativo [%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
0.1	0.108	0.109	0.105	8.000	9.000	5.000
0.5	0.499	0.498	0.499	0.200	0.400	0.200
1	0.999	0.997	0.998	0.100	0.300	0.200
5	4.981	4.993	4.986	0.380	0.140	0.280
10	9.983	9.979	9.981	0.170	0.210	0.190
20	19.977	19.922	19.960	0.115	0.390	0.200
30	29.940	29.945	29.903	0.200	0.183	0.323
45	44.868	44.871	44.876	0.293	0.287	0.276

En las Figuras 5.22, 5.23 y 5.24 se observan los valores concentrados de los errores relativos respectivamente para cada frecuencia de prueba.

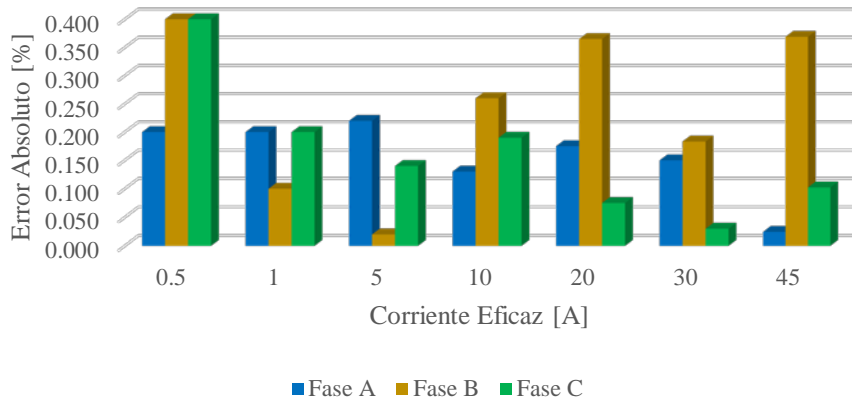


Figura 5.22 Error relativo de la corriente eficaz con una frecuencia de 60 Hz

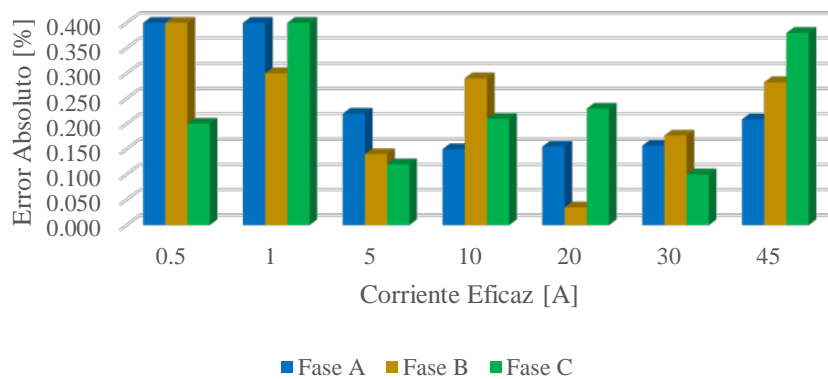


Figura 5.23 Error relativo de la corriente eficaz con una frecuencia de 60.5 Hz

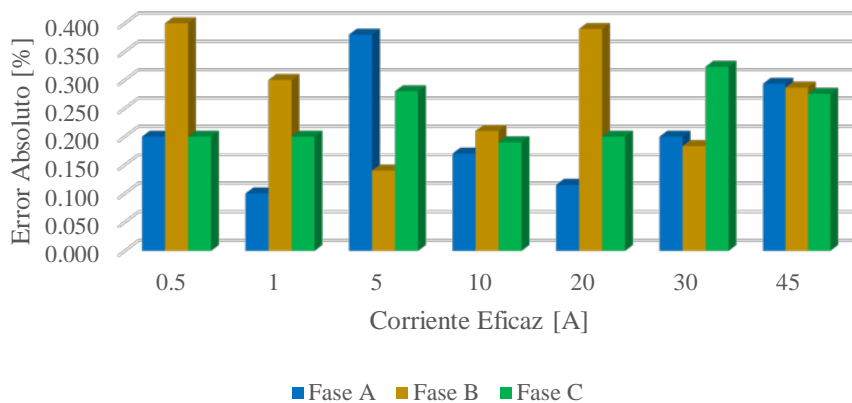


Figura 5.24 Error relativo de la corriente eficaz con una frecuencia de 59.5 Hz

Los errores relativos arrojados por los algoritmos de medición en un rango de entre 0.5 y 45 A, presentan errores menores al .4% en todos los casos, inclusive teniendo mediciones con menos del .05 % de error.

5.4.3 Potencia Activa, Potencia Reactiva, Potencia Aparente y Factor de Potencia

Para la obtención del error relativo de los parámetros relacionados con el triángulo de potencia, se tomó en cuenta una tensión eficaz fija igual a la tensión nominal del dispositivo de medición; para el caso de la corriente, esta se hizo variar con diferentes magnitudes con un ángulo de 30° en retraso, simulando una carga inductiva con un factor de potencia igual a 0.8660.

Se tomaron mediciones de los resultados obtenidos por los algoritmos de medición en cada una de las frecuencias de estudio (60, 60.5 y 59.5 Hz). Así mismo se obtuvo el error relativo de cada medición tomando en cuenta el valor real en de cada prueba. Las Tablas 5. 18, 5.19 y 5.20 presentan los valores medidos de la potencia activa, potencia reactiva, potencia aparente y factor de potencia con sus respectivos errores relativos en base a los valores reales de cada prueba.

Tabla 5. 18 Resultados de las mediciones de potencia activa, potencia reactiva, factor de potencia y potencia aparente a una frecuencia de 60 Hz

Fase	Valores Reales						Valores Medidos				Error Relativo [%]			
	Tensión Eficaz [V]	Corriente Eficaz [A]	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P	Q	S	fp
A	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.8660	54.800	31.037	62.608	0.875	0.350	2.246	1.405	1.070
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.8660	109.624	63.344	126.209	0.869	0.328	0.246	0.623	0.296
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.8660	548.068	316.820	632.350	0.867	0.338	0.214	0.417	0.080
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.8660	1098.671	634.061	1267.146	0.867	0.107	0.148	0.225	0.118
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.8660	2196.027	1267.899	2539.085	0.865	0.167	0.165	0.036	0.131
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.8660	3289.457	1899.437	3809.229	0.864	0.306	0.292	0.020	0.286
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.8660	4386.768	2533.706	5078.711	0.864	0.287	0.248	0.025	0.262
B	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.8660	54.881	32.137	62.853	0.873	0.203	1.219	1.019	0.824
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.8660	109.789	63.214	127.131	0.864	0.178	0.45	0.103	0.281
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.8660	548.510	318.407	634.710	0.864	0.258	0.286	0.046	0.212
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.8660	1097.518	636.844	1264.624	0.868	0.212	0.290	0.423	0.212
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.8660	2195.901	1275.179	2539.373	0.865	0.173	0.408	0.025	0.148
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.8660	3289.431	1907.222	3812.851	0.863	0.307	0.117	0.075	0.381
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.8660	4390.631	2545.551	5079.568	0.864	0.200	0.219	0.009	0.191
C	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.8660	54.886	31.553	63.370	0.866	0.194	0.620	0.205	0.011
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.8660	109.948	63.702	126.740	0.868	0.034	0.318	0.205	0.171
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.8660	548.871	318.245	635.916	0.863	0.192	0.235	0.144	0.336
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.8660	1098.669	637.494	1269.805	0.865	0.108	0.393	0.015	0.092
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.8660	2195.978	1275.206	2541.646	0.864	0.169	0.410	0.065	0.234
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.8660	3288.674	1910.257	3810.022	0.863	0.330	0.276	0.001	0.330
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.8660	4387.048	2549.217	5079.381	0.864	0.281	0.363	0.012	0.269
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.8660	4939.656	2864.635	5718.029	0.864	0.196	0.250	0.053	0.248

Tabla 5.19 Resultados de las mediciones de potencia activa, potencia reactiva, factor de potencia y potencia aparente a una frecuencia de 60.5 Hz

Fase	Valores Reales						Valores Medidos				Error Relativo [%]			
	Tensión Eficaz [V]	Corriente Eficaz [A]	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P	Q	S	fp
A	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	54.902	30.592	63.324	0.867	0.165	3.647	0.278	0.113
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	109.912	61.368	126.155	0.871	0.067	3.357	0.666	0.603
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	550.236	307.372	632.171	0.870	0.056	3.190	0.445	0.504
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1102.241	614.766	1267.516	0.870	0.217	3.186	0.196	0.414
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2203.273	1227.719	2539.225	0.868	0.162	3.329	0.030	0.193
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3302.390	1845.881	3804.997	0.868	0.086	3.103	0.131	0.217
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4391.115	2451.119	5074.123	0.865	0.189	3.499	0.116	0.073
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4939.689	2746.600	5712.578	0.865	0.195	3.881	0.042	0.153
B	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	54.881	31.293	62.771	0.874	0.203	1.439	1.148	0.956
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	109.761	62.693	126.859	0.865	0.204	1.271	0.111	0.093
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	551.502	307.347	633.000	0.871	0.287	3.198	0.315	0.603
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1102.516	610.914	1266.332	0.871	0.242	3.793	0.289	0.533
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2203.719	1224.114	2532.696	0.870	0.183	3.613	0.288	0.471
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3309.344	1830.210	3805.525	0.870	0.297	3.926	0.117	0.415
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4408.424	2449.284	5071.041	0.869	0.205	3.571	0.176	0.382
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4948.420	2755.955	5704.252	0.867	0.018	3.554	0.188	0.170
C	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	54.875	30.905	126.885	0.890	0.214	2.661	2.888	2.754
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	109.779	61.955	126.885	0.870	0.188	2.433	0.690	0.506
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	550.270	307.553	126.838	0.870	0.063	3.133	0.427	0.492
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1100.386	611.289	126.787	0.870	0.049	3.734	0.417	0.468
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2206.034	1225.209	126.889	0.870	0.288	3.527	0.147	0.436
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3310.460	1834.464	126.889	0.872	0.330	3.703	0.311	0.643
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4403.251	2456.313	126.974	0.869	0.087	3.295	0.238	0.326
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4953.974	2758.142	126.855	0.869	0.094	3.477	0.241	0.335

Tabla 5.20 Resultados de las mediciones de potencia activa, potencia reactiva, factor de potencia y potencia aparente a una frecuencia de 59.5 Hz

Fase	Valores Reales						Valores Medidos				Error Relativo [%]			
	Tensión Eficaz [V]	Corriente Eficaz [A]	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P	Q	S	fp
I	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	54.863	32.228	62.413	0.879	0.236	1.506	1.712	1.502
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	109.835	64.993	126.402	0.869	0.137	2.351	0.471	0.336
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	548.347	327.542	633.048	0.866	0.287	3.163	0.307	0.020
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1096.861	658.647	1267.578	0.865	0.272	3.724	0.191	0.081
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2192.429	1314.473	2532.485	0.866	0.331	3.502	0.296	0.035
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3289.166	1974.800	3806.668	0.864	0.315	3.664	0.087	0.228
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4386.066	2629.063	5083.144	0.863	0.303	3.506	0.062	0.365
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4935.556	2948.998	5719.764	0.863	0.278	3.202	0.083	0.361
B	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	54.750	32.149	61.824	0.886	0.441	1.257	2.640	2.258
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	109.535	66.081	125.871	0.870	0.409	4.065	0.889	0.484
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	547.749	328.904	635.244	0.862	0.396	3.592	0.038	0.434
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1095.319	656.715	1266.395	0.865	0.412	3.420	0.284	0.129
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2190.710	1313.641	2537.014	0.863	0.409	3.436	0.118	0.292
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3287.733	1980.981	3812.177	0.862	0.358	3.989	0.057	0.415
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4389.210	2638.969	5086.590	0.863	0.232	3.896	0.130	0.361
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4935.002	2970.282	5717.371	0.863	0.290	3.947	0.041	0.331
C	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	54.754	32.985	61.875	0.885	0.434	3.890	2.560	2.182
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	109.593	65.580	125.847	0.871	0.357	3.276	0.908	0.556
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	547.621	329.109	632.009	0.866	0.419	3.656	0.471	0.052
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1095.796	656.358	1267.410	0.865	0.369	3.363	0.204	0.165
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2190.951	1316.399	2532.446	0.865	0.398	3.653	0.297	0.101
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3288.831	1980.496	3807.514	0.864	0.325	3.963	0.065	0.260
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4382.519	2623.862	5077.101	0.863	0.384	3.302	0.057	0.327
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4933.164	2950.158	5720.359	0.862	0.327	3.243	0.094	0.420

- Error obtenido en la medición de la potencia activa

Las Figuras 5.25, 5.26 y 5.27 concentran los errores relativos de la medición de potencia activa para cada caso de estudio. En ellas se observa que el error de la potencia real no rebasa el .5 % en todos los casos considerando el valor inferior del rango de corriente a partir de 1 A.

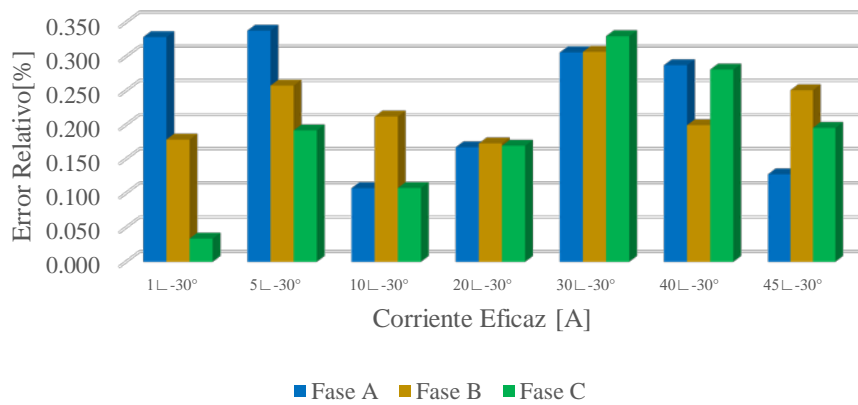


Figura 5.25 Error relativo de potencia activa con una frecuencia de 60 Hz

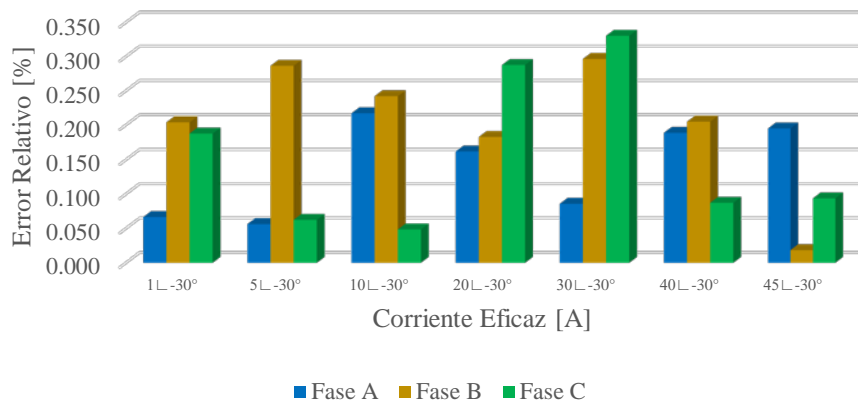


Figura 5.26 Error relativo de potencia activa con una frecuencia de 60.5 Hz

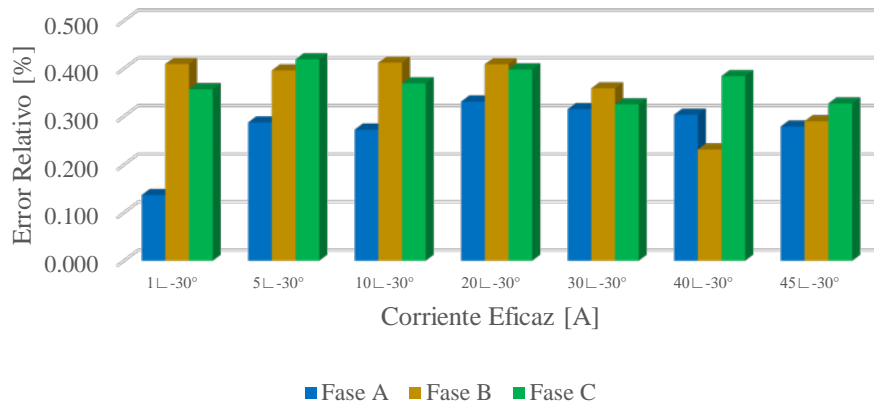


Figura 5.27 Error relativo de potencia activa con una frecuencia de 59.5 Hz

- Error obtenido en la medición de la potencia reactiva

El caso estudio de la potencia reactiva presenta un comportamiento particular en la frecuencia nominal de 60 Hz, en la que los errores de medición no rebasan el .5 %, teniendo resultados que cumplen con el objetivo del proyecto. Sin embargo, esto no sucede de la misma forma en los casos de estudio de 60.5 y 59.5 Hz, donde el error relativo oscila entre el 3 y el 4% en la mayoría de las mediciones, quedando fuera del margen de error deseado del .5 %. Dicho comportamiento es observado de acuerdo a las gráficas contenidas en las Figuras 5.28, 5.29 y 5.30.

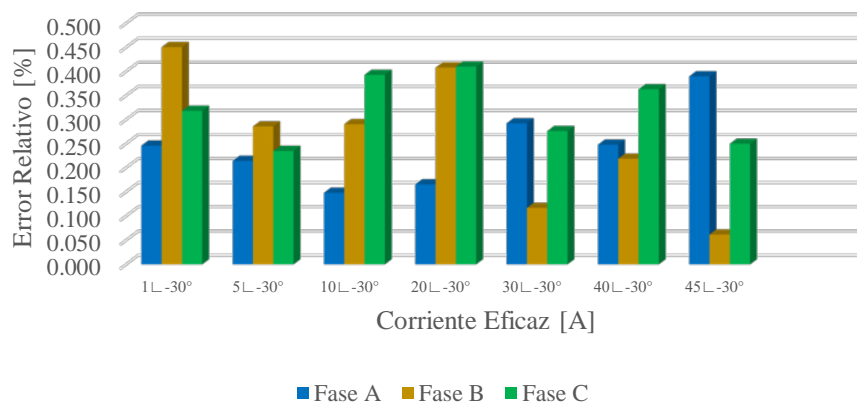


Figura 5.28 Error relativo de potencia reactiva con una frecuencia de 60 Hz

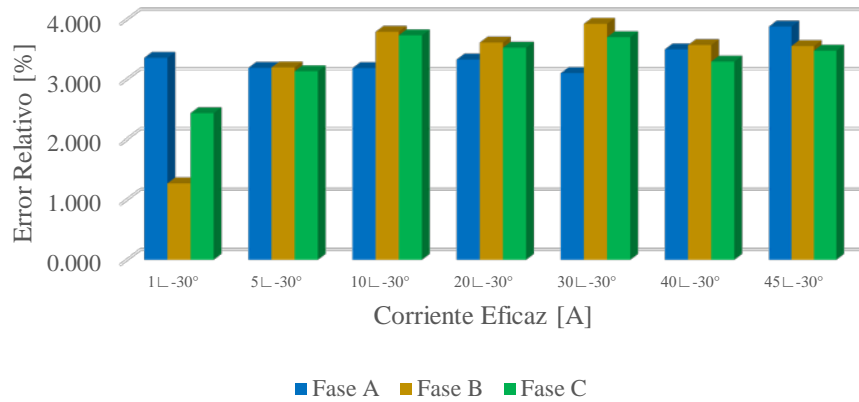


Figura 5.29 Error relativo de potencia reactiva con una frecuencia de 60.5 Hz

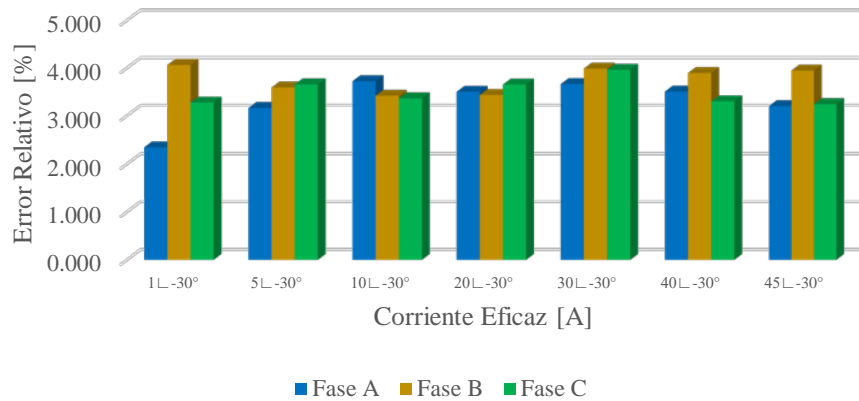


Figura 5.30 Error relativo de potencia reactiva con una frecuencia de 59.5 Hz

- Error obtenido en la medición de la potencia aparente

Las mediciones obtenidas de la potencia aparente arrojan resultados mayores al .5% en corrientes menores a 1 A, por el otro lado, en mediciones obtenidas con corrientes mayores de 1 A hasta 45 A, el error de estas oscila con valores menores el .5 %; teniendo en algunos casos errores relativos menores de .05%. Lo anterior es observado en las gráficas que presentan los errores relativos para cada frecuencia de estudio, las cuales se ilustran en las Figuras 5.31, 5.32 y 5.33.

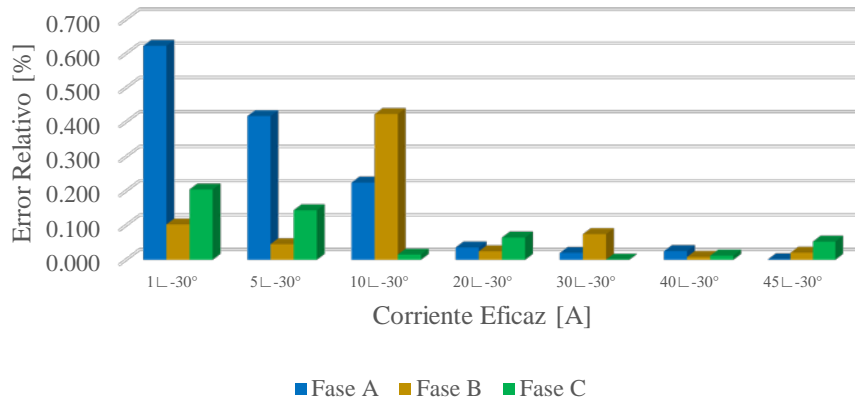


Figura 5.31 Error relativo de potencia aparente con una frecuencia de 60 Hz

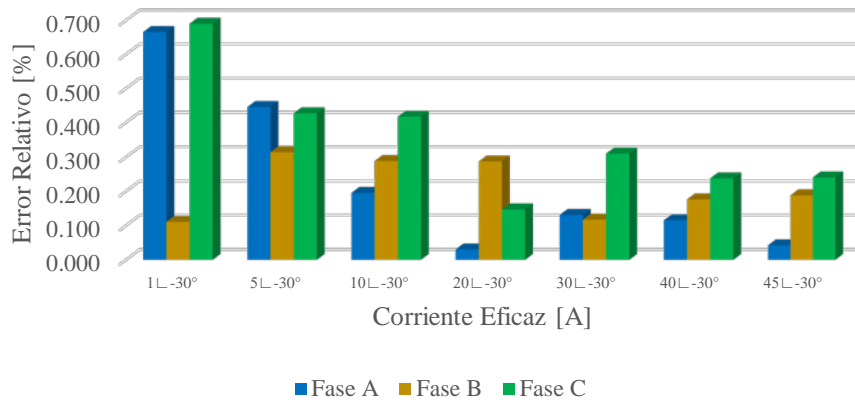


Figura 5.32 Error relativo de potencia aparente con una frecuencia de 60.5 Hz

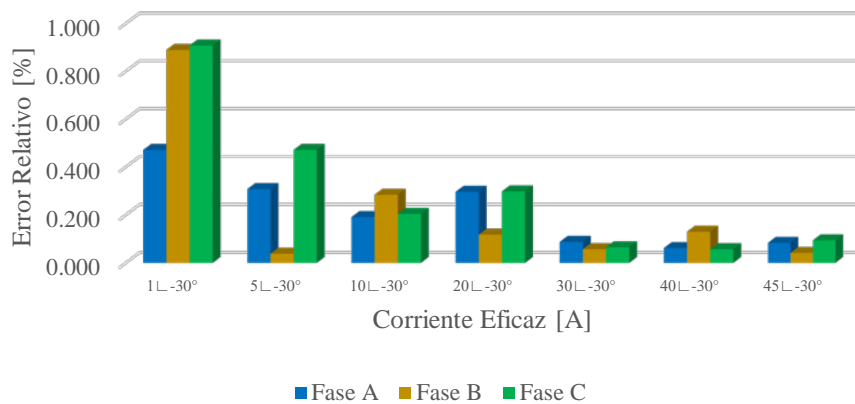


Figura 5.33 Error relativo de potencia aparente con una frecuencia de 59.5 Hz

- Error obtenido en la medición del factor de potencia

Las Figuras 5.34, 5.35 y 5.36 presentan las gráficas que concentran los valores del error obtenido de la medición del factor de potencia en relación a las frecuencias probadas en el sistema. Se observa que los errores relativos a partir de corrientes superiores a 5 A son menores del .5 %. Se tiene un caso particular en la frecuencia de prueba de 59.5 Hz con corrientes de 1 A, en donde el error supera el .5 %.

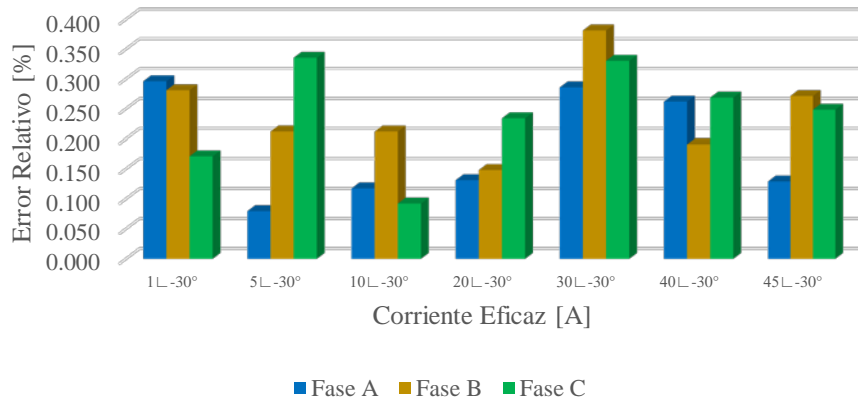


Figura 5.34 Error relativo del factor de potencia con una frecuencia de 60 Hz

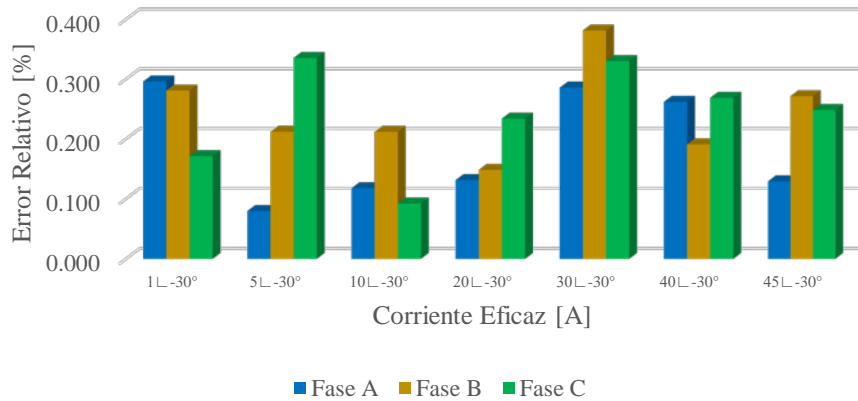


Figura 5.35 Error relativo del factor de potencia con una frecuencia de 60.5 Hz

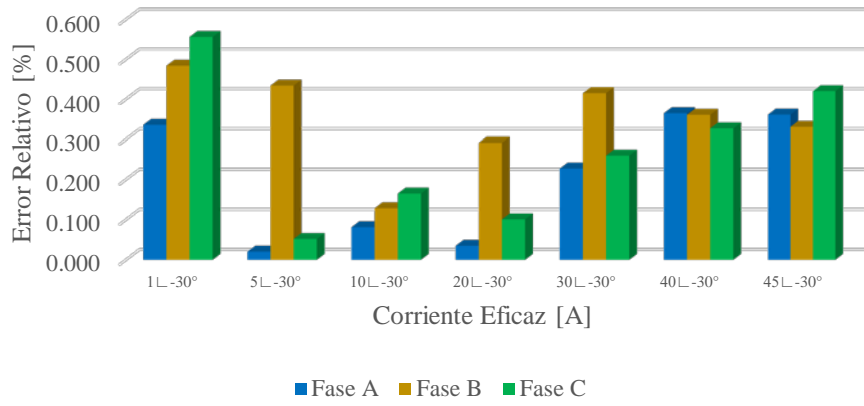


Figura 5.36 Error relativo del factor de potencia con una frecuencia de 59.5 Hz

5.5 PRUEBAS COMPARATIVAS

Para establecer una comparación en relación del sistema de medición diseñado en esta tesis, se realizaron las mismas pruebas de medición efectuadas en los apartados 5.4.1, 5.4.2 y 5.4.3 empleando un instrumento de medición comercial.

Para ello se utilizó un analizador de calidad de energía trifásico PowerPad® Modelo 3945-B (Figura 5.37).



Figura 5.37 Analizador de calidad de energía trifásico PowerPad® Modelo 3945-B. Adaptado de [53]

La Figura 5. 38 muestra los elementos utilizados en la realización de pruebas de medición con el PowerPad® 3945-B.

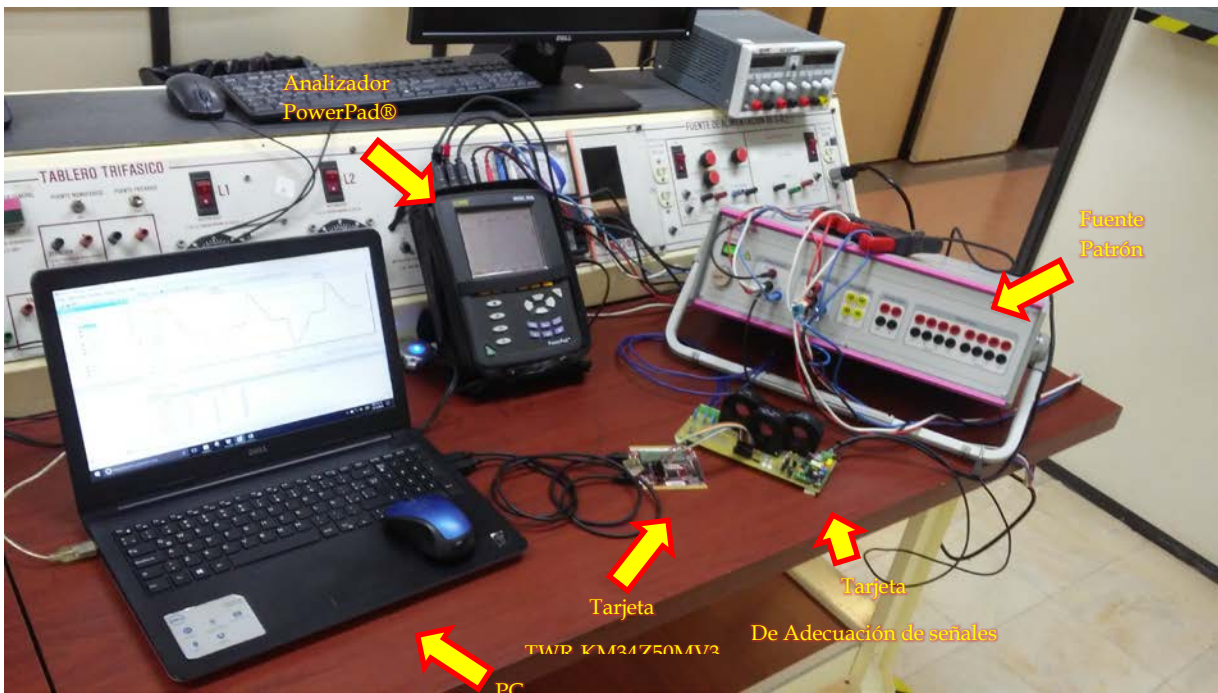


Figura 5. 38 Vista de elementos interconectados para pruebas de medición con PowerPad® 3945-B

5.5.1 Tensión Eficaz

Se realizan las mediciones de la tensión eficaz a diferentes valores de tensión generados por la fuente patrón. Se ejecutan las mismas mediciones para cada caso, tomando en cuenta valores de frecuencia de 60 Hz, 60.5 Hz y 59.5 Hz.

La Tabla 5.21 muestra los resultados de los valores medidos y de su error relativo comparado con el valor real para el caso de una frecuencia de operación de 60 Hz. Los resultados de las pruebas con una frecuencia de 60.5 Hz se concentran en la Tabla 5.22. Finalmente para el caso de estudio a 59.5 Hz, estos valores están asentados en la Tabla 5.23.

Tabla 5.21 Medición de tensión eficaz utilizando PowerPad® 3945-B y su error relativo, caso de 60 Hz

Tensión Eficaz Real [V]	Tensión Eficaz Medida [V]			Error Relativo[%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
5	5.000	5.000	5.100	0.000	0.000	2.000
10	10.000	10.000	10.000	0.000	0.000	0.000
30	30.000	30.000	30.000	0.000	0.000	0.000
50	50.100	50.000	49.900	0.200	0.000	0.200
80	80.100	80.000	79.900	0.125	0.000	0.125
100	100.100	100.000	99.800	0.100	0.000	0.200
110	110.200	110.000	109.800	0.182	0.000	0.182
127	127.200	127.000	126.800	0.157	0.000	0.157

Tabla 5.22 Medición de tensión eficaz utilizando PowerPad® 3945-B y su error relativo, caso de 60.5 Hz

Tensión Eficaz Real [V]	Tensión Eficaz Medida [V]			Error Relativo[%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
5	5.000	5.000	5.100	0.000	0.000	2.000
10	10.000	10.000	10.000	0.000	0.000	0.000
30	30.000	30.000	30.000	0.000	0.000	0.000
50	50.100	50.000	49.900	0.200	0.000	0.200
80	80.100	79.900	79.900	0.125	0.125	0.125
100	100.000	100.000	99.800	0.000	0.000	0.200
110	110.200	110.000	109.800	0.182	0.000	0.182
127	127.200	127.000	126.800	0.157	0.000	0.157

Tabla 5.23 Medición de tensión eficaz utilizando PowerPad® 3945-B y su error relativo, caso de 59.5 Hz

Tensión Eficaz Real [V]	Tensión Eficaz Medida [V]			Error Relativo[%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
5	5.000	5.000	5.100	0.000	0.000	2.000
10	10.000	10.000	10.000	0.000	0.000	0.000
30	30.000	30.000	30.000	0.000	0.000	0.000
50	50.100	50.000	49.900	0.200	0.000	0.200
80	80.100	80.000	79.900	0.125	0.000	0.125
100	100.100	100.000	99.800	0.100	0.000	0.200
110	110.200	110.000	109.800	0.182	0.000	0.182
127	127.200	127.000	126.900	0.157	0.000	0.079

El error relativo presentado en cada prueba de medición para los casos de 60 Hz, 60.5 Hz y 59.5 Hz se ilustran en las gráficas de las Figuras 5.39, 5.40 y 5.41 respectivamente.

En las gráficas de las mediciones de la tensión eficaz se observa que el error relativo no rebasa el 0.2 % en todos los casos definidos en el rango de 0 a 30 V. Siendo el caso de la fase B donde predomina el error más bajo, teniendo valores del 0% en todos casi todos los casos establecidos a las diferentes frecuencias.

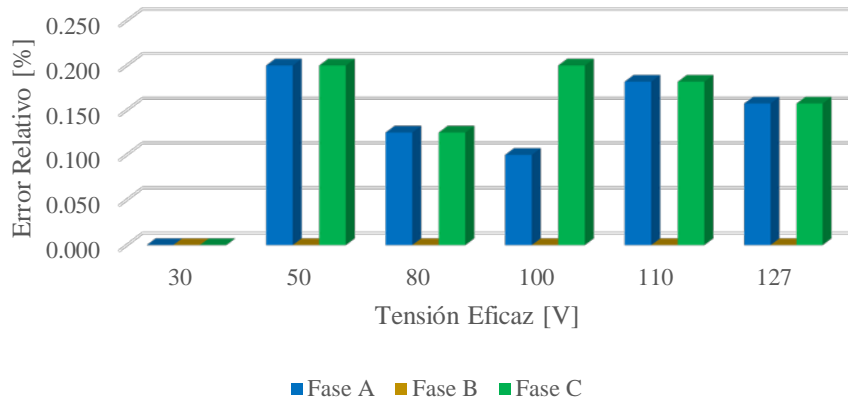


Figura 5.39 Error relativo de la tensión eficaz utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 60 Hz

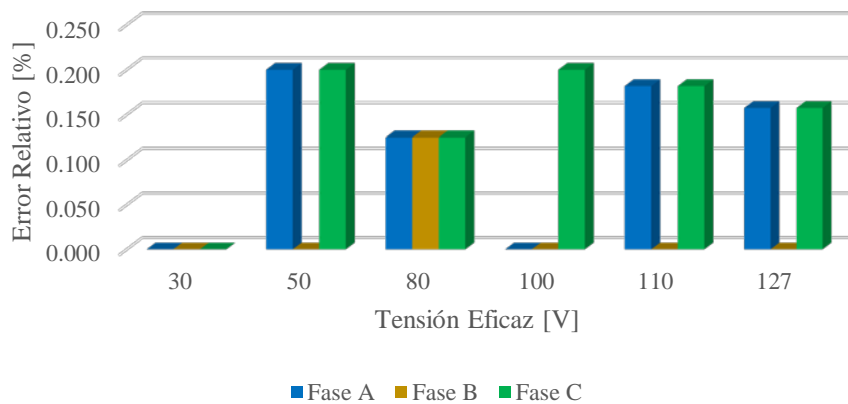


Figura 5.40 Error relativo de la tensión eficaz utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 60.5 Hz

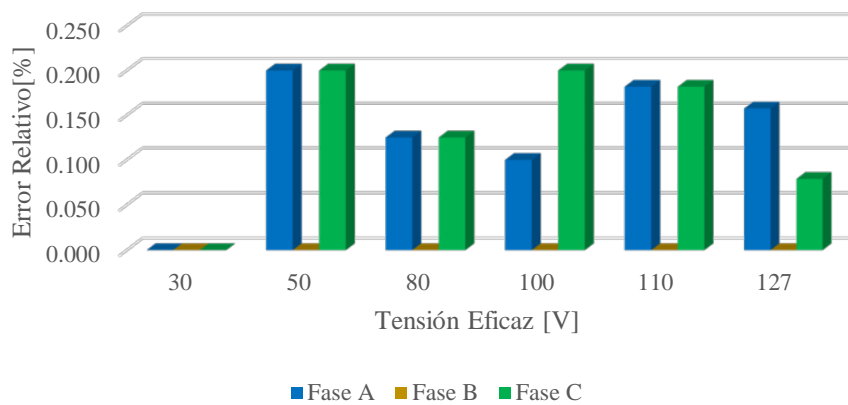


Figura 5.41 Error relativo de la tensión eficaz utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 59.5 Hz

5.5.2 Corriente Eficaz

Para las pruebas de la corriente eficaz se tomaron nuevamente en cuenta los casos de frecuencia de operación de 60 Hz, 60.5 Hz y 59.5 Hz. Las Tablas 5.24, 5.25 y 5.26 muestran los resultados obtenidos para cada frecuencia de análisis, en ellas se concentran los datos obtenidos por las mediciones de los algoritmos y su respectivo error en relación al valor real de la corriente eficaz.

Tabla 5.24 Medición de corriente eficaz utilizando PowerPad® 3945-B y su error relativo, caso de 60 Hz

Corriente Eficaz Real [A]	Corriente Eficaz Medida [A]			Error Relativo [%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
0.5	0.500	0.500	0.500	0.000	0.000	0.000
1	1.000	1.000	1.000	0.000	0.000	0.000
5	5.000	4.900	5.000	0.000	2.000	0.000
10	10.100	9.800	9.900	1.000	2.000	1.000
20	19.700	19.700	19.800	1.500	1.500	1.000
30	29.700	29.500	29.800	1.000	1.667	0.667
40	39.900	39.400	39.800	0.250	1.500	0.500
45	44.900	44.400	44.900	0.222	1.333	0.222

Tabla 5.25 Medición de corriente eficaz utilizando PowerPad® 3945-B y su error relativo, caso de 60.5 Hz

Corriente Eficaz Real [A]	Corriente Eficaz Medida [A]			Error Relativo [%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
0.5	0.5	0.500	0.500	0.000	0.000	0.000
1	1.000	1.000	1.000	0.000	0.000	0.000
5	5.000	4.900	5.000	0.000	2.000	0.000
10	9.900	9.800	9.900	1.000	2.000	1.000
20	19.800	19.700	19.800	1.000	1.500	1.000
30	29.700	29.600	29.800	1.000	1.333	0.667
40	39.900	39.500	39.900	0.250	1.250	0.250
45	44.900	44.400	44.900	0.222	1.333	0.222

Tabla 5.26 Medición de corriente eficaz utilizando PowerPad® 3945-B y su error relativo, caso de 59.5 Hz

Corriente Eficaz Real [A]	Corriente Eficaz Medida [A]			Error Relativo [%]		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
0.5	0.500	0.500	0.500	0.000	0.000	0.000
1	1.000	1.000	1.000	0.000	0.000	0.000
5	5.000	4.900	5.000	0.000	2.000	0.000
10	9.900	9.800	9.900	1.000	2.000	1.000
20	19.800	19.700	19.800	1.000	1.500	1.000
30	29.700	29.600	29.800	1.000	1.333	0.667
40	39.900	39.500	39.900	0.250	1.250	0.250
45	45.000	44.400	44.900	0.000	1.333	0.222

En las Figuras 5.42, 5.43 y 5.44 se observan los valores concentrados de los errores relativos respectivamente para cada frecuencia de prueba.

En las gráficas de error relativo de la medición de corriente eficaz se observa que el error relativo es mayor en las mediciones hechas en la fase B con valores que oscilan entre el 1 y 2%. Por el otro lado a escala baja, el error relativo es casi nulo en las tres fases. Además se observa que las fases A y C tienen un comportamiento similar entre ambas.

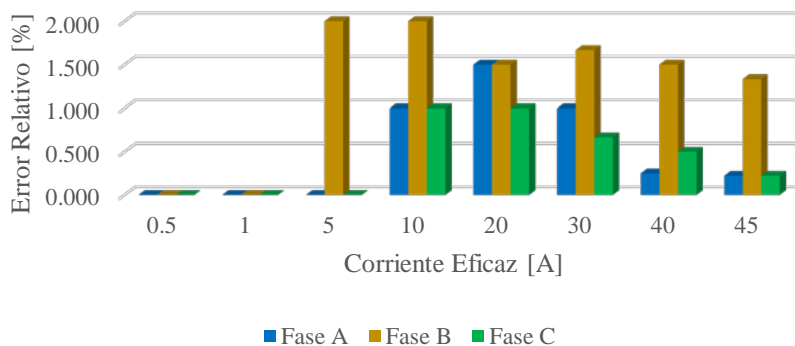


Figura 5.42 Error relativo de la corriente eficaz utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 60 Hz

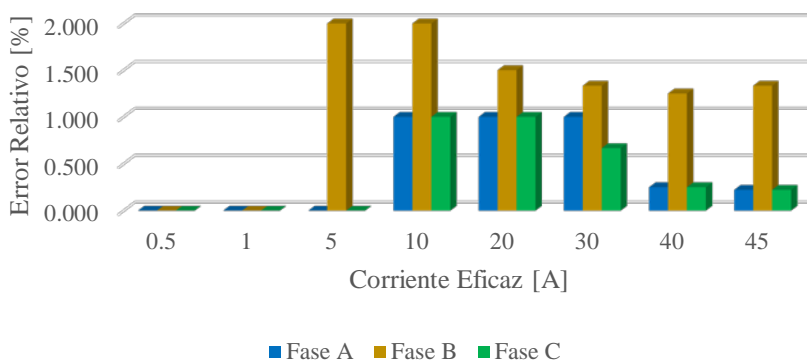


Figura 5.43 Error relativo de la corriente eficaz utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 60.5 Hz

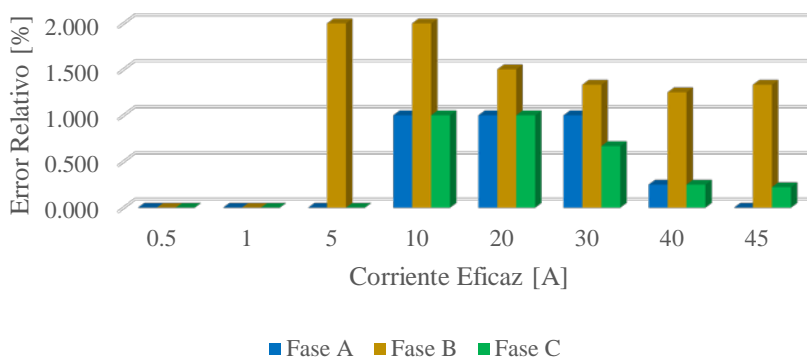


Figura 5.44 Error relativo de la corriente eficaz utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 59.5 Hz

5.4.3 Potencia Activa, Potencia Reactiva, Potencia Aparente y Factor de Potencia

Para la obtención del error relativo de los parámetros relacionados con el triángulo de potencia, se tomó en cuenta la misma consideración hecha en la sección 5.4.3 donde se establece una tensión eficaz fija igual a la tensión nominal del dispositivo de medición; de la misma forma en el caso de la corriente, esta se hizo variar con diferentes magnitudes con un ángulo de 30° en retraso, simulando una carga inductiva con un factor de potencia igual a 0.8660.

Se tomaron mediciones de los resultados obtenidos por los algoritmos de medición en cada una de las frecuencias de estudio (60, 60.5 y 59.5 Hz). Así mismo se obtuvo el error relativo de cada medición tomando en cuenta el valor real en de cada prueba.

Las Tablas 5.27, 5.28 y 5.29 presentan los valores medidos de la potencia activa, potencia reactiva, potencia aparente y factor de potencia con sus respectivos errores relativos en base a los valores reales realizados para cada frecuencia de estudio.

Tabla 5.27 Resultados de las mediciones de potencia activa, potencia reactiva, factor de potencia y potencia aparente utilizando PowerPad® 3945-B a frecuencia de 60 Hz

Fase	Valores Reales						Valores Medidos				Error Relativo [%]			
	Tensión Eficaz [V]	Corriente Eficaz [A]	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P	Q	S	fp
A	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.8660	53.100	32.800	62.500	0.850	3.442	3.307	1.575	1.850
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.8660	106.900	64.600	124.900	0.856	2.805	1.732	1.654	1.158
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.8660	550.900	319.500	637.000	0.865	0.177	0.630	0.315	0.118
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.8660	1120.000	645.000	1292.000	0.867	1.832	1.575	1.732	0.113
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.8660	2176.000	1254.000	2512.000	0.866	1.078	1.260	1.102	0.003
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.8660	3278.000	1879.000	3779.000	0.868	0.653	1.365	0.814	0.228
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.8660	4395.000	2531.000	5074.000	0.867	0.100	0.354	0.118	0.113
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.8660	4952.000	2850.000	5714.000	0.867	0.054	0.262	0.017	0.113
B	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.8660	53.000	32.000	61.900	0.856	3.623	0.787	2.520	1.158
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.8660	106.700	63.000	123.900	0.861	2.987	0.787	2.441	0.580
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.8660	541.100	310.100	623.700	0.868	1.605	2.331	1.780	0.228
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.8660	1086.000	618.000	1249.000	0.869	1.259	2.677	1.654	0.343
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.8660	2168.000	1241.000	2498.000	0.868	1.441	2.283	1.654	0.228
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.8660	3262.000	1859.000	3755.000	0.869	1.138	2.415	1.444	0.343
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.8660	4347.000	2496.000	5014.000	0.867	1.191	1.732	1.299	0.113
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.8660	4896.000	2809.000	5645.000	0.867	1.078	1.697	1.225	0.113
C	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.8660	52.900	32.400	62.000	0.852	3.805	2.047	2.362	1.620
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.8660	107.000	64.100	124.700	0.858	2.714	0.945	1.811	0.927
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.8660	545.300	315.800	630.200	0.865	0.841	0.535	0.756	0.118
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.8660	1093.000	628.000	1260.000	0.867	0.623	1.102	0.787	0.113
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.8660	2181.000	1252.000	2515.000	0.867	0.850	1.417	0.984	0.113
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.8660	3281.000	1876.000	3779.000	0.868	0.562	1.522	0.814	0.228
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.8660	4379.000	2515.000	5051.000	0.867	0.464	0.984	0.571	0.113
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.8660	4932.000	2831.000	5687.000	0.867	0.350	0.927	0.490	0.113

Tabla 5.28 Resultados de las mediciones de potencia activa, potencia reactiva, factor de potencia y potencia aparente utilizando PowerPad® 3945-B a frecuencia de 60.5 Hz

Fase	Valores Reales						Valores Medidos				Error Relativo [%]			
	Tensión Eficaz [V]	Corriente Eficaz [A]	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P	Q	S	fp
A	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	52.9	32.8	62.2	0.85	3.987	2.362	2.362	1.620
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	107.300	64.900	125.400	0.856	2.441	2.205	1.260	1.158
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	551.700	320.200	637.800	0.865	0.323	0.850	0.441	0.118
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1136.000	655.000	1314.000	0.866	3.287	3.150	3.465	0.003
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2177.000	1256.000	2514.000	0.866	1.032	1.102	1.024	0.003
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3281.000	1881.000	3782.000	0.868	0.562	1.260	0.735	0.228
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4398.000	2534.000	5078.000	0.867	0.032	0.236	0.039	0.113
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4955.000	2852.000	5719.000	0.867	0.114	0.192	0.070	0.113
B	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	53.000	32.000	61.900	0.856	3.623	0.787	2.520	1.158
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	106.600	63.100	123.900	0.861	3.078	0.630	2.441	0.580
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	541.200	310.300	623.900	0.868	1.587	2.268	1.748	0.228
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1087.000	618.000	1250.000	0.869	1.169	2.677	1.575	0.343
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2169.000	1242.000	2499.000	0.868	1.396	2.205	1.614	0.228
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3263.000	1860.000	3756.000	0.869	1.108	2.362	1.417	0.343
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4349.000	2498.000	5016.000	0.867	1.146	1.654	1.260	0.113
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4898.000	2811.000	5647.000	0.867	1.037	1.627	1.190	0.113
C	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	52.800	32.500	62.000	0.852	3.987	2.362	2.362	1.620
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	107.000	64.100	124.700	0.858	2.714	0.945	1.811	0.927
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	545.500	316.000	630.400	0.865	0.805	0.472	0.724	0.118
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1093.000	628.000	1261.000	0.867	0.623	1.102	0.709	0.113
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2181.000	1253.000	2516.000	0.867	0.850	1.339	0.945	0.113
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3282.000	1877.000	3781.000	0.868	0.532	1.470	0.761	0.228
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4381.000	2517.000	5053.000	0.867	0.418	0.906	0.531	0.113
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4933.000	2832.000	5689.000	0.867	0.330	0.892	0.455	0.113

Tabla 5.29 Resultados de las mediciones de potencia activa, potencia reactiva, factor de potencia y potencia aparente utilizando PowerPad® 3945-B a frecuencia de 59.5 Hz

Fase	Valores Reales						Valores Medidos				Error Relativo [%]			
	Tensión Eficaz [V]	Corriente Eficaz [A]	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P [W]	Q [VAR]	S [VA]	fp	P	Q	S	fp
A	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	52.900	32.700	62.100	0.851	3.805	2.992	2.205	1.735
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	107.700	65.100	125.900	0.856	2.078	2.520	0.866	1.158
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	555.300	322.200	642.100	0.865	0.977	1.480	1.118	0.118
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1091.000	629.000	1259.000	0.866	0.805	0.945	0.866	0.003
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2178.000	1256.000	2515.000	0.866	0.987	1.102	0.984	0.003
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3282.000	1883.000	3786.000	0.867	0.532	1.155	0.630	0.113
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4398.000	2534.000	5077.000	0.867	0.032	0.236	0.059	0.113
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4958.000	2854.000	5722.000	0.867	0.175	0.122	0.122	0.113
B	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	53.000	32.000	61.900	0.856	3.623	0.787	2.520	1.158
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	106.700	63.100	123.900	0.861	2.987	0.630	2.441	0.580
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	541.400	310.300	624.000	0.868	1.550	2.268	1.732	0.228
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1086.000	619.000	1250.000	0.869	1.259	2.520	1.575	0.343
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2169.000	1242.000	2500.000	0.868	1.396	2.205	1.575	0.228
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3263.000	1860.000	3756.000	0.869	1.108	2.362	1.417	0.343
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4349.000	2498.000	5016.000	0.867	1.146	1.654	1.260	0.113
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4898.000	2811.000	5648.000	0.867	1.037	1.627	1.172	0.113
C	127∠0°	.5∠-30°	54.993	31.75	63.5	0.866	52.900	32.400	62.000	0.852	3.805	2.047	2.362	1.620
	127∠0°	1∠-30°	109.985	63.5	127	0.866	107.000	64.100	124.700	0.858	2.714	0.945	1.811	0.927
	127∠0°	5∠-30°	549.926	317.5	635	0.866	545.600	316.000	630.500	0.865	0.787	0.472	0.709	0.118
	127∠0°	10∠-30°	1099.852	635	1270	0.866	1093.000	628.000	1261.000	0.867	0.623	1.102	0.709	0.113
	127∠0°	20∠-30°	2199.705	1270	2540	0.866	2182.000	1254.000	2516.000	0.867	0.805	1.260	0.945	0.113
	127∠0°	30∠-30°	3299.557	1905	3810	0.866	3282.000	1877.000	3781.000	0.868	0.532	1.470	0.761	0.228
	127∠0°	40∠-30°	4399.409	2540	5080	0.866	4381.000	2517.000	5053.000	0.867	0.418	0.906	0.531	0.113
	127∠0°	45∠-30°	4949.335	2857.5	5715	0.866	4934.000	2833.000	5690.000	0.867	0.310	0.857	0.437	0.113

- Error relativo obtenido en la medición de potencia activa

El error relativo de la potencia activa en cada frecuencia de estudio es presentado de forma gráfica en las Figuras 5.45, 5.46 y 5.47. En ellas se observa una tendencia de error similar en las mediciones hechas a las diferentes frecuencias de estudio.

La mayor magnitud el error relativo se presenta en la escala más baja donde la corriente eficaz cuando esta tiene un valor de 1 A. Además se observa que la fase B es la que presenta mayor error en los tres distintos casos de frecuencia.

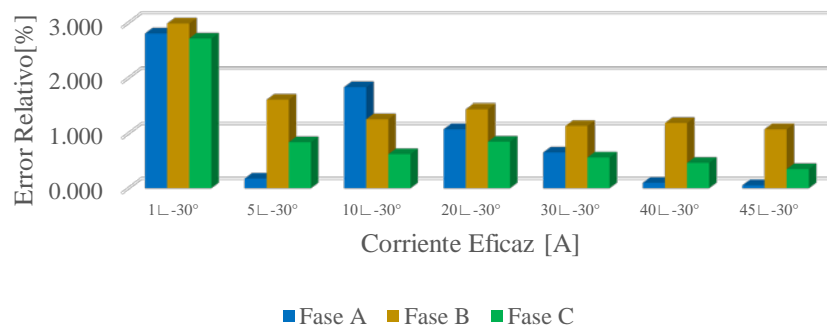


Figura 5.45 Error relativo de la potencia activa utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 60 Hz

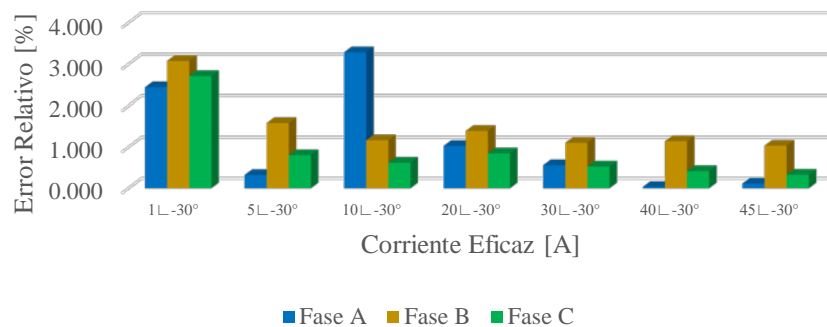


Figura 5.46 Error relativo de la potencia activa utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 60.5 Hz

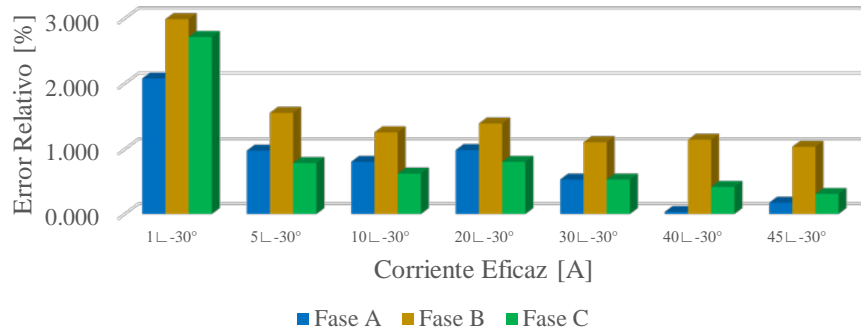


Figura 5.47 Error relativo de la potencia activa utilizando PowerPad@ 3945-B a una frecuencia de 59.5 Hz

- Error relativo obtenido en la medición de potencia reactiva

Las Figuras 5.48, 5.49 y 5.50 concentran los datos recabados del error relativo realizado en las pruebas de medición de potencia reactiva.

El caso de la fase B resulta ser el que posee mayor error en cada una de sus mediciones, sin en cambio la fase C tiende a tener errores menores en comparación con la fase B.

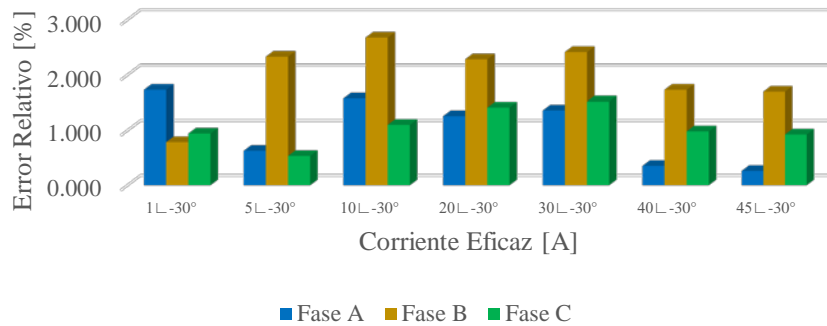


Figura 5.48 Error relativo de la potencia reactiva utilizando PowerPad@ 3945-B a una frecuencia de 60 Hz

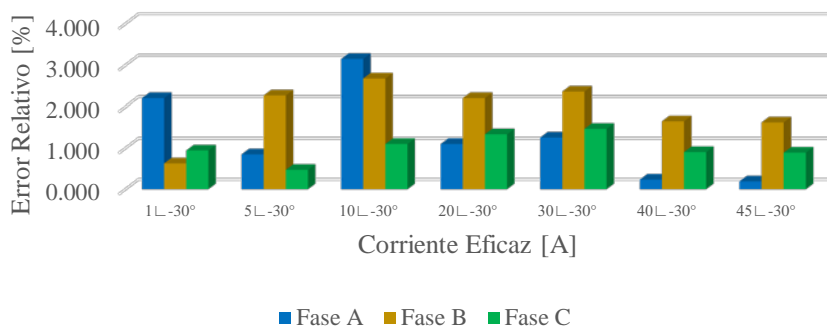


Figura 5.49 Error relativo de la potencia reactiva utilizando PowerPad@ 3945-B a una frecuencia de 60.5 Hz

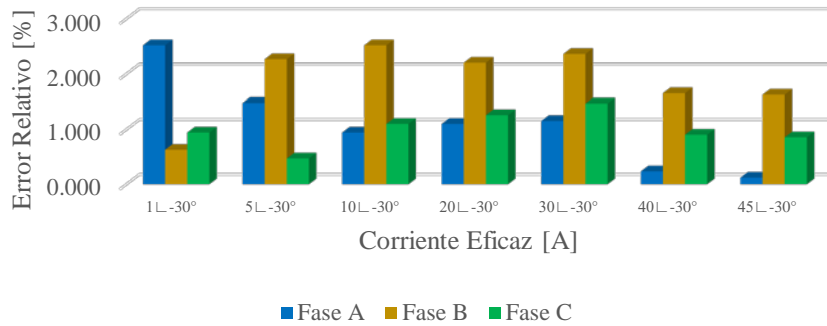


Figura 5.50 Error relativo de la potencia reactiva utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 59.5 Hz

- Error relativo obtenido en la medición de potencia aparente

Siendo el caso del error relativo de las mediciones de la potencia aparente, los datos obtenidos en cada una de las pruebas son ilustrados en las Figuras 5.51, 5.52 y 5.53.

El comportamiento de las gráficas, denota que la fase B sufre la mayor afectación del error ya que en el caso de las frecuencias de estudio de 60 y 59.5 Hz, en esta fase se mantuvo el error relativo con valores de entre 1.5 y 2 %.

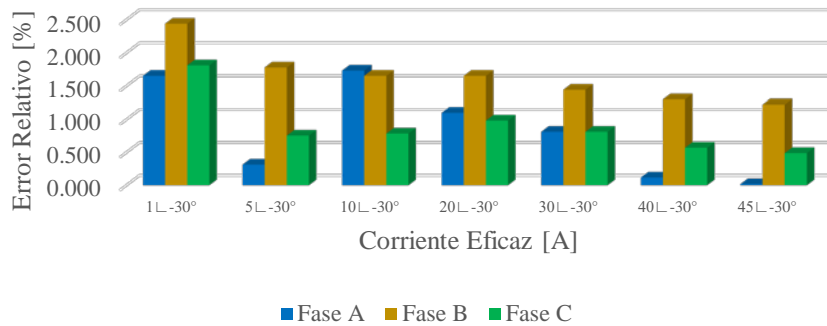


Figura 5.51 Error relativo de la potencia aparente utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 60 Hz

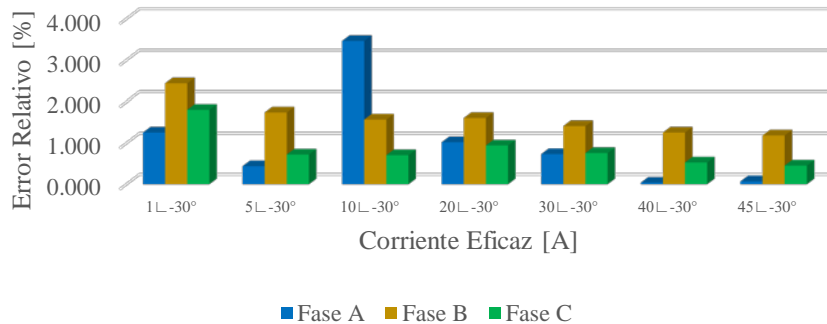


Figura 5.52 Error relativo de la potencia aparente utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 60.5 Hz

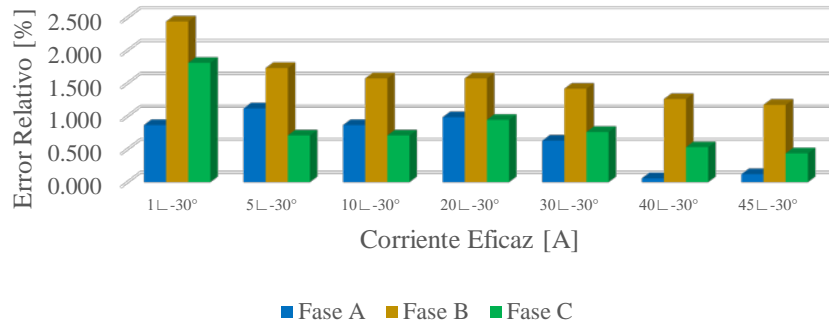


Figura 5.53 Error relativo de la potencia aparente utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 59.5 Hz

- Error relativo obtenido en la medición del factor de potencia

Las Figuras 5.54, 5.55 y 5.56 concentran los errores relativos obtenidos en las mediciones del factor de potencia para los casos de 60, 60.5 y 59.5 Hz respectivamente.

Se puede observar que en todas las mediciones a las distintas frecuencias de prueba, a excepción de la escala más baja de 1 A, la medición del factor de potencia tuvo errores relativos menores al .5 %.

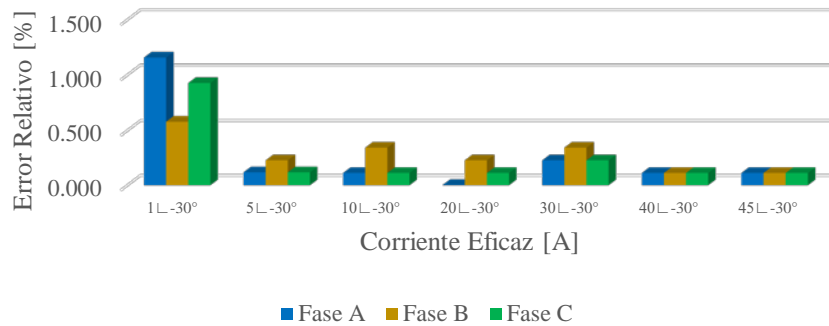


Figura 5.54 Error relativo del factor de potencia utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 60 Hz

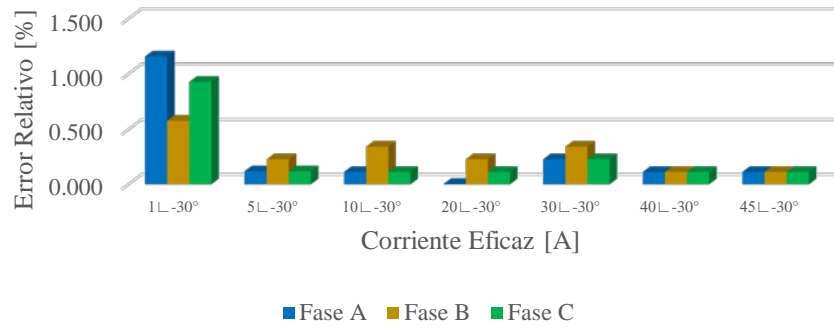


Figura 5.55 Error relativo del factor de potencia utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 60.5 Hz

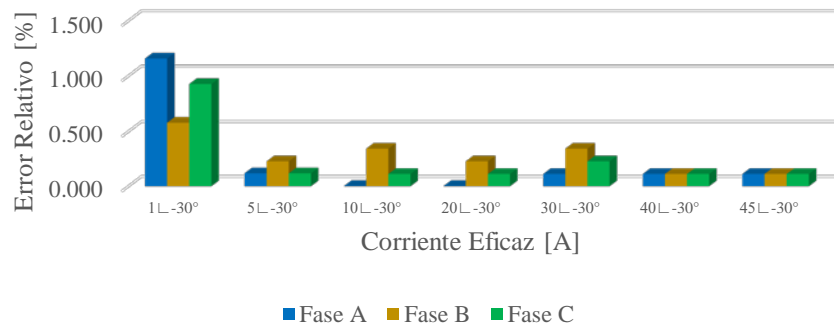


Figura 5.56 Error relativo del factor de potencia utilizando PowerPad® 3945-B a una frecuencia de 59.5 Hz

CAPÍTULO 6:

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 CONCLUSIONES

- La remoción de la componente de corriente directa fue posible gracias a la implementación del filtro Butterworth pasa-altas con el que se obtuvo una atenuación aceptable de dicho componente.
- La Transformada de Hilbert proporciona un procedimiento eficaz para el desfase exacto de 90° en la señal de tensión en relación a la señal de corriente retrasada M muestras, y a su vez es un método confiable en el cálculo de la potencia reactiva.
- El diseño de filtros RFI mediante la ventana de Kaiser proporciona una herramienta óptima para el cálculo de los coeficientes de la respuesta al impulso unitario. Además que mediante esta aproximación es posible obtener una ventana de ajuste con la cual se reduce el rizado de la banda pasante del filtro.
- El diseño de los filtros RII mediante la aproximación por Transformación Bilineal resulta un método confiable en la obtención de los coeficientes a_k, b_k del filtro recursivo.
- Los valores eficaces de tensión y corriente pueden ser calculados mediante la implementación de filtros digitales, teniendo la ventaja que con estos algoritmos de medición no es necesario tener un número de muestras definido en cada periodo, es decir, se pueden obtener valores precisos sin importar la variación de frecuencia del sistema. Esto se comprueba con las mediciones realizadas con las diferentes frecuencias de prueba (60, 60.5 y 59.5 Hz), las cuales arrojaron errores relativos no mayores al .5% en el rango de 30 a 130 V para el caso de la tensión, y errores bajo el .5% para el caso de la corriente en el intervalo de 5 a 45 A.
- El valor de la potencia activa, al igual que los valores eficaces no tuvieron mayor afectación ante cambio de frecuencia, ya que para el caso de este parámetro, se obtuvieron errores menores del .5% en base al rango de corriente de 1 a 45 A. Lo anterior hace un método confiable al procedimiento de medición de potencia activa mediante filtros digitales.
- La potencia reactiva calculada presenta valores dentro del límite del .5% de error solo en las pruebas realizadas con la frecuencia nominal de 60 Hz. Por el otro

lado, los errores presentados en las mediciones en la frecuencia de 60.5 y 59.5 Hz, salen del rango aceptable de error, teniendo valores que oscilan entre el 3 y el 4% de error. Este fenómeno se debe a que la calibración del filtro RFI implementado en la corrección del ángulo de desfase provocado por el TC, se realizó en base a la frecuencia de 60 Hz; provocando así un cambio en el grupo de retardo D obtenido mediante la ecuación (5.6) ante la presencia de frecuencias diferentes de 60 Hz. Por consiguiente este ajuste pierde validez ante los cambios de frecuencia.

- Las mediciones de potencia aparente tienen un comportamiento aceptable ya que presenta errores dentro del límite establecido.
- El factor de potencia presenta un comportamiento similar al de la potencia aparente, debido a que en ambas mediciones son obtenidas a partir de mediciones previas obtenidas mediante los algoritmos de medición.
- Las pruebas comparativas realizadas con el instrumento de medición PowerPad® 3945-B, tuvieron un desempeño cercano con errores relativos menores al .3 % en mediciones de los valores eficaces de tensión, sin embargo, en la medición de la corriente eficaz el error relativo obtenido llega a ser de hasta el 2%. Lo mismo pasa con los casos de las potencias activa y reactiva, teniendo en ambos errores cercanos al 2 %. Para las mediciones de factor de potencia el error se mantiene mínimo en presencia de corrientes mayores de 5 A. Cabe mencionar que el comportamiento de las mediciones realizadas con este instrumento, fue similar en cada una de las frecuencias de prueba.
- El hecho de que el sistema de prueba diseñado en este proyecto tenga un mejor comportamiento que el sistema de medición comercial, no nos permite asegurar que el instrumento diseñado tiene mejores cualidades de diseño que el instrumento comercial, ya que las pruebas de medición no fueron validadas por algún estándar, e inclusive la fuente de referencia carecía de algún certificado de exactitud.
- Sin embargo, el comportamiento del sistema de medición diseñado en la tesis permite hacer una validación aceptable del funcionamiento de los algoritmos ya que se cumplió con el objetivo planteado de obtener mediciones con errores relativos menores al .5%.
- Los recursos de procesamiento de la tarjeta TWR-KM34Z50MV3 resultan una limitante para la aplicación de mediciones en base a frecuencias de muestreo superiores a 2400 Hz, ya que a esta frecuencia de muestreo el procesador otorga un límite aproximado de 20200 ticks en cada periodo de muestreo. El problema surge cuando a los algoritmos implementados en este proyecto consumen un total aproximado de 20000 ticks de procesador, limitando al proyecto al no poder agregar más funciones a este.

6.2 RECOMENDACIONES Y TRABAJOS A FUTURO

- Se recomienda establecer pruebas de medición utilizando filtro de orden mayor a los presentados en este trabajo, con el fin de establecer las ventajas y desventajas entre ellos en base al comportamiento de cada uno.
- Se recomienda agregar una tercera etapa de filtrado con el propósito de obtener mediciones aún más estables de lo presentado en este trabajo de tesis.
- Utilizar transformadores de corriente de mayor precisión.
- Implementar un filtro digital de banda pasante estrecha (NBPF) con el propósito de obtener las componentes fundamentales de las señales de tensión y corriente. Al implementar dicho filtro, se podrán calcular los valores fundamentales de frecuencia real y aparente, que a su vez nos darán la facultad de cumplir totalmente con el Estándar IEEE 1459-2000.
- Implementar una etapa de recálculo de los parámetros del filtro RFI utilizado en la compensación de fase debido al TC.
- Utilizar una tarjeta de desarrollo con mayor capacidad de procesamiento, para ello se sugiere la tarjeta TWR-KM34Z75 de Freescale® la cual posee cualidades similares a la tarjeta implementada en este proyecto (TWR-KM34Z50MV3), con algunas ventajas como lo son el procesador de 75 MHz, Memoria Flash de 256 KB y la disponibilidad de un retardo de bloque programable (PDB).
- Se recomienda la utilización de los amplificadores de ganancia programable (PGA), los cuales darían la facultad de medir corrientes de escala menor a la presentada en este proyecto.
- Realizar un análisis estadístico de precisión y exactitud del sistema de medición presentado.
- Realizar pruebas de medición en base a estándares de exactitud utilizando instrumentos de medición certificados por alguna institución certificadora.
- Agregar etapas de comunicación que permitan considerar al sistema de medición como un medidor de infraestructura de medición avanzada (AMI).
- Implementar un sistema operativo en tiempo real (RTOS) para el manejo de los recursos del microcontrolador.

REFERENCIAS

- [1] L. R. Rabiner, B. Gold. *Theory and Application of Digital Signal Processing*. Prentice Hall, New Jersey, 1975, Primera Edición.
- [2] C. I. Budeanu. “*Reactive and Fictive Powers (en Francés)*”. Instytut Romaine de l’Energie, Bucarest, Rumania, 1927.
- [3] S. Fryze. “*Active, Reactive and Apparent Power in Circuits with Sinusoidal Voltage and Current (en Polaco)*”. Part I: Przegl. Elektrotech, No. 7, pp. 193-203, 1931, Part II: Przegl. Elektrotech, No. 8, pp. 225-234, 1931, Part III: Przegl. Elektrotech, No. 22, pp. 673-676, 1932.
- [4] R. M. Golden, J. Kaiser. “Design of Wide-Band Sampled-Data Filters”. *The Bell System Technical Journal*, Vol. 43, Issue: 4, 1964.
- [5] J. W. Cooley, J. W. Tukey. “An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series”. *Mathematics of Computation*, 19(90), pp. 297-301, 1965.
- [6] J. Kaiser. “The Digital Filter and Speech Communication”. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, Vol. 16, Issue: 2, 1968.
- [7] L. Jackson, J. Kaiser, H. McDonald. “An approach to the implementation of digital filters”. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, Vol. 16, Issue: 3, 1968.
- [8] T. Stockham. “The Application of Generalized linearity to Automatic Gain Control”. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, Vol. 16, Issue: 2, 1968.
- [9] B. Gold, C. M. Rader. *Digital Processing of Signals*. McGraw-Hill, University of Michigan, 1969, Primera Edición.
- [10] L. S. Czarnecki. “What is Wrong with the Buneanu Concept of Reactive and Distortion Power and Why It Should be Abandoned”. *IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement*, Vol. 36, No. 3, pp. 834-837, 1987.
- [11] A. E. Emanuel. “Apparent Power: Components and Physical Interpretation”. *Harmonics and Quality of Power Proceedings*, 1998.
- [12] *IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*. Estándar IEEE-1459, 2010.
- [13] *International Recommendation R46 Active Electrical Energy Meters*. OIML, 2012.
- [14] A. J. Berrisford. “A Smarter Meter: IEEE-1459 Power Definitions in an Off-the-Shelf Smart Meter”. *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC’ 2015)*, Pisa, Italia, Mayo 11-14, 2015.
- [15] A. J. Berrisford. “Smart Meters should be Smarter”. *Power and Energy Society General Meeting*, San Diego, E.U.A., Julio 22-26, 2012.

- [16] Freescale Semiconductor. *Application Hints for Using Freescale Metering Libraries in 3-Phase Power Meters*. Nota de Aplicación, Documento: AN5007, Rev. 2.1, 2014.
- [17] Freescale Semiconductor. *Filter-Based Algorithm for Metering Applications*. Nota de Aplicación, Documento: AN4265, Rev. 4, 2016.
- [18] Freescale Semiconductor. *Kinetis-M Three Phase Power Meter Reference Design*. Manual de Diseño, Documento: DRM147, Rev. 0, 2014.
- [19] V. V. Terzija, V. Stanojevic, M. Popov, L. Van der Sluis. "Digital Metering of Power Components According to IEEE Standard 1459-2000 Using the Newton-Type Algorithm". *IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement*, Vol. 56, No. 6, pp. 2717-2724, 2007.
- [20] A. Girgis, J. Qui. "Measurement of the parameters of slowly time varying high frequency transients". *IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement*, Vol. 38, No. 6, pp. 1057-1063, 1989.
- [21] P. K. Dash. "An extended complex Kalman filter for frequency measurement of distorted signals". *IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement*, Vol. 49, No. 4, pp. 746-753, 2000.
- [22] Chih-hsien Kung, M. J. Devaney, Chung-ming Huang, Chih-ming Kung. "Fuzzy-Based Adaptive Digital Power Metering Using a Genetic Algorithm". *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Ottawa, Canada, Mayo 19-21, 1997.
- [23] C. Cuvas Castillo. "Implementación de un Medidor Fasorial". Tesis para obtener el grado de M.C. en Ingeniería Eléctrica, SEPI ESIME IPN. México, D.F., 2006.
- [23] B. V. Hernández Gómez. "Diseño e Implementación de un Medidor Fasorial Síncrono Normalizado con el Estándar IEEE C37.118". Tesis para obtener el grado de M.C. en Ingeniería Eléctrica, SEPI-ESIME IPN. México, D.F., 2009.
- [25] A. R. San Vicente Cisneros. "Desarrollo de un Sincrofasor en Tiempo Real para Líneas de Transmisión Eléctrica". Tesis para obtener el grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, SEPI-ESIME IPN. México, D.F., 2010.
- [26] S. D. García Vega. "Implementación de un Medidor con Microcontrolador para detección de Oscilaciones de Baja Frecuencia". Tesis para obtener el grado de M.C. en Ingeniería Eléctrica, SEPI-ESIME IPN. México, D.F., 2011.
- [27] A. Valdiosera Marroquin. "Diseño de Medidor Inteligente e Implementación de Sistema de Comunicación Bidireccional". Tesis para obtener el grado de M.C. en Ingeniería Eléctrica, SEPI-ESIME IPN. México, D.F., 2013.
- [28] R. Cano Carbajal. "Implementación de un Medidor Inteligente con Tecnología ARM". Tesis para obtener el grado de M.C. en Ingeniería Eléctrica, SEPI-ESIME IPN. México, D.F., 2014.

- [29] D. J. Sebastián Cárdenas. "Development of a Smart Metering Unit Designed to Identify Energy Theft on Distribution Networks". Tesis para obtener el grado de M.C. en Ingeniería Eléctrica, SEPI-ESIME IPN. México, D.F., 2015.
- [30] Comisión Federal de Electricidad. *Sistema de Infraestructura Avanzada (AMI)*. Especificación CFE G100-05, Abril 2015.
- [31] V.K. Madisetti, D. B. Williams. *Digital Signal Processing Handbook*. CRC Press, Atlanta, 1999.
- [32] D. Manolakis, V. Ingle. *Applied Digital Signal Processing*. Cambridge, New York, 2011, Primera Edición.
- [33] A. A. Eleti, A. R. Zerek. "FIR Digital Filter Design by Using Windows Method with MATLAB". *14th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer Engineering (STA'2013)*, Sousse, Túnez, Diciembre 20-22, 2013.
- [34] P. S. Diniz, E. A. da Silva, S. L. Netto. *Digital Signal Processing*. Cambridge, New York, 2010, Segunda Edición.
- [35] T. W. Parks, C. S. Burrus. *Digital Filter Design*. John Wiley & Sons, Inc, New York, 1987, Primera Edición.
- [36] J. G. Proakis, D. Manolakis. *Digital Signal Processing*. Prentice Hall, New Jersey, 2006, Cuarta Edición.
- [37] D. Schlichthärle. Netto. *Digital Filters*. Springer, New York, 2011, Segunda Edición.
- [38] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice-Hall, New Jersey, 1999, Segunda Edición.
- [39] J. A. Soares. "The Io-sinh Function, Calculation of Kaiser Windows and Design of FIR Filters". Versión 1.0. Departamento de Física de la Universidad de Lisboa, 2011.
- [40] C. K. Alexander, M. N. O. Sadiku. *Fundamentals of Electric Circuits*. McGraw-Hill, New York, 2013, Quinta Edición.
- [41] W. H. Hayt, J. E. Kemmerly, S. M. Durbin. *Engineering Circuit Analysis*. McGraw-Hill, New York, 2007, Séptima Edición.
- [42] C. Kitchin, L. Counts. *RMS to DC Conversion Application Guide*. Analog Devices, Inc., Norwood, MA, 1986, Segunda Edición.
- [43] B. Clarke, M. Fazio, D. Scott. *RMS-to-DC Converters Easy Measurement Tasks*. Guía de Usuario, Documento: AN-268.
- [44] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. IEEE Press Editorial Board, New Jersey, 2007.
- [45] Freescale Semiconductor. *TWR-KM34Z50M/TWR-KMZ50MV3*. Guía de Usuario, Documento: TWRKM34Z50UM, Rev. 2, 2014.

- [46] TDK-Lambda. *5 to 15W AC-DC Board Mount Power Supplies*. Hoja de Datos KPS Series, Rev. 4, 2012.
- [47] AMECON. *150 A Current Transformer*. Hoja de Datos.
- [48] Freescale Semiconductor. *FreeMASTER for Embedded Applications*. Nota de Aplicación, Documento: FMSTERUG, Rev. 0, 2014.
- [49] Texas Instruments *Current-Transformer Phase-Shift Compensation and Calibration*. Nota de Aplicación, Documento: SLAA122, 2001.
- [50] S. Chapra, R. Canale. *Numerical Methods for Engineers*. McGraw-Hill, New York, 2009, Sexta Edición.
- [51] RomTek Electronics. Kocos ARTES 300 II 3x300V 1x600V 3x25A. Disponible en línea en el portal:
<https://romtek.ro/corporate/produse/kocos-artes-300-ii-3x300v-1x600v-3x25a>
- [52] K. Ogata. *Modern Control Engineering*. Prentice-Hall, New Jersey, 2010, Quinta Edición.
- [53] AEMC Instruments. *Analizador de calidad de energía trifásico PowerPad® Modelo 3945-B*. Hoja de Datos

APÉNDICE A:

OBTENCIÓN DE LAS EXPRESIONES PARA CÁLCULO DE LOS COEFICIENTES DE LOS FILTROS IIR

En este apéndice se describen las ecuaciones para el cálculo de los coeficientes de los filtros digitales utilizados en los algoritmos de medición. Para ello se implementa la transformación bilineal descrita en la sección 2.1.1.1, en la que se procesan las funciones de transferencia caracterizadas en la forma analógica del filtro.

En este proyecto de tesis se implementan dos filtros digitales IIR: un FPA tipo y un FPB, ambos de tipo Butterworth de primer orden.

A continuación se desarrollan las expresiones con las cuales se obtienen los coeficientes de cada uno de los filtros IIR utilizados por los algoritmos de medición. Además se expresan las ecuaciones de filtros digitales IIR tipo Butterworth de segundo orden con la finalidad de establecer una comparación de las características de estos en base al orden del filtro.

A.1 COEFICIENTES DE FILTRO BUTTERWORTH PASA BAJAS DE PRIMER ORDEN

En la ecuación (A.1) se expresa función de transferencia de un FPB tipo Butterworth de primer orden.

$$H_{FPB}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (\text{A.13})$$

El proceso de la transformación bilineal inicia sustituyendo elemento s por la expresión $\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$. La expresión (A.2) describe la sustitución definido por la ecuación (2.3).

$$H_{FPB}(z) = \left[H_{FPB}(s) \right]_{s=\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \Bigg|_{s=\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \quad (\text{A.14})$$

A continuación, la ecuación (A.3) muestra el proceso de algebraico de sustitución del término s empleado en la transformación bilineal.

$$\begin{aligned}
 H_{FPB}(z) &= \frac{\omega_c}{\frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) + \omega_c} = \frac{\omega_c (1+z^{-1})}{(2/T)(1-z^{-1}) + \omega_c (1+z^{-1})} \\
 &= \frac{\omega_c + \omega_c z^{-1}}{(\omega_c + (2/T)) + (\omega_c - (2/T))z^{-1}} = \frac{\left(\frac{\omega_c T}{\omega_c T + 2} \right) + \left(\frac{\omega_c T}{\omega_c T + 2} \right) z^{-1}}{1 + \left(\frac{\omega_c T - 2}{\omega_c T + 2} \right) z^{-1}} \quad (A.15)
 \end{aligned}$$

La ecuación (A.4) muestra la forma final deseada de la función de transferencia en el tiempo discreto, de la cual se identifican y extraen cada uno de los coeficientes del filtro digital.

$$H_{FPB}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\left(\frac{\omega_c T}{\omega_c T + 2} \right) + \left(\frac{\omega_c T}{\omega_c T + 2} \right) z^{-1}}{1 + \left(\frac{\omega_c T - 2}{\omega_c T + 2} \right) z^{-1}} \quad (A.16)$$

En la ecuación (A.5) se muestra la función de transferencia en el tiempo discreto de un filtro digital IIR de primer orden. Esta se obtiene de la forma general expresada en (2.1).

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (A.17)$$

La función de salida del filtro digital IIR de primer orden se expresa en la ecuación (A.6).

$$y(n) = b_0 x[n] + b_1 x[n-1] - a_1 y[n-1] \quad (A.18)$$

Finalmente, a partir de la ecuación (A.4) se extraen los coeficientes a y b del filtro digital. En (A.7) se expresan cada uno de los coeficientes del FPB Butterworth de primer orden, realizando al mismo tiempo la sustitución de la frecuencia de corte ajustada por la relación (2.4).

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 1 \\
 a_1 &= \left(\frac{\omega_c T - 2}{\omega_c T + 2} \right) = \frac{2 \tan(\omega_D T / 2) - 2}{2 \tan(\omega_D T / 2) + 2} = \frac{\tan(\omega_D T / 2) - 1}{\tan(\omega_D T / 2) + 1} \\
 b_0 &= \left(\frac{\omega_c T}{\omega_c T + 2} \right) = \frac{2 \tan(\omega_D T / 2)}{2 \tan(\omega_D T / 2) + 2} = \frac{\tan(\omega_D T / 2)}{\tan(\omega_D T / 2) + 1} \\
 b_1 &= \left(\frac{\omega_c T}{\omega_c T + 2} \right) = \frac{2 \tan(\omega_D T / 2)}{2 \tan(\omega_D T / 2) + 2} = \frac{\tan(\omega_D T / 2)}{\tan(\omega_D T / 2) + 1}
 \end{aligned} \tag{A.19}$$

A.2 COEFICIENTES DE FILTRO BUTTERWORTH PASA ALTAS DE PRIMER ORDEN

Se realiza el mismo procedimiento llevado a cabo anteriormente en el apartado A.1. Se inicia con la función de transferencia establecida para un FPA tipo Butterworth de primer orden, la cual esta expresada en la ecuación (A.8).

$$H_{FPA}(s) = \frac{s}{\omega_c + s} \tag{A.20}$$

Una vez establecida la función de transferencia, se procede a realizar la transformación de la misma.

$$H_{FPA}(z) = [H_{FPA}(s)]_{s=\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} = \frac{s}{\omega_c + s} \Bigg|_{s=\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \tag{A.21}$$

A continuación se describe el proceso de sustitución desarrollado en el cálculo de la forma discreta del filtro digital.

$$\begin{aligned}
 H_{FPA}(z) &= \frac{\frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)}{\omega_c + \frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)} = \frac{(2/T)(1-z^{-1})}{\omega_c(1+z^{-1}) + (2/T)(1-z^{-1})} \\
 &= \frac{(2/T) - (2/T)z^{-1}}{(\omega_c + (2/T)) + (\omega_c - (2/T))z^{-1}} = \frac{\left(\frac{2}{\omega_c T + 2} \right) + \left(\frac{-2}{\omega_c T + 2} \right) z^{-1}}{1 + \left(\frac{\omega_c T - 2}{\omega_c T + 2} \right) z^{-1}}
 \end{aligned} \tag{A.22}$$

La expresión final obtenida por la transformación bilineal se observa a continuación:

$$H_{FPA}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\left(\frac{2}{\omega_c T + 2} \right) + \left(\frac{-2}{\omega_c T + 2} \right) z^{-1}}{1 + \left(\frac{\omega_c T - 2}{\omega_c T + 2} \right) z^{-1}} \tag{A.23}$$

Por último se extraen las expresiones que determinan los coeficientes del FPA Butterworth de primero orden, lo cual se expresa en (A.12).

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 1 \\
 a_1 &= \left(\frac{\omega_c T - 2}{\omega_c T + 2} \right) = \frac{2 \tan(\omega_D T / 2) - 2}{2 \tan(\omega_D T / 2) + 2} = \frac{\tan(\omega_D T / 2) - 1}{\tan(\omega_D T / 2) + 1} \\
 b_0 &= \left(\frac{2}{\omega_c T + 2} \right) = \frac{2}{2 \tan(\omega_D T / 2) + 2} = \frac{1}{\tan(\omega_D T / 2) + 1} \\
 b_1 &= \left(\frac{-2}{\omega_c T + 2} \right) = \frac{-2}{2 \tan(\omega_D T / 2) + 2} = \frac{-1}{\tan(\omega_D T / 2) + 1}
 \end{aligned} \tag{A.24}$$

La Tabla A.1 concentra las expresiones para cada uno de los coeficientes de los FPB y FPA de primer orden utilizados en el proyecto.

Tabla A.1 Expresiones obtenidas para los coeficientes de filtros digitales recursivos IIR tipo Butterword (FPB y FPA) de primer orden

Coeficientes	FPB Butterworth	FPA Butterworth
a_0	1	1
a_1	$\frac{\tan(\omega_D T / 2) - 1}{\tan(\omega_D T / 2) + 1}$	$\frac{\tan(\omega_D T / 2) - 1}{\tan(\omega_D T / 2) + 1}$
b_0	$\frac{\tan(\omega_D T / 2)}{\tan(\omega_D T / 2) + 1}$	$\frac{1}{\tan(\omega_D T / 2) + 1}$
b_1	$\frac{\tan(\omega_D T / 2)}{\tan(\omega_D T / 2) + 1}$	$\frac{-1}{\tan(\omega_D T / 2) + 1}$

A.3 COEFICIENTES DE FILTRO BUTTERWORTH PASA BAJAS DE SEGUNDO ORDEN

La función de transferencia de un FPB Butterworth de segundo orden está caracterizada por la ecuación (A.13).

$$H_{FPB}(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{A.25})$$

Se establece la sustitución inicial para la transformación bilineal de la expresión (A.13)

$$H_{FPB}(z) = \left[H_{FPB}(s) \right]_{s = \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}} = \frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} \Bigg|_{s = \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}} \quad (\text{A.26})$$

Para efectuar el proceso algebraico con mayor facilidad, se establecen las siguientes constantes.

$$k = \frac{2}{T} \quad (\text{A.27})$$

$$\alpha = \tan(\omega_D T / 2) \quad (\text{A.28})$$

$$\omega_c = \frac{2}{T} \tan(\omega_D T / 2) = k\alpha \quad (\text{A.29})$$

Se reanuda el proceso establecido en (A.14), para ello se sustituye la expresión (A.17) en cada termino ω_c .

$$\begin{aligned} H_{FPB}(z) &= \frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} \Bigg|_{s = k \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \\ &= \frac{(k\alpha)^2}{k^2 \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^2 + \sqrt{2}k^2 \alpha \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) + (k\alpha)^2} \\ &= \frac{\alpha^2 (1+z^{-1})^2}{(1-z^{-1})^2 + \sqrt{2}\alpha (1-z^{-2}) + \alpha^2 (1+z^{-1})^2} \\ &= \frac{\alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \left[\frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 + \left(\frac{-2 + 2\alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \right) z^{-1} + \left(\frac{1 - \sqrt{2}\alpha + \alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \right) z^{-2}} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.30})$$

Se llega a la expresión final (A.19).

$$H_{FPB}(z) = \frac{\alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \left[\frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 + \left(\frac{-2 + 2\alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \right) z^{-1} + \left(\frac{1 - \sqrt{2}\alpha + \alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \right) z^{-2}} \right] \quad (\text{A.31})$$

De acuerdo a (2.1), se obtiene la función de transferencia en el tiempo discreto de un filtro digital IIR de segundo orden.

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (\text{A.32})$$

Además, mediante la expresión general (2.2), se determina la función de salida en el tiempo discreto para un filtro digital IIR de segundo orden.

$$y(n) = b_0 x[n] + b_1 x[n-1] + b_2 x[n-2] - a_1 y[n-1] - a_2 y[n-2] \quad (\text{A.33})$$

Con la expresión final (A.19), se extraen los coeficientes requeridos por la función salida discreta determinada por (A.21).

Una vez se identifican los coeficientes de a y b en (A.19), se retoma lo sustituido en primera instancia por la igualdad (A.17).

Los coeficientes de a se encuentran descritos en (A.22) y para el caso de los coeficientes de b , estos se encuentran en (A.23).

$$a_0 = 1$$

$$a_1 = \frac{-2 + 2\alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} = \frac{2[\tan^2(\omega_D T/2) - 1]}{1 + \sqrt{2}\tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)} \quad (\text{A.34})$$

$$a_2 = \frac{1 - \sqrt{2}\alpha + \alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} = \frac{1 - \sqrt{2}\tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}{1 + \sqrt{2}\tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$$

$$b_0 = \frac{\alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} = \frac{\tan^2(\omega_D T/2)}{1 + \sqrt{2}\tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$$

$$b_1 = \frac{2\alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} = \frac{2\tan^2(\omega_D T/2)}{1 + \sqrt{2}\tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)} \quad (\text{A.35})$$

$$b_2 = \frac{\alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} = \frac{\tan^2(\omega_D T/2)}{1 + \sqrt{2}\tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$$

A.4 COEFICIENTES DE FILTRO BUTTERWORTH PASA ALTAS DE SEGUNDO ORDEN

Para un filtro analógico tipo Butterworth pasa altas se tiene la siguiente función de transferencia:

$$H_{FPA}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{A.36})$$

Tomando en cuenta lo expresado en (A.17), se realiza el cálculo de la transformación bilineal de la función de transferencia de la ecuación (A.24).

$$\begin{aligned} H_{FPA}(z) &= \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} \Big|_{s=k \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \\ &= \frac{k^2 \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^2}{k^2 \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^2 + \sqrt{2}k^2 \alpha \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) + (k\alpha)^2} \\ &= \frac{(1-z^{-1})^2}{(1-z^{-1})^2 + \sqrt{2}\alpha(1-z^{-2}) + \alpha^2(1+z^{-1})^2} \\ &= \frac{1}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \left[\frac{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}{1 + \left(\frac{-2 + 2\alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \right) z^{-1} + \left(\frac{1 - \sqrt{2}\alpha + \alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \right) z^{-2}} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.37})$$

A continuación se observa la expresión obtenida en el tiempo discreto de la función de transferencia establecida en (A.24).

$$H_{FPA}(z) = \frac{1}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \left[\frac{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}{1 + \left(\frac{-2 + 2\alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \right) z^{-1} + \left(\frac{1 - \sqrt{2}\alpha + \alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} \right) z^{-2}} \right] \quad (\text{A.38})$$

Retomando lo propuesto en (A.17), se obtienen los coeficientes de a y b expresado en (A.27) y (A.28) respectivamente.

$$\begin{aligned} a_0 &= 1 \\ a_1 &= \frac{-2 + 2\alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} = \frac{2[\tan^2(\omega_D T/2) - 1]}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)} \\ a_2 &= \frac{1 - \sqrt{2}\alpha + \alpha^2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} = \frac{1 - \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)} \end{aligned} \quad (\text{A.39})$$

$$\begin{aligned}
 b_0 &= \frac{1}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} = \frac{1}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)} \\
 b_1 &= \frac{-2}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} = \frac{-2}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)} \\
 b_2 &= \frac{1}{1 + \sqrt{2}\alpha + \alpha^2} = \frac{1}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}
 \end{aligned}
 \tag{A.40}$$

La Tabla A.2 contiene las expresiones obtenidas para el cálculo de los coeficientes de los filtros digitales IIR tipo Butterworth de segundo orden.

Tabla A.2 Expresiones obtenidas para los coeficientes de filtros digitales recursivos IIR tipo Butterword (FPB y FPA) de segundo orden

Coeficientes	FPB Butterworth	FPA Butterworth
a_0	1	1
a_1	$\frac{2[\tan^2(\omega_D T/2) - 1]}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$	$\frac{2[\tan^2(\omega_D T/2) - 1]}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$
a_2	$\frac{1 - \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$	$\frac{1 - \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$

Tabla A.3 Expresiones obtenidas para los coeficientes de filtros digitales recursivos IIR tipo Butterword (FPB y FPA) de segundo orden (Continuación)

Coeficientes	FPB Butterworth	FPA Butterworth
b_0	$\frac{\tan^2(\omega_D T/2)}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$	$\frac{1}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$
b_1	$\frac{2 \tan^2(\omega_D T/2)}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$	$\frac{-2}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$
b_2	$\frac{\tan^2(\omega_D T/2)}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$	$\frac{1}{1 + \sqrt{2} \tan(\omega_D T/2) + \tan^2(\omega_D T/2)}$

APÉNDICE B:

RESPUESTA A LA FRECUENCIA Y RESPUESTA AL ESCALÓN UNITARIO DE LOS FILTROS IIR

B.1 RESPUESTA A LA FRECUENCIA DE FILTROS DIGITALES IIR

- Forma general de la respuesta a la frecuencia de un filtro digital IIR de primer orden.

$$H(\omega) = \frac{b_0 + b_1 e^{-j\omega\Delta T}}{1 + a_1 e^{-j\omega\Delta T}} \quad (\text{B.1})$$

- Forma General de la respuesta a la frecuencia de un filtro digital IIR de segundo orden.

$$H(\omega) = \frac{b_0 + b_1 e^{-j\omega\Delta T} + b_2 e^{-2j\omega\Delta T}}{1 + a_1 e^{-j\omega\Delta T} + a_2 e^{-2j\omega\Delta T}} \quad (\text{B.2})$$

Donde $\Delta T = T_s = \frac{1}{F_s}$, siendo F_s la frecuencia de muestreo del sistema.

Los coeficientes a y b de las ecuaciones (B.1) y (B.2) se calculan mediante las expresiones establecidas en el Apéndice A (Ver Tablas A.1 y A.2).

B.2 RESPUESTA AL ESCALÓN UNITARIO DE FILTROS DIGITALES IIR

- Respuesta al Escalón Unitario de un FPB de Primer Orden

La ecuación (B.3) representa la forma estándar de la función de transferencia de un FPB de primer orden.

$$H_{FPB}(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (\text{B.3})$$

Para obtener la respuesta al escalón unitario del filtro, se establece que $R(s)$ sea la transformada de Laplace de la función del escalón unitario.

$$R(s) = \frac{1}{s} \quad (\text{B.4})$$

Establecida la función de entrada $R(s)$, se procede a obtener la forma de la función de salida en base a la función de transferencia $H(s)$ y la función del escalón unitario.

$$C_{FPB}(s) = R(s)H(s) = \frac{1}{s} \left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c} \right) \quad (\text{B.5})$$

La respuesta al escalón unitario en el dominio del tiempo, se obtiene aplicando la transformada inversa de Laplace a la función $C(s)$ determinada para caso.

$$C(t) = \mathcal{L}^{-1} \{ C(s) \} \quad (\text{B.6})$$

Para el caso de un FPB Butterworth de primer orden $C(t)$, esta se expresa de la siguiente manera:

$$C_{FPB}(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s} \left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c} \right) \right\} \quad (\text{B.7})$$

Aplicando la transformada inversa de Laplace mediante fracciones parciales en la expresión (B.7), se obtiene la forma deseada de la respuesta al escalón unitario en el tiempo de un FPB Butterworth de primer orden.

$$C_{FPB}(t) = u(t) - e^{-\omega_c t} \quad (\text{B.8})$$

Para obtener su equivalencia de un filtro digital, ω_c debe ser ajustada mediante la expresión (2.4).

- Respuesta al Escalón Unitario de un FPA de Primer Orden

Para el caso de un FPA de primer orden, la función de transferencia estándar de esta se define como sigue:

$$H_{FPA}(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (\text{B.9})$$

Se desea obtener la respuesta al impulso unitario de (B.9), para ello se aplica la misma metodología aplicada en el apartado anterior, donde se desarrolló el caso de un FPB.

La ecuación (B.10) expresa la función $C(s)$ para el caso de un FPA.

$$C_{FPA}(s) = R(s)H(s) = \frac{1}{s} \left(\frac{s}{s + \omega_c} \right) = \frac{1}{s + \omega_c} \quad (\text{B.10})$$

Aplicando la transformada inversa de Laplace de forma directa se obtiene:

$$C_{FPA}(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s + \omega_c} \right\} \quad (\text{B.11})$$

$$C_{FPA}(t) = e^{-\omega_c t} \quad (\text{B.12})$$

- Respuesta al Escalón Unitario de un FPB de Segundo Orden

La función de transferencia de un FPB de segundo orden se expresa en la siguiente ecuación:

$$H_{FPB}(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{B.13})$$

Se define la relación de amortiguamiento ζ .

$$\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (\text{B.14})$$

Sustituyendo (B.14) en (B.13) se obtiene:

$$H_{FPB}(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{B.15})$$

La función de la respuesta al escalón unitario en el dominio de Laplace se define como:

$$C_{FPB}(s) = R(s)H(s) = \frac{1}{s} \left(\frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \right) \quad (\text{B.16})$$

Se expresa $C_{FPB}(t)$ en función de la transformada inversa de Laplace.

$$C_{FPB}(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s} \left(\frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \right) \right\} \quad (\text{B.17})$$

Siendo $\zeta < 1$, el sistema corresponde a un caso subamortiguado.

Para ello se aplica la transformada inversa de Laplace específica para un sistema subamortiguado de segundo orden descrito en [52].

Finalmente se obtiene:

$$C_{FPB}(t) = u(t) - e^{-\zeta\omega_c t} \left[\cos(\omega_d t) + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t) \right] \quad (\text{B.18})$$

Donde ω_d es la frecuencia natural de amortiguamiento, la cual esta expresada por la ecuación (B.19).

$$\omega_d = \omega_c \sqrt{1-\zeta^2} \quad (\text{B.19})$$

- Respuesta al Escalón Unitario de un FPA de Segundo Orden

La función de transferencia de un FPA de segundo orden se expresa en (B.20).

$$H_{FPA}(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{B.20})$$

Se define la función de la respuesta al escalón unitario en el dominio de Laplace como sigue:

$$C_{FPA}(s) = R(s)H(s) = \frac{1}{s} \left(\frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \right) \quad (\text{B.21})$$

Se expresa $C_{FPA}(t)$ en función de la transformada inversa de Laplace.

$$C_{FPA}(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s} \left(\frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \right) \right\} \quad (\text{B.22})$$

Por último se obtiene la transformada inversa de (B.22) resolviendo por medio del método de la descomposición por fracciones parciales, teniendo como resultado la siguiente expresión:

$$C_{FPA}(t) = e^{-\zeta\omega_c t} \left[\cos(\omega_d t) - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t) \right] \quad (\text{B.23})$$

La Tabla B.1 conjunta las expresiones obtenidas de la función de respuesta al impulso unitario de los filtros FPB y FPA de primer y segundo orden.

Tabla B.1 Expresiones de la Respuesta al impulso unitario de FPB y FPA tipo Butterworth de primer y segundo orden.

Orden del Filtro	$C(t)$	
	FPB Butterworth	FPA Butterworth
1	$u(t) - e^{-\omega_c t}$	$e^{-\omega_c t}$
2	$u(t) - e^{-\zeta\omega_c t} \left[\cos(\omega_d t) + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t) \right]$	$e^{-\zeta\omega_c t} \left[\cos(\omega_d t) - \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t) \right]$

APÉNDICE C:

COEFICIENTES DE LOS FILTROS IIR Y GRÁFICAS DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA Y AL ESCALÓN UNITARIO

En este apéndice se explica el procedimiento con el cual se obtienen los coeficientes de los filtros implementados en el proyecto, iniciando con el cálculo de orden del filtro digital.

Posteriormente se presentan las gráficas de las respuestas a la frecuencia y al escalón unitario que se obtienen a partir de las expresiones mencionadas en el Apéndice B.

C.1 CÁLCULO DEL ORDEN DE LOS FILTROS DIGITALES IIR

Para realizar el cálculo del orden de los filtros digitales IIR utilizados por los algoritmos de medición, se utiliza lo establecido en la ecuación (2.7). Para ello es necesario realizar el ajuste de la frecuencia de corte ω_{ac} y la frecuencia de borde de la banda rechazada ω_{as} del filtro digital, además del factor de atenuación A .

C.1.1 FPB Butterworth

Se definen los siguientes parámetros para el cálculo del orden del filtro:

- Frecuencia de muestreo : $F_s = 2400\text{Hz}$
- Frecuencia de corte de la banda pasante (con atenuación -3dB): $f_c = 1.5\text{Hz}$
- Atenuación mínima en la banda rechazada: **Atenuación** = 40dB
- Frecuencia del borde de la banda rechazada con atenuación mínima definida:
 $f_{stop} = 100\text{Hz}$

Se obtienen las frecuencias angulares:

$$\omega_c = f_c \times 2\pi = 1 \times 2\pi = 9.424 \text{ rad / s} \quad (\text{C.1})$$

$$\omega_s = f_{stop} \times 2\pi = 50 \times 2\pi = 628.318 \text{ rad / s} \quad (\text{C.2})$$

Siendo el periodo de muestreo

$$T = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{2400 \text{ Hz}} = 416.666 \mu\text{s} \quad (\text{C.3})$$

Se obtienen las frecuencias analógicas equivalentes:

(C.4)

$$\omega_{a_s} = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_s T}{2}\right) = \frac{2}{416.666 \times 10^{-6}} \tan\left(\frac{628.318 \times 416.666 \times 10^{-6}}{2}\right) = 631.932 \text{ rad / s} \quad (\text{C.5})$$

Se obtiene el factor A :

$$A = 10^{(\text{Atenuación}/20)} = 10^{(40/20)} = 100 \quad (\text{C.6})$$

Se sustituye ω_{a_c} , ω_{a_s} y el factor A en la ecuación (2.7).

$$n = \frac{\log A}{\log \frac{\omega_{a_s}}{\omega_{a_c}}} = \frac{\log(100)}{\log \frac{631.932}{9.424}} = 1.09 \quad (\text{C.7})$$

Finalmente se obtiene el orden mínimo aproximado del filtro.

$$n \approx 1 \quad (\text{C.8})$$

C.1.2 FPA Butterworth

Se define los siguientes parámetros para el cálculo del orden del filtro:

- Frecuencia de muestreo : $F_s = 2400\text{Hz}$
- Frecuencia de corte de la banda pasante (con atenuación -3dB): $f_c = 1.5\text{Hz}$
- Atenuación mínima en la banda rechazada: **Atenuación** = 40dB
- Frecuencia del borde de la banda rechazada con atenuación mínima definida:
 $f_{stop} = .01\text{Hz}$

Se obtienen las frecuencias angulares:

$$\omega_c = f_c \times 2\pi = 1 \times 2\pi = 9.424\text{rad} / s \quad (\text{C.9})$$

$$\omega_s = f_{stop} \times 2\pi = .01 \times 2\pi = .0628\text{rad} / s \quad (\text{C.10})$$

Siendo el periodo de muestreo

$$T = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{2400\text{Hz}} = 416.666\mu s \quad (\text{C.11})$$

Se obtienen las frecuencias analógicas equivalentes:

$$\omega_{a_c} = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_c T}{2}\right) = \frac{2}{416.666 \times 10^{-6}} \tan\left(\frac{9.424 \times 416.666 \times 10^{-6}}{2}\right) = 9.424\text{rad} / s \quad (\text{C.12})$$

$$\omega_{a_s} = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_s T}{2}\right) = \frac{2}{416.666 \times 10^{-6}} \tan\left(\frac{.0628 \times 416.666 \times 10^{-6}}{2}\right) = .0628\text{rad} / s \quad (\text{C.13})$$

Se obtiene el factor A :

$$A = 10^{(\text{Atenuación}/20)} = 10^{(40/20)} = 100 \quad (\text{C.14})$$

Se sustituye ω_{a_c} , ω_{a_s} y el factor A en la ecuación (2.7).

$$n = \frac{\log A}{\log \frac{\omega_{a_s}}{\omega_{a_c}}} = \frac{\log(100)}{\log \frac{0.0628}{9.424}} = .0919 \quad (\text{C.15})$$

Finalmente se obtiene el orden mínimo aproximado del FPA Butterworth.

$$n \approx 1 \quad (\text{C.16})$$

C.2 COEFICIENTES DE LOS FILTROS DIGITALES IIR

El cálculo de los coeficientes del filtro digital IIR se realiza mediante la implementación de las expresiones contenidas en las Tablas A.1 y A.2.

C.2.1 FPB Butterworth

La Tabla C.1 concentra los coeficientes de los filtros digitales obtenidos utilizando los parámetros definidos en la sección C.1.1 e implementándolos en las expresiones de las Tablas A.1 y A.2.

Tabla C.1 Coeficientes obtenidos de un FPB de primer y segundo orden con $F_s=2400$ Hz y $f_c=1.5$ Hz

Coeficientes	FPB Butterworth (Primer Orden)	FPB Butterworth (Segundo Orden)
a_0	1	1
a_1	-0.996080699674494	-1.99444641054193
a_2	-	0.994461789075954
b_0	0.00195965016275316	3.84463350675285e-06
b_1	0.00195965016275316	7.68926701350569e-06
b_2	-	3.84463350675285e-06

C.2.2 FPA Butterworth

La Tabla C.2 concentra los coeficientes de los filtros digitales obtenidos utilizando los parámetros definidos en la sección C.1.2 e implementándolos en las expresiones de las Tablas A.1 y A.2.

Tabla C.2 Coeficientes obtenidos de un FPA de primer y segundo orden con $F_s=2400$ Hz y $f_c=1.5$ Hz

Coeficientes	FPA Butterworth (Primer Orden)	FPA Butterworth (Segundo Orden)
a_0	1	1
a_1	-0.996080699674494	-1.99444641054193
a_2	-	0.994461789075954
b_0	0.998040349837247	0.997227049904470
b_1	-0.998040349837247	-1.99445409980894
b_2	-	0.997227049904470

C.3 GRÁFICA DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA

La obtención de las gráficas del comportamiento de los filtros en relación a la frecuencia de la señal de entrada, se realiza una vez calculados los coeficientes del filtro digital (Ver Sección C.2); para después sustituir dichos valores en las expresiones (B.1) y (B.2).

C.3.1 FPB Butterworth

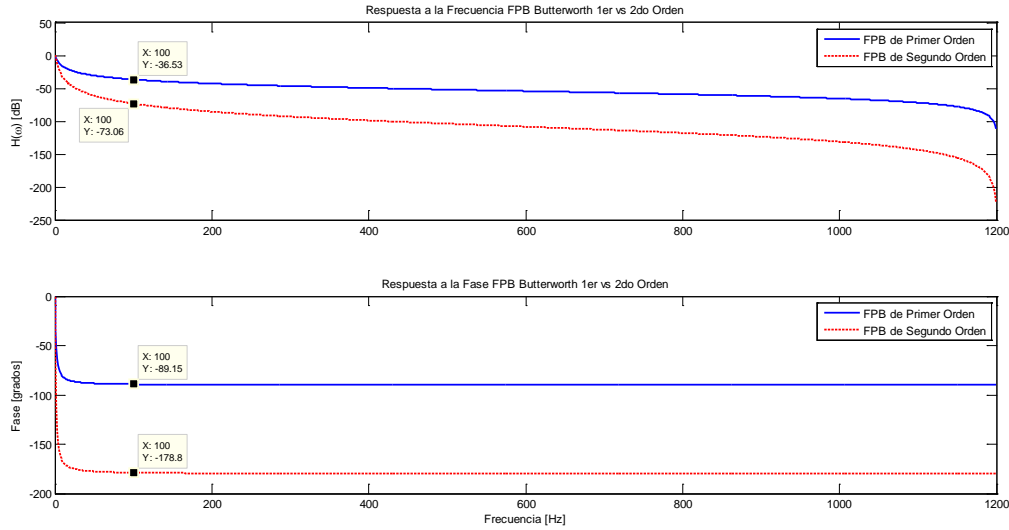


Figura C.1 Gráficas comparativas de respuesta a la frecuencia y respuesta a la fase de un FPB Butterworth de primer y segundo orden con $F_s=2400$ Hz y $f_c=1.5$ Hz

C.3.2 FPA Butterworth

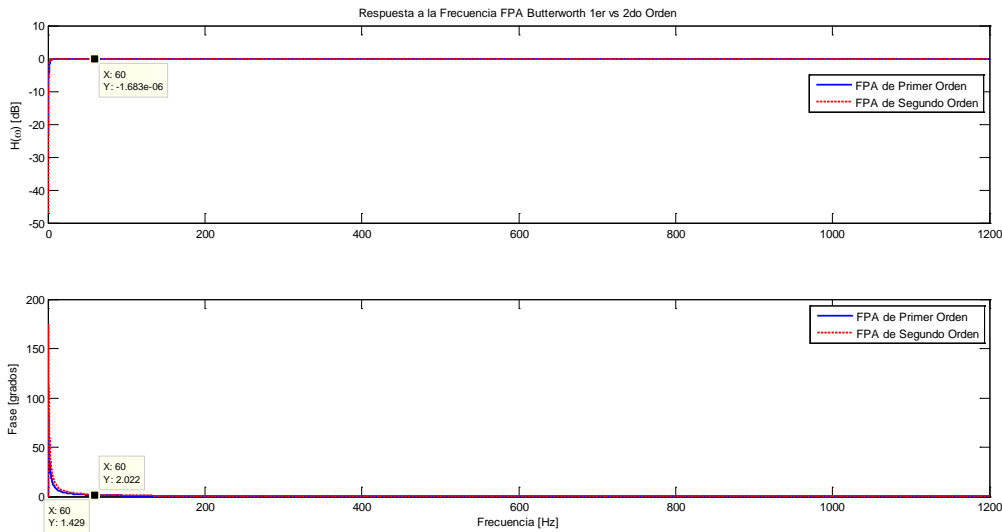


Figura C.2 Gráficas comparativas de respuesta a la frecuencia y respuesta a la fase de un FPA Butterworth de primer y segundo orden con $F_s=2400$ Hz y $f_c=1.5$ Hz.

C.4 GRÁFICA DE RESPUESTA AL ESCALÓN UNITARIO

La obtención de las gráficas de la respuesta al escalón unitario de los filtros digitales IIR utilizados, se realiza una vez calculados los coeficientes del filtro digital (Ver Sección C.2); para después sustituir dichos valores en las expresiones de la Tabla B.1.

C.4.1 FPB Butterworth

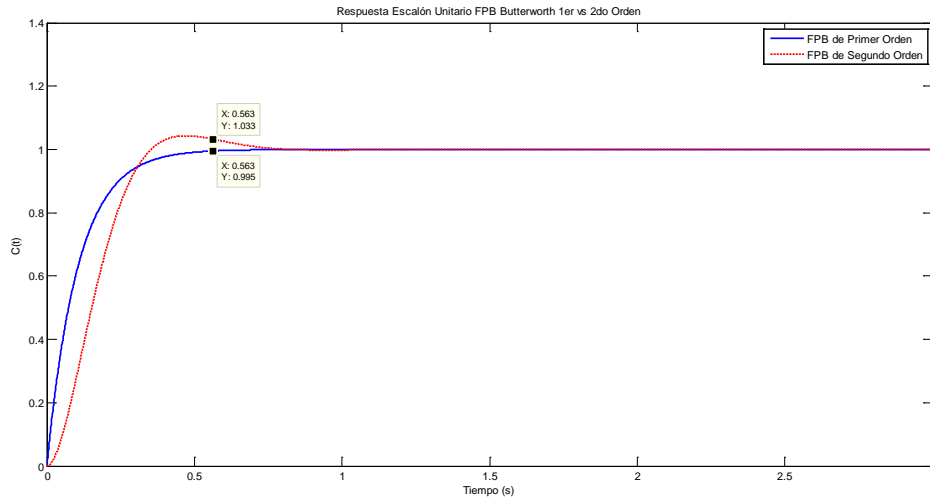


Figura C.3 Gráfica comparativa de respuesta al escalón unitario de un FPB Butterworth de primer y segundo orden con $F_s=2400$ Hz y $f_c=1.5$ Hz.

C.4.2 FPA Butterworth

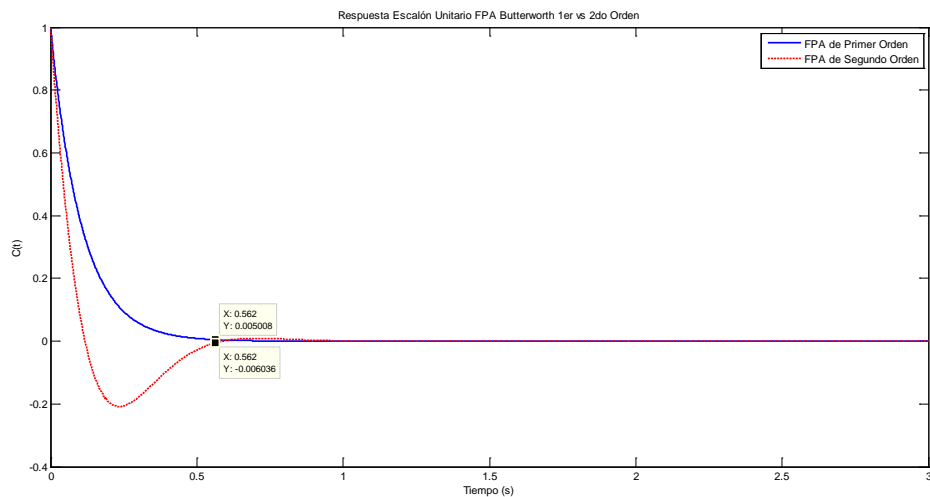


Figura C.4 Gráfica comparativa de respuesta al escalón unitario de un FPA Butterworth de primer y segundo orden con $F_s=2400$ Hz y $f_c=1.5$ Hz.

APÉNDICE D:

COEFICIENTES DE FILTRO DIGITAL FIR PARA LA TRANSFORMADA DE HILBERT MEDIANTE EL MÉTODO DE LA VENTANA DE KAISER

D.1 CÁLCULO DEL ORDEN DEL FILTRO FIR

En base a lo establecido en la sección 2.2.2.3 se define lo siguiente:

- Frecuencia de muestreo $F_s = 2400Hz$
- Frecuencia de corte de la banda pasante $f_p = 30Hz$
- Frecuencia de corte de la banda rechazada $f_{stop} = 0Hz$
- Rizo deseado en la banda pasante $\delta_p = 0.01$
- Rizo deseado en la banda rechazada $\delta_s = .005$

Se inicia con el proceso de normalización de las frecuencias de corte establecida, para ello se emplea la siguiente expresión:

$$f_{norm} = \frac{f}{(F_s/2)} \quad (D.1)$$

Quedando ahora:

$$f_{stop_n} = 0 \quad (D.2)$$

$$f_{p_n} = \frac{30}{1200} = 0.025 \quad (D.3)$$

Definiendo ahora las frecuencias angulares en base a las frecuencias ya normalizadas.

$$\omega_p = f_{p_n} \times 2\pi = 0.025 \times 2\pi = .1571rad / s \quad (D.4)$$

$$\omega_{stop} = f_{stop_n} \times 2\pi = 0 \text{ rad / s} \quad (\text{D.5})$$

En base a lo obtenido en (D.4) y (D.5), se establece la frecuencia de corte final.

$$\omega_c = (\omega_p - \omega_{stop}) / 2 = (.1571 - 0) / 2 = 0.0785 \text{ rad / s} \quad (\text{D.6})$$

Se obtiene el ancho de la banda de transición deseada:

$$\Delta_\omega = \text{abs}(\omega_{stop} - \omega_p) = .1571 \text{ rad / s} \quad (\text{D.7})$$

Siendo $\delta = \min(\delta_p, \delta_s)$ se obtiene el factor de atenuación A

$$A = -20 \log_{10} \delta = -20 \log_{10} (.005) = 46.0206 \quad (\text{D.8})$$

Para el valor de $A =$, calculamos a β en base a la ecuación (2.17)

$$\beta = 0.5842(A - 21)^{0.4} + 0.07886(A - 21), \text{ siendo } (21 \leq A \leq 50) \quad (\text{D.9})$$

Se sustituye (D.8) en (D.9) y se obtiene:

$$\beta = 4.0909 \quad (\text{D.10})$$

Se determina el orden del filtro mediante la ecuación 2.20

$$N = \left(\frac{A - 7.95}{2.285 \Delta_\omega} \right) + 2 = \left(\frac{46.0206 - 7.95}{2.285 \times 0.1571} \right) + 2 = 108 \quad (\text{D.11})$$

Pero como N debe ser un número impar, para tener un retraso con muestras enteras y ser del Tipo III descrito en la sección 2.2.2.1., queda:

$$N = 109 \tag{D.12}$$

El retraso de muestras M será:

$$M = (N - 1) / 2 = 54 \tag{D.13}$$

Una vez establecido lo anterior se obtiene la ventana $w[n]$ de káiser expresada en la ecuación (2.14)

Seguido de obtener el vector de la respuesta al impulso unitario de la transformada de Hilbert $h_d[n]$ obtenido mediante la ecuación (2.12).

La Tabla D.1 contiene los valores calculados de los coeficientes de la ventana de Kaiser $w[n]$.

Tabla D.1 Coeficientes de la ventana de Kaiser $w[n]$

w[n]	Valor	w[n]	Valor	w[n]	Valor	w[n]	Valor	w[n]	Valor	w[n]	Valor
w[0]	0.081787882	w[20]	0.461694875	w[40]	0.886125511	w[60]	0.978290782	w[80]	0.648563149	w[100]	0.206300763
w[1]	0.094834464	w[21]	0.485074108	w[41]	0.901193986	w[61]	0.970540696	w[81]	0.625610605	w[101]	0.188322017
w[2]	0.108622902	w[22]	0.508555621	w[42]	0.915319292	w[62]	0.961656739	w[82]	0.602430454	w[102]	0.170996935
w[3]	0.123145328	w[23]	0.532086441	w[43]	0.928462879	w[63]	0.951663542	w[83]	0.579079081	w[103]	0.154347044
w[4]	0.138391151	w[24]	0.555612554	w[44]	0.940588741	w[64]	0.940588741	w[84]	0.555612554	w[104]	0.138391151
w[5]	0.154347044	w[25]	0.579079081	w[45]	0.951663542	w[65]	0.928462879	w[85]	0.532086441	w[105]	0.123145328
w[6]	0.170996935	w[26]	0.602430454	w[46]	0.961656739	w[66]	0.915319292	w[86]	0.508555621	w[106]	0.108622902
w[7]	0.188322017	w[27]	0.625610605	w[47]	0.970540696	w[67]	0.901193986	w[87]	0.485074108	w[107]	0.094834464
w[8]	0.206300763	w[28]	0.648563149	w[48]	0.978290782	w[68]	0.886125511	w[88]	0.461694875	w[108]	0.081787882
w[9]	0.224908952	w[29]	0.671231578	w[49]	0.984885465	w[69]	0.870154813	w[89]	0.438469684		
w[10]	0.244119715	w[30]	0.693559452	w[50]	0.990306389	w[70]	0.853325092	w[90]	0.415448925		
w[11]	0.26390358	w[31]	0.71549059	w[51]	0.994538441	w[71]	0.835681641	w[91]	0.392681457		
w[12]	0.284228533	w[32]	0.73696927	w[52]	0.99756981	w[72]	0.817271686	w[92]	0.370214464		
w[13]	0.305060096	w[33]	0.757940417	w[53]	0.999392027	w[73]	0.798144214	w[93]	0.348093309		
w[14]	0.326361406	w[34]	0.778349798	w[54]	1	w[74]	0.778349798	w[94]	0.326361406		
w[15]	0.348093309	w[35]	0.798144214	w[55]	0.999392027	w[75]	0.757940417	w[95]	0.305060096		
w[16]	0.370214464	w[36]	0.817271686	w[56]	0.99756981	w[76]	0.73696927	w[96]	0.284228533		
w[17]	0.392681457	w[37]	0.835681641	w[57]	0.994538441	w[77]	0.71549059	w[97]	0.26390358		
w[18]	0.415448925	w[38]	0.853325092	w[58]	0.990306389	w[78]	0.693559452	w[98]	0.244119715		
w[19]	0.438469684	w[39]	0.870154813	w[59]	0.984885465	w[79]	0.671231578	w[99]	0.224908952		

La Tabla D.2 contiene los coeficientes calculados de la respuesta al impulso unitario $h_d[n]$ de la transformada de Hilbert

Tabla D.2 Coeficientes de la respuesta al impulso unitario $h_d[n]$ de la transformada de Hilbert

hd[n]	Valor	hd[n]	Valor	hd[n]	Valor	hd[n]	Valor	hd[n]	Valor	hd[n]	Valor
hd[0]	0	hd[20]	0	hd[40]	0	hd[60]	0	hd[80]	0	hd[100]	0
hd[1]	-0.012011694	hd[21]	-0.019291508	hd[41]	-0.048970752	hd[61]	0.090945682	hd[81]	0.02357851	hd[101]	0.013545102
hd[2]	0	hd[22]	0	hd[42]	0	hd[62]	0	hd[82]	0	hd[102]	0
hd[3]	-0.012482741	hd[23]	-0.020536122	hd[43]	-0.057874525	hd[63]	0.07073553	hd[83]	0.021952406	hd[103]	0.01299224
hd[4]	0	hd[24]	0	hd[44]	0	hd[64]	0	hd[84]	0	hd[104]	0
hd[5]	-0.01299224	hd[25]	-0.021952406	hd[45]	-0.07073553	hd[65]	0.057874525	hd[85]	0.020536122	hd[105]	0.012482741
hd[6]	0	hd[26]	0	hd[46]	0	hd[66]	0	hd[86]	0	hd[106]	0
hd[7]	-0.013545102	hd[27]	-0.02357851	hd[47]	-0.090945682	hd[67]	0.048970752	hd[87]	0.019291508	hd[107]	0.012011694
hd[8]	0	hd[28]	0	hd[48]	0	hd[68]	0	hd[88]	0	hd[108]	0
hd[9]	-0.014147106	hd[29]	-0.025464791	hd[49]	-0.127323954	hd[69]	0.042441318	hd[89]	0.018189136		
hd[10]	0	hd[30]	0	hd[50]	0	hd[70]	0	hd[90]	0		
hd[11]	-0.014805111	hd[31]	-0.027679121	hd[51]	-0.212206591	hd[71]	0.037448222	hd[91]	0.01720594		
hd[12]	0	hd[32]	0	hd[52]	0	hd[72]	0	hd[92]	0		
hd[13]	-0.015527312	hd[33]	-0.030315227	hd[53]	-0.636619772	hd[73]	0.033506304	hd[93]	0.016323584		
hd[14]	0	hd[34]	0	hd[54]	0	hd[74]	0	hd[94]	0		
hd[15]	-0.016323584	hd[35]	-0.033506304	hd[55]	0.636619772	hd[75]	0.030315227	hd[95]	0.015527312		
hd[16]	0	hd[36]	0	hd[56]	0	hd[76]	0	hd[96]	0		
hd[17]	-0.01720594	hd[37]	-0.037448222	hd[57]	0.212206591	hd[77]	0.027679121	hd[97]	0.014805111		
hd[18]	0	hd[38]	0	hd[58]	0	hd[78]	0	hd[98]	0		
hd[19]	-0.018189136	hd[39]	-0.042441318	hd[59]	0.127323954	hd[79]	0.025464791	hd[99]	0.014147106		

Finalmente se procede a calcular la respuesta al impulso unitario de la transformada de Hilbert ajustada mediante la ventana de Kaiser utilizando la expresión (2.13).

La Tabla D.3 contiene los valores de los coeficientes de la respuesta al impulso unitario de la

Tabla D.3 Coeficientes de la respuesta al impulso unitario de la transformada de Hilbert ajustada mediante la ventana de Kaiser $h[n]$

h[n]	Valor	h[n]	Valor	h[n]	Valor	h[n]	Valor	h[n]	Valor	h[n]	Valor
h[0]	0	h[20]	0	h[40]	0	h[60]	0	h[80]	0	h[100]	0
h[1]	-0.001139123	h[21]	-0.009357811	h[41]	-0.044132147	h[61]	0.088266485	h[81]	0.014750966	h[101]	0.002550841
h[2]	0	h[22]	0	h[42]	0	h[62]	0	h[82]	0	h[102]	0
h[3]	-0.001537191	h[23]	-0.010926992	h[43]	-0.053734348	h[63]	0.067316425	h[83]	0.012712179	h[103]	0.002005314
h[4]	0	h[24]	0	h[44]	0	h[64]	0	h[84]	0	h[104]	0
h[5]	-0.002005314	h[25]	-0.012712179	h[45]	-0.067316425	h[65]	0.053734348	h[85]	0.010926992	h[105]	0.001537191
h[6]	0	h[26]	0	h[46]	0	h[66]	0	h[86]	0	h[106]	0
h[7]	-0.002550841	h[27]	-0.014750966	h[47]	-0.088266485	h[67]	0.044132147	h[87]	0.009357811	h[107]	0.001139123
h[8]	0	h[28]	0	h[48]	0	h[68]	0	h[88]	0	h[108]	0
h[9]	-0.003181811	h[29]	-0.017092772	h[49]	-0.125399512	h[69]	0.036930517	h[89]	0.007975385		
h[10]	0	h[30]	0	h[50]	0	h[70]	0	h[90]	0		
h[11]	-0.003907122	h[31]	-0.01980415	h[51]	-0.211047612	h[71]	0.031294792	h[91]	0.006756454		
h[12]	0	h[32]	0	h[52]	0	h[72]	0	h[92]	0		
h[13]	-0.004736763	h[33]	-0.022977136	h[53]	-0.636232725	h[73]	0.026742863	h[93]	0.00568213		
h[14]	0	h[34]	0	h[54]	0	h[74]	0	h[94]	0		
h[15]	-0.00568213	h[35]	-0.026742863	h[55]	0.636232725	h[75]	0.022977136	h[95]	0.004736763		
h[16]	0	h[36]	0	h[56]	0	h[76]	0	h[96]	0		
h[17]	-0.006756454	h[37]	-0.031294792	h[57]	0.211047612	h[77]	0.01980415	h[97]	0.003907122		
h[18]	0	h[38]	0	h[58]	0	h[78]	0	h[98]	0		
h[19]	-0.007975385	h[39]	-0.036930517	h[59]	0.125399512	h[79]	0.017092772	h[99]	0.003181811		

D.2 GRAFICA DE LA RESPUESTA AL IMPULSO UNITARIO DE LA TRANSFORMADA DE HILBERT AJUSTADA MEDIANTE LA VENTANA DE KAISER.

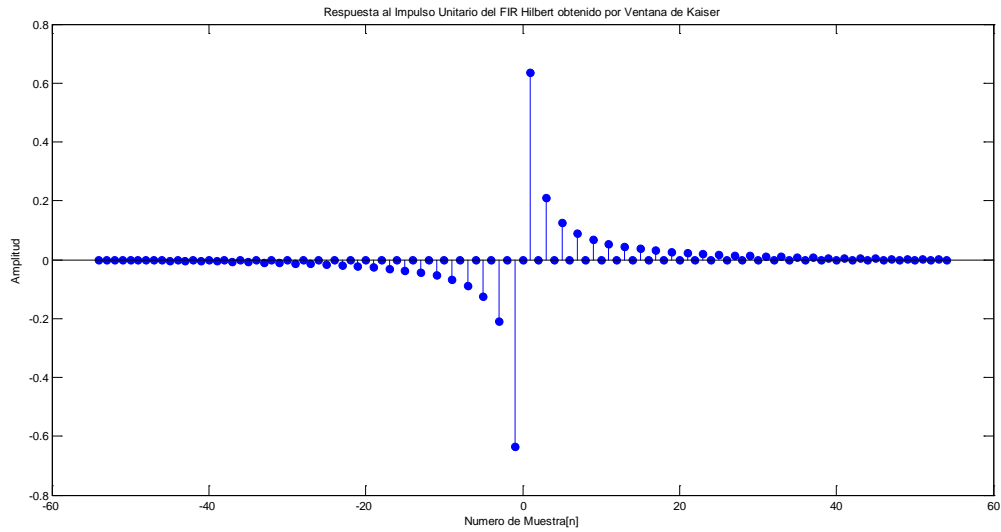


Figura D.1 Respuesta al impulso unitario de la Transformada de Hilbert no Causal

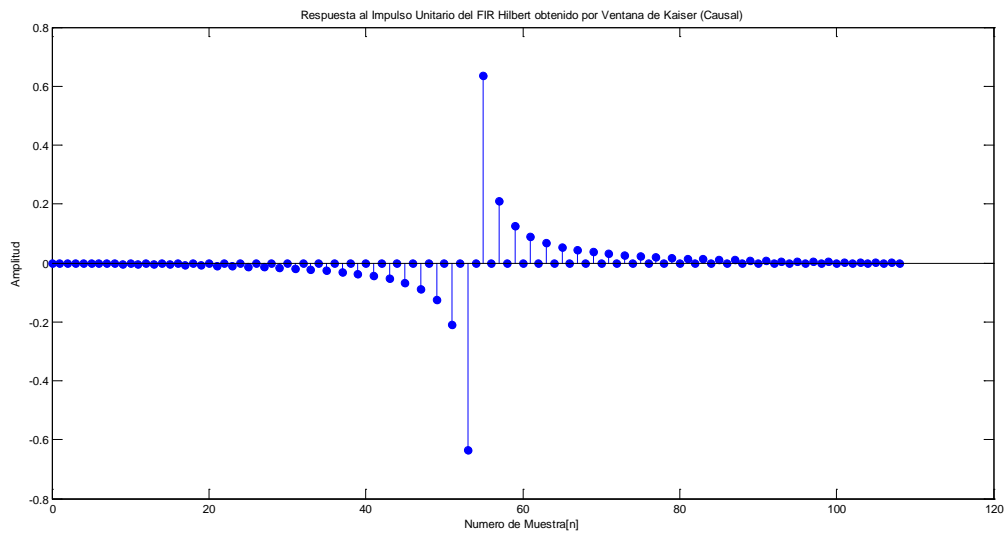


Figura D.2 Respuesta al impulso unitario de la Transformada de Hilbert Causal

D.3 GRAFICA DE LA RESPUESTA A LA FRECUENCIA DE LA TRANSFORMADA DE HILBERT.

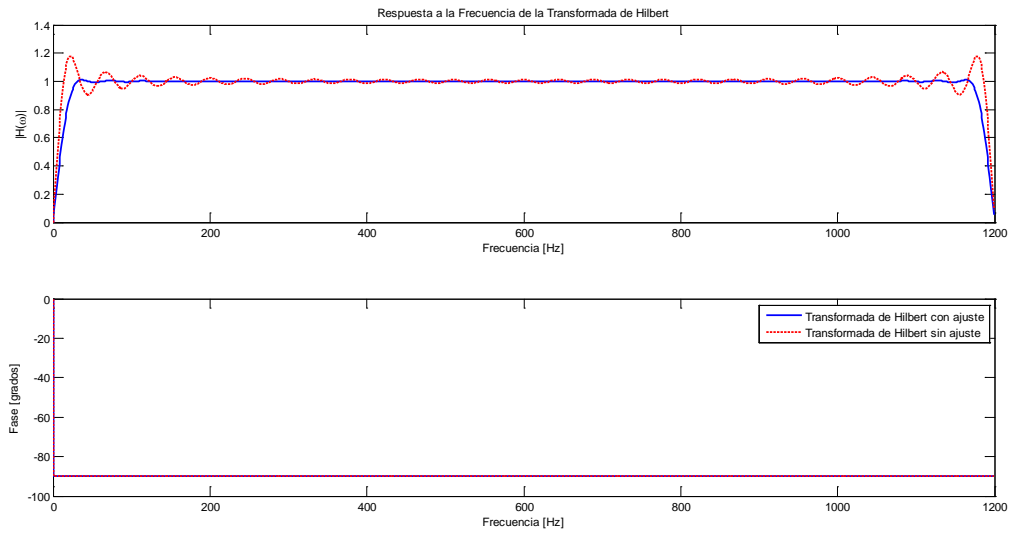


Figura D.3 Respuesta a la frecuencia de la transformada de Hilbert con y sin ajuste de la ventana de Kaiser.

APÉNDICE E:

CÓDIGO DEL PROGRAMA DE MEDICIONES

- Meter_3ph.c

```
#include <string.h>
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include "drivers.h"
#include "appconfig.h"
#include "freemaster.h"
#include "meter_3ph.h"
#include "filtros_digitales.h"

DATA_STRUCT V_A,V_B,V_C;
DATA_STRUCT I_A,I_B,I_C;
P_STRUCT P_A,P_B,P_C;
ESC_STRUCT F_A,F_B,F_C;
Q_STRUCT Q_A,Q_B,Q_C;
DFT_STRUCT V1_A,I1_A,V1_B,I1_B,V1_C,I1_C;

int32_t GAIN_V,GAIN_I,GAIN_P;
int16_t *ptr_Buff_V;
int16_t *ptr_Buff_I;

uint32 ticks1,ticks2,ticks3,ticks4,ticks5,ticks6, sumticks;

void main (void)
{
//SMC_Init
(SMC_MODULE_VLPS_ON_VLLS_ON_CONFIG);

//SIM_Init
(SIM_MODULE_NORM_MODE_SYSCCLKMODE_SYSCCLK
_DIV1_CONFIG);

SIM_Init (SIM_MODULE_ALL_PERIPH_ON_CONFIG);

SIM_EnableModule (UART1);
SIM_EnableModule (ADC);
SIM_EnableModule (AFE);

SIM_EnableModule (PORTI);
SIM_EnableModule (XBAR);
/* route system clock to PTF7 */
SIM_SelClkout (CLKOUT_SRC1);
PORT_Init
(PORTF,PORT_MODULE_ALT3_MODE,PIN7);
/* clock mode 2:1:1, 48MHz */
SIM_SetClkMode (SYSCCLK_MODE1);
SIM_SetClkDiv (SYSCCLK_DIV1);
FLL_Init (FLL_MODULE_FEE_48MHZ_CONFIG);

/* sets 32 KHz RTC Oscillator as the source of the PLL and
enable PLL */
PLL_Enable (PLL32KREF_SRC1);

/* VREF module must be initialized after SIM module */
VREF_Init
(VREF_MODULE_CHOP_EN_ICOMP_EN_REG_EN_VREF
_FL_EN_LPWR_CONFIG,
VREF_SWITCH_S1_L_S2_L_S3_L_BUFF_EN);
VREFL_Trim(3); /* VREFL trimmed to
0.400 V */

/* AFE channels init */
SIM_SelAfePllClk (SIM_MCG_PLL_CLK);
AFE_ChInit (CH0,
AFE_CH_SWTRG_CCM_PGAOFF_CONFIG(DE
_C_OSR1024),
ASD_L1M*AFE_SCT,
PRI_LVL0,
(AFE_CH_CALLBACK)NULL);
AFE_ChInit (CH1,
AFE_CH_SWTRG_CCM_PGAOFF_CONFIG(DE
_C_OSR1024),
ASD_L2M*AFE_SCT,
```

Medición de Variables Eléctricas Mediante Algoritmos Basados en Filtros Digitales

```

        PRI_LVL0,
        (AFE_CH_CALLBACK)NULL);

AFE_ChInit (CH2,
            AFE_CH_SWTRG_CCM_PGAOFF_CONFIG(DEC_
            OSR1024),
            ASD_L3M*AFE_SCT,
            PRI_LVL0,
            (AFE_CH_CALLBACK)NULL);

AFE_Init
(AFE_MODULE_LPM_RJFORMAT_CONFIG(AFE_PLL_C
LK, AFE_DIV1, AFE_CLK));

        /* ADC channels init
*/
        ADC_Init
(ADC_MODULE_16B_HWTRG_XREF_CONFIG,
        HWAVG_OFF,
        ADC_CH_SE_IRQ_CONFIG(AD0),
        ADC_CH_SE_IRQ_CONFIG(AD1),
        ADC_CH_SE_IRQ_CONFIG(AD2),
        ADC_CH_DISABLE_CONFIG,
        PRI_LVL0,
        (ADC_CALLBACK) Callback_ADC_SAR);

/* XBAR Module */
        XBAR_Init
(XBAR_MODULE_NO_EDGE_DETECT_CONFIG,PRI_LV
L0,NULL);

        /* AFE to SAR trigger connection
*/

        XBAR_Path (XBAR_AFE0COC, XBAR_ADCTRGCHA);
        XBAR_Path (XBAR_AFE1COC, XBAR_ADCTRGCHB);
        XBAR_Path (XBAR_AFE2COC, XBAR_ADCTRGCHC);

        /* initialize UART and FreeMASTER
*/
        PORT_Init (PORTI, PORT_MODULE_ALT2_MODE,
        PIN0|PIN1);

        //UART_Init (UART1,
        UART_MODULE_POLLMODE_CONFIG(38400,2e6));

        //UART_Init (UART1,
        UART_MODULE_INTRMODE_CONFIG(38400,12.288e6));

        UART_Init (UART1,
        UART_MODULE_INTRMODE_CONFIG(9600,MCU_CLK)
);

        UART_InstallCallback (UART0_UART1, PRI_LVL2,
        (UART_CALLBACK)FMSTR_Isr);

        FMSTR_Init();

        /* diagnostic LED */
        PORT_Init (PORTF, PORT_MODULE_ALT1_MODE,
        PIN1);

        GPIO_Init (GPIOF, GPIO_OUT_LOGIC1_MODE, PIN1);

        PORT_Init (PORTE, PORT_MODULE_ALT1_MODE,
        PIN5);

        GPIO_Init (GPIOE, GPIO_OUT_LOGIC1_MODE, PIN5);

        PORT_Init (PORTD, PORT_MODULE_ALT1_MODE,
        PIN1);

        GPIO_Init (GPIOD, GPIO_OUT_LOGIC1_MODE, PIN1);

        /* install software interrupt handler(s)
*/
        SWISR_HandlerInit (0, PRI_LVL1, Callback_Mediciones);

        /* enable interrupts on global level
*/
        EnableInterrupts();

        /* trigger AFE conversions */
        AFE_SwTrigger (CH0 | CH1 | CH2 | CH3);

        /* initialize system Timer */
        SYST_Init
(SYST_MODULE_FREERUN_TMR_DIV1_EN_CONFIG,P
RI_LVL0,NULL);

        while (1)
        {FMSTR_Poll ();}

        }

        void Callback_ADC_SAR (ADC_CALLBACK_TYPE type,
        register uint16 result)
        {
        static uint16_t contador1=0;
        static uint16_t contador2=0;
        static uint16_t contador3=0;

```

```

if (type == CHA_CALLBACK)
{
contador1++;
if(contador1==N_SIZE)
{
GPIO_Tgl (GPIOE, PIN5); //LED GREEN
contador1=0;
}
}
if (type == CHB_CALLBACK)
{
contador2++;
if(contador2==N_SIZE)
{
GPIO_Tgl (GPIOF, PIN1); //LED RED
contador2=0;
}
}
if (type == CHC_CALLBACK)
{
contador3++;
if(contador3==N_SIZE)
{
GPIO_Tgl (GPIOD, PIN1); //LED ORANGE
contador3=0;
}
SWISR_HandlerFreqCall (0,12000,2400);
}

void Callback_Mediciones (void)
{
GET_BUFF();
REMOVE_CD();
AJUSTE_TC();
GET_RMS();
GET_P();
GET_Q();
GET_ESC();
ACT_BUFF();
FMSTR_Recorder();
}

void GET_BUFF(void)
{
V_A.Buff_Ajuste[0]=ADC_Read(CHA);
V_A.bruto_act=V_A.Buff_Ajuste[N_AJUSTE-1];
V_B.Buff_Ajuste[0]=ADC_Read(CHB);
V_B.bruto_act=V_B.Buff_Ajuste[N_AJUSTE-1];
V_C.Buff_Ajuste[0]=ADC_Read(CHC);
V_C.bruto_act=V_C.Buff_Ajuste[N_AJUSTE-1];

I_A.bruto_act=AFE_ChRead(CH0)>>8;
I_A.signal_se=AFE_ChRead(CH0);
I_B.bruto_act=AFE_ChRead(CH1)>>8;
I_B.signal_se=AFE_ChRead(CH1);
I_C.bruto_act=AFE_ChRead(CH2)>>8;
I_C.signal_se=AFE_ChRead(CH2);
}

void REMOVE_CD(void)
{
REMOVE_CD_(&V_A);
REMOVE_CD_(&V_B);
REMOVE_CD_(&V_C);
REMOVE_CD_(&I_A);
REMOVE_CD_(&I_B);
REMOVE_CD_(&I_C);
}

void AJUSTE_TC(void)
{
AJUSTE_TC_(&V_A,&V_B,&V_C);
REFRESH_DATA();
}

void REFRESH_DATA(void)
{
V_A.real_act=V_A.ADJ_TC_;

```

```

V_A.Buff_Hilbert[0]=V_A.real_act;
V_A.Buff_Retardo[0]=V_A.real_act;
V_B.real_act=V_B.ADJ_TC_;
V_B.Buff_Hilbert[0]=V_B.real_act;
V_B.Buff_Retardo[0]=V_B.real_act;
V_C.real_act=V_C.ADJ_TC_;
V_C.Buff_Hilbert[0]=V_C.real_act;
V_C.Buff_Retardo[0]=V_C.real_act;
I_A.real_act=I_A.real1_act;
I_A.Buff_Hilbert[0]=I_A.real_act;
I_A.Buff_Retardo[0]=I_A.real_act;
I_B.real_act=I_B.real1_act;
I_B.Buff_Hilbert[0]=I_B.real_act;
I_B.Buff_Retardo[0]=I_B.real_act;
I_C.real_act=I_C.real1_act;
I_C.Buff_Hilbert[0]=I_C.real_act;
I_C.Buff_Retardo[0]=I_C.real_act;

}

void GET_RMS(void)
{
GET_RMS_(&V_A);
GET_RMS_(&V_B);
GET_RMS_(&V_C);
GET_RMS_(&I_A);
GET_RMS_(&I_B);
GET_RMS_(&I_C);
}

void GET_P(void)
{
GET_P_ACTIVA(&V_A,&I_A,&P_A);
GET_P_ACTIVA(&V_B,&I_B,&P_B);
GET_P_ACTIVA(&V_C,&I_C,&P_C);
}

void GET_Q(void)
{
GET_Q_REACTIVA(&V_A,&I_A,&Q_A);
GET_Q_REACTIVA(&V_B,&I_B,&Q_B);
GET_Q_REACTIVA(&V_C,&I_C,&Q_C);
}

void GET_ESC(void)
{
GET_ESC_VRMS_A(&V_A);
GET_ESC_VRMS_B(&V_B);
GET_ESC_VRMS_C(&V_C);
GET_ESC_IRMS_A(&I_A);
GET_ESC_IRMS_B(&I_B);
GET_ESC_IRMS_C(&I_C);
GET_ESC_P_A(&P_A);
GET_ESC_P_B(&P_B);
GET_ESC_P_C(&P_C);
GET_ESC_Q_A(&Q_A);
GET_ESC_Q_B(&Q_B);
GET_ESC_Q_C(&Q_C);
}

void ACT_BUFF(void)
{
ACT_BUFF_DATA(&V_A);
ACT_BUFF_DATA(&V_B);
ACT_BUFF_DATA(&V_C);
ACT_BUFF_DATA(&I_A);
ACT_BUFF_DATA(&I_B);
ACT_BUFF_DATA(&I_C);
ACT_BUFF_P(&P_A);
ACT_BUFF_P(&P_B);
ACT_BUFF_P(&P_C);
ACT_BUFF_Q(&Q_A);
ACT_BUFF_Q(&Q_B);
ACT_BUFF_Q(&Q_C);
ACT_BUFF_HILBERT(&V_A,&V_B,&V_C);
ACT_BUFF_RET(&V_A,&V_B,&V_C,&I_A,&I_B,&I_C);
ACT_BUFF_AJU(&V_A,&V_B,&V_C);
}

```

- Meter_3ph.h

```
#ifndef METER_3PH_H
#define METER_3PH_H
#include <stdint.h>
#define N_SIZE          12000
/*****
 * Constant definitions, for SAR and AFE synchronisation by PDB      *
 *****/
/* System clock constant                                           */
#define AFE_CLK      12.288e6 /* AFE frequency                    */
#define MCU_CLK      48.000e6 /* MCU Core frequency      */
#define AFE_DIV      1 /* AFE clock divider frequency */
#define SAR_CONT     10.000e-6 /* SAR conversion time 10us / ~12MHz */
/* SAR conversion time based on AFE CLK                            */
#define AFE_SCT      (int16) ((SAR_CONT * AFE_CLK) / AFE_DIV)
/* AFE to SAR delay multiple factor for each channels              */
#define ASD_L1M      0 /* AFE to SAR delay mull factor, phase 1 */
#define ASD_L2M      2 /* AFE to SAR delay mull factor, phase 2 */
#define ASD_L3M      4 /* AFE to SAR delay mull factor, phase 3 */
```

- Filtros_digitales.c

```
#include "meter_3ph.h"
#include "filtros_digitales.h"

//LPF FS=2400 Hz, Fc= 1.5 Hz 24 bits
int32_t LPF_A[2]= { 8388607, -8355731};
int32_t LPF_B[2]= { 16439 , 16439 };

//HPF FS=2400 Hz, Fc= 1.5 Hz 24 bits
int32_t HPF_A[2]= { 8388607, -8355731};
int32_t HPF_B[2]= { 8372169, -8372169};

//HILBERT FIR FS=2400 Hz, Fs=0 Hz, Fp=30 Hz
,Atenuacion=0.005, Beta=4.0909, 24 bits
int32_t hn_hilbert[109]=
int32_t hn_a[2]={8388607,21691220}; //6.5°
int32_t adj_fir_a=2345214;
int32_t hn_b[2]={8388607,41599255}; //7.5
```

Medición de Variables Eléctricas Mediante Algoritmos Basados en Filtros Digitales

```
int32_t adj_fir_b=1410143;
int32_t hn_c[2]={8388607,14790690}; //5.75°
int32_t adj_fir_c=3044513;

//FACTORES DE ESCALA
int32_t beta_va_1[2]={-1691,146650938};
int32_t beta_va_2[2]={509,124024237};
int32_t beta_va_3[2]={-12816,142761356};

int32_t beta_vb_1[2]={-1702,140129346};
int32_t beta_vb_2[2]={299,119571314};
int32_t beta_vb_3[2]={-6063,130109629};

int32_t beta_vc_1[2]={-1826,149402902};
int32_t beta_vc_2[2]={482,124389427};
int32_t beta_vc_3[2]={-12230,142388466};

int32_t beta_ia_1[2]={-120,19705241};
int32_t beta_ia_2[2]={-74,18539218};
int32_t beta_ia_3[2]={428,17740596};
int32_t beta_ia_4[2]={3206,16913041};

int32_t beta_ib_1[2]={-123,19504748};
int32_t beta_ib_2[2]={-82,18398066};
int32_t beta_ib_3[2]={338,17674761};
int32_t beta_ib_4[2]={3393,16669605};

int32_t beta_ic_1[2]={-111,18771718};
int32_t beta_ic_2[2]={-84,17980441};
int32_t beta_ic_3[2]={234,17347329};
int32_t beta_ic_4[2]={4449,15720910};

int32_t beta_pa_1[2]={-402,289964};
int32_t beta_pa_2[2]={494,287540};
int32_t beta_pa_3[2]={1868,287231};
int32_t beta_pa_4[2]={-22014,289003};

int32_t beta_pb_1[2]={2,272736};
int32_t beta_pb_2[2]={-68,272363};
int32_t beta_pb_3[2]={-2531,272726};
int32_t beta_pb_4[2]={-8885,273333};

int32_t beta_pc_1[2]={-1271,278669};
int32_t beta_pc_2[2]={-12,277864};
int32_t beta_pc_3[2]={2432,277552};
int32_t beta_pc_4[2]={-2713,277929};

int32_t beta_qa_1[2]={261,290767};
int32_t beta_qa_2[2]={6323,284507};
int32_t beta_qa_3[2]={-210,286238};
int32_t beta_qa_4[2]={-26682,288457};

int32_t beta_qb_1[2]={170,273977};
int32_t beta_qb_2[2]={407,273236};
int32_t beta_qb_3[2]={-3890,274045};
int32_t beta_qb_4[2]={-35711,276303};

int32_t beta_qc_1[2]={-918,279960};
int32_t beta_qc_2[2]={764,278777};
int32_t beta_qc_3[2]={449,279063};
int32_t beta_qc_4[2]={-9923,279777};

void REMOVE_CD_(DATA_STRUCT *ptr_data)
{
    int64_t sum1;
    sum1=((int64_t)ptr_data->bruto_act*HPF_B[0])+((int64_t)ptr_data->bruto_ant*HPF_B[1])-((int64_t)ptr_data->real1_ant*HPF_A[1]);
    ptr_data->real1_act=(int16_t)(sum1>>23);
}

void AJUSTE_TC_(DATA_STRUCT *ptr_V1,DATA_STRUCT *ptr_V2,DATA_STRUCT *ptr_V3)
{
    int64_t sum1,sum2,sum3,k1,k2,k3;
    ptr_V1->Buff_Ajuste_TC[0]=ptr_V1->real1_act;
    sum1=((int64_t)ptr_V1->Buff_Ajuste_TC[0]*hn_a[0])+((int64_t)ptr_V1->Buff_Ajuste_TC[1]*hn_a[1]);
    ptr_V1->ADJ_TC=(int32_t)(sum1>>23);
    k1=(int64_t)ptr_V1->ADJ_TC*adj_fir_a;
```

```

ptr_V1->ADJ_TC_=(int16_t)(k1>>23);

ptr_V2->Buff_Ajuste_TC[0]=ptr_V2->real1_act;
sum2=((int64_t)ptr_V2->Buff_Ajuste_TC[0]*hn_b[0])+((int64_t)ptr_V2->Buff_Ajuste_TC[1]*hn_b[1]);
ptr_V2->ADJ_TC=(int32_t)(sum2>>23);
k2=(int64_t)ptr_V2->ADJ_TC*adj_fir_b;
ptr_V2->ADJ_TC_=(int16_t)(k2>>23);

ptr_V3->Buff_Ajuste_TC[0]=ptr_V3->real1_act;
sum3=((int64_t)ptr_V3->Buff_Ajuste_TC[0]*hn_c[0])+((int64_t)ptr_V3->Buff_Ajuste_TC[1]*hn_c[1]);
ptr_V3->ADJ_TC=(int32_t)(sum3>>23);
k3=(int64_t)ptr_V3->ADJ_TC*adj_fir_c;
ptr_V3->ADJ_TC_=(int16_t)(k3>>23);

}

void GET_RMS_(DATA_STRUCT *ptr_data)
{
int64_t sum1,sum2;
ptr_data->sqr_act=(ptr_data->real_act*ptr_data->real_act);
sum1=((int64_t)ptr_data->sqr_act*LPF_B[0])+((int64_t)ptr_data->sqr_ant*LPF_B[1])-((int64_t)ptr_data->sqr_ant*LPF_A[1]);
ptr_data->sqr_act=(int32_t)(sum1>>23);
ptr_data->rms_act=sqrt7((float)ptr_data->sqr_act)*1024;
sum2=((int64_t)ptr_data->rms_act*LPF_B[0])+((int64_t)ptr_data->rms_ant*LPF_B[1])-((int64_t)ptr_data->rmsf_ant*LPF_A[1]);
ptr_data->rmsf_act=(int32_t)(sum2>>23);
ptr_data->RMS=(ptr_data->rmsf_act)>>10; // El corrimiento de 10 b, se reduce a solo 2 debido al escalamiento de entrada
}

void GET_P_ACTIV(A)(DATA_STRUCT *ptr_V,DATA_STRUCT *ptr_I, P_STRUCT *ptr_P)
{
int64_t sum1,sum2;
ptr_P->inst_act=(ptr_V->real_act*ptr_I->real_act);
sum1=((int64_t)ptr_P->inst_act*LPF_B[0])+((int64_t)ptr_P->inst_ant*LPF_B[1])-((int64_t)ptr_P->instf_ant*LPF_A[1]);
ptr_P->instf_act=(int32_t)(sum1>>23);
sum2=((int64_t)ptr_P->instf_act*LPF_B[0])+((int64_t)ptr_P->instf_ant*LPF_B[1])-((int64_t)ptr_P->instf_ant*LPF_A[1]);
ptr_P->PROM_act=(int32_t)(sum2>>23);
ptr_P->ACTIVA=ptr_P->PROM_act; //Deberia haber corrimiento a la izq de 16b,se mantiene para evitar desbordamientos
}

void GET_Q_REACTIVA(DATA_STRUCT *ptr_V,DATA_STRUCT *ptr_I,Q_STRUCT *ptr_Q)
{
int64_t sum1,sum2;
GET_V90(ptr_V);
ptr_V->RET_M=ptr_V->Buff_Retardo[N_DELAY-1];
ptr_I->RET_M=ptr_I->Buff_Retardo[N_DELAY-1];
ptr_Q->inst_act=(ptr_V->RET_90*ptr_I->RET_M);
sum1=((int64_t)ptr_Q->inst_act*LPF_B[0])+((int64_t)ptr_Q->inst_ant*LPF_B[1])-((int64_t)ptr_Q->instf_ant*LPF_A[1]);
ptr_Q->instf_act=(int32_t)(sum1>>23);
sum2=((int64_t)ptr_Q->instf_act*LPF_B[0])+((int64_t)ptr_Q->instf_ant*LPF_B[1])-((int64_t)ptr_Q->instf2_ant*LPF_A[1]);
ptr_Q->instf2_act=(int32_t)(sum2>>23);
ptr_Q->REACTIVA=ptr_Q->instf2_act; //Deberia haber corrimiento a la izq de 16b,se mantiene para evitar desbordamientos
}

void GET_V90(DATA_STRUCT *ptr_V)
{
uint16_t i;
int32_t sum0=0,sum1=0;

for(i=1;i<=M_HILBERT-2;i+=2)
{
sum0=(int32_t)ptr_V->Buff_Hilbert[i]*(hn_hilbert[i]>>8);
sum1+=sum0>>15;
}
ptr_V->RET_90=(int16_t)sum1;
}

```

```

/*
void GET_DFT(DATA_STRUCT *ptr_data,DFT_STRUCT
*ptr_data1)
{
int16_t i;
int32_t sum0,sum1,suma_cos=0,suma_sen=0,aux_mag;

for(i=0;i<N_MUESTRAS;i++)
{
sum0=ptr_data->Buff_DFT[i]*Cos_Ref[i];
suma_cos+=(sum0>>15);
sum1=ptr_data->Buff_DFT[i]*Sen_Ref[i];
suma_sen+=(sum1>>15);
}

ptr_data1-
>DFT_Re=(int16_t)(2*suma_cos/N_MUESTRAS);
ptr_data1->DFT_Im=(int16_t)(-
2*suma_sen/N_MUESTRAS);

aux_mag=ptr_data1->DFT_Re*ptr_data1-
>DFT_Re+ptr_data1->DFT_Im*ptr_data1->DFT_Im;
ptr_data1->DFT_Mag=(int16_t)sqrt7((float)aux_mag);

}
*/
void ACT_BUFF_DATA(DATA_STRUCT *ptr_data)
{
ptr_data->bruto_ant=ptr_data->bruto_act;
ptr_data->real1_ant=ptr_data->real1_act;
ptr_data->real_ant=ptr_data->real_act;
ptr_data->sqr_ant=ptr_data->sqr_act;
ptr_data->sqrf_ant=ptr_data->sqrf_act;
ptr_data->rms_ant=ptr_data->rms_act;
ptr_data->rmsf_ant=ptr_data->rmsf_act;
ptr_data->Buff_Ajuste_TC[1]=ptr_data-
>Buff_Ajuste_TC[0];
}

void ACT_BUFF_P(P_STRUCT *ptr_P)
{
ptr_P->inst_ant=ptr_P->inst_act;
ptr_P->instf_ant=ptr_P->instf_act;
ptr_P->PROM_ant=ptr_P->PROM_act;
}

void ACT_BUFF_Q(Q_STRUCT *ptr_Q)
{
ptr_Q->inst_ant=ptr_Q->inst_act;
ptr_Q->instf_ant=ptr_Q->instf_act;
ptr_Q->instf2_ant=ptr_Q->instf2_act;
}

void GET_ESC_VRMS_A(DATA_STRUCT *ptr_V)
{
int64_t K;
if(ptr_V->RMS<=144)
ptr_V->RMS_ESC=0;
else if(ptr_V->RMS<=700)
{K=(int64_t)ptr_V->RMS*beta_va_1[1]; ptr_V-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_va_1[0];
}
else if(ptr_V->RMS<=6680)
{K=(int64_t)ptr_V->RMS*beta_va_2[1]; ptr_V-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_va_2[0];
}
else if(ptr_V->RMS>6680)
{K=(int64_t)ptr_V->RMS*beta_va_3[1]; ptr_V-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_va_3[0];
}
}

void GET_ESC_VRMS_B(DATA_STRUCT *ptr_V)
{
int64_t K;
if(ptr_V->RMS<=150)
ptr_V->RMS_ESC=0;
else if(ptr_V->RMS<=735)
{K=(int64_t)ptr_V->RMS*beta_vb_1[1]; ptr_V-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_vb_1[0];
}
else if(ptr_V->RMS<=6895)
{K=(int64_t)ptr_V->RMS*beta_vb_2[1]; ptr_V-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_vb_2[0];
}
else if(ptr_V->RMS>6895)
{K=(int64_t)ptr_V->RMS*beta_vb_3[1]; ptr_V-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_vb_3[0];
}
}

```



```

void GET_ESC_VRMS_C(DATA_STRUCT *ptr_V)
{
int64_t K;
if(ptr_V->RMS<=151)
ptr_V->RMS_ESC=0;
else if(ptr_V->RMS<=692)
{K=(int64_t)ptr_V->RMS*beta_vc_1[1]; ptr_V-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_vc_1[0];}
else if(ptr_V->RMS<=6665)
{K=(int64_t)ptr_V->RMS*beta_vc_2[1]; ptr_V-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_vc_2[0];}
else if(ptr_V->RMS>6665)
{K=(int64_t)ptr_V->RMS*beta_vc_3[1]; ptr_V-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_vc_3[0];}
}

void GET_ESC_IRMS_A(DATA_STRUCT *ptr_I)
{
int64_t K;
if(ptr_I->RMS<=30)
ptr_I->RMS_ESC=0;
else if(ptr_I->RMS<=466)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ia_1[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ia_1[0];}
else if(ptr_I->RMS<=4536)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ia_2[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ia_2[0];}
else if(ptr_I->RMS<=13794)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ia_3[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ia_3[0];}
else if(ptr_I->RMS>13794)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ia_4[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ia_4[0];}
}

void GET_ESC_IRMS_B(DATA_STRUCT *ptr_I)
{
int64_t K;
if(ptr_I->RMS<=25)
ptr_I->RMS_ESC=0;
else if(ptr_I->RMS<=471)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ib_1[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ib_1[0];}
else if(ptr_I->RMS<=4581)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ib_2[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ib_2[0];}
else if(ptr_I->RMS<=13882)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ib_3[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ib_3[0];}
else if(ptr_I->RMS>13882)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ib_4[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ib_4[0];}
}

void GET_ESC_IRMS_C(DATA_STRUCT *ptr_I)
{
int64_t K;
if(ptr_I->RMS<=20)
ptr_I->RMS_ESC=0;
else if(ptr_I->RMS<=483)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ic_1[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ic_1[0];}
else if(ptr_I->RMS<=4704)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ic_2[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ic_2[0];}
else if(ptr_I->RMS<=14179)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ic_3[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ic_3[0];}
else if(ptr_I->RMS>14179)
{K=(int64_t)ptr_I->RMS*beta_ic_4[1]; ptr_I-
>RMS_ESC=(K>>23)+beta_ic_4[0];}
}

void GET_ESC_P_A(P_STRUCT *ptr_P)
{
int64_t K;
if(ptr_P->ACTIVA<=30000)
ptr_P->ACTIVA_ESC=0;
else if(ptr_P->ACTIVA<=3691975)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pa_1[1]; ptr_P-
>ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pa_1[0];}
else if(ptr_P->ACTIVA<=37043097)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pa_2[1]; ptr_P-
>ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pa_2[0];}
else if(ptr_P->ACTIVA<=111233136)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pa_3[1]; ptr_P-
>ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pa_3[0];}
else if(ptr_P->ACTIVA>111233136)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pa_4[1]; ptr_P-
>ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pa_4[0];}
}

void GET_ESC_P_B(P_STRUCT *ptr_P)

```

Medición de Variables Eléctricas Mediante Algoritmos Basados en Filtros Digitales

```

{
int64_t K;
if(ptr_P->ACTIVA<=3500)
ptr_P->ACTIVA_ESC=0;
else if(ptr_P->ACTIVA<=3904790)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pb_1[1];
 >ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pb_1[0];}
else if(ptr_P->ACTIVA<=39126267)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pb_2[1];
 >ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pb_2[0];}
else if(ptr_P->ACTIVA<=117219834)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pb_3[1];
 >ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pb_3[0];}
else if(ptr_P->ACTIVA>117219834)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pb_4[1];
 >ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pb_4[0];}
}
void GET_ESC_P_C(P_STRUCT *ptr_P)
{
int64_t K;
if(ptr_P->ACTIVA<=11000)
ptr_P->ACTIVA_ESC=0;
else if(ptr_P->ACTIVA<=3857327)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pc_1[1];
 >ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pc_1[0];}
else if(ptr_P->ACTIVA<=38352458)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pc_2[1];
 >ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pc_2[0];}
else if(ptr_P->ACTIVA<=115157096)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pc_3[1];
 >ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pc_3[0];}
else if(ptr_P->ACTIVA>115157096)
{K=(int64_t)ptr_P->ACTIVA*beta_pc_4[1];
 >ACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_pc_4[0];}
}
void GET_ESC_Q_A(Q_STRUCT *ptr_Q)
{
int64_t K;
if(ptr_Q->REACTIVA<=3500)
ptr_Q->REACTIVA_ESC=0;
else if(ptr_Q->REACTIVA<=3657503)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qa_1[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qa_1[0];}
else if(ptr_Q->REACTIVA<=37254882)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qa_2[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qa_2[0];}
else if(ptr_Q->REACTIVA<=111661613)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qa_3[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qa_3[0];}
else if(ptr_Q->REACTIVA>111661613)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qa_4[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qa_4[0];}
}
void GET_ESC_Q_B(Q_STRUCT *ptr_Q)
{
int64_t K;
if(ptr_Q->REACTIVA<=3500)
ptr_Q->REACTIVA_ESC=0;
else if(ptr_Q->REACTIVA<=3883066)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qb_1[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qb_1[0];}
else if(ptr_Q->REACTIVA<=39003073)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qb_2[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qb_2[0];}
else if(ptr_Q->REACTIVA<=116698945)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qb_3[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qb_3[0];}
else if(ptr_Q->REACTIVA>116698945)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qb_4[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qb_4[0];}
}
void GET_ESC_Q_C(Q_STRUCT *ptr_Q)
{
int64_t K;
if(ptr_Q->REACTIVA<=3500)
ptr_Q->REACTIVA_ESC=0;
else if(ptr_Q->REACTIVA<=3830536)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qc_1[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qc_1[0];}
else if(ptr_Q->REACTIVA<=38213350)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qc_2[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qc_2[0];}
else if(ptr_Q->REACTIVA<=114500715)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qc_3[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qc_3[0];}
else if(ptr_Q->REACTIVA>114500715)
{K=(int64_t)ptr_Q->REACTIVA*beta_qc_4[1];
 >REACTIVA_ESC=(K>>23)+beta_qc_4[0];}
}
}

```

```

void ACT_BUFF_HILBERT(DATA_STRUCT
*ptr_V1,DATA_STRUCT *ptr_V2,DATA_STRUCT *ptr_V3)
{
uint16_t i=0;j;
for(i=0;i<M_HILBERT-1;i++)
{
j=M_HILBERT-i;
ptr_V1->Buff_Hilbert[j-1]=ptr_V1->Buff_Hilbert[j-2];
ptr_V2->Buff_Hilbert[j-1]=ptr_V2->Buff_Hilbert[j-2];
ptr_V3->Buff_Hilbert[j-1]=ptr_V3->Buff_Hilbert[j-2];
}
}

void ACT_BUFF_RET(DATA_STRUCT
*ptr_V1,DATA_STRUCT *ptr_V2,DATA_STRUCT *ptr_V3,
DATA_STRUCT
*ptr_I1,DATA_STRUCT *ptr_I2,DATA_STRUCT *ptr_I3)
{
uint16_t i,j;
for(i=0;i<N_DELAY-1;i++)
{
j=N_DELAY-i;
ptr_V1->Buff_Retardo[j-1]=ptr_V1->Buff_Retardo[j-2];
ptr_I1->Buff_Retardo[j-1]=ptr_I1->Buff_Retardo[j-2];
ptr_V2->Buff_Retardo[j-1]=ptr_V2->Buff_Retardo[j-2];
ptr_I2->Buff_Retardo[j-1]=ptr_I2->Buff_Retardo[j-2];
ptr_V3->Buff_Retardo[j-1]=ptr_V3->Buff_Retardo[j-2];
ptr_I3->Buff_Retardo[j-1]=ptr_I3->Buff_Retardo[j-2];
}
}

void ACT_BUFF_AJU(DATA_STRUCT
*ptr_V1,DATA_STRUCT *ptr_V2,DATA_STRUCT *ptr_V3)
{
uint16_t i,j;
for(i=0;i<N_AJUSTE-1;i++)
{
j=N_AJUSTE-i;
ptr_V1->Buff_Ajuste[j-1]=ptr_V1->Buff_Ajuste[j-2];
ptr_V2->Buff_Ajuste[j-1]=ptr_V2->Buff_Ajuste[j-2];
ptr_V3->Buff_Ajuste[j-1]=ptr_V3->Buff_Ajuste[j-2];
}
}

float sqrt3(const float x)
{
union
{
int i;
float x;
} u;

u.x = x;
u.i = (1<<29) + (u.i >> 1) - (1<<22);
return u.x;
}

float sqrt7(float x)
{
unsigned int i = *(unsigned int*) &x;
// adjust bias
i += 127 << 23;
// approximation of square root
i >>= 1;
return *(float*) &i;
}

uint32_t sqrt_root(uint32_t int_val)
{
uint32_t r,t=0;
r=int_val;

if(int_val>0)
{
do
{
t=r;
r=(int_val/r+r)/2;
}while(t>r);
}
return (t);
}

```

- Filtros_digitales.h

```

#ifndef FILTROS_DIGITALES_H
#define FILTROS_DIGITALES_H

#include <stdint.h>
#include <stdio.h>
#include "drivers.h"

#define M_HILBERT 109
#define N_DELAY 55
    //Tamaño del buffer, considerando la muestra X0
#define N_AJUSTE 15
    //Tamaño del buffer, considerando la muestra X0
#define N_MUESTRAS 40
    //Numero de muestras de la componente
fundamental por ciclo (60 Hz)
// #define N_BUFF_DFT N_MUESTRAS*2

typedef struct
{
int32_t bruto_ant;
int32_t bruto_act;
int16_t real1_ant;
int16_t real1_act;
int16_t real_ant;
int16_t real_act;
int32_t sqr_ant;
int32_t sqr_act;
int32_t sqrf_ant;
int32_t sqrf_act;
int32_t rms_ant;
int32_t rms_act;
int32_t rmsf_ant;
int32_t rmsf_act;
int32_t RMS;
int32_t RMS_ESC;
int16_t RET_90;
int16_t RET_M;

int32_t ADJ_TC;
int16_t ADJ_TC_;
int16_t real_act2;

int16_t Buff_Hilbert[M_HILBERT];
int16_t Buff_Retardo[N_DELAY];
int16_t Buff_DFT[N_MUESTRAS];
int32_t Buff_Ajuste[N_AJUSTE];
int16_t Buff_Ajuste_TC[2];

uint32_t signal_se;
int32_t signal_rse;
int32_t signal_ESC_inst;
} DATA_STRUCT;

typedef struct
{
int32_t inst_ant;
int32_t inst_act;
int32_t instf_ant;
int32_t instf_act;
int32_t PROM_ant;
int32_t PROM_act;
int32_t ACTIVA;
int32_t ACTIVA_ESC;
} P_STRUCT;

typedef struct
{
int32_t inst_ant;
int32_t inst_act;
int32_t instf_ant;
int32_t instf_act;
int32_t instf2_ant;
int32_t instf2_act;
int32_t REACTIVA;
int32_t REACTIVA_ESC;
} Q_STRUCT;

```

```

typedef struct
{
int16_t  DFT_Re;
int16_t  DFT_Im;
int16_t  DFT_Ph;
int16_t  DFT_Mag;
} DFT_STRUCT;

typedef struct
{
uint32_t VRMS_ESC;
uint32_t IRMS_ESC;
int64_t POT_ACT_ESC;
int64_t POT_REACT_ESC;
} ESC_STRUCT;

/* AFE callback declarations */
void afe_ch0_callback (AFE_CH_CALLBACK_TYPE type,
int32 result);
void afe_ch1_callback (AFE_CH_CALLBACK_TYPE type,
int32 result);
void afe_ch2_callback (AFE_CH_CALLBACK_TYPE type,
int32 result);

/* ADC callback declarations */
void Callback_ADC_SAR (ADC_CALLBACK_TYPE type,
register uint16 result);

/* SW callback declarations */
void Callback_Mediciones (void);

/* Obtener Lecturas del ADC SAR y el ADC SD */
void GET_BUFF(void);

/* Remover la componente de CD de la señales de Corriente
y Tension */
void REMOVE_CD(void);
void REMOVE_CD_(DATA_STRUCT *ptr_data);

/* Ajustar Retraso de la señal de corriente producida
por el TC */

void AJUSTE_TC(void);
void AJUSTE_TC_(DATA_STRUCT
*ptr_V1,DATA_STRUCT *ptr_V2,DATA_STRUCT
*ptr_V3);
void REFRESH_DATA(void);

/* Obtener el RMS de la señales de Corriente y Tension */
void GET_RMS(void);
void GET_RMS_(DATA_STRUCT *ptr_data);

/* Obtener el Potencia Activa , Reactiva y Aparente de Cada
Fase */
void GET_P(void);
void GET_Q(void);
void GET_P_ACTIVA(DATA_STRUCT
*ptr_V,DATA_STRUCT *ptr_I,P_STRUCT *ptr_P);
void GET_Q_REACTIVA(DATA_STRUCT
*ptr_V,DATA_STRUCT *ptr_I,Q_STRUCT *ptr_Q);
void GET_V90(DATA_STRUCT *ptr_V);

/* Obtener Valores Escalados */
void GET_ESC(void);
void GET_ESC_VRMS_A(DATA_STRUCT *ptr_V1);
void GET_ESC_VRMS_B(DATA_STRUCT *ptr_V2);
void GET_ESC_VRMS_C(DATA_STRUCT *ptr_V3);
void GET_ESC_IRMS_A(DATA_STRUCT *ptr_I1);
void GET_ESC_IRMS_B(DATA_STRUCT *ptr_I2);
void GET_ESC_IRMS_C(DATA_STRUCT *ptr_I3);
void GET_ESC_P_A(P_STRUCT *ptr_P1);
void GET_ESC_P_B(P_STRUCT *ptr_P2);
void GET_ESC_P_C(P_STRUCT *ptr_P3);
void GET_ESC_Q_A(Q_STRUCT *ptr_Q1);
void GET_ESC_Q_B(Q_STRUCT *ptr_Q2);
void GET_ESC_Q_C(Q_STRUCT *ptr_Q3);

/* Obtener Componentes Fundamentales de Tension y
Corriente */
void GET_DFT(DATA_STRUCT *ptr_data,DFT_STRUCT
*ptr_data1);

```

```

/*Actualizar los Buffers de la señales para Filtrado Digital
*/
void ACT_BUFF(void);
void ACT_BUFF_DATA(DATA_STRUCT *ptr_data);
void ACT_BUFF_P(P_STRUCT *ptr_P);
void ACT_BUFF_Q(Q_STRUCT *ptr_Q);
void ACT_BUFF_HILBERT(DATA_STRUCT
*ptr_V1,DATA_STRUCT *ptr_V2,DATA_STRUCT
*ptr_V3);
void ACT_BUFF_RET(DATA_STRUCT
*ptr_V1,DATA_STRUCT *ptr_V2,DATA_STRUCT *ptr_V3,

DATA_STRUCT *ptr_I1,DATA_STRUCT
*ptr_I2,DATA_STRUCT *ptr_I3);
void ACT_BUFF_AJU(DATA_STRUCT
*ptr_V1,DATA_STRUCT *ptr_V2,DATA_STRUCT
*ptr_V3);

/* Squared Root Functions
*/
float sqrt3(const float x);
float sqrt7(float x);
uint32_t sqrt_root(uint32_t int_val);

#endif

```

- **Freemaster_cfg.h**

```

#define FMSTR_LONG_INTR 1 /* complete msg processing in interrupt */
#define FMSTR_SHORT_INTR 0 /* SCI FIFO-queuing done in interrupt */
#define FMSTR_POLL_DRIVEN 0 /* no interrupt needed, polling only */
#define FMSTR_USE_SCI 1 /* To select SCI communication interface */
#define FMSTR_USE_PDBDM 0 /* To select Packet Driven BDM interface */
#define FMSTR_SCI_BASE 0x4006B000 /* UART1 base on MKM34Z50 */
#define FMSTR_COMM_BUFFER_SIZE 200 /* set to 0 for "automatic" */
#define FMSTR_COMM_QUEUE_SIZE 32 /* set to 0 for "default" */
#define FMSTR_USE_APPCMD 0 /* enable/disable App.Commands support */
#define FMSTR_APPCMD_BUFF_SIZE 32 /* App.Command data buffer size */
#define FMSTR_MAX_APPCMD_CALLS 4 /* num. of app.cmd callbacks? (0=disable) */
#define FMSTR_USE_SCOPE 1 /* enable/disable scope support */
#define FMSTR_MAX_SCOPE_VARS 8 /* max. number of scope variables (2..8) */
#define FMSTR_USE_RECORDER 1 /* enable/disable recorder support */
#define FMSTR_MAX_REC_VARS 8 /* max. num. of recorder variables (2..8) */
/* built-in recorder buffer (use when FMSTR_REC_OWNBUFF is 0) */
#define FMSTR_REC_BUFF_SIZE 8192 /* built-in buffer size */
/* recorder time base, specifies how often the recorder is called */
#define FMSTR_REC_TIMEBASE FMSTR_REC_BASE_MILLISEC(0) /* 0 = "unknown" */
#define FMSTR_REC_FLOAT_TRIG 0 /* enable/disable floating point trigger */
#define FMSTR_USE_TSA 0 /* enable TSA functionality */
#define FMSTR_USE_TSA_SAFETY 0 /* enable access to TSA variables only */
#define FMSTR_USE_TSA_INROM 0 /* TSA tables as const (put to ROM) */
#define FMSTR_BYTE_BUFFER_ACCESS 1

```

APÉNDICE F:

CÓDIGO FUENTE DEL PROGRAMA DE CÁLCULO DE PARÁMETROS DE LOS FILTROS DIGITALES

- Filtros_m

```
% % ALGORITMOS CON FILTROS DIGITALES % %
clear all
close all

% Frecuencia de Muestreo para Obtencion de
parametros de Filtros Digitales
Fs=2400;
Ts=1/Fs;
t=0:1e-3:1;
frecs=0:1:(Fs/2)-1;
wfrecs=2*pi*frecs;
WDT=Wfrecs*Ts;

% LOW PASS FILTER (IIR) %
Fc=1.5; %Frecuencia de Corte
[Hz] (Atenuacion de 3dB)
Wc=Fc*2*pi; %Velocidad Angular
[rad/s]
Fcn=Fc/(Fs/2); %Frecuencia Digital
Normalizada [Hz]

% Obtencion de Coeficientes mediante
Matlab
n=1; %Orden Propuesto del
Filtro
% [b,a] = butter(1,Fcn,'low');
% [b2,a2] = butter(2,Fcn,'low');
% freqz(b,a);

%Obtencion analitica del Orden del filtro
Fc2=100; %Frecuencia referencia
de banda rechazada [Hz]
dB=40; %Atenuacion minima para
Fd2 [dB]
Wd1=Wc;
Wd2=2*pi*Fc2;
Wal=(2/Ts)*tan((Wd1*Ts)/2);

Wa2=(2/Ts)*tan((Wd2*Ts)/2);
omega=Wa2/Wal;
A=10^(dB/20);
n2_=log10(A)/log10(Wa2/Wal);

% Obtencion de Coeficientes Mediante
Transformacion Bilineal 1ER ORD
a_LPF=[1,0];
b_LPF=[0,0];
b_LPF(1)=(2*tan(Wc*Ts/2))/(2*tan(Wc*Ts/2)+2);
b_LPF(2)=b_LPF(1);
a_LPF(2)=(2*tan(Wc*Ts/2)-2)/(2*tan(Wc*Ts/2)+2);

% Obtencion de Coeficientes Mediante
Transformacion Bilineal 2DO ORD
alfa=tan((Wd1*Ts)/2);
b_LPF2=[0,0,0];
a_LPF2=[1,0,0];
b_LPF2(1)=(alfa^2)/(1+sqrt(2)*alfa+alfa^2);
b_LPF2(2)=(2*alfa^2)/(1+sqrt(2)*alfa+alfa^2);
b_LPF2(3)=(alfa^2)/(1+sqrt(2)*alfa+alfa^2);
a_LPF2(2)=(2*alfa^2-2)/(1+sqrt(2)*alfa+alfa^2);
a_LPF2(3)=(1-sqrt(2)*alfa+alfa^2)/(1+sqrt(2)*alfa+alfa^2);

% % % % Obtencion Respuesta ala
Frecuencia del LPF de 1ER ORD % % % %
Hw_LPF=(b_LPF(1)+b_LPF(2)*exp(-sqrt(-1)*(WDT)))/(1+a_LPF(2)*exp(-sqrt(-1)*(WDT)));

% figure
% subplot(211);
plot(frecs/(Fs/2),20*log10(abs(Hw_LPF)))
```

Medición de Variables Eléctricas Mediante Algoritmos Basados en Filtros Digitales

```

% title('Respuesta a la Frecuencia LPF
Butterworth 1er Orden');

% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

% ylabel('H(\omega) [dB]');

% subplot(212);
plot(frecs/(Fs/2),angle(Hw_LPF)*180/pi)

% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

% ylabel('Fase [grados]');

% % % % Obtencion Respuesta ala
Frecuencia del LPF de 1ER ORD % % % %
Hw_LPF2=(b_LPF2(1)+b_LPF2(2)*exp(-sqrt(-
1)*(WDT))+b_LPF2(3)*exp(-2*sqrt(-
1)*(WDT)))...

./(1+a_LPF2(2)*exp(-sqrt(-
1)*(WDT))+a_LPF2(3)*exp(-2*sqrt(-
1)*(WDT)));

% figure

% subplot(211);
plot(frecs/(Fs/2),20*log10(abs(Hw_LPF2)))

% title('Respuesta a la Frecuencia LPF
Butterworth 2do Orden');

% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

% ylabel('H(\omega) [dB]');

% subplot(212);
plot(frecs/(Fs/2),angle(Hw_LPF2)*180/pi)

% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

% ylabel('Fase [grados]');

% Comparacion de la respuesta a la
frecuencia

figure

subplot(211);
plot(frecs/(Fs/2),20*log10(abs(Hw_LPF)), 'b'
,...
frecs/(Fs/2),20*log10(abs(Hw_LPF2)), 'r-
-', 'LineWidth', 2)

title('Respuesta a la Frecuencia LPF
Butterworth 1er vs 2do Orden');

xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

ylabel('H(\omega) [dB]');

subplot(212);
plot(frecs/(Fs/2),angle(Hw_LPF)*180/pi, 'b',
...
frecs/(Fs/2),angle(Hw_LPF2)*180/pi, 'r--
', 'LineWidth', 2)

xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

ylabel('Fase [grados]');

% % % Obtencion Respuesta al Escalon
Unitario del LPF de 1ER ORD % % %

%Respuesta obtenida mediante Laplace
Ct_LPF1=1-exp(-Wal*t);

%Respuesta obtenida mediante MATLAB
s = tf('s');
G1 = Wal/(s+Wal);
Y_LPF1=step(G1,t);

% %Grafica de la respuesta al escalon
unitario en el tiempo

% figure

% plot(t,Ct_LPF1,'b',t,Y_LPF1,'r--
', 'LineWidth', 2);

% title('Respuesta Escalon Unitario LPF
Butterworth 1er Orden');

% xlabel('Tiempo (s)'); ylabel('C(t)');

% % % Obtencion Respuesta al Escalon
Unitario del LPF de 2DO ORDEN % % %

%Respuesta obtenida mediante Laplace
k=sqrt(2)/2;
k1=k/sqrt(1-k^2);
wd=Wal*sqrt(1-k^2);

Ct_LPF2=1-(exp(-
k*Wal.*t).*(cos(wd.*t))+k1*sin(wd.*t)));

%Respuesta obtenida mediante MATLAB
s = tf('s');
G2 = Wal^2/(s^2+sqrt(2)*s*Wal+Wal^2);
Y_LPF2=step(G2,t);

% %Grafica de la respuesta al escalon
unitario en el tiempo

% figure

% plot(t,Ct_LPF2,'b',t,Y_LPF2,'r--
', 'LineWidth', 2);

% title('Respuesta Escalon Unitario LPF
Butterworth 2do Orden');

% xlabel('Tiempo (s)'); ylabel('C(t)');

```



```

%Comparacion de la respuesta al escalon
unitatio

figure

plot(t,Ct_LPF1,'b',t,Ct_LPF2,'r--
','LineWidth',2);

title('Respuesta Escalon Unitario LPF
Butterworth 1er vs 2do Orden');

xlabel('Tiempo (s)'); ylabel('C(t)');

% HIGH PASS FILTER (IIR) %

Fc_=1.5; %Frecuencia de Corte
[Hz] (Atenuacion de 3dB)

Wc_=Fc_*2*pi; %Velocidad Angular
[rad/s]

Fcn_=Fc_/(Fs/2); %Frecuencia Digital
Normalizada [Hz]

% Obtencion de Coeficientes mediante
Matlab

n_=1; %Orden Propuesto del
Filtro

% [b_,a_] = butter(n_,Fcn_,'high');
% [b2_,a2_] = butter(2,Fcn_,'high');
% figure
% freqz(b_,a_)

%Obtencion analitica del Orden del filtro

Fc2_=0.01; %Frecuencia referencia
de banda rechazada [Hz]

dB_=40; %Atenuacion minima para
Fd2 [dB]

Wd1_=Wc_;

Wd2_=2*pi*Fc2_;

Wal_=(2/Ts)*tan((Wd1_*Ts)/2);

Wa2_=(2/Ts)*tan((Wd2_*Ts)/2);

omega_=Wa2_/Wal_;

A_=10^(dB_/20);

n3_=log10(A_)/log10(Wa2_/Wal_);

% Obtencion de Coeficientes Mediante
Transformacion Bilineal 1ER ORD

a_HPF=[1,0];

b_HPF=[0,0];

b_HPF(1)=(2)/(2*tan(Wc_*Ts/2)+2);

b_HPF(2)=-b_HPF(1);

```

```

a_HPF(2)=(2*tan(Wc_*Ts/2)-
2)/(2*tan(Wc_*Ts/2)+2);

% Obtencion de Coeficientes Mediante
Transformacion Bilineal 2DO ORD

alfa=tan((Wd1_*Ts)/2);

b_HPF2=[0,0,0];

a_HPF2=[1,0,0];

b_HPF2(1)=(1)/(1+sqrt(2)*alfa+alfa^2);

b_HPF2(2)=(-2)/(1+sqrt(2)*alfa+alfa^2);

b_HPF2(3)=(1)/(1+sqrt(2)*alfa+alfa^2);

a_HPF2(2)=((2*alfa^2-
2))/(1+sqrt(2)*alfa+alfa^2);

a_HPF2(3)=(1-
sqrt(2)*alfa+alfa^2)/(1+sqrt(2)*alfa+alfa^2
);

% % % % Obtencion Respuesta ala
Frecuencia del LPF de 1ER ORD % % % %

Hw_HPF=(b_HPF(1)+b_HPF(2)*exp(-sqrt(-
1)*(WDT)))/(1+a_HPF(2)*exp(-sqrt(-
1)*(WDT)));

% figure

% subplot(211);
plot(frecs/(Fs/2),20*log10(abs(Hw_HPF)))

% title('Respuesta a la Frecuencia HPF
Butterworth 1er Orden');

% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

% ylabel('H(\omega) [dB]');

% subplot(212);
plot(frecs/(Fs/2),angle(Hw_HPF)*180/pi)

% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

% ylabel('Fase [grados]');

% % % % Obtencion Respuesta ala
Frecuencia del LPF de 1ER ORD % % % %

Hw_HPF2=(b_HPF2(1)+b_HPF2(2)*exp(-sqrt(-
1)*(WDT))+b_HPF2(3)*exp(-2*sqrt(-
1)*(WDT)))...

./(1+a_HPF2(2)*exp(-sqrt(-
1)*(WDT))+a_HPF2(3)*exp(-2*sqrt(-
1)*(WDT)));

% figure

% subplot(211);
plot(frecs/(Fs/2),20*log10(abs(Hw_HPF2)))

% title('Respuesta a la Frecuencia HPF
Butterworth 2do Orden');

% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

```

Medición de Variables Eléctricas Mediante Algoritmos Basados en Filtros Digitales

```

% ylabel('H(\omega) [dB]');

% subplot(212);
plot(frecs/(Fs/2),angle(Hw_HPF2)*180/pi)

% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

% ylabel('Fase [grados]');

% Comparacion de la respuesta a la
frecuencia

figure

subplot(211);
plot(frecs/(Fs/2),20*log10(abs(Hw_HPF)), 'b'
,....
frecs/(Fs/2),20*log10(abs(Hw_HPF2)), 'r-
-', 'LineWidth', 2)

title('Respuesta a la Frecuencia HPF
Butterworth 1er vs 2do Orden');

xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

ylabel('H(\omega) [dB]');

subplot(212);
plot(frecs/(Fs/2),angle(Hw_HPF)*180/pi, 'b',
....
frecs/(Fs/2),angle(Hw_HPF2)*180/pi, 'r--
', 'LineWidth', 2)

xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

ylabel('Fase [grados]');

% % % Obtencion Respuesta al Escalon
Unitario del HPF de 1ER ORDEN % % %

%Respuesta obtenida mediante Laplace
Ct_HPF1=exp(-Wal_*t);

%Respuesta obtenida mediante MATLAB
s = tf('s');
G3 = s/(s+Wal_);
Y_HPF1=step(G3,t);

%Grafica de la respuesta al escalon
unitario en el tiempo

% figure

% plot(t,Ct_HPF1, 'b', t, Y_HPF1, 'r--
', 'LineWidth', 2);

% title('Respuesta Escalon Unitario HPF
Butterworth 1er Orden');

% xlabel('Tiempo (s)'); ylabel('C(t)');

% % % Obtencion Respuesta al Escalon
Unitario del HPF de 2DO ORDEN % % %

%Respuesta obtenida mediante Laplace
Ct_HPF2=exp(-k*Wal_*t).*((cos(wd.*t))-
k1*sin(wd.*t));

% Ct_HPF2=exp(-Wal_*t);

%Respuesta obtenida mediante MATLAB
s = tf('s');
G4 = s^2/(s^2+sqrt(2)*s*Wal_+Wal_^2);
Y_HPF2=step(G4,t);

%Grafica de la respuesta al escalon
unitario en el tiempo

% figure

% plot(t,Ct_HPF2, 'b', t, Y_HPF2, 'r--
', 'LineWidth', 2);

% title('Respuesta Escalon Unitario HPF
Butterworth 2do Orden');

% xlabel('Tiempo (s)'); ylabel('C(t)');

%
% TRANSFORMADA DE HILBERT
UTILIZANDO APROXIMACION %
% POR FILTRO FIR MEDIANTE EL METODO DE
LA VENTANA DE KAISER %

%Parametros para el diseño del filtro FIR
fstop=0; % Frecuencia de
corte de la banda rechazada
fpass=30; % Frecuencia de
corte de la banda pasante
atmag=0.005; % Atenuacion de la
magnitud en la banda pasante

```

```

%Frecuencias normalizada para diseño del
filtro FIR
fsn=fstop/(Fs/2);
fpn=fpass/(Fs/2);
ws=fsn*2*pi;
wp=fpn*2*pi;

% Frecuencia de corte
wc=(wp+ws)/2;

%Ancho de la banda de transicion
dw=abs(ws-wp);

% Parametro A para calculo de beta
A=-20*log10(atmag);

% Calculo de Beta mediante metodo de Kaiser
if (A<21)
    beta=0;
elseif (A>=21)&&(A<=50)
    beta=(.5842*(A-21)^(0.4))+0.07886*(A-21);
elseif (A>50)
    beta=0.1102*(A-8.7);
end

% Determinacion tamaño de la ventana de
kaiser
M=(A-7.95)/(2.285*dw);
M=round(M)+2;           % M debe ser
numero entero
if (mod(M,2))
    M=M+1;             % M se ajusta a
numero Par
end
N=M+1;                 % N se ajusta a
Impar
a=(N-1)/2;

% Retraso de muestras para tener sistema
causal
R_M=M/2;

% Calculo de Coeficientes de la ventana de
Kaiser
[Iob]=Io_(beta);      %Funcion de Bessel

Wk=zeros(1,N);
hd=zeros(1,N);

for k=1:1:N;
    i=k-a-1;
    x1=beta*sqrt(1-((2*i)/(N-1))^2);
    [Iox]=Io_(x1);
    Wk(k)=Iox/Iob;
end

figure
stem([0:1:M],Wk,'b','filled');
title('Coeficientes de Ventana de
Kaiser');...

    xlabel('Numero de Muestra
[n]');ylabel('Amplitud');

% Respuesta al Impulso Unitario de la
Transformada Ideal de Hilbert,
% Aproximada al tamaño de la ventana de
Kaiser
for k=1:1:N;
    i=k-a-1;
    if (i==0)
        hd(k)=0;
    else
        hd(k)=(2/(pi*i))*(sin(pi*i/2))^2;
    end
end

figure
stem([-a:1:a],hd,'b','filled');
title('Respuesta al Impulso Unitario de la
Transformada Ideal de Hilbert');...

    xlabel('Numero de
Muestra[n]');ylabel('Amplitud');

figure
stem([0:1:M],hd,'b','filled');
title('Respuesta al Impulso Unitario de la
Transformada Ideal de Hilbert
(Causal)');...

    xlabel('Numero de
Muestra[n]');ylabel('Amplitud');

% Coeficientes del FIR, Secuencia de la
respuesta al Impulso Unitario,

```

Medición de Variables Eléctricas Mediante Algoritmos Basados en Filtros Digitales

```

% ajustada a la aproximacion de la ventana
de kaiser para disminucion del
% riso en la respuesta a la frecuencia del
filtro

hn=Wk.*hd;
hn=roundn(hn,-12);
hn_out=hn';

figure
stem([-a:1:a],hn,'b','filled');
title('Respuesta al Impulso Unitario del
FIR Hilbert obtenido por Ventana de
Kaiser');...
    xlabel('Numero de
Muestra[n]');ylabel('Amplitud');

figure
stem([0:1:M],hn,'b','filled');
title('Respuesta al Impulso Unitario del
FIR Hilbert obtenido por Ventana de Kaiser
(Causal)');...
    xlabel('Numero de
Muestra[n]');ylabel('Amplitud');

w = kaiser(N,beta);
% figure
% wvtool(w)
figure
freqz(hn)

b=length(frecs);

for m=1:1:b
    for n=0:1:N-1;
        Expon(m,n+1)=exp(-(sqrt(-
1)*(n.*WDT(m))));
        Hz(m,n+1)=Expon(m,n+1).*hn(N-n);
        Hz_(m,n+1)=Expon(m,n+1).*hd(N-n);
    end
    Exp_dly(m,1)=exp(-(sqrt(-
1)*(R_M.*WDT(m))));
end

% Respuesta a la Frecuencia del Filtro
Deseado
Hw_Hilbert=sum(Hz,2);
Hw_Hilbert=quant(real(Hw_Hilbert),.000001)+
sqrt(-1)*quant(imag(Hw_Hilbert),.000001);
Mag_Hw=abs(Hw_Hilbert);
Ang_Hw=angle(Hw_Hilbert);
% Respuesta a la Frecuencia del Filtro sin
ajuste de ventana
Hw_Hilbert2=sum(Hz_,2);
Hw_Hilbert2=quant(real(Hw_Hilbert2),.000001
)+sqrt(-
1)*quant(imag(Hw_Hilbert2),.000001);
Mag_Hw_=abs(Hw_Hilbert2);
Ang_Hw_=angle(Hw_Hilbert2);
% Respuesta a la frecuencia de la unidad de
retardo
Hwd=Exp_dly;
Hwd=quant(real(Hwd),.000001)+sqrt(-
1)*quant(imag(Hwd),.000001);
Hwd_=Hwd./Hw_Hilbert;
Mag_Hwd=abs(Hwd_);
Ang_Hwd=angle(Hwd_);
Hwd_2=Hwd./Hw_Hilbert2;
Mag_Hwd2=abs(Hwd_2);
Ang_Hwd2=angle(Hwd_2);

% figure
% subplot(211);
plot(frecs/(Fs/2),20*log10(Mag_Hw))
% title('Respuesta a la Frecuencia
Hilbert');
% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');
% ylabel('H(\omega) [dB]');
% subplot(212);
plot(frecs/(Fs/2),(Ang_Hwd)*180/pi)
% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');
% ylabel('Fase [grados]');
%
% figure
% subplot(211);
plot(frecs/(Fs/2),20*log10(Mag_Hw_))
% title('Respuesta a la Frecuencia
Hilbert');
% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');
% ylabel('H(\omega) [dB]');

```

```

% subplot(212);
plot(frecs/(Fs/2),(Ang_Hwd2)*180/pi)

% xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

% ylabel('Fase [grados]');

close all

% Comparacion de la respuesta a la
frecuencia
figure
subplot(211);
plot(frecs/(Fs/2),20*log10(abs(Hw_Hilbert))
,'b',...

frecs/(Fs/2),20*log10(abs(Hw_Hilbert2)), 'r-
-', 'LineWidth',2)

title('Respuesta a la Frecuencia HPF
Hilbert');

xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

ylabel('H(\omega) [dB]');

subplot(212);
plot(frecs/(Fs/2),angle(Hwd_)*180/pi,'b',...
.

frecs/(Fs/2),angle(Hwd_2)*180/pi,'r--
', 'LineWidth',2)

xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

ylabel('Fase [grados]');

% Comparacion de la respuesta a la
frecuencia
figure
subplot(211);
plot(frecs/(Fs/2),abs(Hw_Hilbert),'b',...

```

```

frecs/(Fs/2),abs(Hw_Hilbert2),'r--
','LineWidth',2)

title('Respuesta a la Frecuencia HPF
Hilbert');

xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

ylabel('|H(\omega)|');

subplot(212);
plot(frecs/(Fs/2),angle(Hwd_)*180/pi,'b',...
.

frecs/(Fs/2),angle(Hwd_2)*180/pi,'r--
', 'LineWidth',2)

xlabel('Frecuencia Normalizada [\times\pi
rad/(Fs/2)]');

ylabel('Fase [grados]');

```

• Io_m

```

function [Io]=Io_(X)
ds=1;
d=0;
Io=1;
tol=1e-20;

for k=1:500;
d=d+2;
ds=ds*((X/d)^2);
Io=Io+ds;
if (ds<tol*Io) break, end
end

end

```


APÉNDICE G: HOJAS DE DATOS

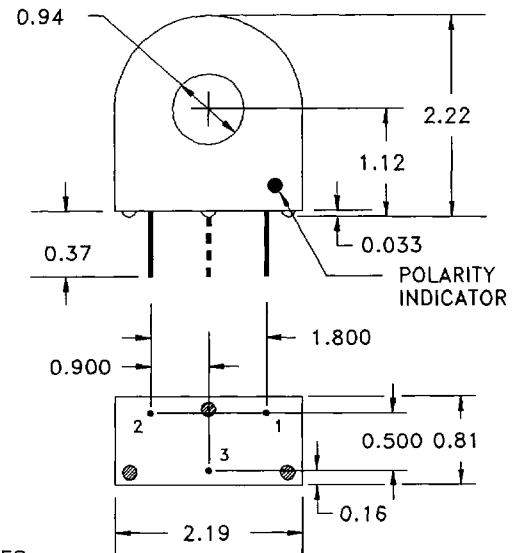


150A CURRENT TRANSFORMER, P/N 5312

ELECTRICAL SPECIFICATIONS	
PRIMARY CURRENT:	150 A NOM., 500 A MAX.
TURNS RATIO:	1000:1 NOMINAL
VOLT PER AMP RATIO AT 150 A, FOR 100 OHM LOAD:	0.100 V/A
VOLT PER AMP RATIO AT 15 A, FOR 100 OHM LOAD:	0.0990 V/A
D.C. RESISTANCE AT 20°C:	10 OHMS
DIELECTRIC WITHSTANDING VOLTAGE:	4kV RMS

MECHANICAL SPECIFICATIONS	
PARAMETER	
MOLDED/ OR CUP	POLYURETHANE OR EPOXY ENCAPSULATED/ DAP, EPOXY, NYLON OR RYNITE
FLAMMABILITY	CONFORMS TO UL94-V0
TERMINALS	PC PINS, 0.031IN RD. OR 0.025IN SQ.
MARKING	AMECON, PART NUMBER, DATECODE, DOT AT START PIN.
APPROX. WEIGHT	0.38#
TOLERANCES:	.X: ±0.1 .XX: ±0.03 .XXX: ±0.01

ENVIRONMENTAL SPECIFICATION	
STORAGE TEMP.	-55°C < Tc < +130°C
INSULATION RESISTANCE	100 MEGOHMS MINIMUM.



NOTES:
 UNLESS REQUESTED, THE TERMINATING RESISTOR AND THE ONE-TURN PRIMARY ARE NOT SUPPLIED.
 PIN 3: SUPPLIED ON REQUEST FOR CENTER-TAPPED DESIGNS OR MECHANICAL SUPPORT.

