

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE
CONTADOR ELECTRÓNICO DIGITAL TRIFÁSICO DE ENERGÍA
ELÉCTRICA PARA CONTROL Y MONITORIZACIÓN REMOTA**

GABRIEL EDUARDO GONZÁLEZ SUA

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2010**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE
CONTADOR ELECTRÓNICO DIGITAL TRIFÁSICO DE ENERGÍA
ELÉCTRICA PARA CONTROL Y MONITORIZACIÓN REMOTA**

Autor:

GABRIEL EDUARDO GONZÁLEZ SUA

**Trabajo para optar por el título de Magíster en Ingeniería
Electrónica**

Director:

Gabriel Ordóñez Plata

Codirector:

Jaime Guillermo Barrero Pérez

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2010

A Dios, quien todo lo permite.

*A mis padres y hermanos
por su incondicional apoyo.*

*A Yadi que siempre estuvo ahí
desde el principio, apoyándome.*

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar al profesor Gabriel Ordóñez Plata, por su constante colaboración en la elaboración de este trabajo y apoyo como director del proyecto frente a los numerosos tropiezos sufridos durante el mismo y a los profesores, Alfredo Rafael Acevedo y Jaime Guillermo Barrero Perez, por su colaboración y apoyo.

A mis compañeros de maestría, por su constante apoyo en los innumerables inconvenientes que surgieron durante el proyecto. A los estudiantes de pregrado que colaboraron en la elaboración de las múltiples tarjetas involucradas en este proyecto.

A la Electrificadora de Santander S.A ESSA, y en especial al personal del laboratorio de metrología, por su colaboración para la realización de las pruebas del equipo.

A Jhon Fredy Bautista, Aldo González y Alexander Pinzón de la empresa COPOWER, por su colaboración facilitando sus equipos para la prueba del prototipo.

TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	18
1. MEDICIÓN DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA.	20
1.1 REFERENCIA HISTÓRICA.....	20
1.2 EL PANORAMA ACTUAL.....	22
1.3 FORMULACIONES	22
1.3.1 Definiciones propuestas por Budeanu	23
1.3.2 Definiciones propuestas por Czarnecki.....	26
1.3.3 Definiciones propuestas por la norma IEEE-1459	29
1.4 COMPARACIÓN DE LAS DEFINICIONES	35
2. MEDIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA Y ENERGÍA ELÉCTRICA	38
2.1 HISTORIA.....	38
2.1.1 Transductor y registro	38
2.1.2 El medidor electrónico	39
2.2 ESTRUCTURA INTERNA	40
2.2.1 Sensado.....	42

2.2.2	Procesado.....	45
2.2.3	Visualización y comunicación de datos.....	49
2.3	CARACTERÍSTICAS DE LOS MEDIDORES DIGITALES.....	53
3.	PROTOTIPO DESARROLLADO.	56
3.1	HARDWARE DEL SISTEMA.....	57
3.1.1	Tarjeta de adquisición (analógica).....	57
3.1.2	Tarjeta de procesamiento y control (digital).....	74
3.2	SOFTWARE DEL PROTOTIPO	79
3.2.1	Programación del DSP	80
3.2.2	Programación en un computador personal.....	85
4.	PRUEBAS DEL PROTOTIPO.....	87
4.1	PRUEBA DE LOS SENSORES.....	87
4.1.1	Metodología	87
4.1.2	Sensores seleccionados.....	91
4.2	PRUEBAS DE LA TARJETA DE ADQUISICIÓN.....	95
4.2.1	Pruebas efectuadas con generador de señales.....	95
4.2.2	Pruebas en laboratorio de máquinas.....	96
4.2.3	Especificaciones de la tarjeta.	99

4.3 PRUEBA DEL PROTOTIPO COMPLETO.....	99
4.3.1 Modificaciones al Prototipo.....	105
5. CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES.....	107
6. RECOMENDACIONES.	109
6.1 RECOMENDACIONES PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE HARDWARE.....	110
BIBLIOGRAFÍA.....	113
ANEXOS.....	120

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Potencia aparente aritmética y vectorial para una carga trifásica.	24
Figura 2. Descomposición de S_e de acuerdo con la norma IEEE-1459.....	32
Figura 3. Estructura básica de un medidor de energía digital.	41
Figura 4. Funciones del DSP dentro del medidor.....	46
Figura 5. Fotografías del medidor de energía implementado.....	56
Figura 6. Diagrama de bloques del prototipo de medidor digital trifásico de energía eléctrica diseñado.....	57
Figura 7. Fotografía de la tarjeta de adquisición elaborada.	58
Figura 8. Circuito para el voltaje de referencia del ADS1178.....	66
Figura 9. Respuesta del filtro digital del ADS1178.....	67
Figura 10. Filtro anti-solapamiento.....	69
Figura 11. Esquema de adecuación de un canal de corriente.	71
Figura 12. Amplificador Diferencial-Diferencial (fully differential).....	72
Figura 13. Diagrama de adecuación de una fase de tensión.	73
Figura 14. Esquema general de la tarjeta de adquisición.	74
Figura 15. Elementos conectados en al Puerto I ² C del DSP.....	77

Figura 16. Esquema general de la tarjeta de procesamiento y control.	78
Figura 17. Enfoque de la medición tradicional	79
Figura 18. Diagrama de flujo de las operaciones periódicas.....	83
Figura 19. Diagrama de flujo de las operaciones aperiódicas.....	84
Figura 20. Interfaz del programa en Labview	86
Figura 21. Caracterización de tensión de entrada (V_{rms}) contra tensión salida (V) del transformador de tensión.	92
Figura 22. Diagrama de pines Transformador de tensión.	92
Figura 23. Sensor efecto <i>Hall S22P06S05</i> (Tamura, 2008)	93
Figura 24. Diferentes barridos en frecuencia para estimar el ancho de banda experimentalmente.	94
Figura 25. Montaje utilizado en el laboratorio de máquinas con el que se probaron los canales de tensión de la tarjeta.....	96
Figura 26. Señales de entrada y su procesamiento en Matlab.	98
Figura 27. Equipo patrón ZERA TPZ 303	100
Figura 28. Conexión del prototipo para la realización de las pruebas.....	101
Figura 29. Dispositivo para la lectura de los pulsos luminosos del prototipo.	102
Figura 30. Resultados de la prueba con carga sinusoidal balanceada y corriente al 100% del valor nominal.....	102

Figura 31. Resultados de la prueba con carga sinusoidal balanceada y corriente al 5% del valor nominal.....103

Figura 32. Resultados de la prueba con carga sinusoidal balanceada y corriente al 50% del valor nominal.....104

Figura 33. Resultados de la prueba con carga sinusoidal desbalanceada (sólo en la primera fase) y corriente al 100% del valor nominal.105

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Descomposición de potencias según el estándar IEEE-1459.....	32
Tabla 2. Comparación de sensores de corriente	44
Tabla 3. DSPs más representativos del mercado	49
Tabla 4. Niveles de tensión de la fuente de alimentación.....	79
Tabla 5. Resultados de las pruebas de linealidad y repetitividad para los sensores de tensión probados.....	89
Tabla 6. Resultados de las pruebas de linealidad y repetitividad para los sensores de corriente probados.....	90

LISTA DE CUADROS

	Pág.
Cuadro 1. Definiciones de potencia en un sistema trifásico según el modelo de potencias de Budeanu.	25
Cuadro 2. Definiciones de potencia en un sistema trifásico según el modelo de potencias de Czarnecki.....	28
Cuadro 3. Magnitudes de potencia para un sistema trifásico con formas de onda no sinusoidales según el modelo de potencia de la norma IEEE-1459.	33
Cuadro 4. Comparación de las formulaciones de potencia de las tres definiciones analizadas.....	35
Cuadro 5. Características básicas de los elementos preseleccionados para realizar pruebas de laboratorio	59
Cuadro 6. Principales características de algunas arquitecturas de convertidores analógico- digital de alta velocidad	61
Cuadro 7. Características generales ADS1178	64
Cuadro 8. Especificaciones de la tarjeta de adquisición.....	99

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
ANEXO A. Flujo de datos para la estimación de potencias con los distintos modelos.....	121
ANEXO B. Algoritmos para el cálculo de valores de acuerdo con la norma IEEE-1459.....	124
ANEXO C. Manual de usuario del CEDTRI.	136

RESUMEN

TITULO: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE CONTADOR ELECTRÓNICO DIGITAL TRIFÁSICO DE ENERGÍA ELÉCTRICA PARA CONTROL Y MONITORIZACIÓN REMOTA *

AUTOR: GABRIEL EDUARDO GONZÁLEZ SUA**

PALABRAS CLAVES: Sistemas Trifásicos, Medición de variables eléctricas, Potencia y energía eléctrica, IEEE-1459

CONTENIDO: La medición de la potencia y la energía eléctrica y es fundamental para que exista claridad entre las compañías distribuidoras de energía y sus clientes, pero a raíz de cambios importantes en los sistemas eléctricos, en muchos sitios las formas de onda de tensión y corriente se encuentran distorsionadas debido a la aparición de componentes armónicas y al desbalance de las cargas. Por ello en este trabajo se plantea la elaboración del prototipo de un contador trifásico electrónico digital de energía eléctrica utilizando procesadores digitales de señales (DSPs), el cual obtiene las cantidades de potencia y energía eléctrica a partir de las señales de tensión y corriente, que son adquiridas mediante conversores analógicos digitales; para luego ser procesadas digitalmente. Para la realización de estos cálculos se revisaron tres formulaciones, optando por la realización las recomendaciones del estándar IEEE 1459-2000, en el cual se formulan algunas técnicas para la obtención de parámetros metrológicos relacionados con potencia y energía eléctrica.

El equipo desarrollado cuenta con tres tarjetas principales: una fuente, para energizar el sistema, una tarjeta de control y procesado y una tarjeta de adquisición que es la encargada de obtener las formas de onda del sistema trifásico. Con estos componentes, este prototipo está en capacidad de estimar la energía eléctrica teniendo en cuenta los diversos escenarios que se pueden presentar en los sistemas de distribución de energía eléctrica actuales; como es la presencia de armónicos y cargas no balanceadas, con el propósito de proponer una solución a los problemas existentes en la medición de potencia y energía eléctrica.

* Trabajo de Investigación

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director Gabriel Ordóñez Plata.
Codirector Jaime Guillermo Barrero Pérez

ABSTRACT

TITLE: DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A PROTOTYPE OF DIGITAL THREE-PHASE ELECTRONIC ENERGY METER FOR REMOTE CONTROL AND MONITORING *

AUTHOR: GABRIEL EDUARDO GONZÁLEZ SUA**

KEY WORDS: Three-phase systems, Measurement of electrical variables, Electrical Power and Energy, IEEE-1459

CONTENT: The measurement of electrical Power and energy is essential for the clarity between the power distribution companies and their customers, but due to major changes in the electrical systems, in many places the waveforms of voltage and current are distorted due to the appearance of harmonics and unbalance loads. Therefore this work presents the development of a prototype of a digital three-phase electronic energy meter using digital signal processors (DSPs), which obtains the amounts of electrical power and energy from the voltage and current signals, which are acquired through analog-digital converters, and then be processed digitally. To perform these calculations, three formulations was reviewed, opting to implemented the recommendations of the IEEE 1459-2000 standard, in which some techniques are formulated for obtaining metrological parameters related to electrical power and energy.

The developed device has three main cards: a source, to energize the system, a control and processing board and an acquisition board which is responsible for obtaining the waveforms of the three-phase system. With these components, this prototype is able to estimate the electrical energy taking into account the various scenarios that may occur in today electricity distribution systems, as the presence of harmonics and unbalanced loads, in order to propose a solution to problems in the measurement of electrical power and energy.

* Working research

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director Gabriel Ordóñez Plata.
Codirector Jaime Guillermo Barrero Pérez

INTRODUCCIÓN

La correcta medición del suministro y consumo de la energía eléctrica, que garantiza la correcta facturación, es una necesidad fundamental tanto de las empresas comercializadoras como de sus clientes. Sin embargo, las nuevas definiciones de potencia que han surgido en los últimos años a raíz de cambios importantes en los sistemas eléctricos, debido a la aparición de componentes armónicas y al desbalance de las cargas en sistemas trifásicos, están redefiniendo la metrología eléctrica, ya que varios de los métodos empleados en la medición tradicional de la potencia reactiva y el factor de potencia son inadecuados para determinados escenarios de funcionamiento de los sistemas eléctricos.

La proliferación en las últimas décadas de los dispositivos de conmutación de estado sólido para una amplia gama de aplicaciones tanto industriales como domésticas, han hecho que en diversos ambientes las formas de onda de tensión y corriente estén distorsionadas. Por otra parte, los dispositivos que tradicionalmente se han utilizado para la medición de la potencia eléctrica, sus pruebas y calibración se desarrollan considerando formas de onda sinusoidales de una única frecuencia; lo cual, en algunas situaciones puede generar errores significativos en la medición de magnitudes de potencia cuando estos dispositivos operan en condiciones diferentes.

A su vez, el avance en el procesamiento de señales ha llevado a nuevos, más efectivos y más robustos algoritmos; cuya implementación es posible gracias a desarrollos en la arquitectura de computadores, que han suministrado herramientas para la adquisición, procesamiento y almacenamiento de datos en tiempo real; frente a lo cual se cuenta con las herramientas, condiciones y necesidades para el desarrollo de los dispositivos electrónicos de medición que requiere el sector de los servicios públicos, los cuales consideran diferentes

escenarios de operación y permiten adicionalmente, la lectura, programación y pruebas automáticas de medidores. Por esta razón en la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones (E3T) se han venido desarrollando diferentes proyectos encaminados a evaluar el problema de una inadecuada medición de las magnitudes de potencia y energía eléctrica, dentro de lo cual este proyecto busca permitirle a la escuela y específicamente al GISEL, contar con un equipos mediante el cual se puedan realizar la medición de parámetros de potencia y energía eléctrica, considerando los sistemas trifásicos como únicos y no como la suma de tres sistemas monofásicas, y además teniendo en cuenta los escenarios de los sistemas eléctricos actuales con cargas desbalanceadas, y un buen contenido de componentes armónicas.

Para el desarrollo de este proyecto en el primer capítulo se realiza una breve descripción de la situación histórica y actual de la medición de energía eléctrica, para después hacer una comparación de algunos de los modelos de estimación de potencia eléctrica propuestos, partiendo del modelo propuesto en (Budeanu, 1927) por su importancia como referente histórico, (Czarnecki, 1988) como una aproximación desde el punto de vista vectorial, y finalmente el estándar IEEE-1459 (IEEE, 2000), como un intento de establecer un estándar internacional para la medición de las cantidades de potencia eléctrica.

En el segundo capítulo se realiza una descripción general de un medidor de energía eléctrica y las partes que lo componen.

A partir de la información recopilada en los dos primeros capítulos, y tomando como referencia el estándar IEEE-1459, se diseñó e implementó un prototipo de medidor electrónico digital de energía eléctrica, que se expone en el Capítulo 3. Finalmente en el Capítulo 4 se presentan los resultados del conjunto de pruebas desarrolladas para verificar la funcionalidad y desempeño del prototipo.

1. MEDICIÓN DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA.

La medición de la potencia y energía en los sistemas de distribución modernos ha sufrido una evolución significativa en los últimos años, debido al cambio en las condiciones de los sistemas eléctricos, que ha estimulado la revisión de las definiciones existentes y la formulación de nuevas definiciones.

Con el auge de los equipos de medición digital, la medición de la energía eléctrica está siendo revisada para establecer metodologías de medición con un adecuado nivel de incertidumbre que aprovechen las posibilidades del procesamiento digital, que generen confianza tanto en los proveedores como en los usuarios del servicio.

En el primer numeral de este capítulo se presenta un breve relato de la historia de la medición de la corriente eléctrica, con el propósito de ubicarse en el contexto histórico del problema y posteriormente presentar la situación actual. Finalmente se presenta tres formulaciones para la medición de las diferentes magnitudes asociadas a la energía y potencia eléctrica, con el fin de realizar una comparación entre las mismas, que sirva de referencia para la escogencia de la formulación a implementar en el prototipo.

1.1 REFERENCIA HISTÓRICA

En sus comienzos los sistemas de distribución se basaban en el manejo de sistemas de corriente continua; sistema promovido por el reconocido inventor de la bombilla incandescente, *Thomas Alva Edison*. La aparición de la corriente alterna como medio alternativo de transmisión de potencia que permitía fácilmente realizar cambios en la tensión de las líneas de transmisión para disminuir las pérdidas causadas en éstas, que junto con la invención de sistemas de transmisión y motores por parte del ingeniero e inventor de origen serbio *Nikola Tesla*, hicieron

cada vez más popular esta nueva forma de transmisión, que rápidamente se convirtió en el estándar de la industria.

Esta nueva forma de transmisión y utilización de la energía eléctrica implicaba que los circuitos no se comportaran de la misma forma a cómo funcionaban con corriente continua; y trabajos como (Stanley, 1888.) y muchos otros de su época, donde se exponía el desfase existente entre la forma de onda de la corriente y la tensión, y la oscilación de la potencia ocasionada por el intercambio de energía entre la inductancia y la fuente; plantearon un reto para los ingenieros, quienes frente a esto aceptaron los conceptos de potencia aparente y reactiva, ya que se requería de un parámetro que permitiera cuantificar la utilización de las líneas de transmisión. De ahí surgió el concepto de factor de potencia.

Posteriormente, la proliferación de sistemas polifásicos planteaba otro reto; ya que aunque los sistemas simétricos y balanceados eran plenamente entendidos, debido a que su comportamiento era similar al de los sistemas monofásicos, los sistemas no balanceados presentaban interrogantes en la definición de la potencia aparente y su consecuencia en el cálculo del factor de potencia.

Al mismo tiempo, la aparición de los rectificadores de mercurio empleados en transporte y procesos electroquímicos generó un interés en el estudio del efecto de las condiciones no sinusoidales en los sistemas eléctricos, y en (Budeanu, 1927) se planteó un modelo para la potencia en sistemas monofásicos con ondas distorsionadas, el cual sigue siendo utilizados en la actualidad. La diseminación de esta teoría permitió que existiera un mayor interés en establecer una teoría unificada que considerará todos los posibles escenarios de operación de las redes eléctricas de corriente alterna.

1.2 EL PANORAMA ACTUAL

La proliferación en las últimas décadas de los dispositivos de conmutación de estado sólido para una amplia gama de aplicaciones tanto industriales como domésticas, han hecho la visión de *Budeanu* una realidad, ya que, en diversas aplicaciones las formas de onda de tensión y corriente están distorsionadas. Por otra parte, los dispositivos que tradicionalmente se han utilizado para la medición de la potencia eléctrica, sus pruebas y calibración, se desarrollan considerando formas de onda sinusoidales de una única frecuencia; lo cual en algunas situaciones puede generar errores significativos en la medición de magnitudes de potencia cuando estos dispositivos operan en condiciones no sinusoidales.

El progreso en el análisis de circuitos y la teoría de campos electromagnéticos, ha permitido un mejor entendimiento del flujo de energía, razón por la cual en la actualidad se han propuestos diferentes modelos para la estimación de las magnitudes de potencia. Paralelamente, el avance en el procesamiento de señales ha llevado a nuevos, más efectivos y más robustos sistemas de medición de variables eléctricas, lo cual aunado a los desarrollos en la arquitectura de computadoras han generado herramientas para la adquisición de datos en tiempo real y para procesar y almacenar cantidades importantes de información.

1.3 FORMULACIONES

Para el desarrollo de este proyecto se decidió comenzar con realizar una comparación de algunos de los modelos de estimación de potencia eléctrica que han sido propuestos, para lo cual se seleccionaron tres que se exponen continuación, partiendo del modelo propuesto por *Budeanu* por su importancia como referente histórico, *Czarnecki*, como una aproximación desde el punto de vista vectorial, y finalmente la norma IEEE-1459, como un intento de establecer un estándar internacional para la medición de las cantidades de potencia eléctrica.

1.3.1 *Definiciones propuestas por Budeanu*

Uno de los primeros intentos de establecer una definición adecuada que se ajustara a las condiciones no sinusoidales de las formas de onda, fue la establecida a finales de la década de 1920 por Budeanu, quien propuso abordar la potencia aparente S en tres dimensiones: una componente de potencia activa P , una de potencia reactiva Q_B y una de potencia de distorsión D_B , componentes ortogonales entre sí, por lo que la suma de sus cuadrados es igual al cuadrado de la potencia aparente, como se muestra en (1).

$$S^2 = P^2 + Q_B^2 + D_B^2 \quad (1)$$

La potencia activa P se obtiene a partir del promedio de la potencia instantánea, que es igual al producto de las ondas de tensión y corriente; mientras que la potencia reactiva Q , propuesta por Budeanu como la suma de las potencias reactivas de cada una de las componentes armónicas, comúnmente se evalúa mediante un operación similar, donde una de las señales, regularmente la de tensión, se retrasa un ángulo de $\pi/2$. La potencia aparente o de dimensionamiento S , se evalúa como el producto de los valores eficaces de las señales de tensión y corriente, para finalmente de la ecuación (1) obtener el valor de la potencia de distorsión D_B .

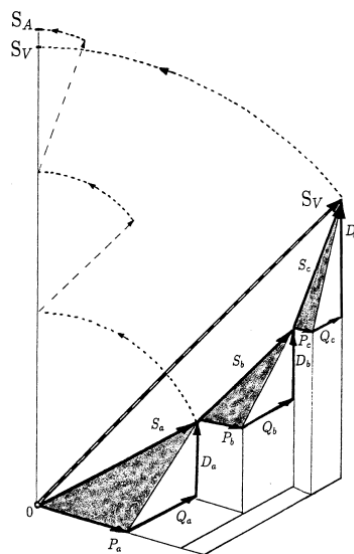
A partir de las anteriores definiciones es posible evaluar las tres componentes de potencia, tomando cada una de las fases como un circuito monofásico independiente; de allí surge el interrogante de cómo obtener una definición de potencia aparente de un sistema trifásico, para lo cual se plantea dos opciones.

Potencia aparente aritmética (SA): Se define como la suma aritmética de las potencias aparentes de cada una de las fases.

Potencia aparente vectorial (SV): Corresponde a la suma vectorial de las potencias aparentes de cada una de las fases. Donde, sus tres componentes corresponden a la suma aritmética de cada una de los componentes de las fases.

En el esquema de la Figura 1 se puede apreciar la diferencia entre estas dos definiciones, de hecho la potencia aparente aritmética es siempre mayor o a los sumo igual a la potencia aparente vectorial.

Figura 1. Potencia aparente aritmética y vectorial para una carga trifásica.



Fuente: (IEEE, 2000)

En el Cuadro 1 se muestran las diferentes definiciones de potencias según Budeanu, con su correspondiente formulación y unidades comúnmente utilizadas.

Cuadro 1. Definiciones de potencia en un sistema trifásico según el modelo de potencias de Budeanu.

	Total	Fase a	Fase b	Fase c
Aparente	$S_V = \sqrt{P^2 + Q_B^2 + D_B^2}$ $S_A = S_a + S_b + S_c$ [VA]	$S_a = \frac{S_a}{\sqrt{P_a^2 + Q_{Ba}^2 + D_{Ba}^2}}$ [VA]	$S_b = \frac{S_b}{\sqrt{P_b^2 + Q_{Bb}^2 + D_{Bb}^2}}$ [VA]	$S_c = \frac{S_c}{\sqrt{P_c^2 + Q_{Bc}^2 + D_{Bc}^2}}$ [VA]
Activa	$P = P_a + P_b + P_c$ [W]	P_a [W]	P_b [W]	P_c [W]
Reactiva	$Q_B = Q_{Ba} + Q_{Bb} + Q_{Bc}$ [var]	Q_{Ba} [var]	Q_{Bb} [var]	Q_{Bc} [var]
Distorsión	$D_B = D_{Ba} + D_{Bb} + D_{Bc}$ [var]	D_{Ba} [var]	D_{Bb} [var]	D_{Bc} [var]

Fuente: Autor.

El anterior enfoque tiene la deficiencia de considerar el sistema trifásico como tres sistemas monofásicos; cuando en realidad la generación, transmisión, distribución, y en general el diseño y operación de los sistemas trifásicos se hace considerándolo como un sistema único. Este es uno de los mitos que aún se mantiene en la medición de potencias y energías en sistemas trifásicos y se incubó al considerar que todas las potencias del sistema se podían estimar de igual forma que la potencia activa, lo cual es cierto sólo cuando las condiciones del sistema trifásico son las ideales: tensión de suministro simétrica, carga balanceada y sistema sin armónicos, tal como se expone en (Ordóñez et al, 2006) y (Ordóñez & Duarte, 2005). Sin embargo, para las demás potencias (aparente y reactiva), la suma de las potencias por fase no siempre corresponderá a la potencia total del sistema, debido a efectos como la presencia de armónicos en las formas de onda y las cargas no balanceadas.

Las variables y operaciones requeridas para estimar las potencias propuestas por este modelo se muestran en la Figura A 1.

1.3.2 *Definiciones propuestas por Czarnecki*

Las definiciones de potencias propuestas por Czarnecki, parten de descomponer la corriente en una suma de componentes ortogonales entre sí (Czarnecki, 1988) manteniendo la tensión como señal de referencia.

Esta definición considera las señales de tensión y corriente de forma vectorial, como se muestran en (2).

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

Teniendo en cuenta que las señales de tensión y corriente son periódicas, éstas se pueden expresar como la suma de señales armónicamente relacionadas, y dado que la norma 2 de un vector “x” se define según (3), se obtiene que la norma 2 de los vectores de tensión y corriente corresponde al valor eficaz (RMS) generalizado.

$$\|\mathbf{x}\| = \left\| \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \right\| = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (x_a^2 + x_b^2 + x_c^2) dt} \quad (3)$$

Para la obtención de la norma 2 de los vectores de tensión y corriente del sistema trifásico es necesario realizar el cálculo de los espectros de estas señales, ya que la mayor parte de las estimaciones de las potencias del sistema requieren de los valores de las componentes armónicas “h”, lo cual es una consideración importante a tener en cuenta al momento de implementar estas definiciones en un

dispositivo de procesamiento de señales, debido a la cantidad de cálculos que esto involucra.

Teniendo en cuenta los valores de las señales de tensión y corriente de cada componente armónica, la potencia activa y reactiva por armónico se puede obtener con el uso de las ecuaciones (4) y (5).

$$P_h = \text{Re} \{ V_{ah} e^{j\alpha_{ah}} I_{ah} e^{-j\beta_{ah}} + V_{bh} e^{j\alpha_{bh}} I_{bh} e^{-j\beta_{bh}} + V_{ch} e^{j\alpha_{ch}} I_{ch} e^{-j\beta_{ch}} \} \quad (4)$$

$$Q_h = \text{Im} \{ V_{ah} e^{j\alpha_{ah}} I_{ah} e^{-j\beta_{ah}} + V_{bh} e^{j\alpha_{bh}} I_{bh} e^{-j\beta_{bh}} + V_{ch} e^{j\alpha_{ch}} I_{ch} e^{-j\beta_{ch}} \} \quad (5)$$

Donde α_h y β_h son los ángulos de desfase de las componentes de tensión y corriente, respectivamente, de cada armónico.

A partir de los anteriores valores se define las conductancias y susceptancias equivalentes por fase según (6) y (7), respectivamente.

$$G_{he} = \frac{P_h}{V_h^2} \quad (6)$$

$$B_{he} = -\frac{Q_h}{V_h^2} \quad (7)$$

Además, es posible definir la conductancia equivalente para todo el sistema como se muestra en (8).

$$G_e = \frac{P}{\|v\|^2} = \frac{\sum_h P_h}{\|v\|^2} \quad (8)$$

Czarnecki también formula que en la señal de corriente aparecen N_i componentes armónicas que se pueden dividir en dos tipos:

N_u : Componentes armónicas de la corriente que también que se encuentran en la señal de tensión

N_g : Componentes armónicas de la corriente que no se encuentran en la señal de tensión y que se generan debido a la no linealidad de las cargas.

Con todos estos conceptos, la corriente se separa en cinco componentes y de igual manera la potencia aparente se puede dividir en cinco componentes ortogonales entre sí, que se obtienen a partir de las definiciones de corriente al multiplicar la norma 2 de cada una de las corrientes por la norma 2 de la tensión, como se muestra en la Cuadro 2. En este modelo de potencia es posible asociar a cada una de las componentes de potencia un fenómeno físico.

Cuadro 2. Definiciones de potencia en un sistema trifásico según el modelo de potencias de Czarnecki.

	Potencias	Corrientes [A]
Aparente	$S^2 = \ v\ ^2 \ i\ ^2 = P^2 + D_s^2 + Q^2 + D_u^2 + D_g^2$ [VA]	$i = i_{ac} + i_s + i_r + i_u + i_g$ $\ i\ ^2 = \ i_{ac}\ ^2 + \ i_s\ ^2 + \ i_r\ ^2 + \ i_u\ ^2 + \ i_g\ ^2$
Activa	$P^2 = \ v\ ^2 \ i_{ac}\ ^2$ [W]	$i_{ac} = G_e v$ $\ i_{ac}\ = G_e \ v\ $

Reactiva	$Q^2 = \ v\ ^2 \ i_r\ ^2$ [var]	$i_r = \sum_{h \in Nu} B_{he} \frac{d}{d(h\omega t)} v_h$ $\ i_r\ = \sqrt{\sum_{h \in Nu} B_{he}^2 \ v_h\ ^2}$
Dispersión	$D_s^2 = \ v\ ^2 \ i_s\ ^2$ [VA]	$i_s = \left(\sum_{h \in Nu} G_{he} v_h \right) - i_{ac}$ $\ i_s\ = \sqrt{\sum_{h \in Nu} (G_{he} - G_e)^2 \ v_h\ ^2}$
Desbalance	$D_u^2 = \ v\ ^2 \ i_u\ ^2$ [VA]	$i_r = \sum_{h \in Nu} \left\{ i_h - \left(G_{he} v_h - B_{he} \frac{d}{d(h\omega t)} v_h \right) \right\}$ $\ i_u\ = \sqrt{\sum_{h \in Nu} \left\{ \ i_h\ ^2 - (G_{he}^2 + B_{he}^2) \ v_h\ ^2 \right\}}$
Generada	$D_g^2 = \ v\ ^2 \ i_g\ ^2$ [VA]	$i_r = \sum_{h \in Ng} i_h$ $\ i_g\ = \sqrt{\sum_{h \in Ng} \ i_h\ ^2}$

Fuente: Autor.

Este algoritmo utiliza las variables y cálculos que se observan en la Figura A 2 del, donde se muestra la necesidad de obtener las componentes armónicas de las señales, lo cual requiere una gran cantidad de cómputo y espacio de memoria para el almacenamiento de los datos operados ya que estos son de tipo complejo.

1.3.3 Definiciones propuestas por la norma IEEE-1459

En enero del año 2000 el IEEE (*The Institute of Electrical and Electronics Engineers*) propuso la norma denominada: “*IEEE Std 1459-2000: IEEE Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*” (IEEE, 2000), con las definiciones para las medidas de las cantidades de potencia eléctrica bajo distintos escenarios que se pueden presentar en los sistemas de corriente alterna;

la cual ha sido ampliamente discutido por diferentes investigadores del mundo como (De León, y otros, 2002.), (Emanuel, 2003) y (Arseneau, 2003); quienes han establecido sus ventajas, desventajas e impacto económico en la facturación; según se comprueba en la participación de alrededor de 30 miembros del *Working Group on Nonsinusoidal Situations* y de las más de 50 publicaciones que al respecto se han realizado en el IEEE hasta el momento.

El potencial de esta norma radica en establecer lineamientos para la medición y cálculo de energía eléctrica en los sistemas monofásicos y trifásicos modernos que suelen presentar condiciones no balanceadas y ondas no sinusoidales.

Las definiciones de potencia activa e instantánea, y valores eficaces (RMS) de tensiones y corrientes son los mismos con los que tradicionalmente se ha trabajado; sin embargo, en la norma se establecen nuevas definiciones de la potencia aparente y del factor de potencia, donde se tiene en cuenta lo siguiente (Emanuel, 2004):

La potencia aparente es la potencia máxima que puede ser transmitida a una carga (o entregada por una fuente) manteniendo las pérdidas en la línea y considerando la tensión y corriente de la carga (o fuente) constantes.

El factor de potencia es la razón entre la potencia activa y la potencia máxima que puede ser transmitida mientras se conservan las pérdidas de potencia en la línea y la tensión en la carga, constantes. (Aquí, la palabra potencia también puede ser reemplazada por la energía transmitida durante un intervalo de tiempo en particular).

Bajo estas consideraciones se define un sistema trifásico balanceado equivalente que presenta las mismas pérdidas del sistema real, independientemente de las

condiciones en que se encuentre este; de esta forma se establecen los términos de tensión y corriente equivalentes.

Para un sistema trifásico de cuatro hilos los valores eficaces de la tensión y la corriente equivalentes se obtienen mediante (9) y (10).

$$V_e = \sqrt{\frac{1}{18} [3(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) + V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2]} \quad (9)$$

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2}{3}} \quad (10)$$

Análogamente para un sistema trifásico de tres hilos estos valores se obtienen según (11) y (12).

$$V_e = \sqrt{\frac{V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2}{9}} \quad (11)$$

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2}{3}} \quad (12)$$

Donde: I_a , I_b e I_c representan los valores eficaces de las corrientes de línea; V_a , V_b y V_c corresponden a los valores eficaces de las tensiones de cada una de las fases y V_{ab} , V_{bc} y V_{ca} son los valores eficaces de las tensiones de línea. Es de resaltar, que en el caso de cuatro hilos, en la definición de corriente, se tienen en cuenta los efectos de la corriente que circula por el neutro, siendo I_n el valor eficaz de esta corriente. Estos resultados se obtienen teniendo en cuenta las pérdidas de potencia que se presentan por la circulación de la corriente en los conductores así como la debida a la resistencia de aislamiento entre ellos. Cuando se considera

que los calibres de los conductores del sistema son iguales y que las resistencias de aislamiento que se presentan entre los conductores del sistema trifásico son iguales se obtienen las ecuaciones (9) a (12); en otras situaciones, estas ecuaciones se modifican y dependen de la relación que exista entre la resistencia propia de los conductores de las fases y el del neutro. El factor de relación entre las resistencias de los conductores “ ρ ”, que típicamente tiene valores entre 0,2 y 4, que en la mayoría de las aplicaciones se considera este factor como uno (Emanuel, 2004).

La potencia efectiva aparente obtenida con este modelo se puede dividir, de acuerdo a lo mostrado en la Figura 2, en una serie de definiciones de potencias que se enuncian en la Tabla 1.

Figura 2. Descomposición de S_e de acuerdo con la norma IEEE-1459.

$$S_e^2 = S_{e1}^2 + S_{eN}^2$$

$$\begin{array}{c} \swarrow \quad \searrow \\ (S_{e1}^+)^2 + (S_{U1})^2 \quad D_{e1}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2 \\ \swarrow \quad \searrow \qquad \qquad \searrow \quad \swarrow \\ (P_1^+)^2 + (Q_1^+)^2 \qquad \qquad P_H^2 + D_{eH}^2 \end{array}$$

Fuente: Tomado de (Emanuel 2004)

Tabla 1. Descomposición de potencias según el estándar IEEE-1459

Sigla	Nombre	Descripción
(S_{e1})	Potencia aparente efectiva de la componente fundamental	Es la componente de la potencia aparente efectiva a frecuencia fundamental.
(S_{e1}^+)	Potencia aparente efectiva fundamental de secuencia positiva:	Es la componente de la potencia aparente efectiva a frecuencia fundamental y de secuencia positiva.
(P_1^+)	Potencia activa fundamental de secuencia positiva:	Es la potencia activa de secuencia positiva a frecuencia fundamental.
(Q_1^+)	Potencia reactiva fundamental de secuencia positiva:	Es la potencia reactiva de secuencia positiva a frecuencia fundamental.

(S_{U1})	Potencia aparente fundamental no balanceada:	Es la potencia aparente fundamental debida al desbalance presente en la carga trifásica.
(S_{eN})	Potencia aparente efectiva no fundamental:	Es la componente de la potencia aparente efectiva a debida a las componentes armónicas.
(D_{el})	Potencia de distorsión de corriente:	Es la potencia aparente debida a la distorsión armónica de la corriente.
(D_{eV})	Potencia de distorsión de tensión:	Es la potencia aparente debida a la distorsión armónica de la tensión.
(S_{eH})	Potencia armónica aparente:	Es la potencia aparente debida a las distorsiones armónicas de la tensión y la corriente.
(PH)	Potencia activa armónica	Es la potencia activa debida a las componentes armónicas de tensión y corriente.
(D_{eH})	Potencia de distorsión armónica	Es la potencia no activa debida a las componentes armónicas de tensión y corriente.

Fuente: Tomado de (Emanuel 2004)

A partir de los anteriores términos se define la potencia aparente efectiva S_e , según se muestra en el Cuadro 3.

Cuadro 3. Magnitudes de potencia para un sistema trifásico con formas de onda no sinusoidales según el modelo de potencia de la norma IEEE-1459.

	Total	Fundamental	No fundamental
Aparente	$S_e = 3V_e I_e$ [VA]	$S_{e1} = 3V_{e1} I_{e1}$ $S_I^+ = \sqrt{(P_I^+)^2 + (Q_I^+)^2}$ $S_{U1} = \sqrt{S_{e1}^2 - (S_I^+)^2}$ [VA]	S_{eN} $= S_{e1} \sqrt{(THD_{el})^2 + (THD_V)^2 + (THD_{el})^2 (THD_V)^2}$ $S_{eH} = S_{e1} (THD_{el}) (THD_{eV})$ [VA]
Activa	$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p dt$ [W]	$P_I^+ = 3V_I^+ I_I^+ \cos \theta_I^+$ [W]	$P_H = P - P_1$ [W]
No Activa	$N = S_e - P$ [VAr]	$Q_I^+ = 3V_I^+ I_I^+ \sin \theta_I^+$ [VAr]	$D_{el} = S_{e1} (THD_I)$ $D_{eV} = S_{e1} (THD_V)$ $D_{eH} = \sqrt{S_{eH}^2 - P_{eH}^2}$ [VAr]

Utilización de la línea	$PF = \frac{P}{S_e}$	$PF_1^+ = \frac{P_1^+}{S_1^+}$	-
Polución armónica	-	-	S_{eN}/S_{e1}
No balance de la carga	-	S_{1U}/S_1^+	-

Fuente: Autor.

Entre los aspectos a resaltar de las definiciones de potencias propuestas en el estándar IEEE-1459 se tienen los siguientes:

- La estimación propuesta permite discriminar las potencias debidas tanto a la componente fundamental como a las componentes armónicas.
- Establece un índice basado en las potencias aparentes del sistema que permite valorar el efecto de los armónicos en el sistema.
- El factor de potencia es una medida del grado de utilización del sistema (eficiencia del mismo).
- La potencia aparente efectiva es única, con lo cual desaparece la ambigüedad del modelo basado en la propuesta de Budeanu de dos potencias aparentes. Debido a esto se define un único factor de potencia en sistemas trifásicos.
- Establece un índice basado en las potencias aparentes de la componente fundamental para valorar el desbalance de la carga trifásica.
- La evaluación de la potencia no activa total se obtiene a partir de la potencia aparente efectiva y la potencia activa total.

Es importante tener en cuenta que esta propuesta modifica el paradigma existente en la medición de potencia y energía eléctrica, ya que la obtención de las potencias reactiva y aparente rompe con todas las definiciones que hasta ahora se han utilizado, las cuales presentan dificultades para estimar adecuadamente la potencia en diferentes situaciones que se pueden presentar en el funcionamiento de los sistemas eléctricos.

En esta norma las definiciones de potencia activa e instantánea, y de los valores eficaces de tensiones y corrientes son los mismos con los que tradicionalmente se ha trabajado (Ordóñez, y otros, 2006); sin embargo, se abarcan nuevas definiciones de las potencias aparentes. Las variables y operaciones utilizadas por esta definición se pueden apreciar en la Figura A 3.

1.4 COMPARACIÓN DE LAS DEFINICIONES

A partir de las distintas definiciones expuestas, es posible resaltar algunas semejanzas y diferencias; para ello en el Cuadro 4 se observa las diferentes potencias según estas definiciones.

Cuadro 4. Comparación de los formulaciones de potencia de las tres definiciones analizadas.

	IEEE-1459	CZARNECKI	BUDEANU
Aparente	$S_e = 3V_e I_e$	$S^2 = \ v\ ^2 \ i\ ^2$	$S_v = \sqrt{P^2 + Q_B^2 + D_B^2}$ $S_A = S_a + S_b + S_c$
Activa	$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p dt$	$P^2 = \ v\ ^2 \ i_{ac}\ ^2$	$P = P_a + P_b + P_c$

Reactiva (No activa)	$N = S_e - P$	$Q^2 = \ v\ ^2 \ i_r\ ^2$	$Q_B = Q_{Ba} + Q_{Bb} + Q_{Bc}$
Distorsiones	$D_{eI} = S_{eI}(THD_I)$ $D_{eV} = S_{eI}(THD_V)$ $D_{eH} = \sqrt{S_{eH}^2 - P_{eH}^2}$	$D_s^2 = \ v\ ^2 \ i_s\ ^2$ $D_u^2 = \ v\ ^2 \ i_u\ ^2$ $D_g^2 = \ v\ ^2 \ i_g\ ^2$	$D_B = D_{Ba} + D_{Bb} + D_{Bc}$

Fuente: Autor.

La propuesta de Budeanu para un sistema trifásico considera que las potencias del sistema se calculan como la suma de las tres potencias que se obtienen por cada una de las fases, lo cual genera incertidumbres mayores a las esperadas para potencias diferentes a la activa, cuando las condiciones del sistema eléctrico donde se realiza las mediciones son diferentes a las ideales. Para resolver este problema, las otras definiciones proponen sistemas equivalentes, que para el caso de Czarnecki es el equivalente monofásico de un sistema trifásico balanceado, obtenido a partir de una conductancia equivalente donde se disipa toda la potencia activa del sistema trifásico; por otra parte la norma IEEE-1459 propone un sistema equivalente trifásico balanceado, obtenido considerando que las pérdidas de potencia de este sistema son las mismas que las del sistema real.

Mediante la multiplicación de los valores equivalentes de tensión y corriente correspondientes a cada una de las definiciones se calcula la potencia aparente del sistema. Esta cantidad es igual en todas las definiciones cuando las condiciones son ideales, sistema balanceado y cargas lineales.

La potencia activa para todas las definiciones es la misma, sin importar las condiciones del sistema donde se realiza la medición, ya que está relacionada con

la energía real entregada a la carga y se obtiene como el valor promedio de la potencia instantánea en un ciclo.

Las demás potencias se evalúan de manera distinta para cada una de las definiciones, y en general es difícil establecer ecuaciones que relacionen las potencias de los tres modelos. Estas potencias representan las componentes de la potencia aparente diferentes a la potencia activa.

Desde el punto de vista del flujo de datos y operaciones necesarias, las definiciones basadas en el modelo propuesto por Budeanu es la que representa la menor cantidad de cálculos, por ello la gran mayoría de los contadores de energía actuales toman como base esta definición. Sin embargo, el hecho de considerar el sistema como la suma de tres sistemas monofásicos, produce incertidumbres mayores a las establecidas en los medidores de energía en las potencias diferentes a la activa en sistemas trifásicos no balanceados; a su vez el desfase involucrado en la estimación de la potencia reactiva, puede tener incertidumbres mayores a las especificadas por los equipos de medición si se conectan en sistemas con alto contenido de componentes armónicas en las señales de tensión y corriente.

Por otra parte, las definiciones propuestas por Czarnecki, presentan el inconveniente de calcular los espectros de las señales, lo cual implica un gran costo computacional y de requerimiento de memoria.

Finalmente, la formulación establecida en el estándar IEEE-1459 no involucra cálculos que requieran ni de desfase de señales, ni cálculo de espectros, lo cual hace de ella una alternativa interesante para la medición de la energía eléctrica en sistemas trifásicos con sistema digitales; y es la que se implementa en el prototipo objeto de este proyecto.

2. MEDIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA Y ENERGÍA ELÉCTRICA

Durante los últimos años las empresas de servicios públicos han venido incrementando su familiaridad con los dispositivos electrónicos, y se espera que la tasa de adopción de los componentes electrónicos aumente rápidamente en la medida en que se animen a los clientes a exigir más confort y calidad de vida.

La medición digital de magnitudes eléctricas y el conjunto de utilidades que se pueden realizar con ella, ofrecen una muy amplia gama de servicios, los cuales la hacen no solo una opción atractiva para las empresas del sector eléctrico, sino prácticamente una necesidad para anteponerse a los retos que presenta el futuro.

En este primer numeral se presenta una breve descripción histórica del desarrollo de los medidores digitales de energía eléctrica, para luego describir la estructura interna que componen este tipo de medidores.

2.1 HISTORIA

La evolución desde los medidores electromecánicos de energía eléctrica a los electrónicos digitales ha sido paulatina, y comenzó con la introducción de algunos elementos de estado sólido para reemplazar algunas partes, como transductores y registros, de los medidores electromecánicos; para finalmente llegar a un reemplazo total y completo.

2.1.1 *Transductor y registro*

La medición de energía eléctrica con elementos de estado sólido fue introducida a las empresas eléctricas a principios de los años 70 bajo la forma de transductor del medidor de energía (Edison Electric Institute, 2002). Las ventajas iniciales de los medidores electrónicos de estado sólido fueron la estabilidad y la exactitud de

la medida, que sobrepasaban las capacidades del medidor electromecánico convencional, en contrapartida los costos de los equipos eran significativamente más altos. Por lo tanto, estos transductores se utilizaron inicialmente para la facturación de la energía activa y usos especiales donde se requería una salida de watts, analógicos (valor de tensión DC) y watts-horas, digitales (pulsos).

En 1979 se introdujo el primer registrador electrónico basado en microprocesador, acoplado a un medidor electromecánico. Comparado con los registros mecánicos, los electrónicos son más confiables cuando se requieren operaciones complejas (como demanda) y pueden adquirirse a bajo costo. Además, los registros electrónicos proveían características no factibles con los registros mecánicos. Estos registros típicamente detectan la rotación del disco utilizando cierta forma de detector óptico y comunican el consumo de energía a un lector próximo o a un sistema central.

2.1.2 El medidor electrónico

Los medidores de energía totalmente electrónicos fueron utilizados originalmente para aplicaciones de medición, de alto costo y alta precisión. A comienzos de los años 80 existía un buen número de pruebas de campo que buscaban proveer mediciones electrónicas económicas; y ya para mediados de la década, un solo fabricante proporcionaba la totalidad de los reemplazos electrónicos de los medidores electromecánicos de cuatro hilos en estrella. Para el final de los 80 y principios de los 90, múltiples fabricantes tenían reemplazos totalmente electrónicos para todos los servicios polifásicos de medidores electromecánicos. Estos medidores electrónicos aún eran más costosos que los electromecánicos, con la ventaja de una menor incertidumbre en la medición y mayor funcionalidad.

En 1992, la medición de energía en sistemas polifásicos cambia drásticamente con la introducción de un medidor totalmente electrónico de una incertidumbre

pequeña y a un costo competitivo con los medidores electromecánicos de demanda (Edison Electric Institute, 2002). Además, se podían manejar con el mismo dispositivo físico múltiples tensiones y configuraciones de servicio. A mediados de la década de los 90, funcionalidades adicionales, tales como instrumentación y diagnóstico en sitio, fueron adicionadas al medidor polifásico de estado sólido básico, características que hoy son imprescindibles en la medición de energía en sistemas polifásicos. También, para mediados de esta década se había introducido en el mercado un medidor práctico, monofásico y de estado sólido, para aplicaciones de tiempo de uso y demanda. A finales de los 90, varios fabricantes habían introducido medidores electrónicos digitales más rentables para aplicaciones monofásicas básicas.

Actualmente los medidores electrónicos están desplazando a su contraparte electromecánica, especialmente en aplicaciones que requieran comunicación de datos, de costos relativamente elevados, o en medidores monofásicos y algunos pocos trifásicos para usos doméstico, donde su bajo costo y tamaño reducido han sido sus características más favorables. Sin embargo, sigue existiendo un problema cultural que impide la adopción total de este tipo de medidores de energía.

2.2 ESTRUCTURA INTERNA

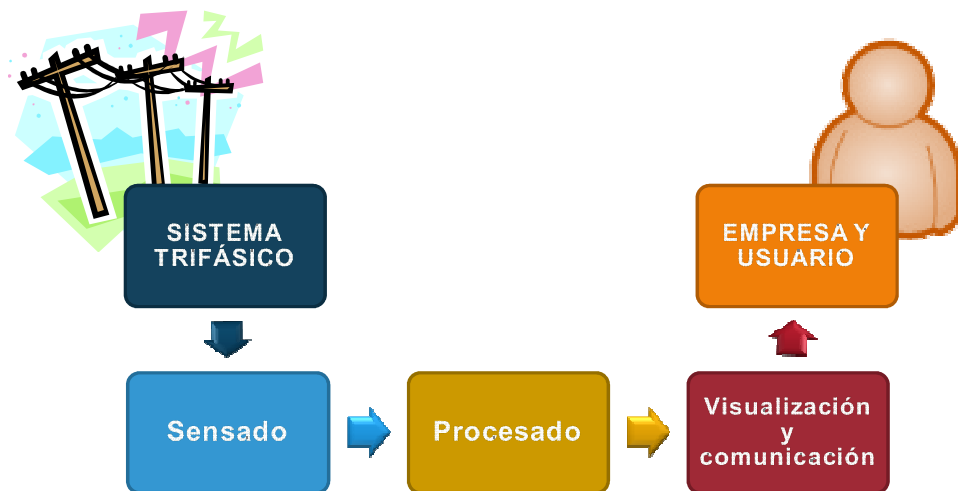
Los medidores de energía electromecánicos han sido desarrollados y utilizados durante muchos años y todos los fabricantes utilizan enfoques muy similares; sin embargo, no puede decirse lo mismo de los medidores electrónicos.

Existen variaciones significativas de diseño en cada medidor digital que se encuentra hoy en el mercado. La medición de la energía activa es realizada de forma semejante por todos los medidores digitales (Ordóñez, y otros, 2006) y básicamente se realiza de la misma forma que con los medidores electromecánicos; es decir, acumulando el producto de las señales de tensión y

corriente. Sin embargo, aún no hay uniformidad en los criterios de estimación de las energías aparente y reactiva como se describe en (Quintero, y otros, 2000). Finalmente, son los usuarios (empresas del sector eléctrico) o las agencias reguladoras quienes determinan si las compensaciones por concepto de energía no activa son apropiadas o no.

Sin importar su topología, todos los enfoques de medidores de energía requieren cuantificar la potencia, acumularla y almacenar la información para posteriormente presentar y/o transmitir los resultados. Esto implica la adquisición y procesamiento de las muestras de las señales de tensión y corriente de cada fase del sistema eléctrico así como el almacenamiento de las estimaciones realizadas para posteriormente ser presentados en un visualizador o transmitidos a algún sistema central. De allí que la estructura de un medidor digital de energía se puede dividir en tres etapas como se muestra en la Figura 3.

Figura 3. Estructura básica de un medidor de energía digital.



Fuente: Autor

2.2.1 *Sensado*

Esta primera etapa es la encargada de adquirir los datos del sistema eléctrico a través del uso de transductores, de esta forma se obtienen las señales que luego serán procesadas por la siguiente etapa, y con las cuales se realiza los cálculos para estimar las cantidades de potencia y energía eléctrica.

En el diseño y construcción de medidores digitales de potencia y energía los transductores son indispensables para la obtención de las muestras de corriente y tensión a los niveles requeridos para realizar los cálculos necesarios en la determinación de las cantidades de potencia y energía eléctrica. A continuación se describen cada uno de ellos y se muestran diferentes clases existentes en la actualidad.

2.2.1.1 Transductores de tensión

Para obtener una tensión proporcional a la que se desea medir se pueden emplear un divisor resistivo o un transformador reductor (PT), este último permite a su vez ofrecer un aislamiento galvánico respecto a la red.

2.2.1.2 Transductores de corriente

Estos transductores se pueden separar en dos grupos: los sensores no lineales (transformador de corriente) y los lineales, entre ellos se destacan: la resistencia *shunt*, el sensor de efecto Hall, la bobina de Rogowski y los sensores ópticos.

Transformador de corriente (CT): Se utilizan para tomar muestras de corriente de las líneas y cambiarlas a un nivel seguro y normalizado a los rangos de los instrumentos electrónicos o dispositivos de control.

Emplea el mismo principio del transformador de tensión, con una relación de transformación conveniente para lograr una corriente en el secundario de valor

reducido. Posee mayor sensibilidad que el transformador ideal lineal y consume poca potencia; sin embargo, el material ferroso del núcleo provoca un comportamiento no lineal entre el campo magnético y la excitación, pudiendo incluso llegar a la saturación y la pérdida de su sensibilidad.

Resistencia “Shunt”: Es una resistencia con un coeficiente de temperatura muy bajo, que se coloca en serie con la carga, permitiendo obtener una tensión entre sus bornes proporcional a la corriente que circula por ella. Este sensor tiene una inductancia parásita, cuyo efecto debe ser tenido en cuenta cuando se realizan mediciones a frecuencias relativamente altas. Aunque es el sensor de corriente más económico, las pérdidas de potencia por efecto Joule pueden ser importantes.

Sensor de efecto Hall: Existen dos tipos de estos sensores, los de anillo abierto (*open loop*) y los de anillo cerrado (*closed loop*), estos últimos ofrecen mejor precisión y rangos dinámicos más altos, pero a su vez son más costosos. En general tienen muy buena respuesta en frecuencia y pueden medir corrientes elevadas.

Bobina de Rogowski: Es un inductor con núcleo de aire de tipo toroidal ubicado perpendicularmente alrededor del conductor por el que circula la corriente a medir, con lo cual el campo magnético circular atraviesa todas las espiras, induciendo una tensión proporcional a la inductancia mutua y a la derivada de la corriente primaria.

Sensores ópticos: Normalmente, la señal óptica no se ve influenciada por los campos electromagnéticos. Sin embargo, en un sensor adecuadamente diseñado varias propiedades de la luz que se utiliza como la señal portadora pueden ser influenciadas, por ejemplo, la intensidad, el estado de polarización, las

propiedades espectrales y el retraso de fase. Idealmente la señal del sensor es directamente generada por la interacción del campo magnético con el medio del sensor. Varias de estos efectos magneto-ópticos se conoce que ocurren en materiales magneto-ópticos activos.

Este tipo de sensores se conocen como transductores ópticos de corriente OCTs (*Optical Current Transducers*) y se definen como sensores que directa o indirectamente usan métodos de sensado ópticos para medir las corrientes eléctricas.

Durante los últimos 30 años numerosos sistemas de medición de corriente basados en dispositivos ópticos se han desarrollado. Los OCTs tienen numerosas ventajas potenciales sobre los transformadores de corriente, como son: Inmunidad a las interferencias electromagnéticas (EMI), alto aislamiento eléctrico, gran ancho de banda, potencialmente alta sensibilidad, libres de peligros de explosión, compactos y ligeros (Liehr, 2006); sin embargo, sus altos precios y dificultad de acceso han limitado su utilización.

En la Tabla 2 se muestra una comparación de las diferentes tecnologías utilizadas en la medición de corriente eléctrica.

Tabla 2. Comparación de sensores de corriente

Tecnología del sensor	Transformador de corriente	Sensor resistivo	Sensor de efecto hall	Bobina de Rogowski	Sensor óptico de corriente
Costo	Medio	Muy bajo	Medio	Alto	Alto
Linealidad	Pobre	Muy buena	Buena	Muy buena	Muy buena
Capacidad de medición de alta corriente	Buena	Muy pobre	Buena	Muy buena	Muy buena
Consumo de potencia	Bajo	Alto	Medio	Bajo	Bajo

Fuente: Autor.

Antes de realizar el procesado en la unidad digital, todos los medidores digitales de energía deben convertir las señales analógicas de tensión y corriente en datos digitales por medio de un conversor analógico digital (ADC). Los ADC deben tener la capacidad de adquirir la información con suficiente rapidez para captar todas las fluctuaciones relevantes de las señales y así cumplir con el criterio de *Nyquist* (Oppenheim, y otros, 2000). Previo a esta conversión es indispensable realizar un filtrado de las señales, para lo cual se utiliza un filtro analógico conocido como filtro antisolapamiento (*antialiasing*).

Para este tipo de aplicaciones los ADC típicamente tiene resoluciones entre 12 y 21 bits. En la actualidad la mayoría de los medidores digitales utilizan un tipo especial de convertidor analógico a digital, conocido como conversor Sigma-Delta o de 1 bit; estos conversores utilizan el sobremuestreo de la señal a muy alta frecuencia y procesan múltiples muestras sobremuestreadas para producir una sola muestra al final. La ventaja de este tipo de convertidor es que ocupan un espacio muy pequeño del silicio y supera los problemas de linealidad para muestreo de alta resolución.

2.2.2 *Procesado*

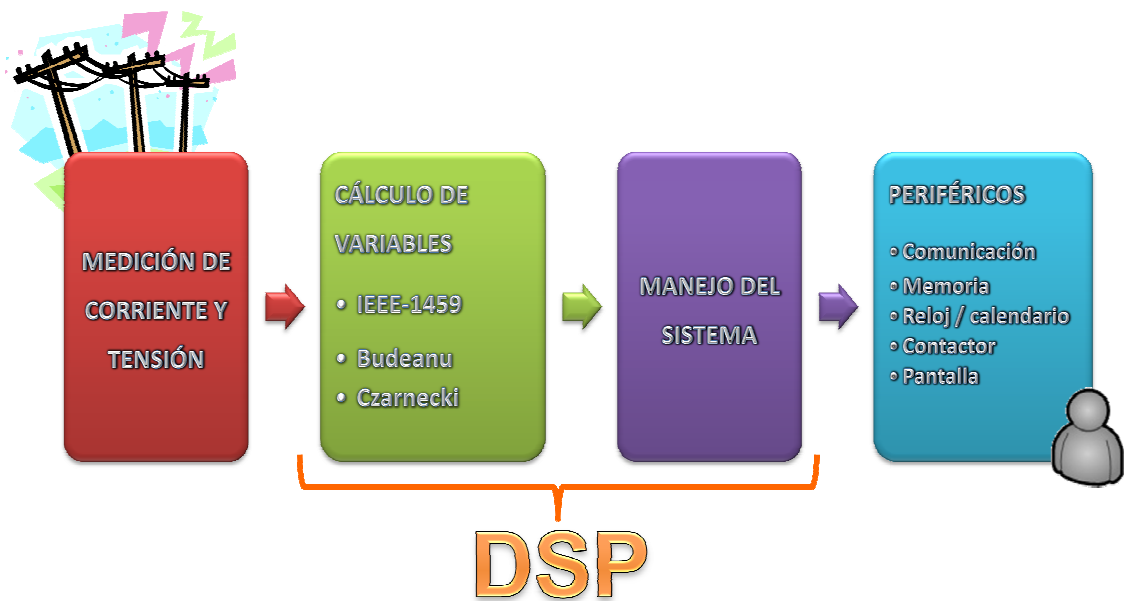
Partiendo del concepto de los medidores electromecánicos esta etapa se puede dividir en dos pasos: multiplicación y registro; que en los sistemas digitales es desarrollado por un solo dispositivo.

Los sistemas digitales utilizan un sistema basado en microprocesador encargado de realizar no solo las funciones de multiplicación y registro, sino muchas otras que hacen a los medidores digitales muy superiores a su contraparte electromecánica.

Una de las opciones más ampliamente utilizadas para esta etapa del medidor es el uso de procesadores digitales de señales (DSP), microprocesadores especializados y diseñados específicamente para procesar señales digitales en tiempo real.

El DSP realiza varias operaciones dentro del medidor, como se pueden apreciar en la Figura 4, él es el encargado de calcular, las diferentes variables de potencia y energía eléctrica, utilizando algún tipo de definición; y mediante el uso de diferentes periféricos, disponer de las cantidades obtenidas para su posterior almacenamiento, visualización, transferencia o realización de alguna acción de control.

Figura 4. Funciones del DSP dentro del medidor



Fuente: Autor

2.2.2.1 Procesamiento de señales digitales

El rápido desarrollo de la tecnología de circuitos integrados ha estimulado el desarrollo de computadores digitales más potentes, pequeños, rápidos y

económicos; y de *hardware* digital de propósito general. Estos circuitos digitales han hecho posible construir sistemas digitales muy sofisticados, capaces de realizar funciones y tareas del procesamiento de señales digitales que normalmente eran complejas y costosas con sistemas de procesamiento de señales analógicas. Es por ello que hoy en día muchas de las tareas del procesamiento de señales que convencionalmente se realizaban con señales analógicas se realizan con señales digitales.

El procesamiento de señales digitales es una técnica que convierte señales analógicas en datos digitales que luego pueden ser procesados. Este análisis digital permite estimar diferentes parámetros de las señales y del sistema eléctrico que en su forma analógica inicial son imposibles.

Para los medidores digitales se utilizan dos tipos de procesamientos, uno con procesadores digitales de propósito general o DSPs, y el otro con circuitos integrados de propósito específico.

Procesadores digitales de señales (DSPs)

Un procesador de señales digitales es un microprocesador especializado y diseñado específicamente para procesar este tipo de señales en tiempo real.

Los sistemas basados en DSPs trabajan en tiempo real, capturando y procesando información, a la vez. El DSP también debe procesar eficientemente los datos adquiridos para no perder información que le llega desde el ADC u otra fuente de datos, y además cumplir con el adecuado procesamiento de las señales.

Características básicas de un DSP Una de las más importantes características de un DSP es su capacidad de realizar operaciones de multiplicación y acumulación (MACs) en sólo un ciclo de reloj. No obstante ello, es necesario que

el dispositivo disponga de la posibilidad de manejar aplicaciones críticas en tiempo real; esto requiere de una arquitectura que soporte un flujo de datos a alta velocidad hacia y desde la unidad de cálculo y memoria. Esta ejecución a menudo requiere el uso de unidades de acceso a memoria, DMA¹ y generadores de direcciones duales que operan en paralelo con otras partes del dispositivo. Estos últimos realizan los cálculos de direcciones, permitiendo al DSP buscar dos datos distintos para operar con ellos en un sólo ciclo de reloj, de tal forma que es posible ejecutar algoritmos complejos en tiempo real. Los DSPs deben manejar rangos dinámicos extendidos y de precisión para evitar el desbordamiento y minimizar los errores de redondeo. Para lograr esto, los DSPs incluyen acumuladores de doble palabra para así conservar la precisión es así por ejemplo, que un DSPs de 16 bits tiene acumuladores de 32 bits para manejar el resultado de las multiplicaciones.

Estas características hacen que los DSPs sean adecuados para el procesamiento de señales digitales, a diferencia de otros tipos de dispositivos basados en microprocesadores, como es el caso de los microcontroladores.

Fabricantes de DSPs Actualmente el mercado de los dispositivos electrónicos ha ampliado enormemente las ofertas de DSPs. Existen diversos fabricantes, cada uno con un tipo especial y particular de arquitectura, uso y aplicación.

En la Tabla 3 se destacan los fabricantes más conocidos, cuya principal ventaja es que a esta altura de su desarrollo han acumulado un gran nivel de conocimiento ya que sus procesadores se han utilizado para resolver problemas reales donde han dado resultados positivos.

¹ Por su siglas en ingles Direct Memory Access

Tabla 3. DSPs más representativos del mercado

Fabricante:	<i>Freescalse (Motorola)</i>	<i>Texas Instruments</i>	<i>Analog Devices</i>
Familias:	56300	TMS320C6000	Blackfin
	56800	TMS320C5000	Sharc
	56800E	TMS320C2000	TigerSharc
	StarCore™		ADSP-21xx

Fuente: Autor.

Circuitos integrados de propósito específico

Actualmente existen fabricantes que también ofrecen circuitos integrados de propósito específico, que están siendo utilizados para la fabricación de medidores de energía eléctrica y otras variables de un sistema eléctrico.

En el caso de medición de energía eléctrica en sistemas eléctricos se destacan los circuitos integrados de propósito específico de: Analog Devices ADE7758, Sames SA9904B y Teridian 71M6513, los cuales han sido objeto de estudio en un proyecto de pregrado desarrollado en la escuela (Acosta Romero, y otros, 2009), donde se revisó la utilidad de estos circuitos en la implementación de medidores de energía, presentando falencias en las mediciones de potencias distintas a la activa, por el hecho de tomar los sistemas trifásicos como la suma de tres monofásicos.

La selección del DSP que se utilizó para la implementación del prototipo se presenta en el capítulo 3.

2.2.3 Visualización y comunicación de datos.

Esta es la etapa final del sistema de medición de energía eléctrica, y es la encargada de mostrar los datos ya sea de manera local, a través de un visualizador (*display*) que puede ser una pantalla de cristal líquido (LCD); o de manera remota, comunicando los datos a un sistema central por medio de algunos

de los sistemas de comunicación presentes en la actualidad, tales como Bluetooth, GPRS y ZigBee, entre otras.

2.2.3.1 Comunicación

La nueva tecnología permite ahora acceder a la información de ciertos medidores digitales utilizando redes de comunicación, inalámbricas o por cable. Si el medidor tiene un módem y está conectado con una red de comunicaciones (RF, telefónica, celular, CDPD, ARDIS, etc.), éste puede conectarse con una estación central periódicamente y transmitir los datos que ha almacenado.

Si el medidor no tiene una conexión de módem o de red, una computadora portátil o dispositivo de mano¹ se puede llevar al sitio para recoger la información, para lo cual algunos medidores digitales tienen un puerto óptico para transmitir los datos a través de una terminal óptica. Cuando estos datos se llevan a la estación central, pueden ser procesados usando el *software* proporcionado por el fabricante del medidor o un *software* general de lectura de medidores de energía eléctrica que se ha desarrollado para procesar datos de una variedad de equipos. Estos terminales portátiles aumentan la productividad de la lectura de los medidores y reducen los errores.

Las nuevas tecnologías de lectura de medidores facilitan las aplicaciones de recolección automática de todo tipo de datos de una manera mucho más exacta, eficiente y confiable.

Para eliminar los problemas de acceso a los medidores y errores en la entrada de datos mientras que se mejora la eficacia total de la lectura, muchas empresas han

¹ También conocido como *Handheld Device*.

recurrido a la lectura automática de medidores (AMR). Esta tecnología permite recolectar los datos de los medidores sin tener que realizar una visita física. Las empresas del sector eléctrico están comenzando a desplegar esta tecnología por razones que van más allá de la medición y facturación al cliente.

Teniendo en cuenta que el mercado de la energía está cada vez más abierto para la competencia, las empresas del sector eléctrico están estudiando diversas formas de utilizar los datos recolectados para sus operaciones de distribución con el fin de alcanzar una variedad de nuevos objetivos, como el control de pérdidas, mejora en la exactitud del pronóstico de la demanda, aumento de eficiencia del sistema de la distribución de energía, entrega de nuevas tarifas y servicios, y una gerencia acertada de las opciones del cliente.

En la actualidad la mayoría de equipos que se producen cuentan principalmente con dos tipos de puertos de comunicación: RS-485 e IrDA¹. El primero está enfocado a la conexión a redes por cable industriales. El segundo tipo de puerto está enfocado en dispositivos portátiles. El estándar IrDA, debido a su naturaleza inalámbrica, presenta la gran ventaja de permitir la conexión de un equipo exterior sin necesidad de realizar acople de impedancias, ofreciendo de esta forma un aislamiento óptico entre dispositivos. Este puerto puede ser utilizado para la comunicación con algún sistema externo, encargado de realizar el enlace con un sistema central de monitorización y control.

2.2.3.2 Estándares de comunicación

Existen diferentes estándares de comunicación que permiten la interrelación entre distintos dispositivos electrónicos, ya sea por cable o de forma inalámbrica.

¹ Infrared Data Association

Por cable:

Dentro de los estándares por cable, el RS-232 es muy popular (Axelson, 2001), debido a que está ampliamente disponible, es económico y puede tener conexiones relativamente largas. Otro sistema de comunicación es el RS-485, que es muy similar al RS-232, es también económico, fácil de adicionar a un sistema y soporta distancias mayores, más velocidad y más nodos que el RS-232.

El estándar RS-485 o EIA-485 (*Electronic Industries Alliance*) es una variante del RS-232 que permite comunicarse con hasta 32 dispositivos usando un solo par de conductores como un bus *half-duplex* o dos pares como un bus *full-duplex* (RS-422), utilizando emisores y receptores diferenciados. Adicionalmente, es posible definir un código de dirección del dispositivo que se incorpora en los datos transmitidos; un transmisor puede utilizar esta dirección para comunicarse con un oyente particular; los otros dispositivos ignoran las comunicaciones del bus hasta que específicamente se direccionan.

Inalámbricos:

Las interfaces inalámbricas, se pueden dividir en dos categorías principales, según sea el medio de transmisión: los infrarrojos (IR) y los de radio frecuencia (RF).

Infrarrojos (IR): Es una tecnología para comunicación entre dispositivos, que requiere línea de vista, por lo que el transmisor y el receptor se deben posicionar en línea recta y no debe existir ningún objeto entre ellos. Esta interfaz está pensada para interconectar aplicaciones a distancias cortas.

IrDA (*Infrared Data Association*): Para hacer frente a este problema de la interoperabilidad, más de 50 fabricantes formaron la *Infrared Data Association* en 1993. El objetivo de IrDA era especificar, diseñar y apoyar un estándar infrarrojo serial (SIR) punto a punto. A principios de 1994, los primeros estándares de IrDA fueron publicados. El objetivo principal de IrDA ha sido crear un estándar para la

interconexión de datos por infrarrojos, interoperable y económico, que apoye una amplia gama de aplicaciones móviles.

Es importante tener en cuenta que el estándar IrDA puede usar el mismo UART¹ y formatos de datos que el RS-232 o RS-485, pero los datos se transmiten como energía infrarroja sobre un enlace inalámbrico. Este estándar es útil para enlaces cortos con línea de vista entre dos equipos cuando el cableado es inconveniente.

Radio Frecuencia (RF): Esta tecnología es más flexible que la IR y no requiere línea de vista, sin embargo implica mayor complejidad. Las tecnologías del RF se pueden categorizar como banda estrecha y espectro separado. La banda estrecha incluye la transmisión de la microonda, la cual utiliza ondas de radio de alta frecuencia a distancias de hasta 50 kilómetros, pero no es muy conveniente para las redes caseras. Alternativamente, la tecnología de separar espectro, separa la señal sobre un número de frecuencias.

Wi-Fi, Bluetooth, GPRS y ZigBee son diferentes estándares desarrollados para diferentes tipos de necesidades. La diferencia primordial entre la mayoría de los estándares inalámbricos es su definición.

2.3 CARACTERÍSTICAS DE LOS MEDIDORES DIGITALES

Con el auge de los equipos de medición digital, la medición de energía eléctrica está siendo revisada para establecer metodologías de estimación de variables con un adecuado nivel de incertidumbre, que generen confianza tanto en los proveedores como en los usuarios del servicio.

¹ Por sus siglas en inglés *Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*

La precisión y calidad de la medición, junto con la cantidad de información ofrecida por un sistema digital es indudablemente superior a la del diseño tradicional de medidor de disco.

Todos los consumidores se pueden beneficiar indirectamente de los medidores digitales de energía eléctrica en cuatro formas significativas:

El servicio al cliente se mejora con el uso de sistemas de lectura remota de medidores y con una eficiente administración de datos. Además de tener menores dudas sobre las facturas de los servicios públicos, los consumidores se benefician de un sistema más eficiente de distribución de energía. Las interrupciones del servicio se pueden detectar, identificar y corregir más rápidamente para los clientes cuyos medidores están comunicados a través de una red.

Se minimiza el uso durante picos a pesar del crecimiento poblacional por medio de métodos de facturación con tarificación múltiples (programación de tarifas horarias permitiendo el cálculo del consumo de energía de acuerdo a la curva de demanda) y se mantiene la limpieza en la distribución al monitorizar la calidad de la energía eléctrica que algunos clientes aportan al sistema.

Los consumidores se pueden beneficiar de facturación más baja con el uso de medidores controlados con tarjetas inteligentes¹ que reducen los costos operacionales del servicio, lectura de medidores y procesamiento de datos.

¹ También conocidas como Smart Cards

Se logra un incremento en la precisión de la medición a pesar de las cargas no lineales, condiciones bajo las cuales la medición digital es más robusta y precisa.

Además estos medidores presentan algunas ventajas adicionales que son:

- El ajuste se puede realizar mediante *software*.
- Existe un mejor control sobre el consumo de energía al disponer de mayor información y de más fácil acceso tanto para el consumidor como para la empresa prestadora del servicio.
- Permite el almacenamiento de variables como kWh, kVAh, kVAh, kVARh, eventos de tensión (huecos y elevación), V²h, I²h.
- Disminuye la posibilidad de fraude.
- Disminuye el error humano en la realización de la lectura.
- Modos de prueba para realizar diagnóstico y encontrar errores de conexión.
- Facilita la comunicación con el usuario.
- Permite la programación de alarmas y protecciones del sistema.

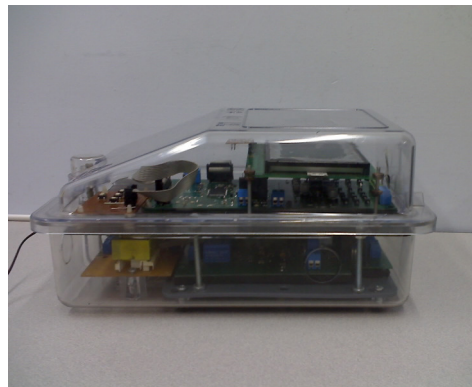
3. PROTOTIPO DESARROLLADO.

En la actualidad la mayor parte de los medidores digitales de energía eléctrica utilizan algoritmos de estimación de potencia reactiva que se basan en los procesos de medición de reactiva utilizados por los medidores de inducción, desaprovechando que una vez se tienen las muestras de tensión y corriente digitalizadas se pueden utilizar algoritmos que tengan en cuenta todos los efectos del sistema de suministro y del tipo de carga (Ordóñez, y otros, 2006), aprovechando el potencial de procesamiento de señales digitales.

Por ello se han desarrollado prototipos que tienen en cuenta este potencial (Pérez, y otros, 2006.), donde se hace uso del DSP, debido fundamentalmente a su gran capacidad de cómputo, sus múltiples funciones y su relativo bajo costo; además de contar con una programación relativamente sencilla que permite disminuir los tiempos de desarrollo.

Teniendo en cuenta lo anterior se diseñó y construyó un medidor digital trifásico, del cual se describe a continuación el hardware y luego el software que lo componen, y cuya fotografía se puede observar en la Figura 5.

Figura 5. Fotografías del medidor de energía implementado.

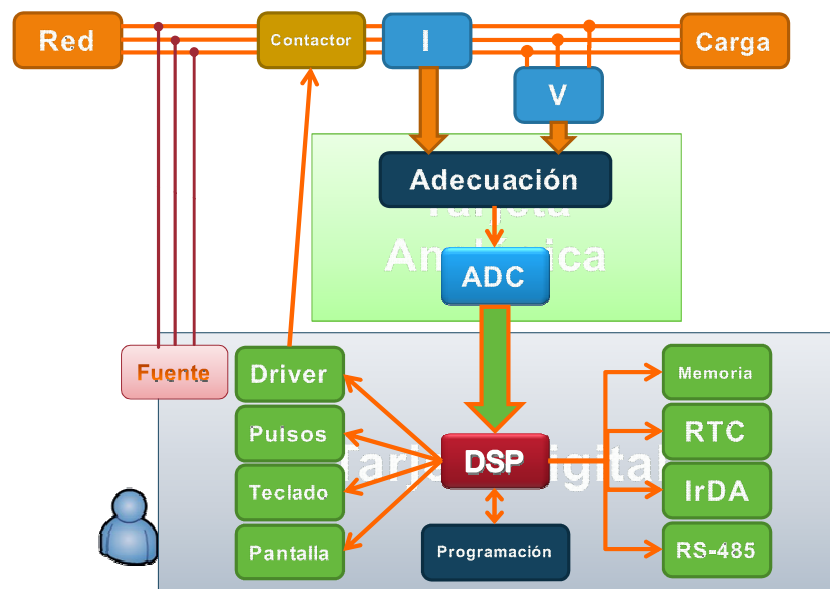


Fuente: Autor.

3.1 HARDWARE DEL SISTEMA.

En la Figura 6 se muestra el diagrama de bloques que describe los elementos que componen el sistema, los cuales se dividen en dos secciones principales, desarrolladas en tarjetas independientes, las cuales se ensamblaron en su mayoría con elementos de tecnología de montaje superficial.

Figura 6. Diagrama de bloques del prototipo de medidor digital trifásico de energía eléctrica diseñado.



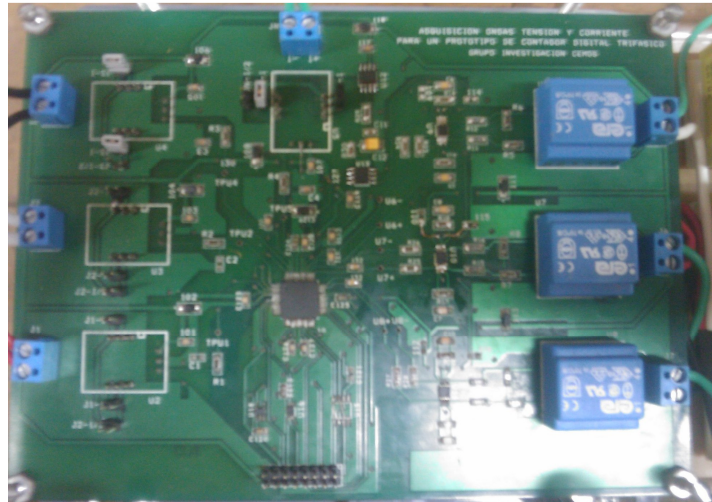
Fuente: Autor.

3.1.1 Tarjeta de adquisición (analógica).

Esta tarjeta, que se muestra en la Figura 7, se diseñó y probó dentro del proyecto de pregrado (Hernández Bustos, y otros, 2009), en ella se hace el sensado y la adquisición de las señales de tensión y corriente del sistema trifásico por medio de los correspondientes transductores, cuya salida es posteriormente acondicionada, y filtrada; con el fin de ajustarse a los niveles de tensión que puedan ser convertidos por el Conversor Analógico-Digital (ADC) y a su vez evitar el fenómeno de solapamiento; y de esta forma suministrar una señal digital al

siguiente módulo. Como se observa en la Figura 6 esta tarjeta se puede dividir en tres partes fundamentales.

Figura 7. Fotografía de la tarjeta de adquisición elaborada.



Fuente: Autor.

3.1.1.1 Sensores de tensión y corriente

La selección de los dispositivos de medición se realizó teniendo en cuenta todas las características que estos deben tener, de acuerdo a una evaluación no solo teórica sino experimental, dentro del desarrollo del proyecto de grado (Hernández Bustos, y otros, 2009). De este análisis, se logró determinar los sensores que más se ajustan a la necesidad requerida por la tarjeta. Los aspectos que se tuvieron en cuenta para la selección fueron:

- Que los sensores de corriente adquieran señales en un rango desde los 50mA a 6A.
- Que los sensores de tensión adquieran señales en un rango desde los 10 a 140V.
- Tener un ancho de banda superior a los 3KHz, siendo capaces de adquirir componentes armónicas hasta del cincuentavo orden.

- Que presenten aislamiento galvánico, de manera que no se comprometan la adecuación y la digitalización de los datos, por sobre-tensiones o sobre-corrientes en la red, y de paso ofrecerle seguridad a las personas que trabajen con la tarjeta.

Con estos criterios en mente se realizó una preselección de sensores cuyas características se encuentran en la Cuadro 5, y a partir de los cuales se realizaron un conjunto de pruebas que se presentan en el capítulo 4, con las que se seleccionó el transformador de tensión de 230/24 de referencia BV020-5428.0 de la marca Pulse, como sensor de tensión; y el sensor de efecto hall de lazo cerrado S22P006S05 de la marca *Tamura* como sensor de corriente.

Cuadro 5. Características básicas de los elementos preseleccionados para realizar pruebas de laboratorio

	Tipo	Referencia	Marca	Entrada nominal	Salida nominal	Ancho de banda	Precio unidad
TENSIÓN	Transformador de tensión	BV020-5411.0	Pulse	115V	6V/58mA	No se indica	US\$3.24
		BV020-5428.0	Pulse	230V	24V/14mA	No se indica	US\$3.24
	Divisor resistivo	Información: entrada 100KΩ – salida 1.2KΩ					
CORRIENTE	Transformador de corriente	CST-1005	Triad	10A	10mA	No se indica	US\$ 6.11
	Resistencia Shunt	15FR050	Ohmite	Información: 0.050Ω – 5W			US\$ 1.92
	Efecto Hall	ACS712	Allegro	5A	1V	80KHz	US\$ 2.9
		S22P006S05	Tamura	6A	3.75V	200KHz	US\$15.18

Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

3.1.1.2 Conversor

Debido a los requerimientos de rango dinámico y precisión de la aplicación¹, la resolución del *ADC* debe ser alta. En esta aplicación inicialmente se trazó el objetivo de trabajar con 24 bits teóricos de resolución, sin embargo, posteriormente esta cantidad de bits se reevaluó contrastándolo con los requerimientos para cumplir con el error para el tipo de medidor.

Igualmente, se desea tener la posibilidad de medir hasta el 50° armónico. Con una frecuencia fundamental de 60Hz la frecuencia de interés más alta será de 3KHz. Siguiendo el criterio de *Nyquist*, el conversor deberá alcanzar una tasa de muestreo de por los menos 6KSPS².

La solución debe ser de bajo costo ya que la aplicación es particularmente sensible al precio especialmente en aplicaciones de medidores residenciales donde hay una competencia directa, el medidor de inducción. La elección del *ADC* debe tener en cuenta tanto el precio del dispositivo en sí mismo como los componentes externos requeridos por él. El *ADC* no debe consumir una potencia excesiva, teniendo en cuenta que un medidor digital es un dispositivo electrónico que se diferencia de otros aparatos en el sentido que debe estar teóricamente encendido todo el tiempo durante su periodo de vida (15 a 20 años) (Collins, 1999.)

Adicionalmente dentro de esta tarjeta es importante tener en cuenta los efectos debidos a la utilización de conversores con entradas analógicas multiplexadas, los

¹ La precisión depende de la clase del medidor, por ejemplo para medidores de clase uno se habla de errores del orden del 1% para ensayos tipo y del 1,5% para ensayos de rutina.

² SPS: *Samples per second*. Muestras por Segundo.

cuales producen un sesgo en la adquisición de las muestras. Este efecto puede hacer que los errores en la estimación de los parámetros que se obtengan a partir de dos señales diferentes como es el caso de las potencias del sistema, sobrepasen los máximos establecidos por la clase del medidor (Ordóñez, 1993); para evitar este efecto, dentro del prototipo se utilizan conversores independientes para cada uno de las señales provenientes de los transductores de tensión y corriente de cada fase, los cuales vienen integrados dentro de un mismo dispositivo.

Selección arquitectura del ADC.

En busca del *ADC* que mejor se ajusta a la aplicación, en (Hernández Bustos, y otros, 2009) se realizó un estudio de diferentes arquitecturas de conversores de alta velocidad los cuales están capacitados para procesar señales de AC.

En la Cuadro 6 se presenta un resumen con las principales características de las arquitecturas estudiadas.

Cuadro 6. Principales características de algunas arquitecturas de conversores analógico-digital de alta velocidad

Arquitectura del ADC	Ventajas	Desventajas
Flash ADC	Velocidades de conversión extremadamente altas. (del orden de 1 GHz)	Baja resolución (comúnmente 10 bits *) Alto consumo de potencia. Relativamente costoso.
SAR ADC	Alta velocidad de conversión (alrededor de 3 MSPS *)	Relativamente bajo consumo de potencia en comparación con otras arquitecturas. Relativamente Bajo costo, cuando la resolución requerida es baja (menor a 12 bits*) Comienza a ser costoso cuando la resolución requerida es alta (>14 bits*) Salida de los transductores generalmente requiere un

		<p>acondicionamiento sustancial de la señal.</p> <p>Dependiendo de la aplicación puede sumar costos significativos*.</p>
Pipelined	<p>Velocidades altas de conversión (cerca de 210 MSPS **)</p>	<p>Baja resolución</p> <p>Alto consumo de potencia.</p>
Subranging	<p>Velocidades de conversión altas. (del orden de 50 MSPS**)</p>	<p>Baja resolución. (del orden de 12 bits**)</p> <p>Relativamente alto consumo de potencia.</p>
Sigma-Delta	<p>Alta Resolución (24 bits (Collins, 1999.))</p> <p>Gracias a la técnica de sobremuestreo implementada, sencillez en el diseño del filtro <i>antialiasing</i> (en muchas aplicaciones con un filtro pasabajas RC es suficiente*).</p> <p>Fácil fabricación en tecnología CMOS. (Collins, 1999.)</p>	<p>Relativamente alto consumo de potencia comparado con la arquitectura SAR.</p> <p>Procesamiento de señales de baja frecuencia (no mayores los cientos de kHz), comparada con otras tecnologías.</p>

* (Park, y otros, 2003)

** (Kester, 2004)

Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

Las arquitecturas **flash**, **pipelined** y **subranging** son generalmente usadas en el campo de las comunicaciones como parte fundamental de *transceivers* donde se deben muestrear señales de radio-frecuencia, y no se requieren altas resoluciones (Carvajal, 2007).

Ya que la resolución requerida es alta, que la tasa de muestreo es del orden de las unidades de KSPS y que el consumo de potencia no debe ser excesivo, las configuraciones *Sigma-Delta* y *SAR* representan las opciones más llamativas para la aplicación. El *SAR* posee la ventaja de un menor consumo de potencia, mientras que el *Sigma-Delta* brinda la mayor resolución.

Al considerar que para la aplicación se requiere convertir a formato digital siete señales analógicas, la configuración *SAR* presenta el inconveniente de que por su complejidad generalmente solo se incluye un conversor *SAR* por circuito integrado (Kester, 2004) con lo cual se hace necesario el uso de multiplexación en las entradas analógica, resultando en una tasa de muestreo por canal igual a la especificada por la hoja de datos dividido en el número de entradas, lo que resulta en filtros *antialiasing* más complejos, además de los problemas, previamente expuestos, que presenta la multiplexación para este tipo de aplicaciones.

Los conversores sigma-Delta alcanzan fácilmente resoluciones del orden de los 12 a 24 bits y sus velocidades de muestreo no se ven afectadas por el número de señales analógicas a muestrear, gracias a la simplicidad de los modulares Sigma-Delta, que permite implementar varios circuitos de este tipo en un solo circuito integrado (Kester, 2004). Por otro lado, debido a los procesos de sobre-muestreo y diezmado propio de esta tecnología, se reduce la exigencia en la implementación de los filtros anti-solapamiento. Por todo lo anterior para la implementación de este prototipo se escogió el *ADCs Sigma-Delta*, debido a las ventajas que ofrecen sobre los conversores *SAR*.

Una vez seleccionada la arquitectura, se realizó una búsqueda en los conversores disponibles en el mercado, dando como resultado la selección inicialmente del ADS1278, un conversor Sigma-Delta de 8 canales independientes y 24 bits de Texas *Instruments*, que cumple con todas las condiciones establecidas para la selección. Sin embargo, después se decidió cambiar a adquisición de 16 bits, ya que con ella se cumple con los requerimientos del tipo de medidor y adicionalmente se baja la carga computacional al DSP, permitiendo mejorar aumentar el ancho de banda; como resultado se selecciono el ADS1178, el cual es la versión de 16 bits del ADS1278, totalmente compatibles pin a pin, lo que hace posible la instalación en la tarjeta de adquisición diseñada de cualquier de los dos conversores, dando la opción de futuras pruebas para contrastar los

resultados con las dos referencias. En el Cuadro 7 se muestran las características generales del conversor seleccionado.

Cuadro 7. Características generales ADS1178

Parámetros		Condición de prueba	Valores			Unidad
			mínimo	típico	máximo	
Impedancia de entrada diferencial	High-speed			28		kΩ
	Low-power			140		kΩ
Error de Offset				0,3	2	mV
Offset drift				2		μA/°C
Error de ganancia				0,1	0,5	%
Ganancia drift				1,3		ppm/°C
Rechazo en modo común		Fc=60Hz		100		dB
Distorsión armónica total (THD)*		Vin=1kHz		-105	-96	dB
Integral nonlinearity (INL)**		Entrada diferencial,		+/-0,3	+/-1	LSB
Relación señal a ruido (SNR)		VIN = 1kHz, -0.5dBFS	92	97		db
Alimentación						
AVDD			4,75	5	5,25	V
DVDD			1,65	1,8	1,95	V
IODD			1,65	3,3	3,6	V
Consumo potencia	High-speed			245	355	mW
	Low-power			50	80	mW

* Incluye los nueve primeros armónicos de la señal de entrada

** Best fit method

Fuente: (Texas Instruments, 2008)

La medida de la relación señal a ruido *SNR* (*Signal-to-Noise Ratio*) y el modelo ideal del ruido de cuantización son utilizados para calcular una figura de merito conocida como numero de bits efectivos *ENOB* (*Effective number of bits*).

$$ENOB = \frac{SNR-1,76}{6,02} \quad (13)$$

Reemplazando los valores de SNR típicos dados por el fabricante en el Cuadro 7 en (13) se obtiene una medida del número de bits efectivos o que se puede alcanzar con este conversor. Teniendo en cuenta un valor de SNR entre 92dB y 97 dB, se puede alcanzar en teoría el máximo número de bits efectivos de alrededor de 15 bits efectivos.

Para probar el funcionamiento del ADS1278 y posteriormente el ADS1178 se realizó una tarjeta de prueba en la cual se habilitaron únicamente el canal de entrada uno, los cuales se conectaron directamente sin ningún tipo de filtro a una tensión DC. Con esta tarjeta se probó el ADC a diferentes modos de operación y diferentes frecuencias de CLK y SCLK, las cuales se introdujeron con el generador de señales¹. Se corroboró con el osciloscopio² que la frecuencia de efectivamente corresponde (con F_{DATA}) en las relaciones correspondientes y que la trama de tiempo ocupado por los datos equivalía a los 48 bits de los dos canales.

Referencia del ADS1178.

El voltaje de referencia del ADS1178 es el voltaje diferencial entre VREFP y VREFN ($V_{REF} = VREFP - VREFN$). VREFN puede variar entre $0,1 < AGND < 0,1$, mientras que VREFP lo puede hacer entre $V_{ERN} + 0,5 < V_{ERP} < AVDD + 0,1$, para ajustarse a diferentes rangos dinámicos de entrada³. Ya que la alimentación analógica se estableció en 5V se fijó VREFN a tierra analógica (AGND) y VREFP a 2,5V con el fin de aprovechar todo el rango disponible.

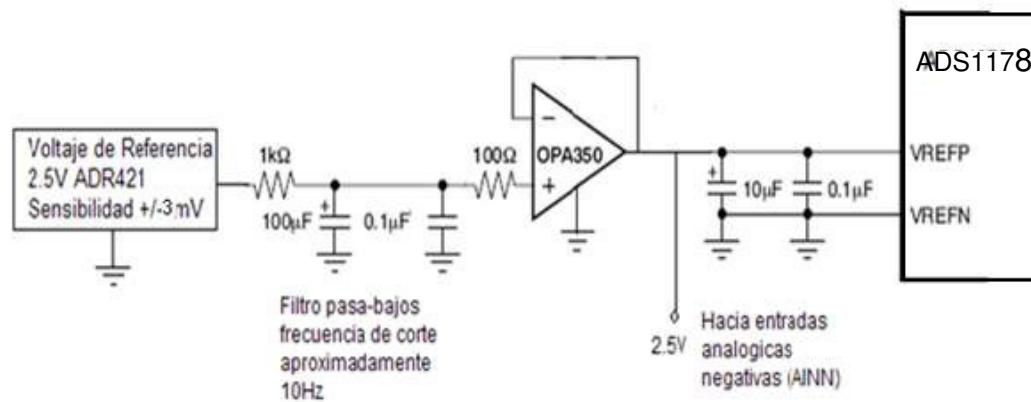
¹ Se utilizó el generador de señales Hung Chang 9250c, disponible en los laboratorios de la E3T.

² Se utilizó el osciloscopio Tecktronix TDS210 disponible en los laboratorios de la E3T

³ El rango dinámico de entrada es igual a dos veces el voltaje de referencia ($2V_{REF}$).

La referencia debe ser lo más precisa posible ya que cualquier variación de esta se verá reflejada como un error de offset a la salida. Por esto se optó por el circuito integrado ADR421 de *Analog Devices*, un circuito de ultra-precisión y bajo ruido, que produce una salida de 2.5V \pm 3mV para un rango de entrada entre 4,5 -18V (*Analog Devices Inc.*)

Figura 8. Circuito para el voltaje de referencia del ADS1178.



Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009) modificada.

3.1.1.3 Adecuación de las señales

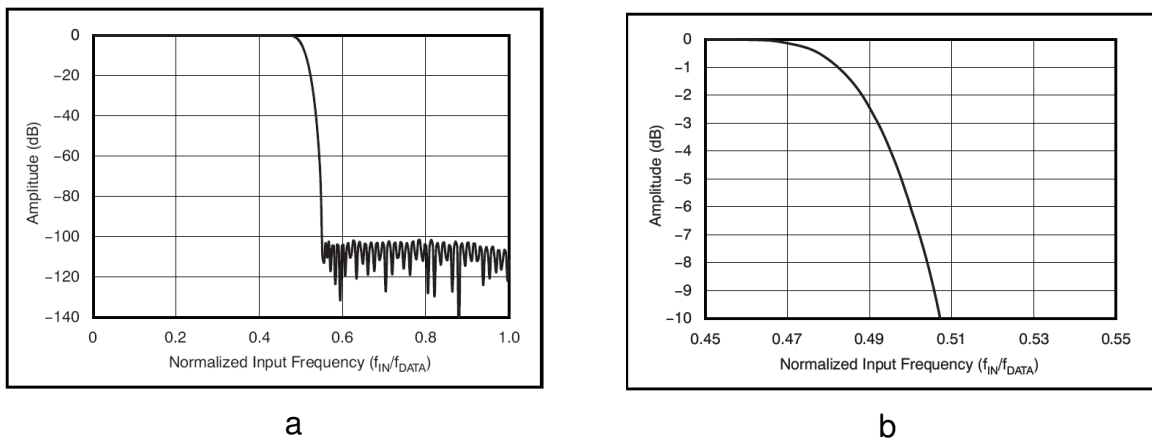
Con el acondicionamiento de las señales se busca que la salida de los sensores de tensión y corriente se adapten a el rango dinámico de las entradas analógicas del ADS1178 (0-5 V). Adicionalmente, en se debe realizar el filtrado de la señal (filtro *antialiasing*) para evitar el llamado solapamiento (*aliasing*) efecto al que están expuestos todos los sistemas de muestreo. Para reducir las exigencias de este filtro, el conversor A/D realiza un sobremuestreo y posteriormente un filtrado por diezmado, todo dentro del circuito integrado y sin que esto represente carga computacional alguna para el DSP, como se explico en el numeral anterior.

La respuesta en frecuencia del ADS1178 está determinada por el filtro digital multi-etapa *FIR*. La razón de sobremuestreo del filtro digital, es decir la relación entre la

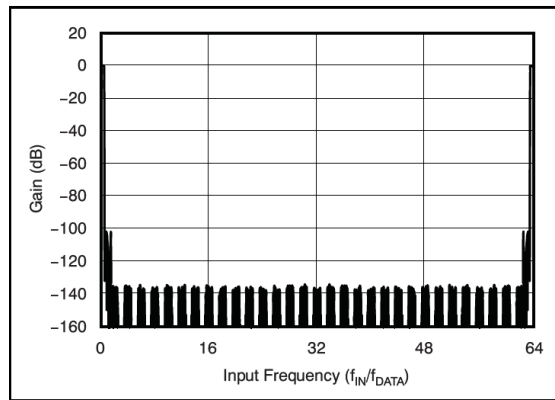
frecuencia de procesamiento del modulador (F_{MOD}) y la tasa de salida de datos (F_{DATA}) es de 64.

La banda plana del filtro digital es de aproximadamente $0.47F_{DATA}$ (Figura 9a), por lo que al requerir medir hasta el 50 armónico con una atenuación prácticamente nula se debe muestrear a razón de 6,38kSPS. La imagen del filtro se repetirá cada 64 veces F_{DATA} , apreciándose las ventajas del sobremuestreo en el diseño del filtro *antialiasing*.

Figura 9. Respuesta del filtro digital del ADS1178



¹ F_{DATA} es equivalente a la frecuencia de muestreo, la cual se denominó anteriormente f_s



c)

a) Respuesta en frecuencia general. b) Respuesta banda de transición. c) Respuesta en frecuencia hasta F_{MOD}

Fuente: (Texas Instruments, 2008).

Adecuación señal de corriente.

El sensor seleccionado para las señales de corriente requiere para su funcionamiento una alimentación de 5V y a su salida entrega un voltaje proporcional a la corriente de entrada en un rango de 0 a 5V referenciados a tierra analógica del sistema (nominalmente 2.5V a una corriente de 0A). Este rango de voltaje se ajusta perfectamente al rango dinámico de las entradas analógicas del ADS1178, por lo que la adecuación de la señal resulta bastante simple.

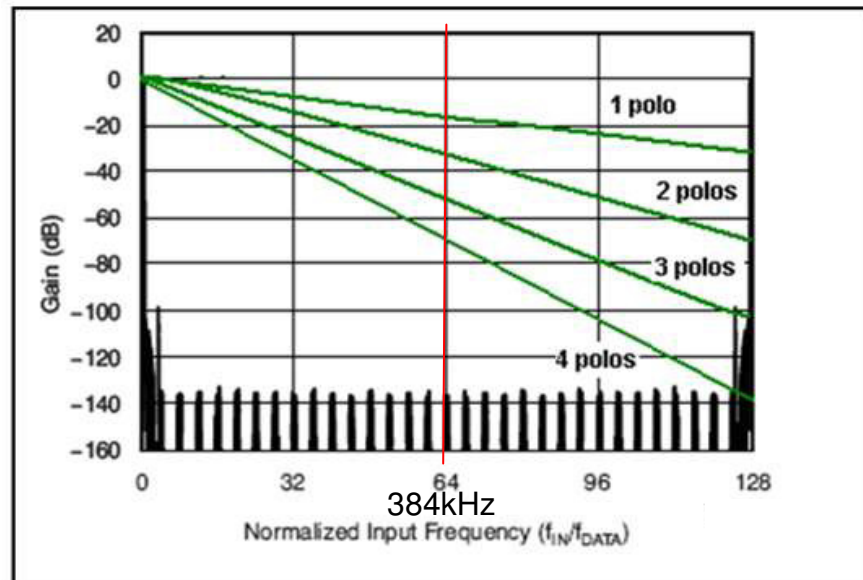
El sensor *S22P06S05* entrega un voltaje proporcional a la corriente medida el cual se adapta a la entrada del ADS1178, reduciendo así el proceso de adecuación a un filtro *antialiasing*. Para esta aplicación se tiene una frecuencia de interés máxima de 3KHz (50 armónico), por lo que se debe buscar que la banda pasante del filtro permanezca aproximadamente plana en esa región.

Gracias al proceso de sobremuestreo realizado en el ADS1178, el proceso de filtrado se puede implementar con un filtro pasa-bajas RC. En (Park, y otros, 2003) se recomienda que la frecuencia de -3db sea 5 veces mayor que la frecuencia

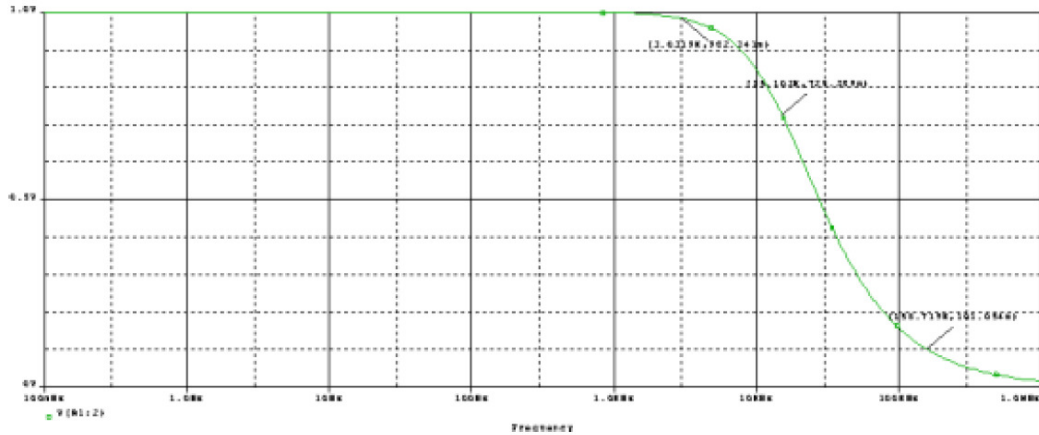
máxima de interés para que la banda pasante de este tipo de filtros caiga solo un 2% dentro de esta franja. Siguiendo esta recomendación se implementó el filtro con un valor de resistencia de $1K\Omega$ y una capacitancia de $10nF$, con lo que se tiene una frecuencia de esquina de $15KHz$.

Un filtro de mayor orden a pesar de ser más selectivo requiere el uso de uno o más amplificadores aumentando el área de la tarjeta y el costo de la aplicación. Para una frecuencia de muestreo de $6KSPS$ y un factor de sobremuestreo de 64 se obtendrá una imagen de la señal muestreada a $384KHz$ donde la presencia de componentes armónicos de la señal de entrada se puede considerar como nula, por lo que no es necesario un filtro de mayor orden.

Figura 10. Filtro anti-solapamiento



a)



b)

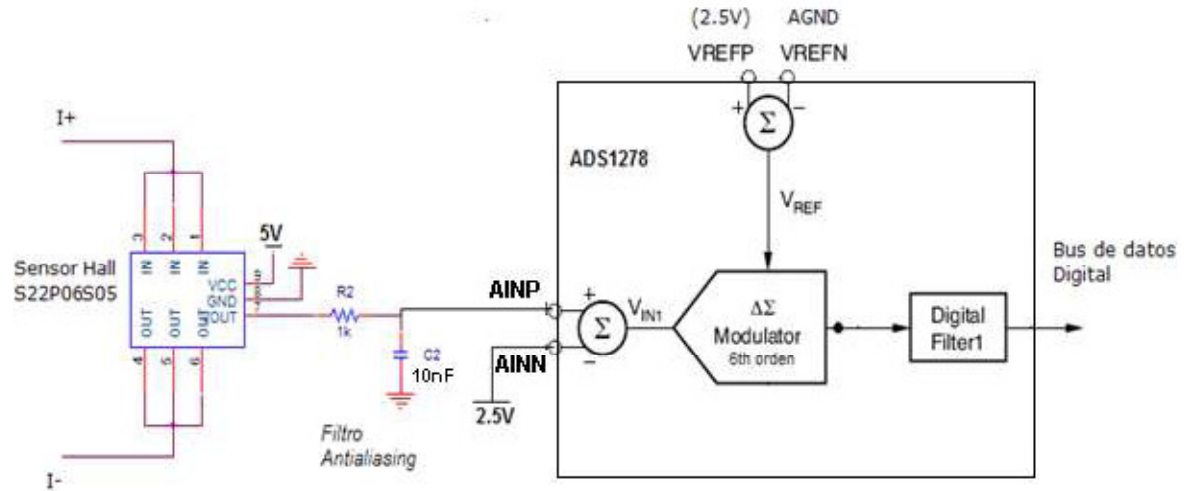
a) Atenuación aproximada a una frecuencia de 64 veces 6kSPS para filtros de diferentes ordenes ($F_{3dB} \approx 15\text{KHz}$). b) Simulación de la respuesta en frecuencia filtro RC.

Fuente: Autor del proyecto y (Texas Instruments, 2008) modificado.

Las señales provenientes de los *S22P06S05* se conectaron a sus respectivas entradas analógicas positivas (AINP). Ya que estas señales tienen un valor de 2,5V para corrientes de 0A se implanto un nivel de tensión de 2,5V¹ en sus entradas negativas (AINN) permitiendo de esta manera operación bipolar aprovechando todo el rango de conversión del ADS1178. El circuito implementado se muestra en la Figura 11.

¹ Este nivel de 2.5V se obtuvo de la fuente ADR421 utilizada para la referencia del convertor.

Figura 11. Esquema de adecuación de un canal de corriente.



Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

Adecuación señal de tensión.

La conexión entre los canales de entrada analógicos del ADS1178 y los transformadores de tensión resultó un poco más compleja que en el caso de corriente. Gracias al aislamiento brindado por el transformador, se puede realizar una medición *single-ended* o diferencial. Debido a las ventajas que posee esta última (mayor CMRR) y que las entradas analógicas del ADS1178 son diferenciales se optó por hacer una medición de este tipo.

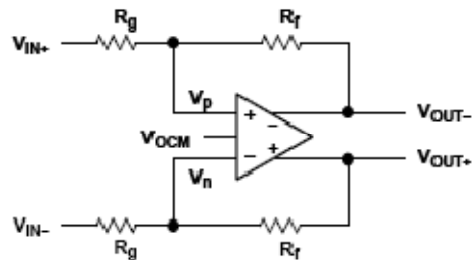
El primer paso en esta adecuación es reducir la tensión, en relación con la que se tiene en el secundario del transformador por medio de un divisor resistivo, para ajustar la tensión a valores que se ajusten a los rangos de las entradas del convertidor¹. Teniendo en cuenta la función de transferencia del transformador seleccionado (Tabla 5), se seleccionaron valores de 10KΩ y 1KΩ.

¹ Se realizó para obtener 2Vpp para una medición de 130Vrms.

Hasta este momento se tiene una señal diferencial con valor de voltaje pico-pico adecuado pero sin referencia a la tierra analógica por lo que es necesario referenciar estas señales y darles un *offset* de 2,5V. Esto se realizó utilizando el amplificador diferencial-diferencial THS4504 de *Texas Instruments*.

Aparte de ofrecer una entrada y una salida diferencial el THS4504 posee un pin independiente denominado V_{ocm} por donde se puede introducir un nivel de *offset* deseado (Figura 12) y una ganancia ajustable igual a R_f/R_g . Se utilizaron resistencias de 499 Ω recomendadas en la hoja de datos del THS4505 (Texas Instruments, 2009) para una ganancia unitaria.

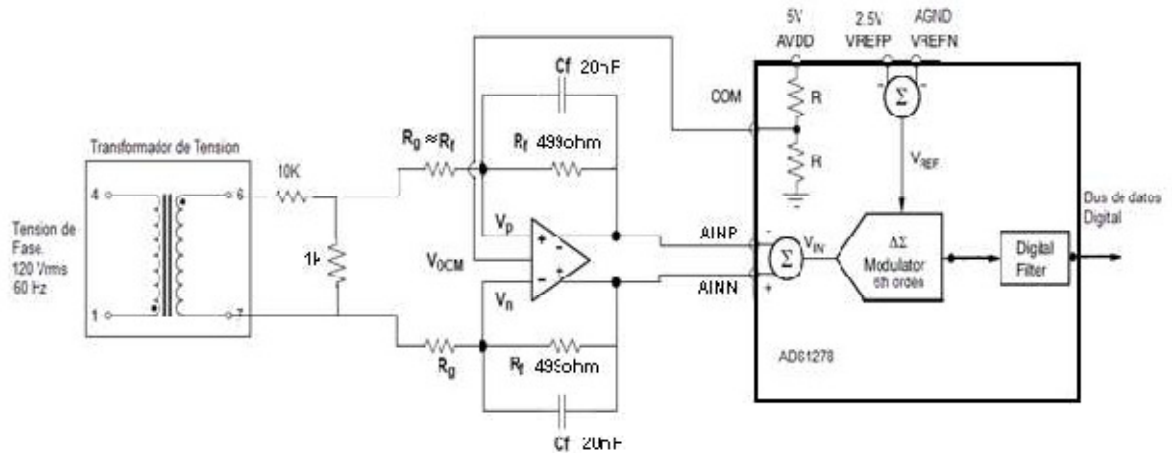
Figura 12. Amplificador Diferencial-Diferencial (fully differential)



Fuente: (Texas Instruments, 2009)

Otra ventaja de los amplificadores diferenciales es su fácil aplicación en el diseño de filtros *antialiasing*. Un filtro pasa-bajos de un polo se puede realizar añadiendo un condensador (C_f) en cada etapa de realimentación en paralelo con R_f , esto evita el uso de filtros a la salida del amplificador donde se comportarían como carga. Siguiendo el mismo criterio que en el filtro de corriente se selecciono una capacitancia de 20nF.

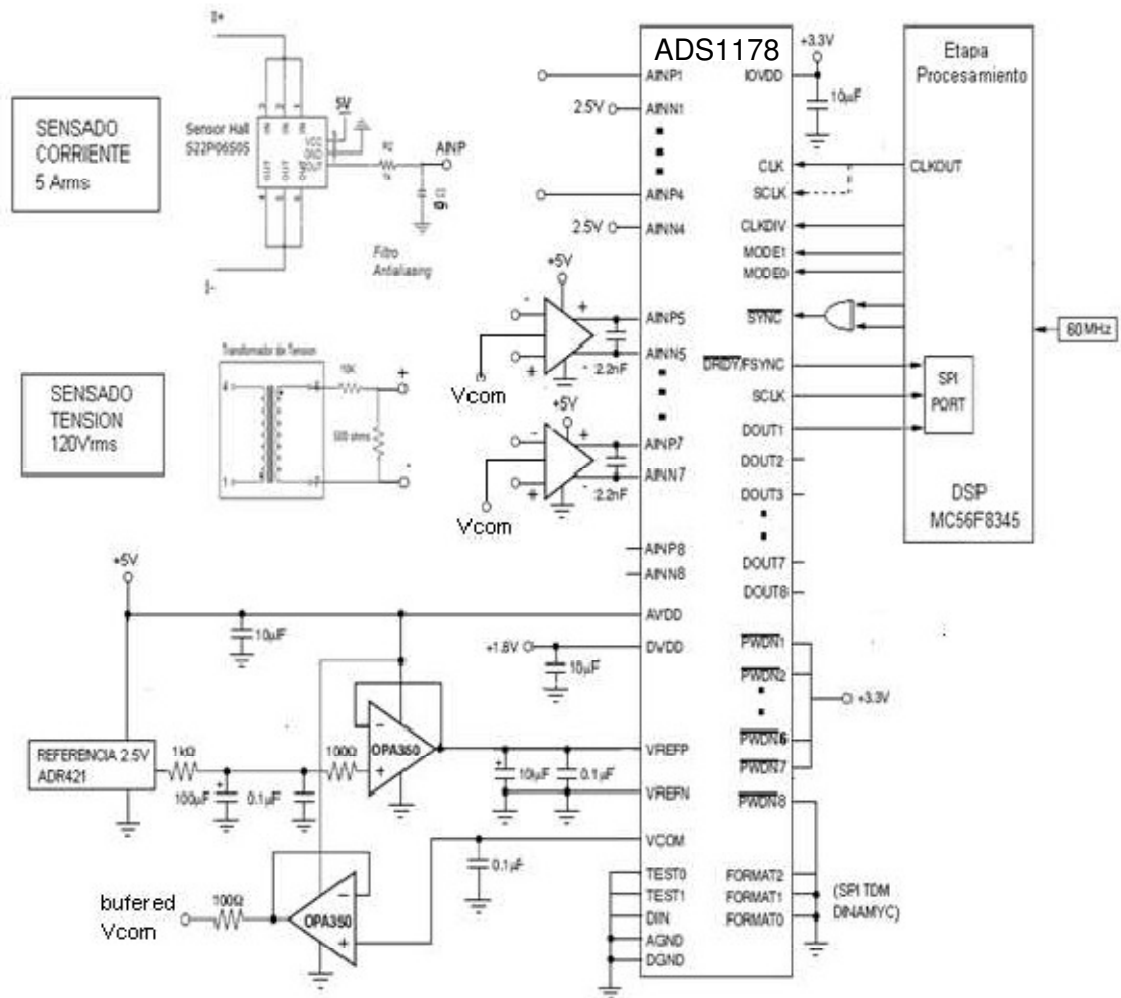
Figura 13. Diagrama de adecuación de una fase de tensión.



Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

Finalmente, se ensambló una tarjeta de adquisición de datos, cuyo esquemático se muestra en la Figura 14, habilitada para adquirir 7 señales de corriente y tensión; los canales del 1 al 4 del conversor están dispuestos para adquirir señales de corriente, y los que van del 5 al 7 adquieren señales de tensión. Debido a que los sensores de tensión manejan tensiones instantáneas de hasta 230V, desde el diseño original no se interconectaron entre sí para dar la opción de hacer una conexión en delta, pero teniendo en cuenta que el diseño es para una tensión nominal a la entrada de 120V, por lo que el circuito de adecuación saturará la entrada del conversor si los sensores llegan a medir una tensión de 220V, ya que las pruebas y diseño de la tarjeta no se contemplan para rango mayores a 150V. Adicionalmente, se debe tener en cuenta que para la correcta aplicación de la norma IEEE-1459, es necesario medir las tensiones de fase, por lo que la conexión en delta o con dos elementos no está permitida.

Figura 14. Esquema general de la tarjeta de adquisición.



Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009) modificado.

3.1.2 Tarjeta de procesamiento y control (digital)

Esta tarjeta, totalmente digital, realiza las dos últimas etapas de la medición, para ello se procesa la información adquirida por la anterior tarjeta con el propósito de obtener los parámetros de la potencia eléctrica, y posteriormente mostrarlos, almacenarlos o transmitirlos a un sistema central.

El elemento central de esta tarjeta es un DSP, encargado de controlar todos los demás elementos de la tarjeta y recibir los datos digitalizados provenientes de la sección anterior. Para su selección se tuvieron en cuenta los siguientes criterios.

- Fácil programación en un lenguaje de alto nivel.
- Posibilidad de implementación fácilmente de un sistema para poder su programación, con el propósito de implementarlo directamente en el dispositivo final.
- Preferiblemente, que haya sido utilizado previamente dentro de algún proyecto del E3T.
- Capacidad para manejar niveles de tensión tanto de 3,3 V como TTL de 5V.
- Que cuente con una cantidad suficiente de GPIO, que permitan su interacción con varios dispositivos externos.
- Que cuente con módulos de comunicación como SPI y UART, que permitan la fácil comunicación con dispositivos externos.
- Capacidad de operaciones de al menos 16 bits.
- Bajo costo, que haga económicamente atractiva su implementación.

Después de realizar un revisión de los DSP disponible en el mercado, ver Tabla 3, se decidió utilizar el DSP 56F8345 de *Freescale*, debido que cumplía con los criterios establecidas y principalmente por la facilidad de implementar un sistema para su programación y su utilización en un trabajo de investigación de la misma naturaleza (Pérez, y otros, 2006.).

Para realizar la programación del DSP, se cuenta con un puerto que permite la programación mediante un computador, que para el caso del DSP seleccionado es

el JTAG¹. Mediante este puerto es posible modificar la programación del sistema, con el fin de depurar los algoritmos o modificar las tareas desarrolladas.

El sistema también cuenta con una memoria no volátil tipo E²PROM², que le permite almacenar periódicamente datos sobre el consumo de energía u otros parámetros de interés, además de permitir almacenar los datos del sistema en caso de que se presente una interrupción del suministro de energía eléctrica.

El uso de un reloj de tiempo real (RTC), permite contar con la hora y fecha, para propósitos de facturación o estadísticas de consumo. Este reloj cuenta con un suministro de energía alterno (batería), para el caso en que falle la fuente principal de energía eléctrica del sistema.

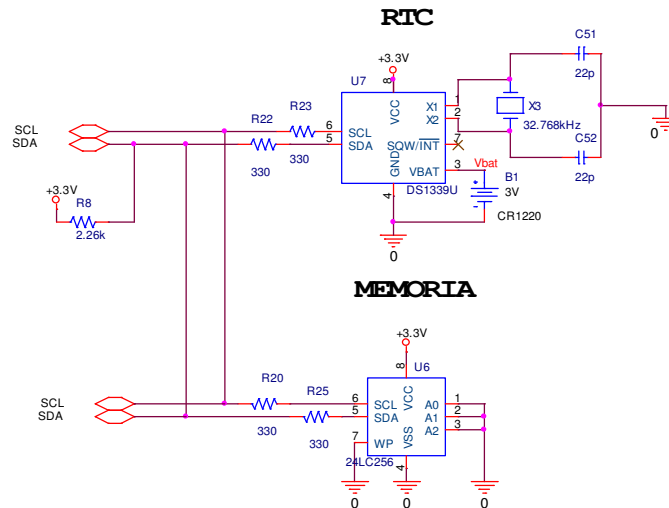
Tanto la memoria como el RTC se comunican con el DSP mediante un bus serial de dos cables I²C³, como se aprecia en la Figura 15. Este bus permite reducir el número de líneas necesarias para la comunicación entre circuitos integrados dentro de la tarjeta, y a su vez soportar una gran variedad de dispositivos.

¹ Joint Test Action Group, definido por la norma IEEE-1149.1

² Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory

³ Inter-Integrated Circuit

Figura 15. Elementos conectados en al Puerto I²C del DSP



Fuente: Autor

La comunicación con cualquier sistema externo se logra con la implementación de dos protocolos de comunicación serial, uno óptico, IrDA y otro cableado, RS-485; que son los puertos con los que normalmente cuenta un medidor digital actual. Estos protocolos se conectan a través de la interfaz de comunicación serial (SCI) del DSP.

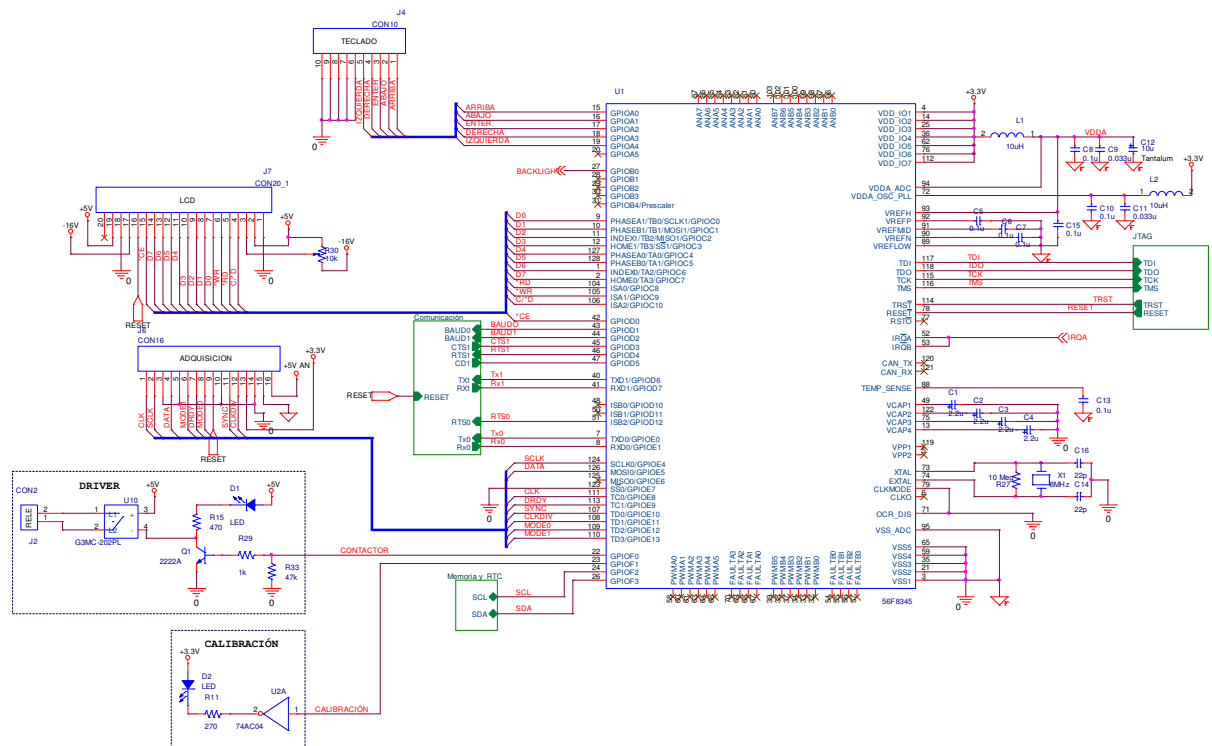
Para interactuar con el usuario, se dispone de un teclado sencillo (5 teclas) y una pantalla LCD, en la cual se pueden desplegar diferentes datos, como energía consumida y potencias del sistema, según sea programado.

El sistema también cuenta con una salida que mediante un *led* permite la generación de pulsos luminosos, de acuerdo con la energía consumida, esto con el fin de permitir la calibración del sistema en un laboratorio de medidores de energía eléctrica.

Finalmente, se cuenta con un controlador (*driver*) con el propósito de manejar un contactor externo que permite la conexión y desconexión de la carga de manera remota o la implementación de un sistema de energía prepagada.

En la Figura 16 se puede observar el esquema general de la tarjeta implementada.

Figura 16. Esquema general de la tarjeta de procesamiento y control.



Fuente: Autor

Se debe agregar, que dentro del diseño final, en esta misma tarjeta se encuentra la fuente de alimentación de sistema, la cual se encarga de proveer los niveles de tensión adecuados para cada uno de los elementos del sistema. En la Tabla 4 se relacionan los niveles de tensión de la fuente de alimentación junto con su respectiva función.

Tabla 4. Niveles de tensión de la fuente de alimentación.

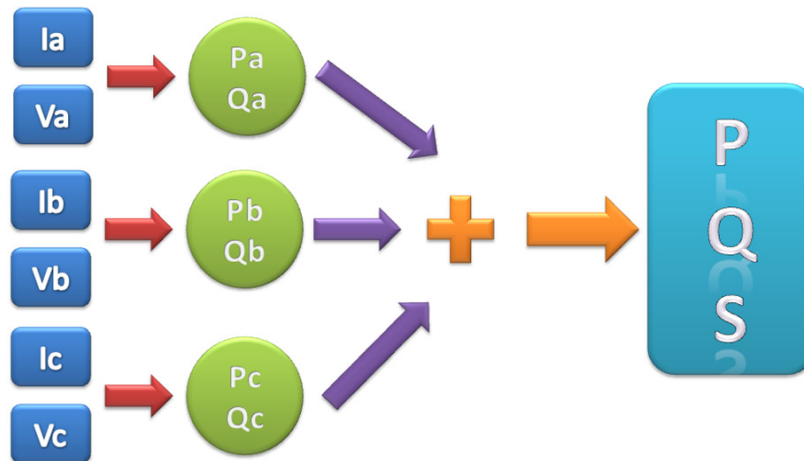
TENSIÓN	FUNCIÓN
+5V	Alimenta la parte analógica de la tarjeta de adquisición.
+5V	Alimenta los circuitos digitales que funcionan a esta tensión, en las dos tarjetas.
+3,3V	Alimenta los circuitos digitales que funcionan a esta tensión, en las dos tarjetas.
-16V	Tensión requerida para el funcionamiento de la pantalla LCD.

Fuente: Autor

3.2 SOFTWARE DEL PROTOTIPO

Actualmente los medidores normalmente son electromagnéticos o utilizan enfoques para la medición de potencias y energía eléctrica que emulan el funcionamiento de los dispositivos electromagnéticos, como se aprecian en la Figura 17. Estos enfoques se basan principalmente en las definiciones de potencia propuestas por el modelo de Budeanu.

Figura 17. Enfoque de la medición tradicional



Fuente: Autor

La utilización de este esquema genera incertidumbres adicionales a las previstas en los equipos de medición en los valores de potencia cuando se instalan en sistemas trifásicos donde las señales no son sinusoidales y la carga está desbalanceada, ya que la mayoría de instrumentos de medición son diseñados

basados en métodos desarrollados para ondas sinusoidales. Adicionalmente, se considera el sistema trifásico como tres sistemas monofásicos, lo cual es acertado solo para la estimación de la potencia activa.

Teniendo en cuenta lo anterior, es necesario plantear un esquema de estimación de variables en los medidores digitales de energía eléctrica que esté de acuerdo con las nuevas condiciones de los sistemas eléctricos, para lo cual se busca implementar un medidor digital, donde en el diseño de la programación o *software* se deben tener en cuenta estas condiciones que se pueden presentar el entorno de trabajo del equipo de medida.

3.2.1 Programación del DSP

El primer problema que se encuentra al realizar la programación del medidor digital, es determinar la definición a utilizar para la estimación de las magnitudes de potencia y energía eléctrica, que mejor se adecue al equipo; para ello es indispensable tener en cuenta el *hardware* del sistema, el cual para este caso tiene como núcleo un DSPs de la familia 56F8300 de *Freescale*, dispositivo que tiene una moderada pero justa capacidad de cálculo y memoria.

Partiendo de la comparación de las estimaciones de potencia y energía de diferentes algoritmos, y después de realizar diferentes simulaciones en un programa desarrollado en *Matlab*, tomando formas de onda tanto generadas sintéticamente como adquiridas en sistemas reales, se visualizo que la implementación de las definiciones propuestos por la norma IEEE-1459 requieren menores cálculos, comparado con los otros métodos, ya que sólo es necesario estimar a partir de las muestras de las señales de tensión y corriente los valores eficaces de la señal y de las componentes fundamentales de ella para la estimación de las magnitudes de potencia y energía; además de considerar el sistema trifásico como único y no como tres sistemas monofásicos. Por estas

razones se desarrollo la programación en el DSP para realizar, en tiempo real, el cálculo de los distintos valores de potencia que plantean las definiciones expuestas en esta norma.

La implementación de las definiciones contenidas en la norma IEEE-1459 para la estimación de las potencias requiere realizar una serie de operaciones que se pueden dividir en dos tipos, las periódicas, cuyo periodo se controla por medio de interrupciones de alta prioridad, que se realizan cada muestra y cada ciclo de la señal eléctrica (1/60 s). El segundo tipo son las aperiódicas, que incluyen operaciones que no se realizan con regularidad, debido a su naturaleza, dentro de las operaciones del IEEE-1459, y las operaciones para el manejo de periféricos.

3.2.1.1 Operaciones periódicas

Este tipo de operaciones se deben realizar cíclicamente en intervalos de tiempos definidos. Existen dos periodos en los que se realizan este tipo de operaciones: cada muestra y cada ciclo.

Operaciones realizadas cada muestra: Son las operaciones que se realizan cada vez que el DSP adquiere una muestra de todas las señales de corriente y tensión. Estas operaciones incluyen el cálculo de la potencia instantánea y la acumulación de los cuadrados de los señales, para el posterior cálculo de los valores eficaces de tensión y corriente. Los valores calculados en estas operaciones son la base para gran parte del resto de operaciones, de allí su importancia. El DSP realiza estas operaciones en coma fija, con lo que se reduce el tiempo empleado en cada operación, comparado con el empleado con el uso de coma flotante.

La frecuencia con la que se realizan estas operaciones está determinada por el criterio de Nyquist, para garantizar una adecuada adquisición de los datos. Ya que

las señales eléctricas tienen una frecuencia fundamental de 60 Hz, y se deseaba tener en cuenta hasta la componente armónica cincuentava de la señal, este tipo de operaciones se realizan cada 166,66 μ s.

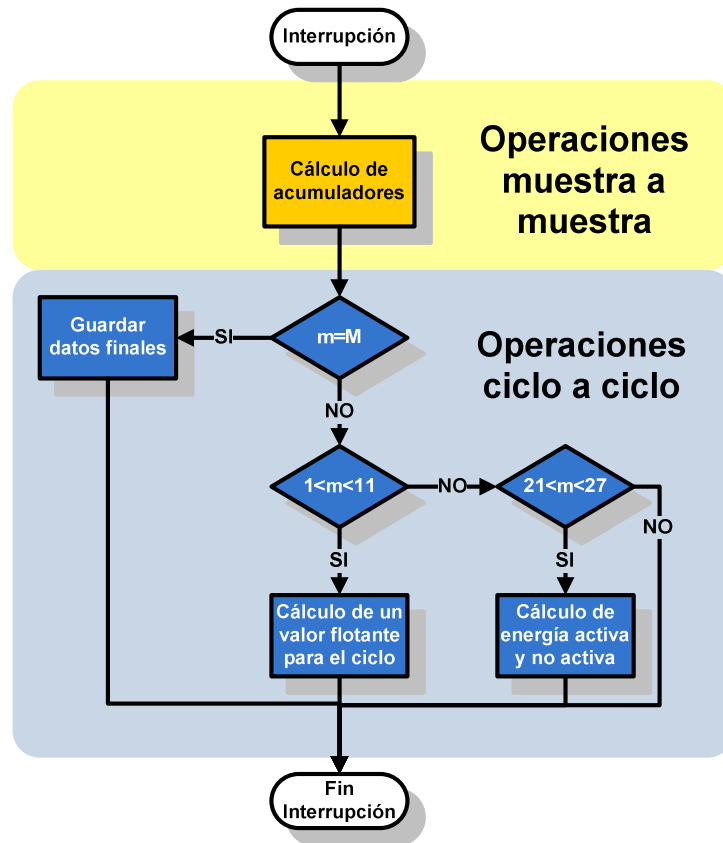
Es de resaltar que en este prototipo no se hace seguimiento de frecuencia, por consiguiente las incertidumbres generadas por los cambios en la frecuencia fundamental del sistema deben ser tenidas en cuenta.

Operaciones realizadas cada ciclo: Con estas operaciones, que se realizan cuando se completa un ciclo de 60 Hz de las señales eléctricas, correspondiente a 16,66 ms, se obtienen de los valores eficaces (calculados con la acumulación de los cuadrados de la señales) y la potencia activa (calculada con la acumulación de los productos de las señales de tensión y corriente). Con estas estimaciones se evalúan los demás parámetros: potencias aparente, potencia no activa y factor de potencia en cada ciclo; y mediante la acumulación de la potencia activa se estima la energía consumida o generada por el sistema.

Ya que la frecuencia y cantidad de operaciones de este tipo no es tan alta como las de cada muestra, y con el fin de facilitar la programación y manipulación de los datos, este tipo de operaciones se realizan en coma flotante.

En la Figura 18 se muestra el diagrama de las operaciones periódicas.

Figura 18. Diagrama de flujo de las operaciones periódicas.



Fuente: Autor

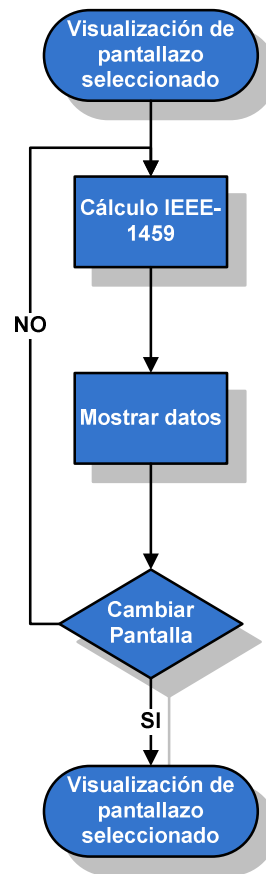
Al existir una relación entera entre los dos periodos y para garantizar que se cumpla la periodicidad de las operaciones se utiliza una interrupción temporizada que se ejecuta cada muestra. Ya que el tiempo necesario para el conjunto de operaciones de cada ciclo es mayor al tiempo que existe entre muestras, este tipo de operaciones se distribuyen entre las muestras con el fin de garantizar que no se exceda el tiempo entre muestras, para lo cual se requiere almacenar los valores del ciclo anterior y operarlos en el ciclo siguiente.

3.2.1.2 Operaciones aperiódicas

Dentro de estas operaciones se encuentra el cálculo de parámetros cuyo valor no es necesario estar actualizando con cierta frecuencia, debido a que estos no

cambian rápidamente o que simplemente no se requieren conocer su valor frecuentemente. También se encuentran las operaciones relacionadas con el manejo de periféricos externos al DSP (memorias, reloj, pantalla y teclado) y la comunicación con dispositivos externos, que no requieren de la atención permanente del DSP. Por ello y con el fin de no sobrecargar al DSP, este tipo de operaciones de menor jerarquía se realizan cada vez que el DSP se encuentre disponible. En la Figura 19 se muestra el diagrama de flujo de este tipo de operaciones.

Figura 19. Diagrama de flujo de las operaciones aperiódicas.



Fuente: Autor

Al igual que con las operaciones realizadas cada ciclo, y con el fin de facilitar la programación y procesamiento de los datos, este tipo de operaciones se realizan en coma flotante.

En la norma IEEE-1459 la mayoría de operaciones se realizan a partir de las señales en tiempo de la tensión y corriente, sin embargo, para el cálculo de los parámetros referentes la frecuencia fundamental, se requieren las componentes de la señal para dicha frecuencia, sin necesidad de conocer todo el espectro. Estos valores se obtienen utilizando la DFT¹ para la componente fundamental, en cuyo cálculo se aprovecha la naturaleza real de la señal, para reducir el número de operaciones necesarias. En el 0 se presentan los cálculos involucrados en estas operaciones.

3.2.2 Programación en un computador personal

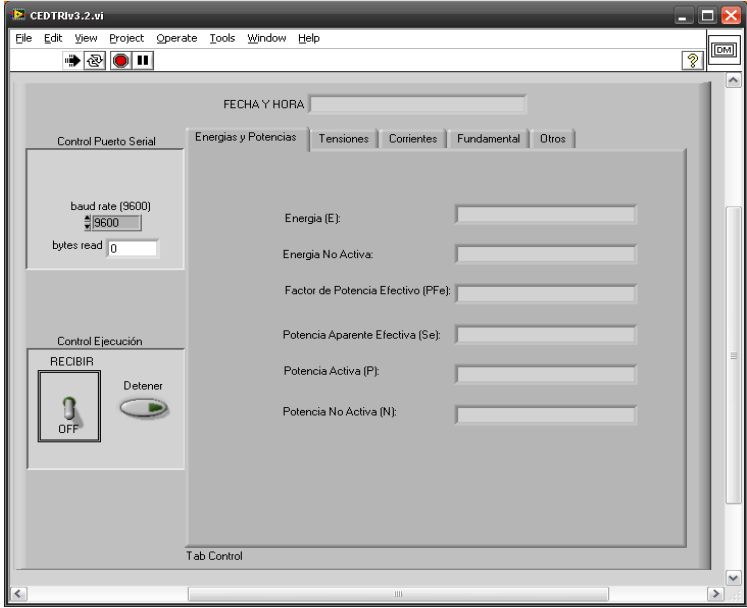
Con el propósito de realizar un intercambio de datos entre el medidor y un computador personal inicialmente se desarrollo una aplicación utilizando *Java*², la cual buscaba permitir descargar los valores estimado por el medidor, con el fin de poderlos procesar en un computador personal. Sin embargo, debido a problemas propios del lenguaje de programación existían problemas de sincronización de los datos enviados por el DSP y los recibidos por el PC, ya que la mayoría de veces no recibía de conformidad los primeros datos enviados. Por ello se recurrió a realizar la programación el Labview, programa con el cual se han desarrollado múltiples proyectos de grado dentro de la E3T, y con el cual no presenta este

¹ Acrónimo de la Transformada discreta de Fourier

² Lenguaje de programación de computadoras, de alto nivel y orientado a objetos, que toma mucha de su sintaxis de C y C++, pero tiene un modelo de objetos más simple.

problema. En la Figura 20, se muestra la interfaz sencilla elaborada para la adquisición de datos del prototipo.

Figura 20. Interfaz del programa en Labview



Fuente: Autor

4. PRUEBAS DEL PROTOTIPO

Con el propósito de comprobar el comportamiento del prototipo diseñado se realizó una serie de pruebas que se describen a continuación. Estas pruebas están divididas en tres partes; en la primera se realiza la prueba a los sensores tanto de tensión como de corriente, seguidamente se encuentran las pruebas realizadas a la tarjeta de adquisición, para finalizar las pruebas realizadas a todo el prototipo en conjunto.

4.1 PRUEBA DE LOS SENSORES

4.1.1 *Metodología*

En la preselección se escogieron los sensores que serían probados, ya que estos cumplían con las características que requería el prototipo en su etapa de adquisición, ver numeral 3.1.1.1. A continuación se describe el proceso que se llevó a cabo, para analizar los dispositivos preseleccionados, basados en lo expuesto en (Dean, y otros, 1999)

1. Se convino comprar de tres a cuatro muestras de cada sensor.
2. Se escogieron dos muestras al azar por cada sensor para evaluarlas.
3. A cada sensor escogido al azar se le realizaron dos barridos en su entrada, para visualizarlos en la salida; estos barridos se hicieron en días distintos, para cambiar las condiciones de funcionamiento. Se usaron los mismos instrumentos de medición para no incurrir en errores, buscando que con la prueba se hicieran mediciones con un buen grado de reproductibilidad y repetitividad y así tener una comparación correcta entre los sensores.
4. Luego de realizar cada gráfica de entrada contra salida se analizó por medio del programa que prueba la linealidad. El peor resultado por tipo de sensor es el que se denominará error máximo de linealidad.

5. La gráfica que da el mayor error de linealidad en la primera muestra del sensor, junto con la que da el mayor error de linealidad en la segunda muestra del sensor, se analizaron en el programa que mide el error de repetitividad, su resultado es el error de repetitividad.
6. La gráfica que dio el peor error de linealidad fue analizada en *Statgraphics plus 5.1*¹, con el fin de obtener un análisis de las variables estadísticas producto del experimento.
7. Para extraer la ecuación lineal característica por sensor se seleccionó la gráfica que estuviera más cerca del error de linealidad promedio, este error es la suma de todos los errores de linealidad por sensor dividido en el número de experimentos, y se extrajo el polinomio por medio de una regresión lineal por mínimos cuadrados. Esto sería válido si el error de repetitividad es menor al 5%, debido a que no es adecuado extraer esta ecuación para un producto muy posiblemente defectuoso o de mala calidad.
8. Basados en los resultados se procedió a seleccionar el mejor sensor de tensión y el mejor sensor de corriente, valiéndose también de otras características tales como aislamiento y comportamiento a amplitudes bajas de la señal de entrada.
9. Se comprobó que el ancho de banda de los sensores fuera suficiente para señales de hasta 3KHz de frecuencia.

En las Tabla 5 y Tabla 6 se presentan los resultados obtenidos de las pruebas para los sensores de tensión y de corriente respectivamente, realizados dentro del proyecto de grado (Hernández Bustos, y otros, 2009).

¹ Statgraphics plus 5.1 es una versión libre en internet

Tabla 5. Resultados de las pruebas de linealidad y repetitividad para los sensores de tensión probados.

	Divisor de tensión resistivo de 100Ω y 1,2kΩ	Transformador de tensión 115V/6V BV020-5411.0	Transformador de tensión 230V/24 BV020-5428.0
Máximo error de linealidad:	3,2678%	7,3313%	0,9061%
Error máximo de repetitividad	5,2628%	0,2775%	0,4308%
R-cuadrado	99,7609	98,6832%	99,9837%
R-cuadrado (ajustado para g.l.)	99,741%	98,5735%	99,9824%
Error estándar de est.	0,388776%	0,447654%	0,115374
Error absoluto medio	0,28279	0,357255	0,0895509
Estadístico de Durbin-Watson	0,536018 (P=0,0001)	0,253512 (P=0,0000)	0,311159 (P=0,0000)
Autocorrelación residual en Lag 1	0,527291	0,65165	0,603293
La ecuación del modelo ajustado	$V_{out} = -0,0549462 + 0,0182329 \cdot V_{in}$	$V_{out} = 0,782088 + 0,088541 \cdot V_{in}$	$V_{out} = 0,0839261 + 0,209021 \cdot V_{in}$
P-valor en la tabla ANOVA	< 0,01 Existe relación estadísticamente significativa entre las variables para un nivel de confianza del 99%.	< 0,01 Existe relación estadísticamente significativa entre las variables para un nivel de confianza del 99%.	< 0,01 Existe relación estadísticamente significativa entre las variables para un nivel de confianza del 99%.
Observaciones:	La necesidad de ofrecerle aislamiento al circuito hace de este un elemento que no cumple con las necesidades establecidas.	Alto error en linealidad, lo que implicaría un tiempo de procesamiento más lento para obtener los valores exactos de tensión en cada fase.	Posee errores de linealidad y repetitividad inferiores al 1%. Brinda protección y aislamiento.

Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

Tabla 6. Resultados de las pruebas de linealidad y repetitividad para los sensores de corriente probados.

	Sensor de efecto Hall ACS712	Transformador de corriente CST-1005	Resistencia Shunt 15FR050 50mΩ – 5W	Sensor de efecto Hall S22P006S05
Máximo error de linealidad:	0,8912%	1,9161%	0,4887%	1,2037%
Error máximo de repetitividad	0,6062%	2,6140%	8,5044%	1,0162%
R-cuadrado	99,9903%	99,9466%	99,9964%	99,9801%
R-cuadrado (ajustado para g.l.)	99,9897%	99,9435%	99,9962%	99,9793%
Error estándar de est.	0,00350298	0,00418916	0,0067392	0,00618375
Error absoluto medio	0,00232856	0,00291256	0,00496328	0,00493857
Estadístico de Durbin-Watson	0,629803 (P=0,0000)	1,50617 (P=0,0820)	0,719119 (P=0,0002)	0,327523 (P=0,0000)
Autocorrelación residual en Lag 1	0,462455	0,6407034	0,622541	0,709344
La ecuación del modelo ajustado	$V_{out} = 0,00247933 + 0,180043 \cdot \text{lin}$	$V_{out} = -0,000698064 + 0,095336 \cdot \text{lin}$	$V_{out} = 0,028265 + 0,0548298 \cdot \text{lin}$	$V_{out} = 0,00416482 + 0,206147 \cdot \text{lin}$
P-valor en la tabla ANOVA	< 0,01 Existe relación estadísticamente significativa entre las variables para un nivel de confianza del 99%.	< 0,01 Existe relación estadísticamente significativa entre las variables para un nivel de confianza del 99%.	< 0,01 Existe relación estadísticamente significativa entre las variables para un nivel de confianza del 99%.	< 0,01 Existe relación estadísticamente significativa entre las variables para un nivel de confianza del 99%.
Observaciones:	Descartado por su incapacidad de captar corrientes menores a 300mA. Se probó cambiando el filtro que tiene	Presenta buenas características, no necesita fuente de alimentación externa y no sensa corrientes continuas.	No ofrece aislamiento al sistema y su calidad quedó en entredicho por su elevado error de repetitividad en todas las	Capacidad de sensar corrientes inferiores a los 50mA, que es el 1% de la corriente nominal del prototipo

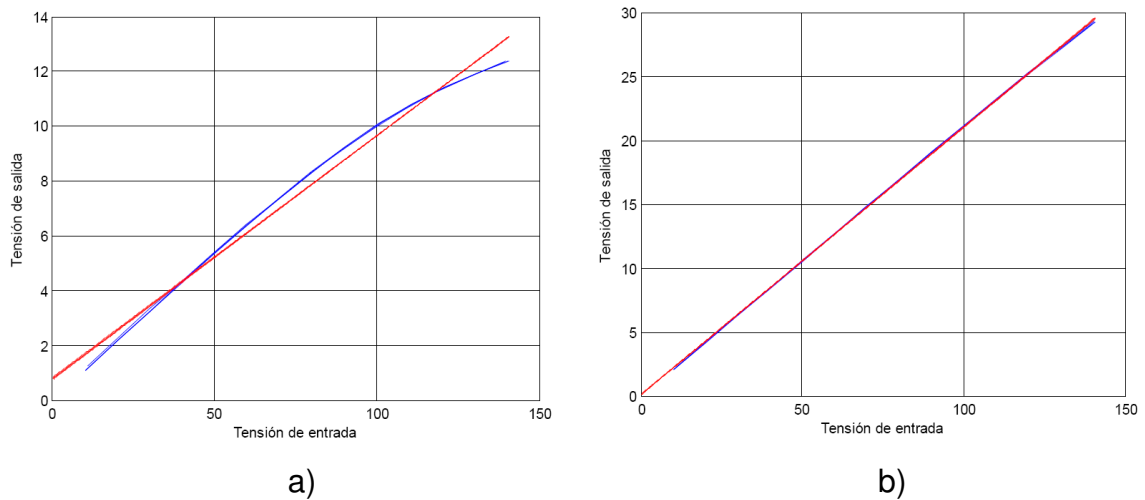
este dispositivo a su entrada pero los cambios no llegaron a ser los esperados.	pruebas	completo; ofrece aislamiento de la red eléctrica, protegiendo el circuito de adquisición, y capacidad de medir corrientes continuas. Los errores de linealidad y de repetitividad están un poco por encima del 1%.
---	---------	--

Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

4.1.2 Sensores seleccionados

Como resultado de las prueba para sensar tensión se seleccionó el transformador de tensión de 230/24 de referencia BV020-5428.0 de la marca *Pulse*, manejando una potencia de 0,354 VA nominal, debido a que su comportamiento es muy aceptable en cuanto a linealidad y repetitividad, y permite hacer un dispositivo de adquisición con buena precisión. Es de resaltar que al comparar el comportamiento de los dos tipos de transformadores probados, el BV020-5428.0, tiene una respuesta más lineal en el rango de tensiones probadas, es esta la razón de su selección y no su característica de soportar tensiones de entrada de 230V, ya que esta última es una característica sin importancia dentro de los criterios de selección, aunado al hecho de que no se hicieron pruebas en otros rangos de tensiones.

Figura 21. Caracterización de tensión de entrada (V_{rms}) contra tensión salida (V) del transformador de tensión.

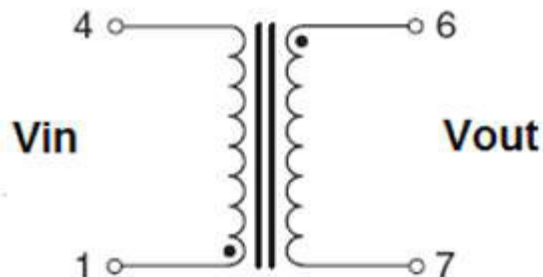


a) 115/6V de referencia BV020-5411.0 b) 230/24 V de referencia BV020-5428.0

Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

Otra de las ventajas de sensor seleccionado es que la potencia capaz de entregar a la salida es una de las menores que ofrece el mercado para este tipo de transformación, lo cual garantiza que protegerá el resto de la etapa de adquisición, no solo por la potencia a la salida, sino también por su capacidad de aislar la etapa de adquisición de la red eléctrica.

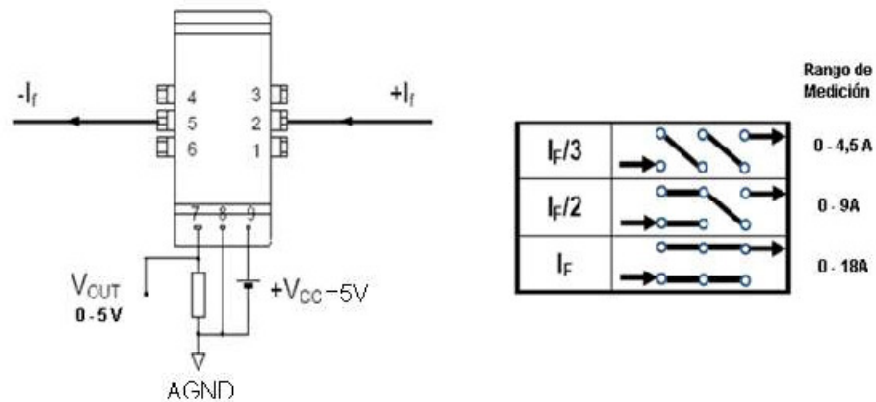
Figura 22. Diagrama de pines Transformador de tensión.



Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

El sensor de corriente que se seleccionó fue el sensor de *efecto hall de lazo cerrado* S22P006S05 de la marca *Tamura*, debido a que su comportamiento es muy lineal, y que no presenta un error de repetitividad alto, puede sensor corrientes menores a los 50mA, mide corriente continua, y adicionalmente ofrece aislamiento eléctrico al resto del sistema de adquisición separándolo de la red de distribución eléctrica. Este sensor es referenciado para una corriente nominal de 6A (I_F), con capacidad para medir una corriente máxima de 18A y con la posibilidad de configurar su rango de medición como se observa en la Figura 23.

Figura 23. Sensor efecto *Hall* S22P06S05 (Tamura, 2008)

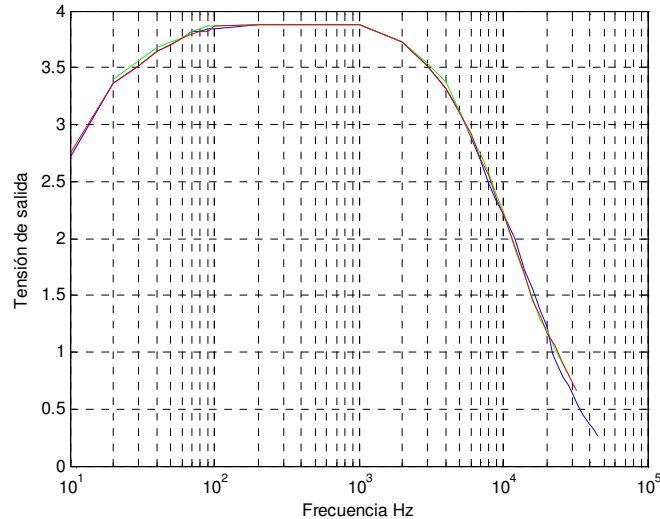


Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

4.1.2.1 Prueba de ancho de banda:

Debido a la falta de información en la hoja de datos del transformador de tensión seleccionado, se procedió a realizar tres barridos en frecuencia, con los cuales se obtuvieron los resultados vistos en la Figura 24.

Figura 24. Diferentes barridos en frecuencia para estimar el ancho de banda experimentalmente.



Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

Su ancho de banda es de 6KHz experimental, lo que quiere decir que el dispositivo cumple satisfactoriamente con lo que se espera, es decir, ser capaz de medir tensiones hasta de 3KHz o hasta el 50° armónico.

En cuanto al sensor de corriente de *efecto Hall* el fabricante de este elemento ofrece un ancho de banda de 200KHz, que supera ampliamente el ancho de banda que se requiere en esta aplicación. No se realizaron ningún tipo de prueba para comprobar el ancho de banda de estos sensores, basados en la consideración de que las pruebas realizadas por los fabricantes para garantizar estos anchos de bandas deben ser más estrictas, comparadas con las que se pueden lograr con las instalaciones y equipos con que se cuenta en la E3T.

4.2 PRUEBAS DE LA TARJETA DE ADQUISICIÓN.

Las pruebas realizadas se basan en el proyecto de grado (Cala Rodriguez, y otros, 2004) y en las pruebas de exactitud propuestas en las norma NTC 4052 (Instituto Colombiano de Normas Técnicas y Certificación, 2003).

4.2.1 *Pruebas efectuadas con generador de señales*

Se iniciaron las pruebas en laboratorio por medio de un generador de señales de la universidad que inyectaba la señal de entrada, este experimento sirvió para obtener datos y resultados en la visualización. Las pruebas se hicieron con distintas señales, sinusoidales, triangulares y cuadradas, con el fin de analizar también por visualización qué sucedía con señales de distintos contenidos de armónicos, y cómo reaccionaba el sistema el sistema de adquisición completo ante estos tipos de señales. Para ello se diseñó un programa en *Labview*¹ con el cual se podía graficar las formas de onda en un computador, como parte de (Hernández Bustos, y otros, 2009).

Se realizó una prueba con una señal de tensión muy pequeña para probar la efectividad del sistema de adquisición para este tipo de señales (sinusoidales, triangulares y cuadradas) y los resultados fueron satisfactorios en la visualización, para esto se bajó hasta el mínimo en la amplitud de la señal de salida del generador de señales. Esta prueba se alejaban un poco de lo que se pretende con el prototipo de contador digital trifásico, pero con esto se garantiza que el sistema responde a señales de tensión menores al 0,06% del valor nominal de tensión del diseño, es decir 120V.

¹ *LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench)* es una herramienta gráfica de la empresa National Instrument para pruebas, control y diseño mediante la programación. El lenguaje que usa se llama lenguaje G, donde la G simboliza que es lenguaje Gráfico.

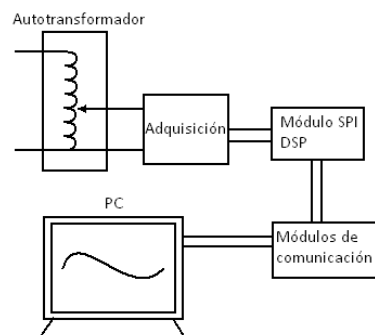
Se probó también con señales de tensión distorsionadas con frecuencias iguales al 10% de la nominal para probar el funcionamiento de la visualización de *Labview*, y el desempeño de los dispositivos que hacen parte del sistema de adquisición.

Los resultados que se obtuvieron por medio de los experimentos con generador de señales fueron satisfactorios porque permitieron dejar en claro que el proceso que se estableció para visualizar los datos en tiempo real es el adecuado para hacerle las pruebas a la tarjeta canal por canal.

4.2.2 Pruebas en laboratorio de máquinas

Las pruebas al dispositivo de adquisición requerían poner a funcionar la tarjeta bajo las condiciones normales o nominales para las cuales está diseñada, por tanto en el laboratorio de máquinas de la E3T se realizaron barridos de tensión y de corriente en AC con el fin de analizar el comportamiento de la tarjeta ante diferentes valores de tensión y de corriente entre los que se encuentran los nominales. El montaje utilizado para la prueba de tensión fue el que se muestra en la Figura 25, y el de corriente fue el circuito de sensado de corriente con una carga resistiva, un banco de bombillos.

Figura 25. Montaje utilizado en el laboratorio de máquinas con el que se probaron los canales de tensión de la tarjeta



Fuente: proyecto de grado (Hernández Bustos, y otros, 2009)

La señal de entrada fue sensada por medio de un multímetro¹, y la salida en la visualización de *Labview*.

El mayor error de linealidad en los canales de tensión es de 0,4333%, y este se presenta en el canal 5. El mayor error de repetitividad entre la etapa de adquisición de tensiones es de 0,3911%.

Para las pruebas de corriente se realizaron barridos en corriente alterna por los distintos canales de corriente de la tarjeta, en donde se inyectó 7A eficaces con el fin de superar en un 40% la corriente nominal que va a manejar el dispositivo completo de medición.

El mayor error de linealidad, en cuanto a los canales de corriente, es de 0,7571% y este se presenta en la prueba hecha en el canal 3. El máximo error de repetitividad entre los canales de adquisición de corriente es de 0,5595%.

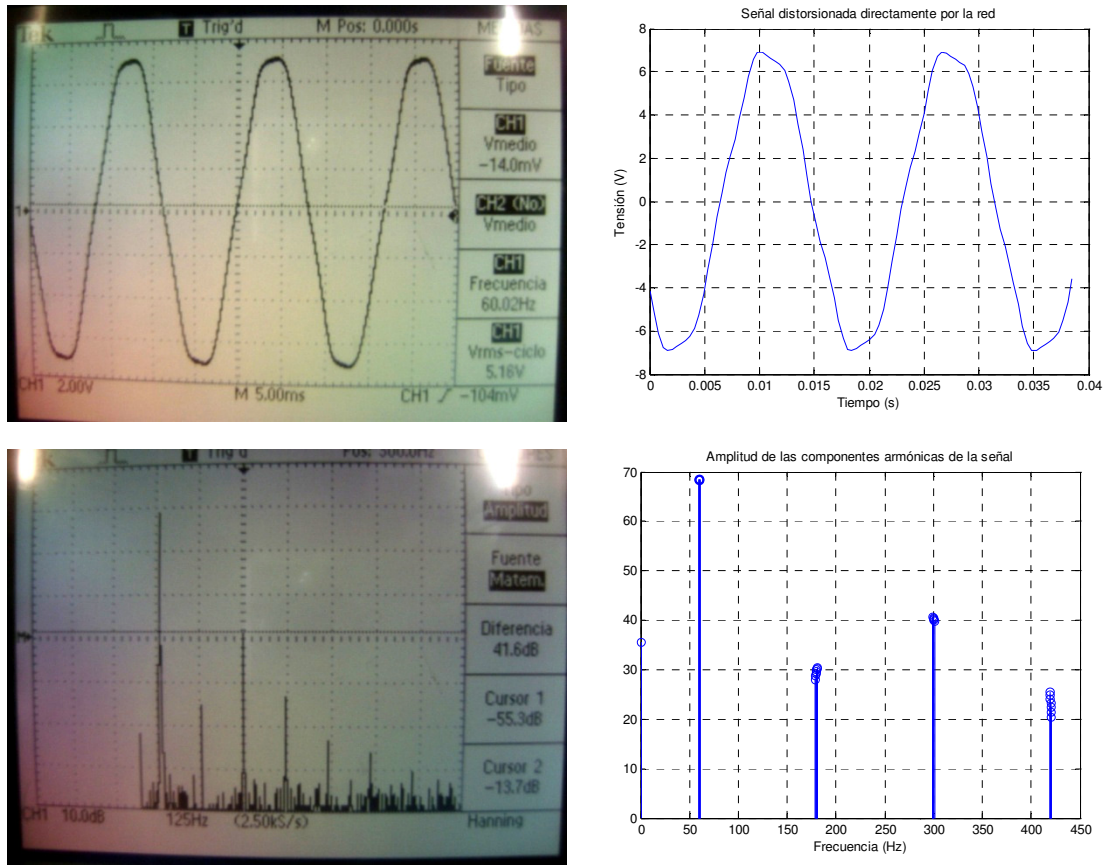
Como última prueba, se quiso comprobar que el contenido armónico de la señal captada correspondiera realmente al contenido armónico de la señal de entrada². La señal de salida corresponde a los datos captados por *Labview*, los cuales se exportaron a un archivo de texto y se procesaron por medio de *Matlab*. Una vez se procesó la información en *Matlab* se graficaron las componentes en frecuencia de la señal más significativas, y se comparó la diferencia en decibeles de los armónicos. Como se puede apreciar en la Figura 26 las componentes,

¹ *Multímetro modelo DMM252*

² *Se utilizó el osciloscopio Tecktronix TDS210 disponible en los laboratorios de la E3T, que cuenta con un módulo para analizar espectros por medio de la transformada rápida de Fourier*

fundamental, quinto y séptimo armónico, dan amplitudes que coinciden con el espectro de Fourier de la señal de entrada visto en el osciloscopio.

Figura 26. Señales de entrada y su procesamiento en Matlab.



Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

La prueba anterior se realizó basándose en la norma NTC 4052 (Instituto Colombiano de Normas Técnicas y Certificación, 2003) para evaluar medidores de energía. Se debe considerar la utilización de equipos certificados para hacer este análisis, y se habla de un error de distorsión menor a 0,8% en el quinto armónico, teniendo este como magnitud el 40% de la componente fundamental.

4.2.3 Especificaciones de la tarjeta.

Como resultado de las pruebas desarrolladas se obtuvieron un conjunto de características de la tarjeta de adquisición que se presentan en el Cuadro 8.

Cuadro 8. Especificaciones de la tarjeta de adquisición.

ESPECIFICACIONES				
Rango de entrada*		Mínimo	Nominal	Máximo
	Tensión	10Vrms	120Vrms	150Vrms
	Corriente	250mArms	5Arms	7Arms
Ancho de banda	6KHz			
Frecuencia de muestreo máxima	High speed		57Ksps	
	Low power		10Ksps	
Número de canales	Tensión		3	
	Corriente		4	
Alimentación	Analógica		5Vdc	
	Digital		3,3Vdc	
Frecuencia para el reloj interno	Mínimo		Máximo	
	100KHz		32MHz	
Consumo de potencia	350mW : a 2.44KHz en DRDY			
Medición de corriente DC	Sí			
Medición de tensión DC	No			

* Estos rangos corresponden a los probados en el laboratorio.

Fuente: (Hernández Bustos, y otros, 2009)

4.3 PRUEBA DEL PROTOTIPO COMPLETO

Para la verificación del funcionamiento del prototipo completo se sometió el dispositivo a un conjunto de prueba dentro del laboratorio de metrología de la empresa Electrificadora de Santander S.A. (ESSA); quienes muy amablemente facilitaron sus instalaciones para tal fin.

Para la realización de la prueba se utilizó un banco de pruebas del laboratorio, el cual tiene como equipo patrón para la generación de las formas de onda el ZERA TPZ 303, que se aprecia en la fotografía de la figura 27.

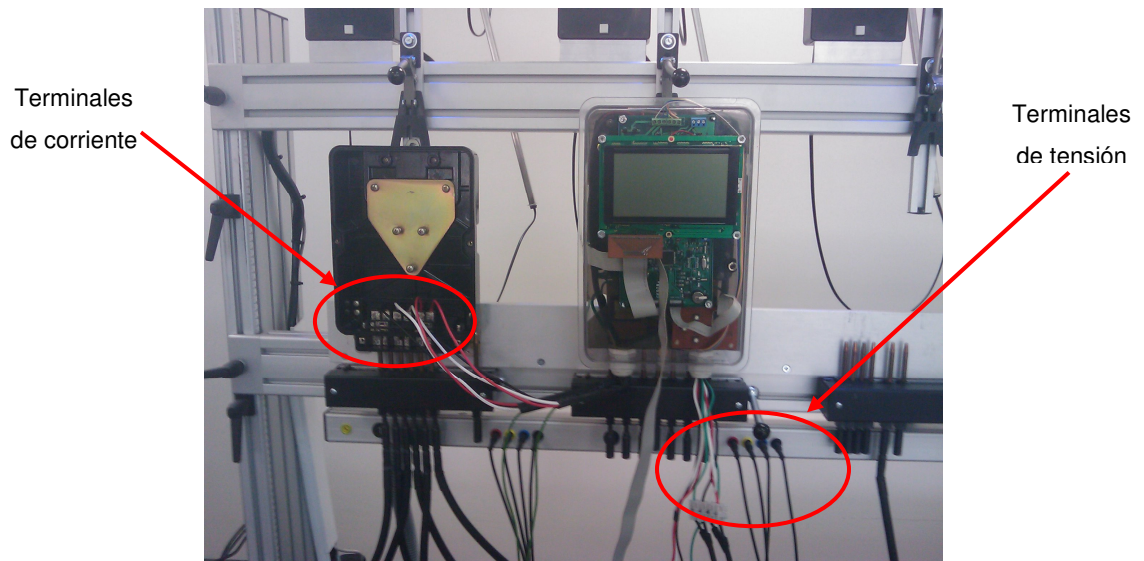
Figura 27. Equipo patrón ZERA TPZ 303



Fuente: Autor

La conexión del prototipo para la realización de las pruebas requiere conectar separadamente las terminales de los sensores de corriente, 3 de entrada y 3 de salida correspondiente a cada una de las fases, y los terminales de los sensores de tensión, 3 para las fases y la referencia; este tipo de conexión permite simular en el contador en prueba, distintos tipos de carga sin la necesidad de los correspondientes requerimientos de potencia. Este equipo no permite inyectar corriente por la línea de neutro, por lo cual los terminales correspondientes se dejaron desconectados para que la corriente que circula por estos sea nula. Adicionalmente, fue necesario conectar los terminales que proporcionan la tensión de alimentación del prototipo que corresponde a una conexión en estrella a 120V. En la Figura 28 se aprecia la conexión física del prototipo en el banco de pruebas.

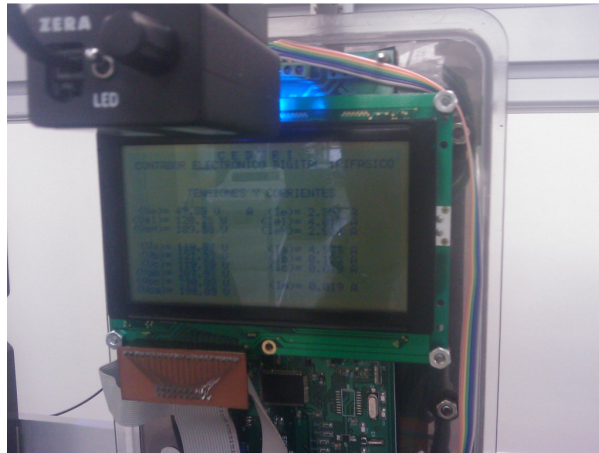
Figura 28. Conexión del prototipo para la realización de las pruebas



Fuente: Autor

Las pruebas realizadas al prototipo consistieron en la aplicación de señales de tensión y corriente por los terminales correspondientes, con el fin de simular diferentes tipos de cargas y comprobando la cantidad de energía medida por el mismo, para lo cual se utiliza el dispositivo que se muestra en la Figura 29, el cual detecta los pulsos luminosos generados por el contador, los cuales corresponden a una cantidad determinada de energía, que para el caso específico de estas pruebas correspondía a un pulso cada Watt hora

Figura 29. Dispositivo para la lectura de los pulsos luminosos del prototipo.



Fuente: Autor

Inicialmente, se opero el prototipo en sus condiciones nominales de tensión y corriente, correspondientes a 120V y 5A, aplicando una tensión sinusoidal pura y simulando una carga completamente balanceada con Factor de potencia uno; obteniendo los resultados que se aprecian en la Figura 30.

Figura 30. Resultados de la prueba con carga sinusoidal balanceada y corriente al 100% del valor nominal.

Punto de Prueba Manual

P	Ev	% E	Std	n	Uexp	Eva
1	✓					
2	✓	-5,04	1,305	3-3	4,506	
3						
4						
5						

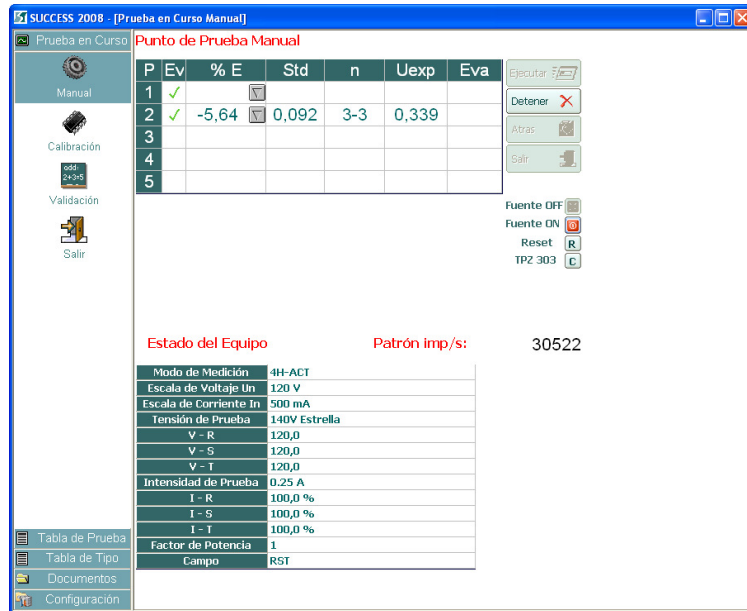
Estado del Equipo: Patrón imp/s: 60663

Modo de Medición	4H-ACT
Escala de Voltaje In	120 V
Escala de Corriente In	5 A
Tensión de Prueba	140V Estrella
V - R	120,0
V - S	120,0
V - T	120,0
Intensidad de Prueba	5,0 A
I - R	100,0 %
I - S	100,0 %
I - T	100,0 %
Factor de Potencia	1
Campo	RST

Fuente: Laboratorio de Metrología de la ESSA

Posteriormente se realizó la misma prueba pero variando la corriente al 50% y 5% de la corriente nominal, obteniéndose los resultados que se aprecian en la Figura 31 y Figura 32, respectivamente.

Figura 31. Resultados de la prueba con carga sinusoidal balanceada y corriente al 5% del valor nominal.



Fuente: Laboratorio de Metrología de la ESSA

Figura 32. Resultados de la prueba con carga sinusoidal balanceada y corriente al 50% del valor nominal.

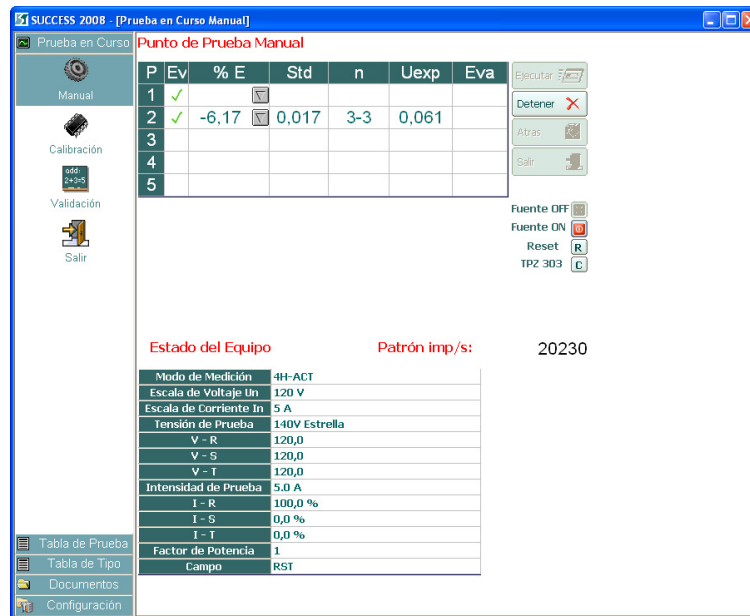


Fuente: Laboratorio de Metrología de la ESSA

El porcentaje de error de las pruebas anteriores fue muy similar, y en ningún caso supero el 6%. También se puede observar, que el error aumenta entre menor sea la corriente que se aplica; esto puede deberse a problemas en ajuste del prototipo, que son más apreciables entre menor sea la potencia.

Posteriormente, se realizó una prueba en condiciones similares a las anteriores, pero esta vez con una carga completamente desbalanceada, que correspondía a aplicar la corriente nominal por tan solo una de las fases, con lo cual se obtuvieron los resultados que se aprecian en la Figura 33, obteniéndose un error con valores muy cercanos a los obtenidos en las anteriores pruebas, lo cual muestra cierta consistencias en los resultados a pesar de la variación en los valores de corriente.

Figura 33. Resultados de la prueba con carga sinusoidal desbalanceada (sólo en la primera fase) y corriente al 100% del valor nominal.



Fuente: Laboratorio de Metrología de la ESSA

Los resultados de las pruebas descritas anteriormente se obtuvieron realizado el ajuste del prototipo se realizaron en las instalaciones de la universidad con instrumentos que no tienen las características de precisión y trazabilidad de un elemento patrón, que si tiene el equipo del laboratorio de metrología de la ESSA; es de esperarse que al realizar un mejor ajuste del equipo, teniendo en cuenta un equipo patrón de buenas características, los resultados de las pruebas sean mucho mejores.

4.3.1 Modificaciones al Prototipo.

Para mejorar el desempeño del equipo se identifico que se debía mejorar la tarjeta de adquisición, ya que esta es la encargada de convertir las señales del sistema trifásico que se está midiendo, a señales digitales que son operadas por el DSP. Para ello se diseño una nueva tarjeta de adquisición, donde se hizo uso de la

tarjeta ADS1178EVM, suministrada por Texas Instruments para el desarrollo de prototipos.

La tarjeta ADS1178EVM tiene como elemento central el conversor ADS1178, que es el mismo utilizado en la tarjeta descrita en el numeral 3.1.1., e incluye básicamente todos los elementos de esta tarjeta de adquisición, con excepción de los sensores de tensión y corriente, los cuales se conectan por medio de una serie de borneras que la ADS1178EVM tiene para tal fin. Adicionalmente la ADS1178EVM, incluye la posibilidad de ajustar mediante de un conjunto de interruptores físicos, algunas señales de control del conversor, permitiendo cambiar el modo de operación del mismo.

Adicionalmente, se hicieron algunas modificaciones menores a la tarjeta digital con el fin de corregir problemas que se visualizaron durante las pruebas y que se intentaron corregir de manera temporal en el prototipo, pero que en busca de mejorar el comportamiento de este, se aseguraron desde la realización del circuito impreso. Por otro lado el diseño de la fuente se cambio de alimentación trifásico a monofásico, debido a la dificultad de contar con alimentación trifásicas durante el desarrollo del prototipo y adicionalmente, esto disminuía la complejidad del prototipo y los elementos utilizados, se proponen para desarrollos posteriores la utilización de algún sistema de almacenamiento de energía sumado con una programación que aseguren el funcionamiento del dispositivo aun en ausencia de tensión por la línea que alimenta la fuente del mismo.

5. CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES.

Se encontró que para el desarrollo del prototipo objeto del presente proyecto, los transductores para la adquisición de las señales de corriente y tensión, que mejor se acomode a la aplicación; teniendo en cuenta factores como la relación costo beneficio, facilidades de adquisición y ancho de banda, corresponden al sensor de efecto Hall S22P006S05 Tamura para la señal de corriente y el transformador de tensión BV020-5428.0 de Pulse, para la señal de tensión.

Se desarrolló un equipo electrónico digital capaz de evaluar cantidades de potencia y energía eléctrica, considerando las definiciones del estándar IEEE 1459, con capacidad de comunicarse con un sistema externo, a través de los estándares de comunicación RS-485 e IrDA, y tomando como dispositivo base un procesador digital de señales.

Se compararon los resultados de las mediciones de parámetros de potencia eléctrica obtenidas con el prototipo a implementar, con los obtenidos en un equipo analizador de calidad de la energía eléctrica.

Se evaluó y validó las mediciones de potencia y energía del prototipo, que tiene certificadas el laboratorio de medidores de energía eléctrica de la Empresa Electrificadora de Santander S.A. E.S.P.

La tarjeta de adquisición está en la capacidad de adquirir y digitalizar tensiones desde 10Vrms hasta 150Vrms y corrientes desde 200mArms hasta 7Arms, los cuales se ajustan a los niveles de tensión y corriente máxima exigidos por las normas ICONTEC para medidores trifásicos de energía eléctrica de 120Vrms y 5A nominales. Cabe destacar que el sensor de corriente seleccionado se puede configurar para alcanzar mediciones de hasta 18Arms.

Con el desarrollo del prototipo se aprovecha el desarrollo del procesamiento digital de señales, sin limitarse a emular el comportamiento de los contadores tradicionales.

Es necesario trabajar en el desarrollo de aplicaciones que aprovechen los sistemas de medición remota automática, con el fin de proporcionar servicios adicionales, que busquen la mejorar la calidad del servicio en el suministro de energía eléctrica.

Hace falta en la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, un equipo que sirva como referencia eléctrica, y que cumpla con todos los estándares de precisión, con el cual los grupos y estudiantes que desarrollan proyectos de este tipo se beneficien al no tener que depender de empresas que tengan equipos certificados para este trabajo.

Producto del desarrollo de este proyecto se realizó una publicación en la revista UIS Ingenierías de la Universidad Industrial de Santander (González Sua, y otros, 2009).

Los resultados y avances de este proyecto se presentaron como ponencias en el Simposio Internacional de Calidad de la Energía SICEL 2007 (González Sua, y otros, 2007) y en el Simposio de Tratamiento de Señales, Imágenes y Visión artificial STSIVA 2008 (González Sua, y otros, 2008).

Dentro del desarrollo de este proyecto involucro la participación de tres proyectos de grado, desarrollados dentro de la escuela E3T (Acosta Romero, y otros, 2009), (Hernández Bustos, y otros, 2009) y (Rodríguez Estévez, y otros, 2009).

6. RECOMENDACIONES.

Producto del desarrollo del proyecto existen un conjunto de recomendaciones que se enuncian a continuación que se sugiere tener en cuenta para el desarrollo de proyectos similares o de temas relacionados.

Si se quiere seguir en esta línea de investigación es necesario adquirir equipos patrones que permitan realizar un ajuste y comparación más precisa de los equipos desarrollados.

La utilización del puerto paralelo del computador para la programación del DSP, acarreo dificultades debido a que en la actualidad prácticamente todos los computadores portátiles están desprovistos de este puerto, por ello se sugiere en desarrollos futuros la utilización de un puerto más común, como el USB¹, o en su defecto el desarrollo o adquisición de dispositivos que permitan la programación del DSP con este puerto.

Los reguladores conmutados son muy eficientes energéticamente y toleran niveles de tensión más bajos a la entrada, por lo que son ideales para aplicaciones en las que el ahorro de energía es importante, como en sistema alimentado por batería, con lo que se garantiza ciertos niveles de tensión máximos. Sin embargo, para aplicaciones conectadas a la red eléctrica, donde los niveles de tensión pueden tener variaciones bruscas, este tipo de medidores pueden llegar a ser muy sensibles, por lo que es recomendable cambiarlos por uno equivalente lineal, ya que en estas aplicaciones la eficiencia energética no es tan crítica y además estos últimos toleran un mayor rango de tensión de entrada, o ubicar una etapa anterior

¹ Puerto de comunicación serial (universal Serial Bus)

que asegure que los niveles de tensión en el regulador no sobrepasen ciertos parámetros. Un buen ejemplo sería que el regulador sea alimentado por un elemento almacenador de energía que se estén cargando (como es el caso de las UPS).

Para la realización de las pruebas de calibración del prototipo, existen sistemas llamados inyectores, con los que se puede variar las amplitudes de las señales y su contenido de armónicos, es importante tener en cuenta que este tipo de dispositivos, inyectan por terminales diferentes las señales de tensión y corriente, con lo cual no requiere utilizar grandes cantidades de potencia para simular grandes cargas. Por ello se debe dejar al medidor la posibilidad de realizar esta inyección de forma independiente.

Para desarrollos futuros de medidores de energía se sugiere la utilización de sistemas con dos procesadores independientes, que realicen separadamente las dos tareas que en este prototipo, como se aprecia en la Figura 4, se le encargaron al DSP. Esto implica utilizar un dispositivo para el cálculo de variables, el implica la realización de varias operaciones relativamente sencillas pero realizadas en paralelo muy rápidamente, por lo cual pueden ser programadas en una FPGA o en su defecto en un DSP; por otra parte el control del sistema y sus periféricos, puede ser realizada por un microcontrolador más simple, ya que estas tareas son secuenciales y no requiere de una gran velocidad de procesamiento.

6.1 RECOMENDACIONES PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE HARDWARE.

A partir del desarrollo del prototipo implementado existen algunas recomendaciones que pueden ayudar en el desarrollo de futuras prototipos de este tipo o diferentes, estas recomendaciones surgen fruto del desarrollo del hardware del proyecto y se muestran con el fin de ayudar a evitar problemas o situaciones similares en futuras implementaciones.

Al momento de realizar pruebas con un osciloscopio o algún tipo de dispositivo de medición, como un multímetro, el roce constante de las puntas del mismo puede generar pequeñas roturas en los caminos o *pads* de los circuitos impresos o PCBs, las cuales son difícilmente detectables a simple vista, por lo que pueden generar dificultades mayores a la hora de identificar las posible causa de la falla. Por ello es recomendable realizar puntos de pruebas en sitios del PCBs donde se supone se van a realizar pruebas con algún dispositivo de medición, o en su defecto realizar un refuerzo aplicando un poco más de soldadura sobre dichos puntos.

Para el desarrollo de prototipos que utilizan DSPs y en general para cualquier dispositivo electrónico de alto rango, se sugiere la utilización de módulos de desarrollos que sus fabricantes ofrecen para tal fin; que aunque pueden presentar un costo inicial mayor comparado con el ensamblaje de un sistema de desarrollo, puede disminuir los tiempos de desarrollo y en consecuencia sus costos.

En las etapas iniciales de desarrollo de un prototipo, se sugiere utilizar sistemas de procesamiento muy por encima de las exigencias de cómputo inicialmente estimadas, debido a que normalmente durante el desarrollo del prototipo surgirán nuevos requerimientos computacionales que pueden hacer que en algún instante las capacidades de cómputo queden cortas.

En general, y con el fin de disminuir los tiempos de desarrollo de los prototipos, se sugiere, en lo posible, la utilización de un sistema con características muy por encima de las requeridas por el prototipo, con el fin de estar en disponibilidad de afrontar requerimientos adicionales del equipo; de esta forma en una etapa posterior cuando estén completamente definidos y probados las funcionalidades del prototipo, se puede realizar un proceso de optimización, eliminando aquellas

características innecesarias con el propósito de disminuir el costo para su implementación definitiva.

BIBLIOGRAFÍA.

ACOSTA ROMERO, Jorge Alberto y CORZO SUÁREZ, Edgar Alonso. Medición de energía eléctrica usando circuitos integrados de propósito específico. Proyecto de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, 2009. 117p.

ANALOG DEVICES INC. Ultraprecision, Low Noise, 2.048V/2.500V/3.00V/5.00V/XFET Voltage Reference. ADR420/ADR421/ADR423/ADR425. Rev. H. USA: Analog Device Inc. 2007. 24p. (Hoja de datos)

ARSENEAU, R. Application of IEEE standard 1459-2000 for revenue meters. En: Power Engineering Society General Meeting. (13-17 Julio, 2003) IEEE, 2003. vol.1, p. 87 - 91. ISBN 0-7803-7989-6

AXELSON, Jan. Serial Port Complete: Programming & Circuits for RS-232 & RS-485 Links & Networks. Madison, WI, USA: Lakeview Research. 2001. 306 p. ISBN 0-96-50819-2-3

BUDEANU, C. I. Puissances reactives et fictives (Reactive and fictive power). Bucarest, Rumania: I.R.E. National Romanian Institute for the Study of Energy. 1927

CALA RODRIGUEZ, Jairo Augusto; PEÑA GALVIS, Omar Leonardo. Diseño y construcción de un sistema de adquisición de datos microsísmicos. Proyecto de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, 2004. 170p.

CARVAJAL OSSA, Wilmar. Diseño de un Conversor Analógico-Digital Configurable Integrado en Tecnología CMO.S Proyecto de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, 2007. 119p.

CASTILLO, Alexis; CARVAJAL William y PLATA Gabriel. Comportamiento de los contadores de energía activa monofásica tipo inducción en presencia de ondas de tensión y corriente con componentes armónicas. En: Simposio Regional de Mejoramiento Empresarial (5: Bucaramanga)Memorias. Bucaramanga: CIDET, 1998.

COLLINS, Anthony. Solid State Solutions for Electricity Metrology. En: Metering and Tariffs for Energy Supply, 1999 Power Engineering Society General Meeting. (25-28 mayo, 1999: Birmingham, Reino Unido) Birmingham, Reino Unido: IEEE, 1999. p. 51 - 57. ISBN 0-85296-7144

CZARNECKI, Leszek S. Orthogonal decomposition of the current in a 3-phase nonlinear asymmetrical circuit with a nonsinusoidal voltage source. En: IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. (1998) IEEE Instrumentation and Measurement Society, 1998. vol. 37 no. 1, p. 30-34. ISSN 0018-9456

DE LEÓN, Francisco y COHEN , José. Inconsistencias de las definiciones de potencia y factor de potencia en circuitos no lineales y/o desbalanceados ¿Es la nueva norma IEEE1459-2000 la solución?. En: Reunión de Verano Comité de Sistemas de Potencia del Capítulo de Potencia del IEEE Sección Mexico (7-13 Julio, 2002: Acapulco, Mexico) Mexico: IEEE, 2002.

DEAN, Angela M. y VOSS, Daniel. Design and analysis of Experiments. USA: Springer, 1999. 740p.

EDISON ELECTRIC INSTITUTE. Handbook for Electricity Metering. 10 ed. Washington, D.C.: Edison Electric Institute, 2002. 584p. ISBN 0-931032-52-0

EMANUEL, Alexander Eigeles. IEEE standard 1459: questions and future direction - quo vadis?. En: Power Engineering Society General Meeting (13-17 Julio, 2003: Toronto, Canada) Toronto: IEEE, 2003, vol. 1 p. 86. ISBN 0-7803-7989-6

_____. Summary of IEEE Standard 1459: Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced or Unbalanced Conditions. En: *IEEE Transactions On Industry Application* (Mayo-Junio, 2004) IEEE Industry Applications Society, 2004, vol. 40 no. 3, p. 869–876.

GONZÁLEZ SUA, Gabriel Eduardo, *et al.* Prototipo de contador electrónico digital trifásico de energía eléctrica para control y monitorización remota basado en el IEEE-1459. En: Simposio Internacional sobre la Calidad de la Energía Eléctrica – SICEL (4: 19-22 noviembre, 2007: Manizalez) Manizalez: Universidad Nacional de Colombia, 2007.

_____. Prototipo de contador electrónico trifásico de energía eléctrica para control y monitorización remota utilizando DSPs. En: Simposio de Tratamiento de Señales, Imágenes y Visión Artificial, STSIVA (13: 10-12 septiembre, 2008: Bucaramanga) Universidad Santo Tomas: Bucaramanga, 2008.

_____. Medición de las magnitudes de potencia y energía eléctrica bajo las nuevas condiciones de los sistemas eléctricos. En: Revista UIS Ingenierías. Junio, 2009 vol. 8 no. 1, p. 9-19. ISSN 1657-4583

HERNÁNDEZ BUSTOS, Edgar Fernando y RODRÍGUEZ PEDRAZA, Wilson Yesid. Adquisición de formas de onda de tensión y de corriente para un prototipo de contador digital trifásico. Proyecto de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Fisico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, 2009. 106p.

IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. IEEE Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. IEEE std 1459-2000. Nueva York: IEEE, 2000. 50p. ISBN 0-7381-1962-8

INSTITUTO COLOMBIANO DE NORMAS TÉCNICAS Y CERTIFICACIÓN, ICONTEC. Equipos de Medición de Energía Eléctrica -C.A.-. Requisitos Particulares. Medidores Estáticos de Energía activa -clases 1 y 2. NTC 4052-2003. Bogotá D.C.: ICONTEC, 2003. 19p.

INSTITUTO COLOMBIANO DE NORMAS TÉCNICAS Y CERTIFICACIÓN, ICONTEC. Verificación inicial y posterior de medidores de energía eléctrica. NTC 4856-2006. Bogotá D.C.: ICONTEC, 2006. 27p.

KESTER, Walt. Analog-Digital Conversion. USA: Analog Devices Inc, 2004. 1172p. ISBN 0-916550-27-3

LIEHR, Sascha. Optical measurement of currents in power converters. Tesis de Maestría. Estocolmo: Royal Institute of Technology, Microsystem Technology Group - School of Electrical Engineering, 2006. 108p.

OPPENHEIM, AlanV.; SCHAFER, Ronald. W. y BACK, J. R. Tratamiento de Señales en Tiempo Discreto, 2 ed. Madrid, España: Prentice Hall, 2000. 873p. ISBN: 8420529877

ORDÓÑEZ PLATA, Gabriel. Medición Digital de Magnitudes Eléctricas Mediante Transformada Discreta de Fourier. Algoritmos de Adaptación de la Frecuencia de Muestreo. Tesis doctoral, Universidad Pontificia Comillas, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, 1993.

_____ y DUARTE, Cesar. Mitos y realidades en la medición de potencia y energía eléctrica. En: Simposio Internacional sobre la Calidad de la Energía Eléctrica – SICEL (3: 2005: Bogotá D.C.) Bogotá D.C.: Universidad Nacional de Colombia, 2005.

_____; _____ y BAUTISTA Adan. Análisis de la medición de potencia y energía eléctrica teniendo en cuenta las características de la carga y la conexión de los medidores digitales. En: Congreso del Área Andina – IEEE (3: 8-10 noviembre, 2006: Quito, Ecuador) Quito, Ecuador: ANDESCON, 2006.

PARK, John y MACKAY, Steve. Practical Data Acquisition for Instrumentation and Control System. Oxford: Newnes, 2003. 432p. ISBN 07506-57960

PEREZ DIAZ, Wilson Andres; QUIROGA JORDAN, Juan Manuel y ROMERO LEON, Oscar Fernando. Diseño e implementación de un prototipo de contador de energía trifásico utilizando un procesador de señales digitales (DSP). Proyecto de grado

Ingeniero Electricista. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Fisico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctica, Electrónica y de Telecomunicaciones, 2006. 171p.

PRETORIUS, J. H. C.; VAN WYK, J .D. y SWART, P. H. An Evaluation of some Alternative Methods of Power Resolutions in a Large Industrial Plant. En: Proceedings of the Eighth International Conference on Harmonics and Quality of Power, *ICHQP (8: 14-16 Julio, 1998: Atenas, Grecia) Atenas Grecia: IEEE, 1998. vol. 1, p. 99. ISBN: 0-7803-5105-3*

QUINTERO FRIAS, Oscar y GÁMEZ LAMUS, Edward Yesid. Contadores de estado sólido y digitales: Análisis de los algoritmos de medición de energía e índices de calidad de onda que se pueden evaluar. Proyecto de grado Ingeniero Electricista. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Fisico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctica, Electrónica y de Telecomunicaciones, 2004. 133p.

RODRÍGUEZ ESTÉVEZ, Fredy Ferney y PEÑA RODRÍGUEZ, Elkin Omar. Diseño e implementación de un sistema generador de formas de ondas de tensión y corriente para sistemas trifásicos. Proyecto de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Fisico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctica, Electrónica y de Telecomunicaciones, 2009. 117p.

STANLEY, W. Jr. Phenomenon of retardation in the induction coil. En: Transactions of the American Institute of Electrical Engineers (Enero, 1888) IEEE, 1888. vol. 5 no. 4, p. 97-134 ISSN 0096-3860

TAMURA Corp. Effect Current Sensors S22P Series. Rev. C. USA: Tamura Corp. 2009. 2p. (Hoja de datos)

TEXAS INSTRUMENTS. ADS 1178/1174 Quad/Octal, Simultaneous Sampling, 16-Bit Analog-to-Digital Converters. Dallas, Texas: Texas Instruments Inc., 2008. 39p. (Hoja de datos)

TEXAS INSTRUMENTS. ADS 1278/1274 Quad/Octal, Simultaneous Sampling, 24-Bit Analog-to-Digital Converters. Dallas, Texas: Texas Instruments Inc., 2010. 51p. (Hoja de datos)

TEXAS INSTRUMENTS. THS4505/THS4504. Wideband, Low-Distortion, Fully Differential Amplifiers. Dallas, Texas: Texas Instruments Inc., 2009. 41p. (Hoja de datos)

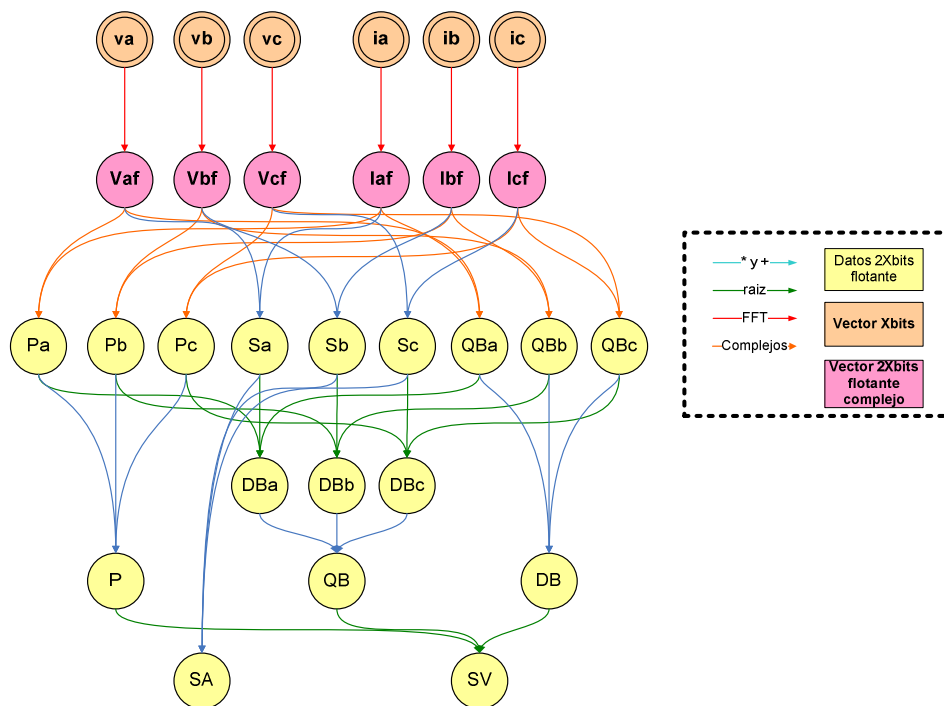
ANEXOS

ANEXO A. FLUJO DE DATOS PARA LA ESTIMACIÓN DE POTENCIAS CON LOS DISTINTOS MODELOS.

En los diagramas que se presentan a continuación se pueden observar el flujo de datos y las variables requeridas para realizar los cálculos planteados por los tres tipos de formulaciones mostradas en este proyecto.

A.1 FLUJO DE DATOS PARA LA FORMULACIÓN PROPUESTA POR BUDEANU

Figura A 1. Flujo de datos para la obtención de los parámetros de potencia según la definición del modelo de Budeanu.

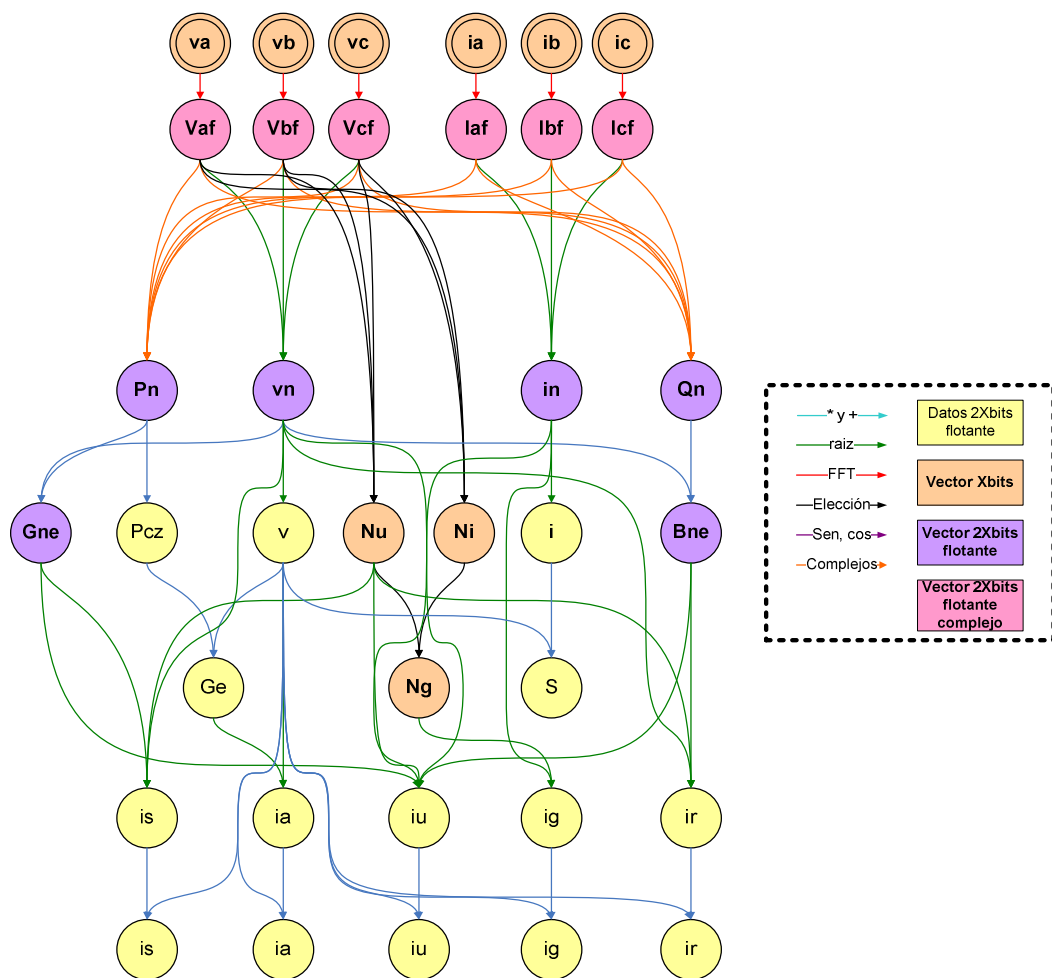


Fuente: Autor

En la gráfica anterior y en la gráfica de la Figura A 2, V_{af} , V_{bf} , V_{cf} , I_{af} , I_{bf} e I_{cf} representan las transformadas de Fourier de las formas de onda de las correspondientes señales de tensión y corriente.

A.2 FLUJO DE DATOS PARA LA FORMULACIÓN PROPUESTA POR CZARNECKI.

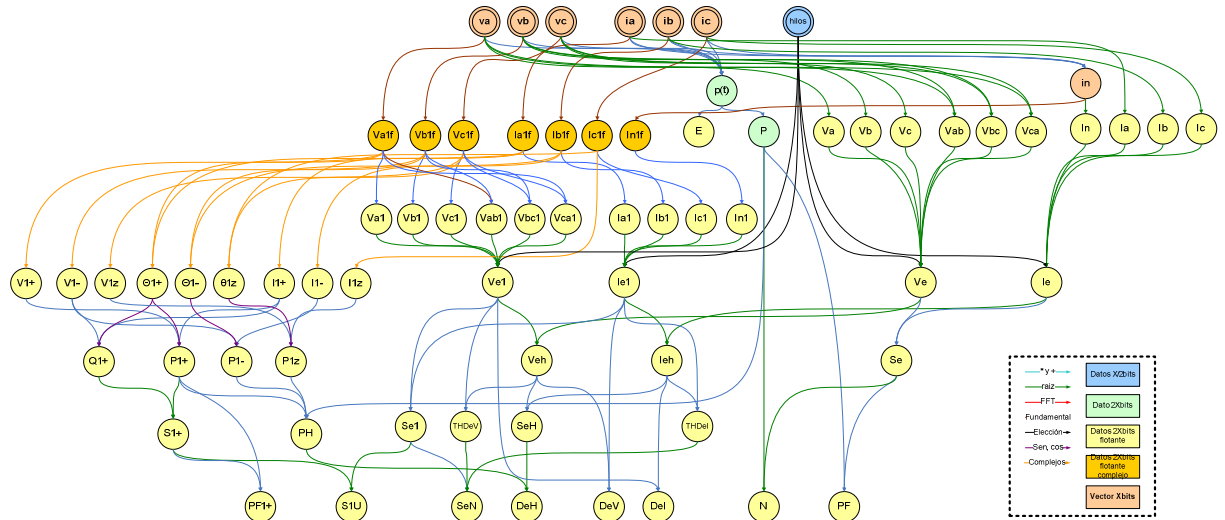
Figura A 2. Flujo de datos para la obtención de los parámetros de potencia según la definición del modelo de Czarnecki.



Fuente: Autor

A.3 FLUJO DE DATOS PARA LA FORMULACIÓN PROPUESTA POR EL ESTÁNDAR IEEE-1459

Figura A 3. Flujo de datos para la obtención de los parámetros de potencia según la definición del modelo de la norma IEEE-1459.



Fuente: Autor

ANEXO B. ALGORITMOS PARA EL CÁLCULO DE VALORES DE ACUERDO CON LA NORMA IEEE-1459

A continuación se presenta una descripción del algoritmo utilizado para el cálculo de las magnitudes indicadas por la norma IEEE-1459, para un sistema trifásico de 4 hilos; según las ecuaciones (9) y (10) y la formulación que se presenta en la Cuadro 3.

B.1 VALORES CALCULADOS CADA CICLO

En la Figura B 1 se presenta el diagrama de operaciones para la obtención de los valores calculados cada ciclo.

B.1.1 Cálculo de la potencia activa.

La potencia activa $P[n]$ corresponde al promedio por ciclo de la potencia instantánea $p[m]$, la cual a su vez corresponde al a suma de los productos entre las corrientes y las tensiones por cada fase, para lo cual se utiliza un acumulador reinicialable cuyo valor se regresa a cero cada nuevo periodo; tal como se observa en el recuadro verde en la parte superior izquierda de la Figura B 1.

B.1.2 Cálculo de la energía.

A partir de la potencia activa, la energía $E[n]$ se puede obtener simplemente acumulado el producto de esta potencia por el periodo de tiempo de cada ciclo. Estas operaciones se observan en el recuadro naranja de la Figura.

B.1.3 Cálculo de los valores eficaces de tensión y corriente.

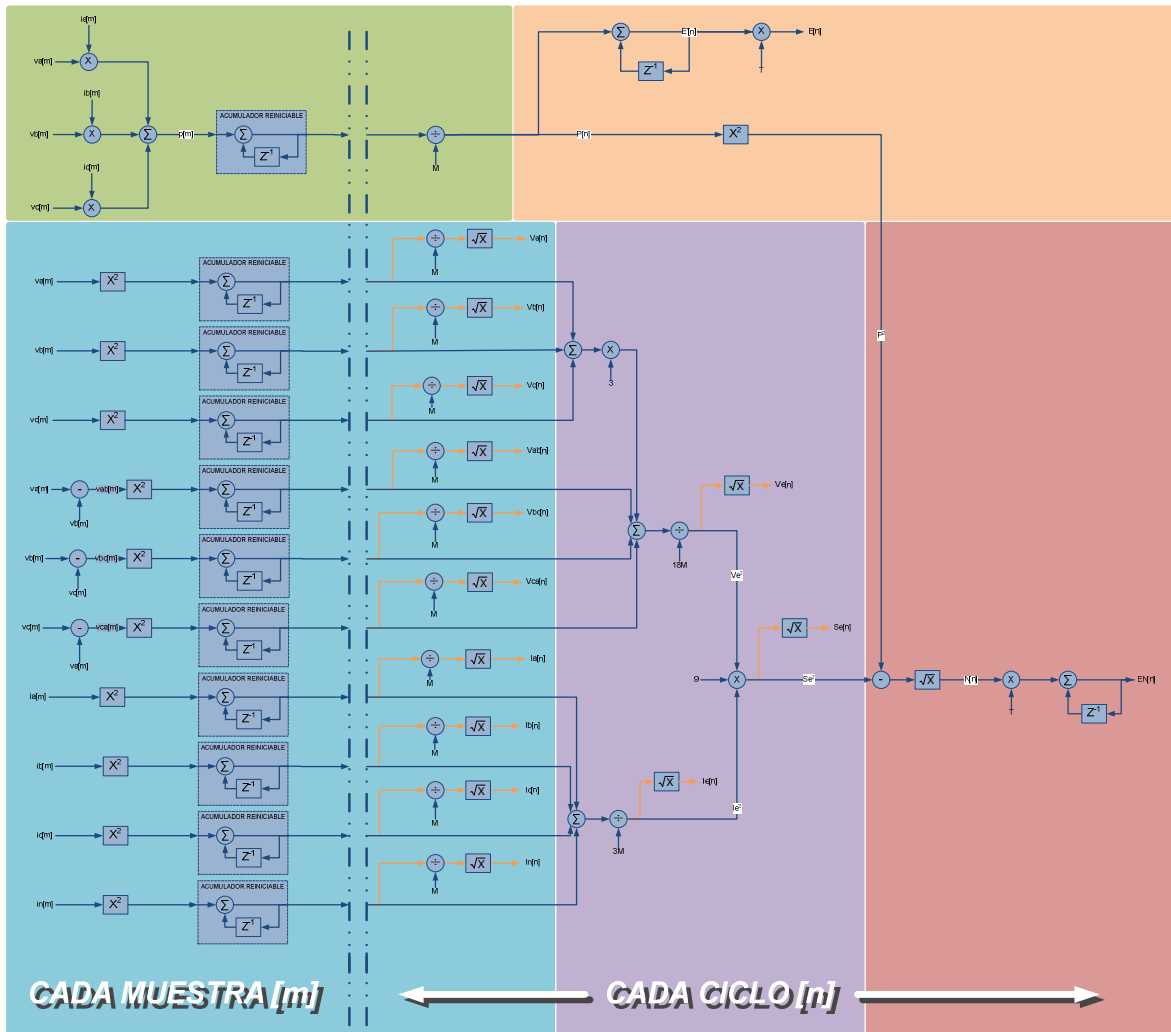
El cálculo de valores eficaces se hace para las siguientes tipos de señales:

- Tensiones de fase.

- Tensiones de línea: para lo cual es necesario hacer primero la resta entre las correspondientes tensiones de fase.
- Corrientes de fase.
- Corriente de neutro.

El cálculo de estos valores corresponde a realizar el promedio del cuadrado de cada una de las señales. Para esto, en cada una de las señales se acumula el valor de todas las muestras en un ciclo elevadas al cuadrado (multiplicándose por el mismo valor). Es importante recalcar que al tratarse de valores cuadráticos, estos siempre son positivos, por lo que este acumulador siempre va creciendo, a diferencia del acumulador para el caso de la potencia activa.

Figura B 1. Flujo de operaciones para el cálculo de las magnitudes de potencias y energías, para los tiempos entre cada muestra y cada ciclo.



Fuente: Autor

Finalmente, para obtener el valor eficaz basta con dividir entre el número de muestras M el valor obtenido en al final de cada ciclo en el acumulador y a este hallarle la raíz cuadrada. Sin embargo, este cálculo no se realiza cada ciclo, ya que para el cálculo de los valores equivalentes y los valores de potencia, reduciendo el número de cálculos por ciclo, se utiliza los valores cuadráticos obtenidos en cada ciclo en el acumulador.

Las operaciones relacionadas con el cálculo de estos valores se encuentran dentro del recuadro azul de la Figura B 1

B.1.4 Cálculo de los valores equivalentes de tensión y corriente.

Estos valores se calculan a partir de las ecuaciones (9) y (10), pero al igual que para el caso de los valores eficaces, con el fin de reducir el número de operaciones para cálculos posteriores, se calcula el cuadrado de los mismos.

Las operaciones relacionadas con el cálculo de estos valores y de la potencia aparente se encuentran en el recuadro morado de la Figura B 1.

B.1.5 Cálculo de La Potencia aparente.

El cálculo de esta potencia se hace a partir de la ecuación que se muestre en la Cuadro 3 y al igual que en los numerales anteriores, para reducir el número de operaciones posteriores, se calcula el cuadrado del valor.

B.1.6 Cálculo de la potencia y energía no activa.

La potencia no activa $N[n]$ se realiza teniendo en cuenta la formula que se encuentra en la Cuadro 3, a partir de los valores de potencia activa y aparente, calculados previamente. Para el cálculo de la energía no activa, simplemente se acumula el producto de la potencia no activa por el periodo de tiempo de cada ciclo.

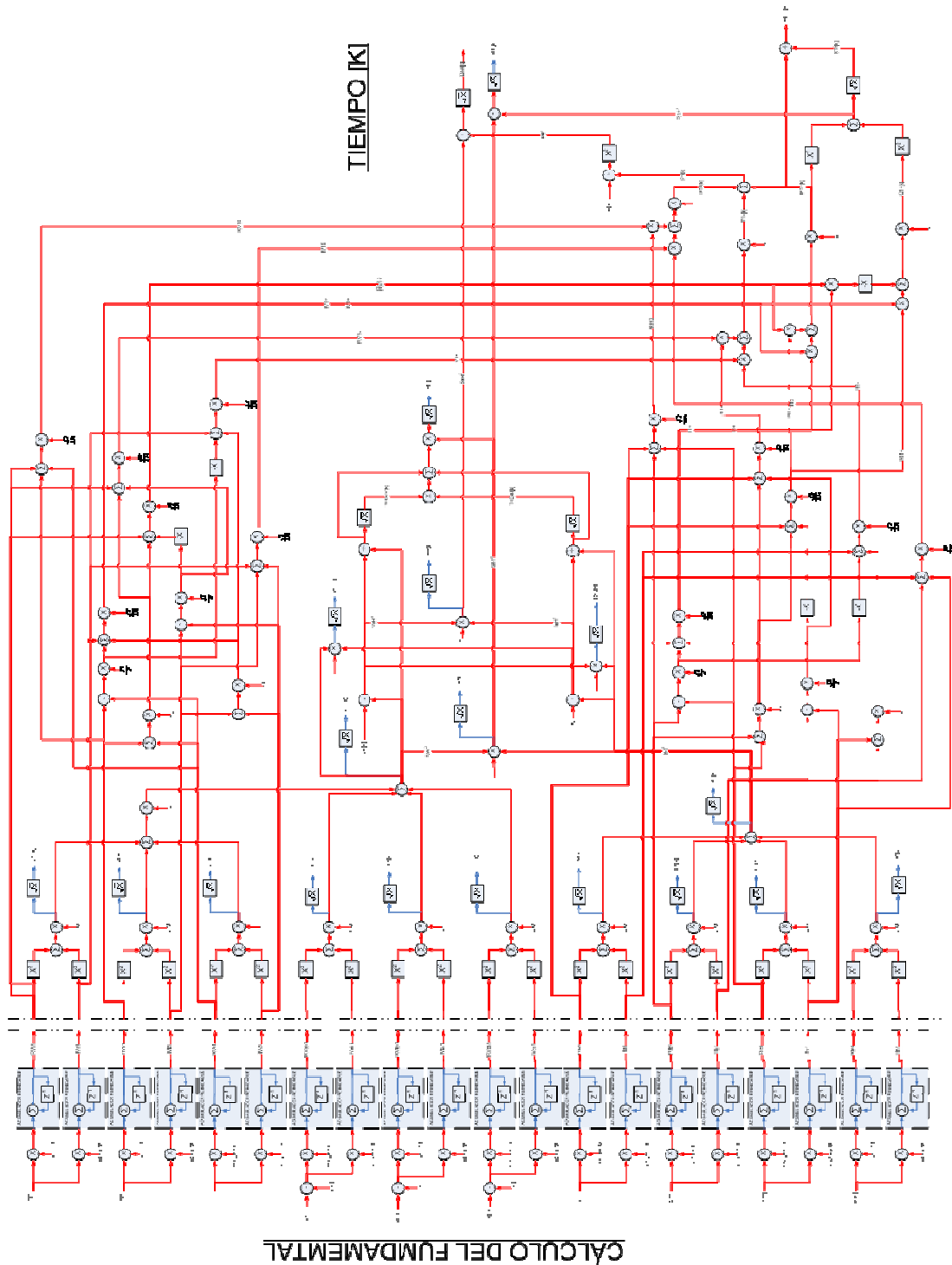
Las operaciones relacionadas con el cálculo de estos valores se encuentran en el recuadro rojo de la Figura B 1.

B.2 VALORES CALCULADOS A PARTIR DE LAS COMPONENTES FUNDAMENTALES

Dentro de la norma IEEE-1459 existen valores que para su cálculo se requiere el valor de las componentes fundamentales, las operaciones realizadas para encontrar estos valores se muestran en la Figura B 2 y Figura B 3, los cuales se basan en la formulación del Cuadro 3 y las ecuaciones para la obtención de las componentes de secuencia.

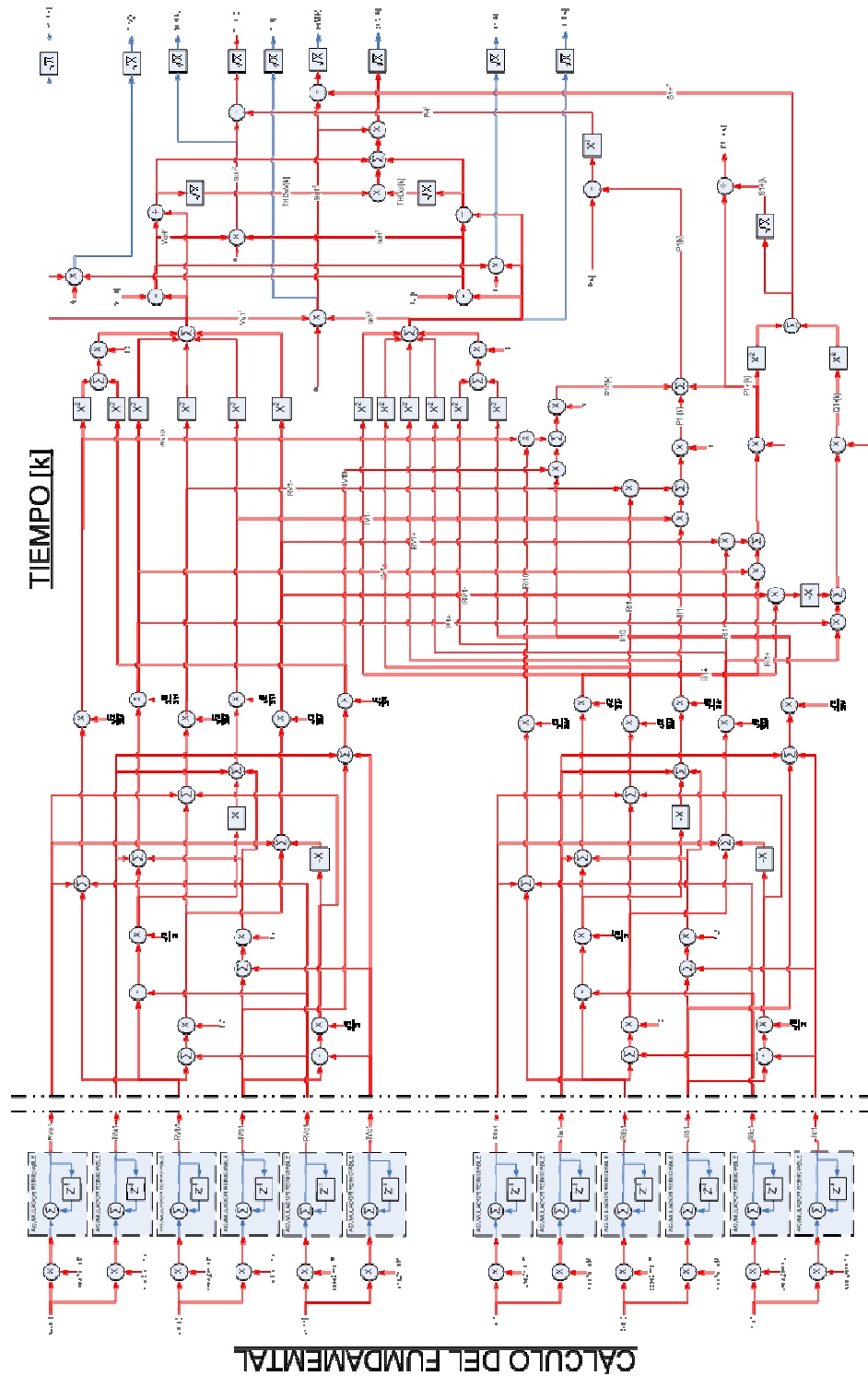
Teniendo en cuenta la naturaleza real de las señales operadas, se puede replantear las operaciones disminuyendo el número y la complejidad de las mismas y obteniendo el diagrama que se muestra en la Figura.

Figura B 2. Operaciones para el cálculo de magnitudes según el IEEE-1459, basadas en las componentes fundamentales.



Fuente: Autor

Figura B 3. Operaciones para el cálculo de magnitudes según el IEEE-1459, basadas en las componentes fundamentales.



Fuente: Autor

En estas operaciones, primero se lleva a cabo el cálculo de la componente fundamental de cada una de las señales, como se observa en la parte izquierda de la figura. Este cálculo se realiza mediante la DFT o transformada discreta de Fourier (Oppenheim, y otros, 2000), para lo cual se utiliza su ecuación de análisis (B.1).

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{kn} \quad (\text{B.1})$$

Donde, $x[n]$ representa cualquiera de las señales tanto de corriente como de tensión, N es el número de muestras por ciclo y el coeficiente W_N está definido por (B.2)

$$W_N = e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} = \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) \quad (\text{B.2})$$

Teniendo en cuenta que sólo deseamos hallar la componente fundamental ($k=1$), la ecuación (B.1), se reduce a la ecuación (B.3).

$$X[1] = X_1 = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^n \quad (\text{B.3})$$

Es necesario dividir X_1 en su componentes real (B.4) e imaginaria (B.5), ya que el DSP no puede operar directamente con números complejos.

$$\text{Re}\{X_1\} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] * \text{Re}\{W_N^n\} \quad (\text{B.4})$$

$$\text{Im}\{X_1\} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] * \text{Im}\{W_N^n\} \quad (\text{B.5})$$

A partir de la parte imaginaria y real de cada una de las componentes fundamentales de cada una de las tres corrientes (I_{1a} , I_{1b} e I_{1c})¹ y tres tensiones de cada fase (V_{1a} , V_{1b} y V_{1c}), se pueden obtener las componentes de simétricas, de secuencia cero, positiva y negativa, a partir de la matriz de transformación, tal como se muestra en (B.6).

$$\begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{1+} \\ V_{1-} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1a} \\ V_{1b} \\ V_{1c} \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

Donde $a = 1 \angle 120^\circ = \cos(120^\circ) + j \sin(120^\circ) = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}$ y $a^2 = 1 \angle 240^\circ = 1 \angle -120^\circ = \cos(120^\circ) - j \sin(120^\circ) = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}$.

Por lo cual la componente de secuencia cero se obtendría mediante la ecuación (B.7), la de secuencia positiva mediante (B.8) y de secuencia negativa mediante (B.9).

$$V_{10} = \frac{1}{3}(V_{1a} + V_{1b} + V_{1c}) \quad (\text{B.7})$$

$$V_{1+} = \frac{1}{3}(V_{1a} + aV_{1b} + a^2V_{1c}) = \frac{1}{3} \left(\text{Re}\{V_{1a}\} + j\text{Im}\{V_{1a}\} - \frac{1}{2}\text{Re}\{V_{1b}\} - j\frac{1}{2}\text{Im}\{V_{1b}\} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\text{Re}\{V_{1b}\} - \frac{\sqrt{3}}{2}\text{Im}\{V_{1b}\} - 12\text{Re}\{V_{1c}\} - j12\text{Im}\{V_{1c}\} - j32\text{Re}\{V_{1c}\} + 32\text{Im}\{V_{1c}\} \right) \quad (\text{B.8})$$

$$V_{1-} = \frac{1}{3}(V_{1a} + a^2V_{1b} + aV_{1c}) = \frac{1}{3} \left(\text{Re}\{V_{1a}\} + j\text{Im}\{V_{1a}\} - \frac{1}{2}\text{Re}\{V_{1b}\} - j\frac{1}{2}\text{Im}\{V_{1b}\} - \right.$$

¹ No se requiere la componente fundamental de la corriente de neutro

$$j \frac{\sqrt{3}}{2} Re\{V_{1b}\} + \frac{\sqrt{3}}{2} Im\{V_{1b}\} - \frac{1}{2} Re\{V_{1c}\} - j \frac{1}{2} Im\{V_{1c}\} + j \frac{\sqrt{3}}{2} Re\{V_{1c}\} - \frac{\sqrt{3}}{2} Im\{V_{1c}\} \quad (B.9)$$

Cuyas correspondientes componentes imaginarias se muestran en las ecuaciones (B.10) a la (B.15).

$$Re\{V_{10}\} = \frac{1}{3} (Re\{V_{1a}\} + Re\{V_{1b}\} + Re\{V_{1c}\}) \quad (B.10)$$

$$Im\{V_{10}\} = \frac{1}{3} (Im\{V_{1a}\} + Im\{V_{1b}\} + Im\{V_{1c}\}) \quad (B.11)$$

$$Re\{V_{1+}\} = \frac{1}{3} \left(Re\{V_{1a}\} - \frac{1}{2} (Re\{V_{1b}\} + Re\{V_{1c}\}) - \frac{\sqrt{3}}{2} (Im\{V_{1c}\} - Im\{V_{1b}\}) \right) \quad (B.12)$$

$$Im\{V_{1+}\} = \frac{1}{3} \left(Im\{V_{1a}\} - \frac{1}{2} (Im\{V_{1b}\} + Im\{V_{1c}\}) + \frac{\sqrt{3}}{2} (Re\{V_{1b}\} - Re\{V_{1c}\}) \right) \quad (B.13)$$

$$Re\{V_{1-}\} = \frac{1}{3} \left(Re\{V_{1a}\} - \frac{1}{2} (Re\{V_{1b}\} + Re\{V_{1c}\}) - \frac{\sqrt{3}}{2} (Im\{V_{1b}\} - Im\{V_{1c}\}) \right) \quad (B.14)$$

$$Im\{V_{1-}\} = \frac{1}{3} \left(Im\{V_{1a}\} - \frac{1}{2} (Im\{V_{1b}\} + Im\{V_{1c}\}) + \frac{\sqrt{3}}{2} (Re\{V_{1c}\} - Re\{V_{1b}\}) \right) \quad (B.15)$$

Para el caso de la corriente se obtiene un conjunto de ecuaciones similares (B16) a la (B.21).

$$Re\{I_0\} = \frac{1}{3} (Re\{I_a\} + Re\{I_b\} + Re\{I_c\}) \quad (B.16)$$

$$Im\{I_0\} = \frac{1}{3} (Im\{I_a\} + Im\{I_b\} + Im\{I_c\}) \quad (B.17)$$

$$Re\{I_+\} = \frac{1}{3} \left(Re\{I_a\} - \frac{1}{2}(Re\{I_b\} + Re\{I_c\}) - \frac{\sqrt{3}}{2}(Im\{I_c\} - Im\{I_b\}) \right) \quad (B.18)$$

$$Im\{I_+\} = \frac{1}{3} \left(Im\{I_a\} - \frac{1}{2}(Im\{I_b\} + Im\{I_c\}) + \frac{\sqrt{3}}{2}(Re\{I_b\} - Re\{I_c\}) \right) \quad (B.19)$$

$$Re\{I_-\} = \frac{1}{3} \left(Re\{I_a\} - \frac{1}{2}(Re\{I_b\} + Re\{I_c\}) - \frac{\sqrt{3}}{2}(Im\{I_b\} - Im\{I_c\}) \right) \quad (B.20)$$

$$Im\{I_-\} = \frac{1}{3} \left(Im\{I_a\} - \frac{1}{2}(Im\{I_b\} + Im\{I_c\}) + \frac{\sqrt{3}}{2}(Re\{I_c\} - Re\{I_b\}) \right) \quad (B.21)$$

Finalmente a partir de las componentes de secuencia de tensión y corriente se puede obtener las componentes de secuencia para la potencia activa (B.22), (B.23) y (B.24) y reactiva (B.25), (B.26) y (B.27), a la frecuencia fundamental.

$$P_{10} = 3 * (Re\{V_{10}\} * Re\{I_{10}\} + Im\{V_{10}\} * Im\{I_{10}\}) \quad (B.22)$$

$$P_{1+} = 3 * (Re\{V_{1+}\} * Re\{I_{1+}\} + Im\{V_{1+}\} * Im\{I_{1+}\}) \quad (B.23)$$

$$P_{1-} = 3 * (Re\{V_{1-}\} * Re\{I_{1-}\} + Im\{V_{1-}\} * Im\{I_{1-}\}) \quad (B.24)$$

$$Q_{10} = 3 * (Im\{V_{10}\} * Re\{I_{10}\} - Re\{V_{10}\} * Im\{I_{10}\}) \quad (B.25)$$

$$Q_{1+} = 3 * (Im\{V_{1+}\} * Re\{I_{1+}\} - Re\{V_{1+}\} * Im\{I_{1+}\}) \quad (B.26)$$

$$Q_{1-} = 3 * (Im\{V_{1-}\} * Re\{I_{1-}\} - Re\{V_{1-}\} * Im\{I_{1-}\}) \quad (B.27)$$

Con estos valores es posible calcular los valores de potencias relacionados con la frecuencia fundamental que se muestran en el Cuadro 3.

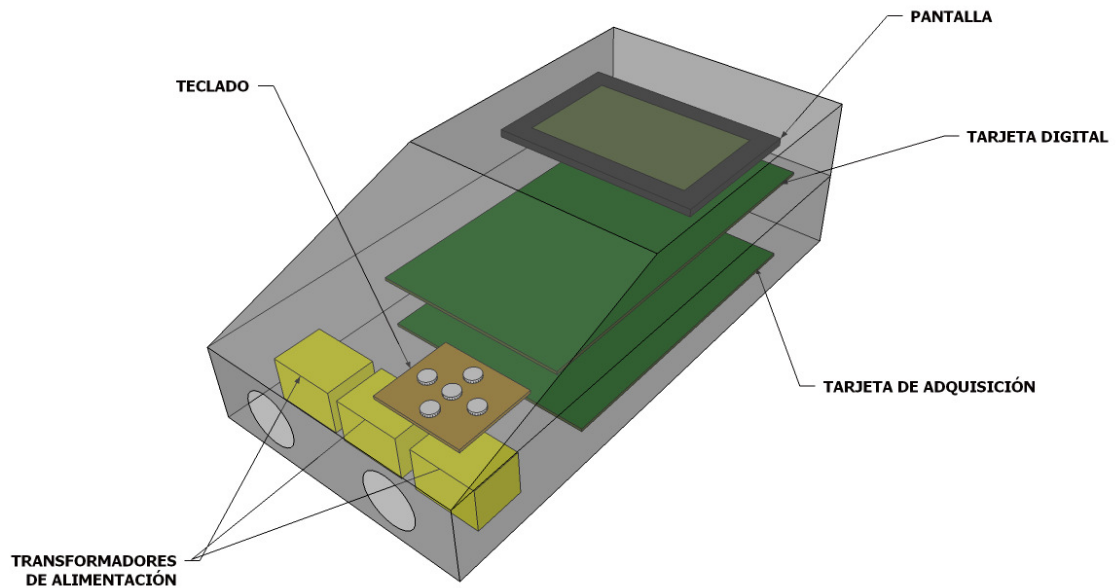
ANEXO C. MANUAL DE USUARIO DEL CEDTRI.

A continuación se presenta el manual de usuario del prototipo de Contador Electrónico Digital Trifásico (CEDTRI v2) desarrollado por los grupos CEMOS y GISEL de la E3T.

C.1 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL EQUIPO.

El CEDTRI es un contador electrónico digital trifásico tetrafilar, diseñado para calcular las magnitudes de potencias y energías formuladas en el IEEE-1459 (IEEE, 2000).

Figura C 1. Distribución física de los elementos del CEDTRI



Fuente: Autor

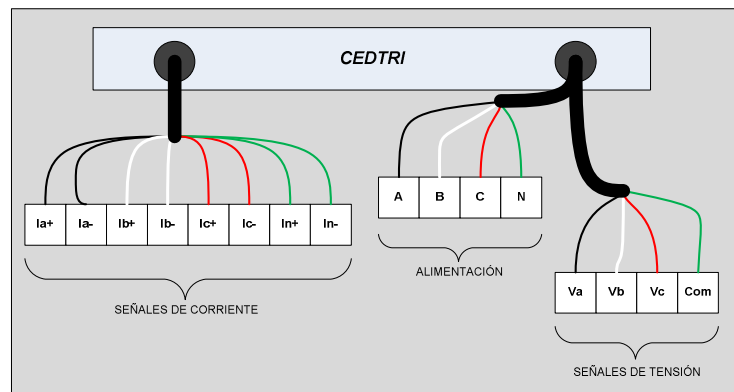
En la Figura C 1 se pueden apreciar la distribución física de los elementos que componen el dispositivo, que son:

- Una tarjeta digital, en el que se encuentra por una parte el sistema de procesamiento y almacenamiento, y por la otra el modulo de alimentación.
- Una tarjeta de adquisición, donde se encuentra el ADC¹, sensores y circuitos involucrados en la adquisición de la señal.
- Tres transformadores, para la alimentación trifásica del sistema.
- Una pantalla.
- Un teclado.

C.1.1 Terminales de conexión.

Para la conexión del equipo tanto a las señales a sensor como a la fuente de alimentación este equipo cuenta con tres juegos de terminales, que salen de dos perforaciones en la caja del CEDTRI, cuya distribución se encuentra en la Figura C 2. El primer juego de conectores permite la conexión de cuatro señales de corriente correspondiente a la de cada una de las fases (I_a , I_b e I_c) y la corriente de neutro (I_n), cada uno con un par de terminales correspondientes a la entrada (terminal positivo) y salida (terminal negativo) de la corriente.

Figura C 2. Distribución del los terminales del CEDTRI



Fuente: Autor

¹ Conversor Analógico-Digital

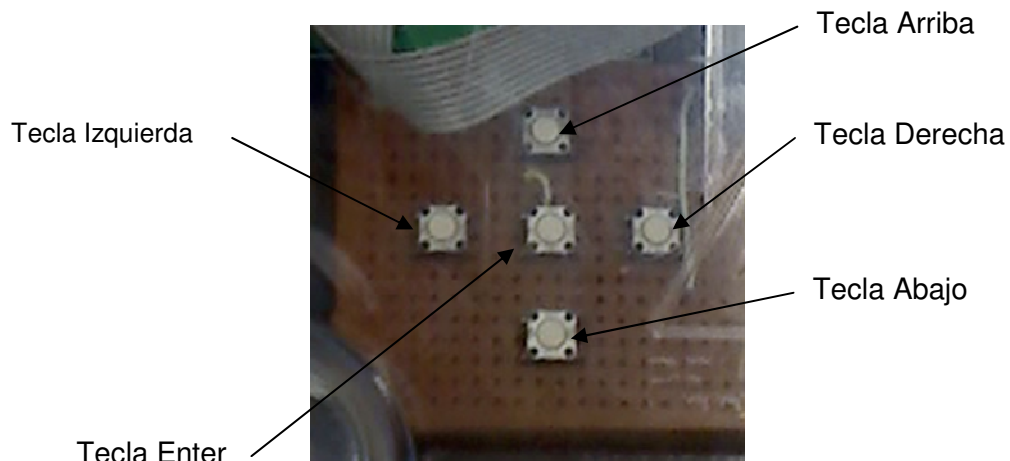
El segundo juego de terminales, que sale de la perforación diferente a la de los terminales de la señales de corriente, permite adquirir 3 señales de tensiones con cuatro terminales, uno para cada tensión de fase (V_a , V_b y V_c), y un terminal para la referencia común.

El último juego, que al igual que el juego anterior consta de cuatro terminales análogamente distribuida y que además sale de la misma perforación; permite la conexión del dispositivo a una fuente de alimentación trifásica, conectada en estrella. (120V de tensión de fase). Este dispositivo está diseñado de manera tal que permite funcionar con la alimentación de tan sólo dos fases.

C.2 UTILIZACIÓN DEL EQUIPO.

A continuación se presenta un resumen de las funciones incluidas dentro del CEDTRI y como es el acceso a las mismas, para lo cual se cuenta con una teclado de 5 botones, distribuidos como según se muestran en la Figura C 3.

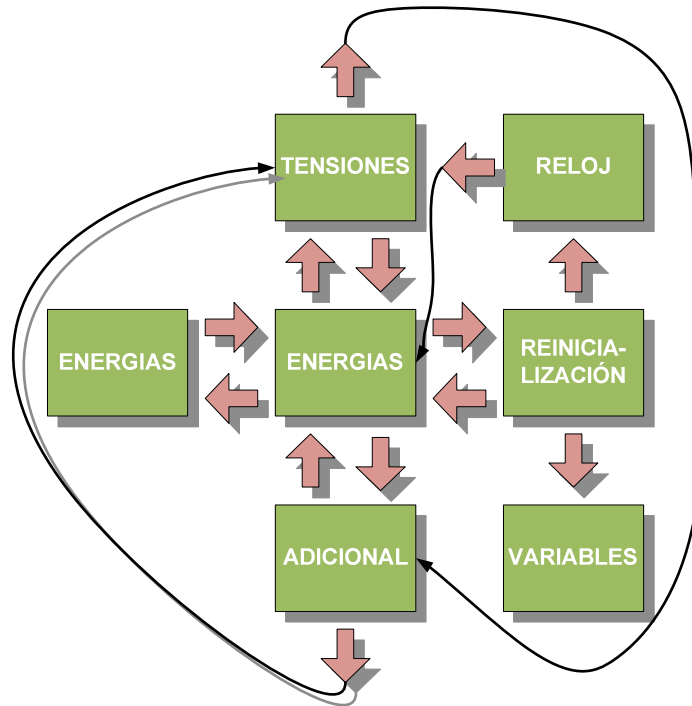
Figura C 3. Distribución de los terminales del CEDTRI



Fuente: Autor

La distribución de las pantallas de acceso a cada uno de los menús o pantallazos con los que dispone el contador se muestra en la Figura C 4.

Figura C 4. Esquema de distribución de los pantallazos del CEDTRI



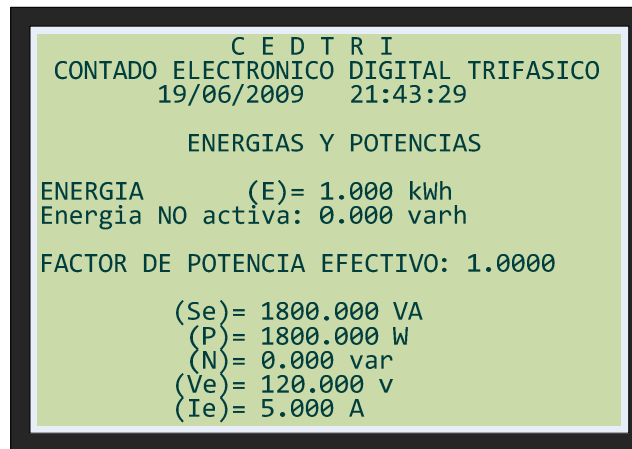
Fuente: Autor

En esta figura cada una de las flechas rojas corresponden a las teclas que se deben oprimir para realizar el correspondiente cambio entre menús.

C.2.1 Visualización de parámetros

Para la visualización de los parámetros que son calculados por el sistema CEDTRI cuenta con tres pantallazos. En el primero, Figura C 5, se visualizan los valores de las energías junto con los valores de potencia aparente equivalente, activa y no activa; adicionalmente se muestra el factor de potencia y los valores equivalentes de tensión y corriente. Este pantallazo es el principal, y es el que se muestra por defecto.

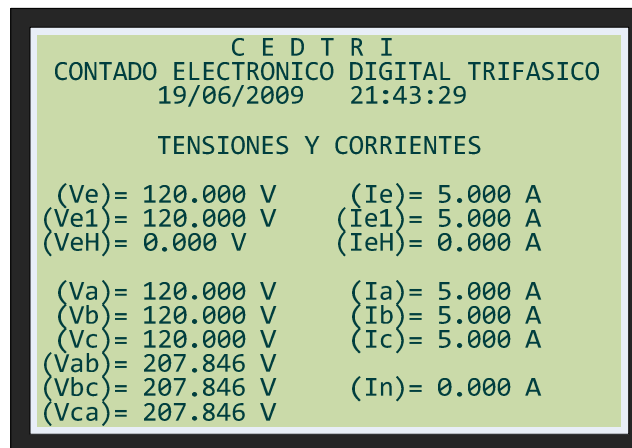
Figura C 5. Pantallazos principal de visualización de valores de energías.



Fuente: Autor

En la Figura C 6 se muestra el segundo pantallazo, donde se visualizan los valores de tensión y corriente del sistema trifásico.

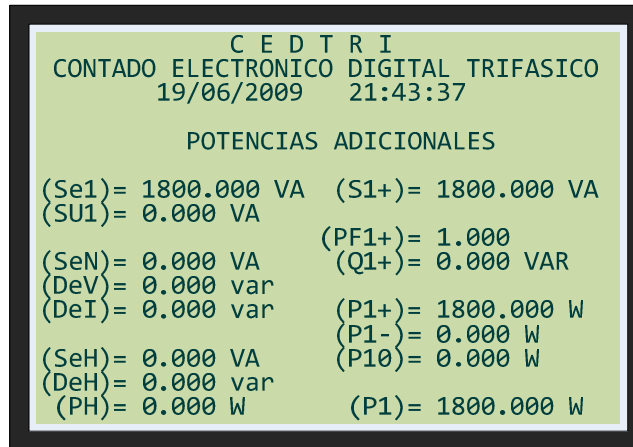
Figura C 6. Pantallazo de visualización de los valores eficaces de tensiones y Corrientes.



Fuente: Autor

El pantallazo que se muestra en la Figura C 7 corresponde a las potencias adicionales, que se pueden calcular con la norma IEEE 1459 y que no se encuentran en el primer pantallazo.

Figura C 7. Pantallazo de visualización de potencias adicionales.



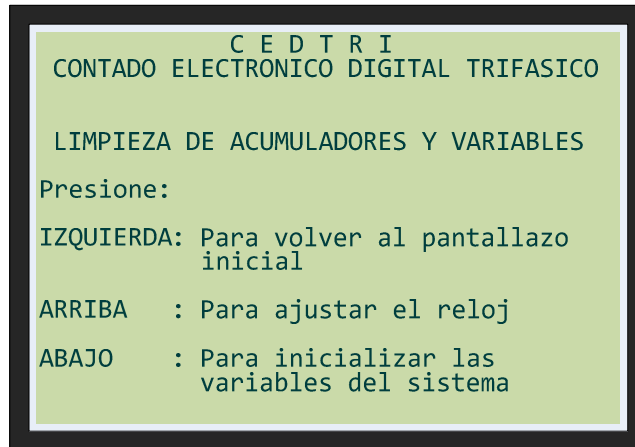
Fuente: Autor

Para cambiar entre estos pantallazos se utilizan las teclas arriba y abajo, según se muestra en la Figura C 4.

C.2.2 Reinicialización de variables

El sistema cuenta con una memoria tipo E2PROM no volátil donde almacena los valores calculados periódicamente, con el fin de evitar la pérdida de esta información en una posible caída de la energía en las tres fases. Por ello se cuenta con el pantallazo que se muestra en la Figura, al cual se acceda desde el pantallazo principal presionando el botón derecho. Para realizara la inicialización, basta con realizar las instrucciones que aparecen en pantalla.

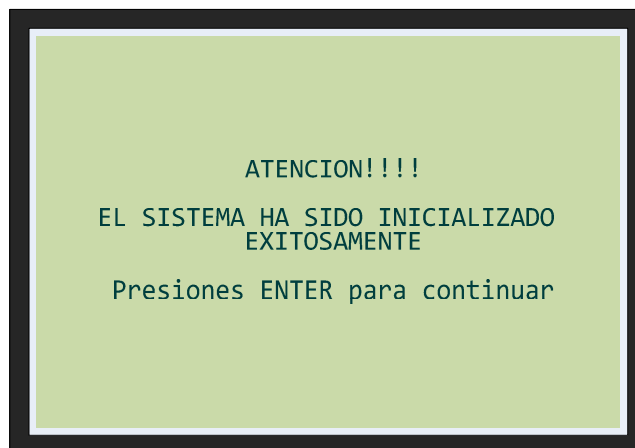
Figura C 8. Pantallazo principal para reinicialización de variables.



Fuente: Autor

Al realizar la reinicialización, el sistema coloca en ceros los valores de energías y los acumuladores internos, y en valores nominales los parámetros de tensión y corriente; y el sistema mostrar el pantallazo que se muestra en la Figura C 9.

Figura C 9. Pantallazo de aviso de éxito en la inicialización de variables.



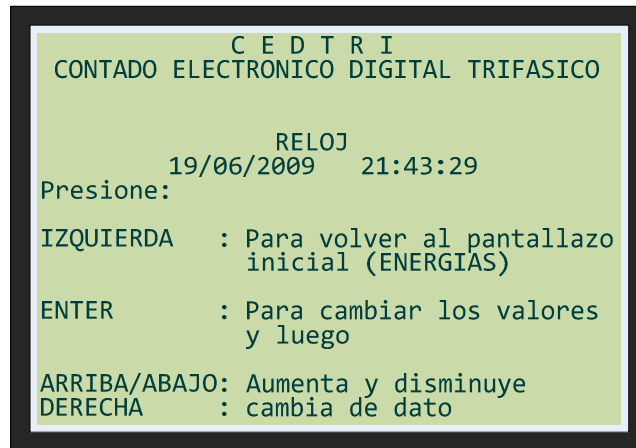
Fuente: Autor

C.2.3 Cambio de hora del reloj

Desde el pantallazo inicial de inicialización, y después de oprimir el botón arriba, se accede al menú donde se puede realizar el ajuste de la fecha y hora del reloj

interno del CEDTRI, para lo cual basta con presionar el botón de enter y con las flecha de arriba y abajo, cambiar cada uno de los dígitos y con la flechas izquierda derecha, cambiar entre los dígitos.

Figura C 10. Pantallazo para la configuración de fecha y hora del reloj interno del CEDTRI.

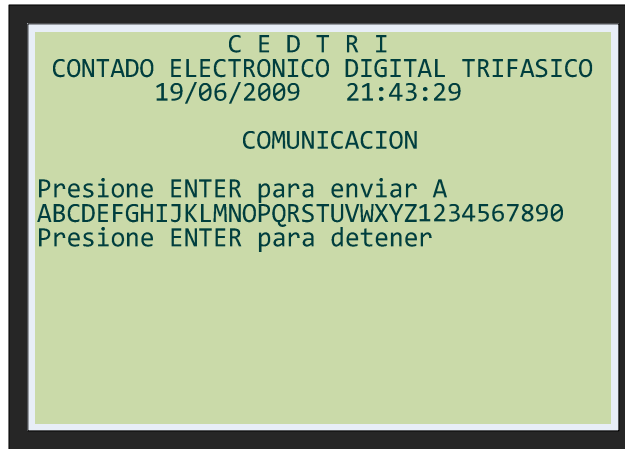


Fuente: Autor

C.2.4 Comunicaciones

Cuando el sistema se encuentra en la pantalla de comunicaciones, Figura C 11, el CEDTRI se puede comunicar con un PC de escritorio, bien sea de forma cableada, a través del protocolo RS485, o de manera inalámbrica mediante IrDA.

Figura C 11. Pantallazo principal de comunicación.



Fuente: Autor