

**PROTOTIPO DE UN EQUIPO DE INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICO PARA  
MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICOS**

**ROMERO LARROTA ADRIAN  
HERNANDEZ RODRIGUEZ IVÁN DARÍO**

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

**2006**

**PROTOTIPO DE UN EQUIPO DE INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICO PARA  
MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICOS**

**ROMERO LARROTA ADRIAN  
HERNANDEZ RODRIGUEZ IVÁN DARÍO**

**Trabajo de grado para optar al título de  
Ingeniero Electrónico.**

**Director:  
JOSÉ GABRIEL PLATA CORDERO.  
Magíster en Ingeniería Eléctrica.**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA  
2006**

## CONTENIDO

	Pág.
<u>INTRODUCCIÓN</u>	15
1. <u>MARCO TEÓRICO</u>	19
1.1. <u>MEDIDA DE TENSIÓN ELÉCTRICA.</u>	21
1.2. <u>MEDIDA DE CORRIENTE ELÉCTRICA.</u>	33
1.3. <u>CONCEPTOS GENERALES SOBRE POTENCIA.</u>	36
1.4. <u>MEDIDA DEL FACTOR DE POTENCIA.</u>	42
1.5. <u>MEDICIÓN DE LA VELOCIDAD ANGULAR.</u>	43
1.6. <u>CARACTERÍSTICAS DE LOS SISTEMAS DE MEDIDA.</u>	46
2. <u>CONSTRUCCIÓN DEL EQUIPO.</u>	49
2.1. <u>SENSADO DE LA SEÑAL DE CORRIENTE.</u>	50
2.1.1. <u>Operación del integrado CS25-NPA.</u>	51
2.1.2. <u>Filtrado de la señal corriente</u>	51
2.2. <u>SENSADO DE LA SEÑAL DE TENSIÓN.</u>	53
2.3 <u>PROCESAMIENTO PARA EL CÁLCULO DE LAS SEÑALES DE POTENCIA Y VALOR EFICAZ DE CORRIENTE Y TENSIÓN.</u>	54
2.3.1. <u>Canales de corriente y tensión.</u>	56
2.3.1.1. <u>Conversión analógica-digital de la señal de corriente.</u>	56
2.3.1.2 <u>Conversión analógica-digital en el canal de tensión.</u>	57
2.3.2. <u>Calculo de la potencia activa en el ADE7758.</u>	59
2.3.3 <u>Cálculo de la energía activa.</u>	60
2.3.4. <u>Cálculo de la potencia reactiva en el ADE7758.</u>	62
2.3.5. <u>Cálculo de la energía reactiva.</u>	63
2.3.5. <u>Cálculo de la potencia aparente.</u>	65
2.3.6. <u>Cálculo de la energía aparente.</u>	65
2.3.7. <u>Cálculo del valor eficaz de tensión.</u>	68
2.3.8. <u>Cálculo del valor eficaz de corriente.</u>	69
2.4 <u>MEDICIÓN DE LA VELOCIDAD ANGULAR.</u>	70
2.4.1 <u>Funcionamiento general.</u>	70
2.4.2. <u>Selección del sensor.</u>	71
2.4.3. <u>Funcionamiento del sensor.</u>	72

2.5. <a href="#"><u>MANEJO DE PERIFÉRICOS Y CONTROL DEL SISTEMA.</u></a>	74
2.6. <a href="#"><u>VISUALIZACIÓN DE LOS DATOS.</u></a>	75
2.6.1. <a href="#"><u>Teclado.</u></a>	76
2.7. <a href="#"><u>ALMACENAMIENTO DE DATOS.</u></a>	77
2.8. <a href="#"><u>FUENTE PARA EL SUMINISTRO DE POTENCIA.</u></a>	79
2.9 <a href="#"><u>ESQUEMA DEL DISEÑO GENERAL DEL MEDIDOR.</u></a>	81
3. <a href="#"><u>CALIBRACIÓN Y OPERACIÓN DEL MEDIDOR.</u></a>	82
3.1 <a href="#"><u>PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN DEL ADE7758.</u></a>	82
3.1.1. <a href="#"><u>Interrupciones.</u></a>	84
3.1.2. <a href="#"><u>Operación de escritura serial.</u></a>	84
3.1.3. <a href="#"><u>Operación de lectura serial.</u></a>	86
3.2. <a href="#"><u>REGISTROS DEL ADE7758.</u></a>	87
3.2.1. <a href="#"><u>Registro de modo de operación (opmode 0x13).</u></a>	87
3.2.2. <a href="#"><u>Registro de modo de medición (mmode 0x14).</u></a>	88
3.2.3. <a href="#"><u>Registro de modo forma de onda (wavmode 0x15).</u></a>	88
3.2.4. <a href="#"><u>Registro de modo de cómputo (compmode 0x16).</u></a>	88
3.2.5. <a href="#"><u>Registro de modo de acumulación por ciclo de línea (lcycmode 0x17).</u></a>	89
3.2.6. <a href="#"><u>Registro máscara de interrupción (mask 0x18).</u></a>	89
3.2.7. <a href="#"><u>Registro de estados y estados con reset (status 0x19, rstatus 0x1a).</u></a>	91
3.2.8. <a href="#"><u>Checksum register (0x7e).</u></a>	91
3.2 <a href="#"><u>CALIBRACIÓN.</u></a>	91
3.2.1. <a href="#"><u>Calibración usando el modo de acumulación de línea en el ade7758.</u></a>	92
3.2.1.1. <a href="#"><u>Calibración offset Irms y Vrms.</u></a>	94
3.2.1.2. <a href="#"><u>Calibración de la ganancia de potencia.</u></a>	96
3.2.1.3. <a href="#"><u>Calibración de fase.</u></a>	98
3.2.1.4. <a href="#"><u>Calibración del <i>offset</i> de potencia.</u></a>	100
3.3. <a href="#"><u>DISEÑO GENERAL DEL PROGRAMA PARA LA NAVEGACIÓN EN EL MEDIDOR.</u></a>	103
4. <a href="#"><u>RESULTADOS DE LA CALIBRACIÓN Y MEDICIÓN DEL EQUIPO DESARROLLADO.</u></a>	118
4.1. <a href="#"><u>AJUSTE DEL EQUIPO.</u></a>	118

4.1.1. <a href="#">Ajuste de la tensión eficaz.</a>	118
4.1.2 <a href="#">Ajuste de la corriente eficaz.</a>	119
4.1.3. <a href="#">Ajuste de la potencia.</a>	119
4.2 <a href="#">CARACTERIZACION DEL SENSOR DE CORRIENTE NPA-25.</a>	120
4.3 <a href="#">RESULTADOS DE LA PRUEBAS.</a>	121
4.3.1 <a href="#">Tensión eficaz.</a>	121
4.3.2 <a href="#">Corriente eficaz.</a>	123
4.3.3 <a href="#">Potencia.</a>	124
4.3.3.1 <a href="#">Potencia Activa.</a>	125
4.3.3.2 <a href="#">Potencia Reactiva.</a>	128
4.3.3.3 <a href="#">Pruebas variando el factor de potencia.</a>	132
5. <a href="#">CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES</a>	134
6. <a href="#">BIBLIOGRAFÍA</a>	137
ANEXO A ADE7758	138
ANEXO B Sensor CS25-NPA	211
ANEXO C Memoria EEPROM 24LC04B	212
ANEXO D Fuente PT5062	225
ANEXO E MICROGP32	230

## LISTA DE TABLAS

- Tabla 1: Clasificación de los medidores de tensión eléctrica.
- Tabla 2: Distribución de la memoria *EEPROM*.
- Tabla 3: Tiempos para la escritura serial.
- Tabla 4: Tiempos para la operación de escritura serial.
- Tabla 5: Configuración del registro de máscara de interrupción (*MASK 0x18*).
- Tabla 6: Comportamiento del sensor NPA-25.
- Tabla 7: Tensión eficaz medida con la constante teórica.
- Tabla 8: Tensión eficaz medida con la constante experimental.
- Tabla 9: Resultados para la corriente eficaz.
- Tabla 10: Potencia Activa para la fase A a  $FP=1$ .
- Tabla 11: Potencia Activa para la fase B a  $FP=1$
- Tabla 12: Potencia Activa para la fase C a  $FP=1$
- Tabla 13: Potencia Activa para la fase A a  $FP=0.5$
- Tabla 14: Potencia Activa para la fase B a  $FP=0.5$
- Tabla 15: Potencia Activa para la fase C a  $FP=0.5$
- Tabla 16: Potencia Reactiva para la fase A a  $FP=0$ .
- Tabla 17: Potencia Reactiva para la fase B a  $FP=0$ .
- Tabla 18: Potencia Reactiva para la fase C a  $FP=0$
- Tabla 19: Potencia Reactiva para la fase A a  $FP=0,5$ .
- Tabla 20: Potencia Reactiva para la fase B a  $FP=0,5$ .
- Tabla 21: Potencia Reactiva para la fase C a  $FP=0,5$ .
- Tabla 22. Medición de la potencia activa variando el factor de potencia.
- Tabla 23. Medición de la potencia reactiva variando el factor de potencia.

## LISTA DE FIGURAS

- Figura 1. Medidor C.Cc de bobina móvil
- Figura 2. Medidor a.c de espira móvil
- Figura 3. Estructura básica de un voltímetro electrostático.
- Figura 4. Medidor electrónico.
- Figura 5. Esquema de un divisor capacitivo.
- Figura 6. Fuerza entre dos electrodos con tensión aplicada.
- Figura 7. Diagrama fasorial de corriente y tensión.
- Figura 8. Triángulo de potencias.
- Figura 9. Diagrama del triangulo de potencias para un sistema polifásico.
- Figura 10. Esquema general del medidor.
- Figura 11. Sensor CS25-NPA.
- Figura 12. Conexión eléctrica del sensor CS25-NPA.
- Figura 13. Conexión de las entradas analógicas del ADE7758.
- Figura 14. Red de Atenuación de tensión.
- Figura 15. Camino de la señal en el canal de corriente A.
- Figura 16. Camino de la señal en el canal de tensión A.
- Figura 18. Acumulación de energía activa en el ADE7758.
- Figura 19. Cálculo de la potencia reactiva.
- Figura 20. Acumulación de la energía reactiva.
- Figura 21. Cálculo de la energía aparente.
- Figura 22. Cálculo del valor eficaz de tensión.
- Figura 23. Cálculo del valor eficaz de corriente.
- Figura 24. Empaque y esquemático del sensor QRB1114.

Figura 25. Circuito montaje velocidad.

Figura 26. Conexión del *display* LCD al microcontrolador.

Figura 27. Teclado de navegación del medidor.

Figura 28. Configuración de pines del integrado 24LC04B.

Figura 29. IC Fuente PT5062.

Figura 30. Esquema del diseño general del medidor.

Figura 31. Direccionamiento de los registros del ADE7758 desde el registro de comunicación.

Figura 32. Diagrama de tiempos para la operación de escritura serial.

Figura 33. Diagrama de tiempos para la operación de lectura serial.

Figura 34. Calibración usando el modo de ciclo de línea.

Figura 35. Diagrama de flujo para la calibración del offset rms.

Figura 36. Diagrama de flujo para la calibración de la ganancia de potencia.

Figura 37. Diagrama de flujo para la calibración de la ganancia de fase.

Figura 38. Diagrama de flujo para la calibración de la ganancia de potencia.

Figura 39. Rutina general del medidor nivel 1.

Figura 40. Rutina nivel 2(ajustes).

Figura 41. Rutina medidor nivel 3(ajustes).

Figura 42. Rutina medidor nivel 3(ajustes).

Figura 43. Rutina medidor nivel 3(ajustes).

Figura 44. Rutina nivel 2(medición).

Figura 45. Rutina nivel 3(medición).

Figura 46. Rutina nivel 3(medición).

Figura 47. Rutina nivel 3(medición).

Figura 48. Rutina Nivel 2(Edición).

Figura 49. Comportamiento del sensor NPA-25.

Figura 50. Error porcentual en la tensión medida con constante teórica.

Figura 51. Error en la tensión medida con constante experimental.

Figura 52. Error porcentual para la medición de corriente eficaz.

Figura 53. Error en la potencia activa para  $FP=1$  y  $V=155.56$  Vrms.

Figura 54. Error en la potencia activa para  $FP=0.5$  y  $V=155.56$  Vrms.

Figura 55. Error en la potencia reactiva para  $FP=0$  y  $V=77.78$  Vrms.

Figura 56. Error en la potencia reactiva para  $FP=0.5$  y  $V=77.78$  Vrms.

Figura 57. Error de la potencia activa vs factor de potencia.

Figura 58. Error de la potencia reactiva vs factor de potencia.

## LISTA DE ANEXOS

Anexo uno: *Datasheet* **ADE7758**.

Anexo dos: *Datasheet* **HSC08GP32**.

Anexo tres: *Datasheet* NPA-CS25.

Anexo cuatro: *Datasheet* pt5062.

Anexo cinco: *Datasheet* QRB1114.

Anexo seis: *Datasheet* 24LC04B.

**Título:** PROTOTIPO DE UN EQUIPO DE INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICO PARA MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICOS \*

**Autor:** ROMERO LARROTA Adrián, HERNANDEZ RODRIGUEZ Iván Darío\*\*

**Palabras Claves:**

Prototipo

Cálculo.

Potencia.

Velocidad.

Valor eficaz.

*ADE7758*.

**Descripción y contenido:**

La idea de realizar este proyecto surge de la creciente preocupación del cuerpo docente y estudiantil por mejorar las diferentes instalaciones, herramientas y metodologías utilizadas en la Universidad Industrial de Santander. La escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones cuenta con suficiente recurso humano y técnico con capacidad para aplicar tecnologías dispuestas para suplir las necesidades de las ramas tanto comerciales, como académicas; siendo ésta última de vital importancia para los estudiantes por su compromiso de retribuir a la universidad todo lo que de ella se ha aprendido.

El objetivo principal de este trabajo de grado es el de diseñar y construir un prototipo de instrumentación electrónica que permita realizar la medición de algunas características de los motores de inducción trifásicos, tales como velocidad angular, tensión, corriente potencia y factor de potencia.

En el siguiente documento se exponen los sensores y métodos usados para la construcción del prototipo, para una mejor comprensión se divide en etapas de desarrollo y se muestran los resultados obtenidos para las pruebas finales; la construcción del prototipo está basada en la arquitectura que integra el IC medidor de energía **ADE7758** de la empresa *Analog Devices* y el microcontrolador **MC68HC908GP32** de la empresa *Freescale*.

El desarrollo del prototipo es un paso para la construcción de equipos electrónicos que sean soluciones viables con respecto a exactitud y costos, a necesidades de la Universidad y de la industria local.

---

\* Trabajo de Grado

\*\* Facultad de Ingenierías Físico mecánicas, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: José Gabriel Plata Cordero.

**Title:** PROTOTYPE OF AN ELECTRONIC EQUIPMENT OF INSTRUMENTATION FOR THREE-PHASE MOTORS OF INDUCTION\*

**Author:** ROMERO LARROTA Adrián, HERNANDEZ RODRIGUEZ Iván Darío \*\*

**Key words:**

Prototype  
Calculation.  
Power.  
Speed.  
Value eficaz.  
ADE7758.

**Description and content:**

The idea to make this project arises from the increasing preoccupation of the educational and student body to improve the different facilities, tools and methodologies used in the Industrial University of Santander. The school of Electrical, Electronic Engineering and Telecommunications counts on sufficient human and technical resource with capacity to apply ready technologies to replace the necessities of the commercial branches, as much academic; being this one last one of vital importance for the students by its commitment of repaying to the university everything what of her it has been learned.

The primary target of this work of degree is the one to design and to construct a prototype of electronic instrumentation that allows making the measurement of some characteristics of the three-phase motors of induction, such as angular velocity, tension, current power and factor of power.

In the following document the sensors are exposed and methods used for the construction of the prototype, for one better understanding are divided in development stages and are the results obtained for the final tests; the construction of the prototype is based on the architecture that integrates the measuring IC of energy ADE7758 of the company Analog Devices and microcontroller MC68HC908GP32 of the Freescale Company.

The development of the prototype is a passage for the construction of electronic equipment that are viable solutions with respect to exactitude and costs, to necessities of the University and the local industry.

---

\* Work of Degree.

\*\* Faculty of mechanical Engineerings Physical, School of Electrical, Electronic Engineering and Telecommunications. Director: José Gabriel Plata Cordero.

## INTRODUCCIÓN.

En los últimos años la industria de medición de la energía ha ido adoptando de una manera lenta soluciones electrónicas que reemplacen la tecnología electromecánica

existente desde hace años. Las ventajas de las soluciones electrónicas son numerosas. La principal ventaja es la de introducir a la industria en la era digital, lo cual permite la implementación de servicios de valor agregado como lectura automática de medidores, facturación multitarifa y monitrización de la calidad de potencia.

Los medidores electrónicos permiten también una mayor exactitud en la medida de la potencia activa y reactiva al considerar el efecto de los armónicos hasta el armónico 69, caso contrario al de los medidores electromecánicos los cuales tienen en cuenta sólo hasta el 5 armónico.

Las principales características para que un medidor de energía electrónico tenga la habilidad de medir los armónicos de tensión y de corriente son:

- **Ancho de banda de la entrada analógica:** Un ancho de banda pequeño en la entrada no permite que los armónicos sean procesados. Con un ancho de banda de 4kHz se asegura que sean procesados los armónicos hasta el armónico 63 en el cálculo de la energía activa.
- **Frecuencia de muestreo:** Para asegurar que no se produzca *aliasing*, la frecuencia de muestreo según el Teorema de Nyquist debe ser como mínimo 2 veces la frecuencia del ancho de banda de las entradas analógicas, o sea  $2 \times 4kHz = 8kSPS$ .

La arquitectura de los medidores de energía es básicamente la misma y usualmente comprenden: circuitos de interfaz entre las entradas analógicas y los sensores de corriente y tensión, conversores analógico-digital, procesamiento digital de la señal, microcontrolador para manejar el sistema y los periféricos como pantallas y dispositivos *multi-media*. Sin embargo la selección de los

componentes determina la diferencia del comportamiento de los medidores frente a la presencia de armónicos.

#### 1. DSP con conversión analógica digital.

En este dispositivo cada una de las funciones antes mencionadas se realiza con componentes individuales (ADC's, DSP). Esta arquitectura es la más costosa y tiene como criterio de selección brindar el comportamiento más adecuado al precio correcto.

Esta arquitectura permite el procesado de armónicos ya que tiene ancho de banda mayor o igual a 4kHz y una tasa de muestreo tan alta como 64kSPS. El algoritmo que permite los cálculos de energía depende del diseñador.

#### 2. Microcontrolador con conversión analógica digital.

Esta arquitectura es atractiva ya que permite un diseño reducido al implementar la conversión analógica-digital, el procesado de la señal y el control del sistema en un sólo dispositivo. Sin embargo el dispositivo tiene ciertas limitaciones:

- Capacidad limitada para el procesamiento digital de la señal, por lo que la señal estará sujeta a bajas tasas de muestreo (2kSPS) afectando la capacidad de medir armónicos en el cálculo de la energía activa y por lo tanto exactitud de las mediciones.
- Las limitantes en la capacidad del procesado digital afecta también al filtrado de la señal, lo cual influye en la estabilidad y reproductibilidad de los resultados bajo condiciones donde haya presencia de armónicos.
- Requiere de código extenso para implementar aplicaciones (medida de energía, valor eficaz, potencia)

#### 3. Circuito integrado medidor de energía y microcontrolador de bajo costo.

Esta arquitectura integra los conversores analógicos-digitales y el procesado digital de la señal en un solo componente. En adición un microcontrolador de 8-bits puede ser usado para hacer el manejo del sistema. Esta arquitectura además de proveer el ancho de banda y la tasa de muestreo requerida para procesar hasta el armónico 69, permite la interfaz directa entre los sensores de

corriente y tensión con el dispositivo. Además el extenso filtrado de la señal provee estabilidad y repetibilidad en las mediciones.

La construcción del prototipo de equipo de instrumentación electrónico para motores de inducción trifásicos que se desarrolla en este trabajo de grado está basada en la arquitectura que integra el *IC* medidor de energía **ADE7758** de la empresa Analog Devices y el microcontrolador **MC68HC908GP32** de la empresa Freescale.

El prototipo de equipo de instrumentación electrónico para motores de inducción trifásicos, permite la medición trifásica de la potencia activa, reactiva, aparente, tensión y corriente eficaz, así como la velocidad angular del motor usando un sensor óptico.

El desarrollo de este libro se lleva a cabo en cuatro capítulos; El primer capítulo se refiere exclusivamente a los métodos de sensado de tensión, corriente, potencia y velocidad que se usan comúnmente. También se describen las características de los sistemas de medida. El capítulo dos describe los diferentes módulos o etapas de construcción del equipo de medición y sus respectivos circuitos asociados, así como la forma en que el medidor lleva a cabo el procesamiento de señal y cálculo de los diferentes parámetros a medir.

En el capítulo tres se describe el funcionamiento del chip **ADE7758** y el desarrollo del programa de medición. Por último en el capítulo cuatro, se muestran los procedimientos y resultados de las prácticas, llevadas a cabo en el laboratorio de Máquinas Eléctricas con el equipo de medición.

Por último, es importante anotar que este el desarrollo de este proyecto de grado se basó en un trabajo<sup>1</sup> de grado hecho con anterioridad por dos estudiantes de la escuela de ingenierías Eléctrica y Electrónica de la UIS, en la que se

---

<sup>1</sup> FERRADA BAUTISTA, Federico. SILVA PEÑALOZA, Mayra del pilar. Medición digital de la potencia activa para un sistema de calentamiento eléctrico monofásico. Tesis de grado. Universidad Industrial de Santander. Bucaramanga. 2005.

construye un medidor digital de energía monofásico para la medición de energía activa.

## **1. MARCO TEÓRICO.**

En este capítulo se presentan los principales métodos de sensado e instrumentos usados en la medición de la tensión eléctrica, corriente eléctrica y velocidad angular; mostrando las ventajas, desventajas y el campo de aplicación. También se tratan los conceptos generales para el cálculo de potencia eléctrica y el factor de potencia, los cuales permiten una mejor comprensión del trabajo desarrollado en éste proyecto de grado.

Al final del capítulo se tratan conceptos relacionados con los sistemas de medida y sus principales características.

### **INTRODUCCIÓN**

Estrictamente hablando un sensor es un dispositivo que recibe una señal o es estimulado y responde con una señal eléctrica, mientras que un transductor convierte un tipo de energía en otra.

Los sensores y sus circuitos asociados son usados para medir varias propiedades físicas, como son, temperatura, presión, fuerza, flujo, posición, intensidad lumínica, velocidad, etc. Estas propiedades actúan como estímulos al sensor, y la salida del sensor es procesada para proveer la correspondiente medida de la propiedad física.

Los sensores no operan solos sino que son parte de sistemas más grandes que consisten en acondicionadores de señal y varios circuitos de procesamiento de la señal.

Los sensores pueden ser clasificados de varias formas. Desde el punto de vista del acondicionamiento de la señal pueden ser clasificados como activos o pasivos. Un sensor activo requiere de una fuente externa de excitación. Los

sensores basados en resistores como los termistores, RTDs, y las galgas extensiométricas son ejemplos de sensores activos.

Por otro lado los sensores pasivos generan su propia señal eléctrica de salida sin requerir tensiones o corrientes externas. Ejemplos de sensores pasivos son las termocuplas y los fotodiodos, los cuales generan tensiones termoeléctricas y fotocorrientes, respectivamente, independientes de circuitos externos.

Otra manera de clasificar los sensores es con respecto a la propiedad física a medir, así de esta manera hay sensores de fuerza, sensores de temperatura, velocidad, movimiento, etc. Por otra parte, sensores que miden diferentes propiedades pueden tener el mismo tipo de señal de salida eléctrica.

La salida de la mayoría de sensores son pequeñas tensiones y corrientes, o cambios de resistencia, por lo tanto estas salidas deben estar apropiadamente acondicionadas antes de que ocurra el procesamiento analógico o digital de la señal. Los circuitos que realizan este proceso se llaman acondicionadores de señal. Amplificación, traslación de nivel, transformación de impedancia, linealización y filtrado son las principales funciones de acondicionamiento necesarias.

Los sensores deben de ser cuidadosamente caracterizados para obtener resultados con mínimos porcentajes de error; algunos parámetros que intervienen en la caracterización son, la sensibilidad, nivel de corriente y tensión, linealidad, impedancias, ganancia, offset, etc.

La mayoría de los sensores presentan salidas no lineales con respecto al estímulo, y deben ser linealizados para realizar una correcta medición. Por otra parte con la introducción de ADCs de alto desempeño la linealización se hace mucho más eficiente y precisa en *software*, eliminando así tediosas calibraciones manuales.

Las técnicas digitales son utilizadas en el procesamiento de la señal de salida, el proceso de adquisición de datos, control y medición.

## **1.1. MEDIDA DE TENSIÓN ELÉCTRICA.**

### **Sensores de tensión eléctrica**

El dispositivo más comúnmente utilizado como sensor de tensiones c.a, particularmente en circuitos de distribución de energía eléctrica es el transformador de tensión, que reduce la tensión elevada de entrada a una tensión inferior en el lado del secundario del transformador, utilizable para un visualizador o procesador. Cuando el sistema de datos requiere una señal de entrada c.c, la salida del transformador se rectifica.

Para la medición de la tensión, dado que las fuentes de alimentación proporcionan unas salidas c.c y c.a relativamente bajas, se puede utilizar un amplificador magnético (amplificador con núcleos saturables), con uno de los arrollamientos de núcleo saturable conectado a la tensión a medir y actuando como arrollamiento de control. Cuando se desea medir una tensión c.a., primero se rectifica a c.c. antes de ser aplicada en el amplificador magnético controlado por tensión.

También se utilizan para medir tensiones (usualmente de poca potencia) divisores de tensión. Un divisor de tensión consiste en dos resistencias conectadas en serie con sus terminales extremos conectados a la fuente de tensión tomándose la señal de medida de la conexión central entre ambas resistencias y la línea de tierra de la fuente. El divisor de tensión básico no proporciona un aislamiento eléctrico entre la fuente de tensión y el sistema de datos. Se puede conseguir un aislamiento mediante una conexión a un amplificador diferencial a través de los terminales de señal. La resistencia a través de la cual se toma la tensión debe tener siempre un valor resistivo menor que la otra resistencia, de manera que un cortocircuito a través de ésta no afecte a la tensión de la fuente. Las tensiones c.a. medidas a partir de un divisor de

tensión son rectificadas usualmente como parte del proceso de acondicionamiento de señal.

También se pueden obtener salidas discretas (tipo interruptor) a partir de un comparador de tensión, que compara la tensión medida con una tensión de referencia y actúa sobre un relé cuando la tensión aumenta por encima, o decrece por debajo, del punto de referencia. Los dispositivos de efecto Hall se utilizan también como transductores de tensión.

La tabla 1 muestra una clasificación más específica de los medidores de tensión eléctrica.

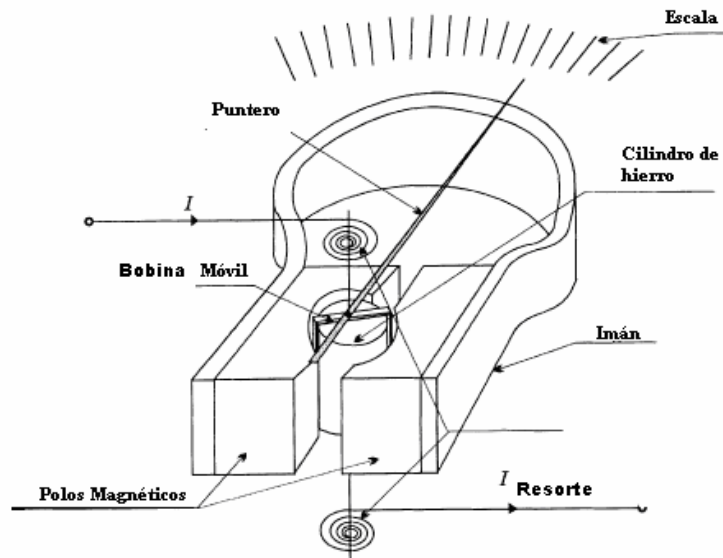
**Tabla 1. Clasificación de los medidores de tensión eléctrica.**

CLASE	PRINCIPIO DE OPERACIÓN	SUBCLASE	CAMPO DE APLICACIÓN
ELECTROMAGNÉTICO	INTERACCIÓN ENTRE CORRIENTES Y EL CAMPO MAGNETICO	IMAN MOVIL ESPIRA MOVIL HIERRO MOVIBLE	TENSIÓN CC TENSIÓN CC TENSIÓN CA Y CA
ELECTRODINÁMICO	INTERACCIÓN ENTRE CORRIENTES		TENSIÓN CC Y CA
ELECTROSTÁTICO	INTERACCIÓN ELECTROSTATICA		TENSIÓN CC Y CA
TÉRMICO	EFFECTOS TÉRMICOS DE LA CORRIENTE	ACCIÓN DIRECTA ACCIÓN INDIRECTA	TENSIÓN CC Y CA TENSIÓN CC Y CA
INDUCCIÓN	INDUCCIÓN MAGNÉTICA		TENSIÓN CA
ELECTRÓNICO	PROCESAMIENTO DE SEÑAL	ANALÓGICO DGITAL	TENSIÓN CC Y CA TENSIÓN CC Y CA

Fuente[1]

Medidor d.c. de espira móvil.

**Figura 6. Medidor C.Cc de bobina móvil**



**Fuente[1]**

EL medidor D'Arsonval es un pequeño rectángulo puesto alrededor de un cilindro de hierro, entre dos polos de imán permanente. Debido a los polos de imán permanente el campo magnético en el entrehierro de aire es radial y constante.

Si se supone que una corriente constante  $I$  fluye por el arrollamiento de  $N$  vueltas, y, que la longitud de los lados que cortan al flujo magnético es  $l$ . La fuerza que surge por la interacción de la corriente y el campo magnético es:

**Ecuación 1.**

$$F = NBll$$

Por efecto de las fuerzas aplicadas en ambos lados del arrollamiento surge un torque inducido dado por:

**Ecuación 2.**

$$T_1 = Fd = NBldI$$

donde  $d$  es el ancho del arrollamiento; como  $N, B, l, d$  son constantes, el torque inducido es directamente proporcional a la corriente que fluye por el arrollamiento.

**Ecuación 3.**

$$T_1 = k_1 I$$

Debido al torque inducido, el arrollamiento rota sobre su eje y surge un torque de balance dado por las espiras de control.

**Ecuación 4.**

$$k_1 I = k_r \delta$$

Lo que conduce a:

**Ecuación 5.**

$$\delta = \frac{k_1}{k_r} I$$

Si el puntero tiene longitud  $h$ , el desplazamiento  $\lambda = h\delta$  puede ser leído en la escala del instrumento. Por lo tanto el desplazamiento del puntero es proporcional a la corriente que fluye por el arrollamiento.

**Ecuación 6.**

$$\lambda = h \frac{k_1}{k_r} I$$

Para medir tensión se conecta al instrumento una resistencia en serie con el arrollamiento. Si la resistencia del arrollamiento es  $R_c$  y la resistencia en serie es  $R_a$ , cuando la tensión  $U$  es aplicada, la corriente que fluye en el arrollamiento está dada por:

**Ecuación 7.**

$$I = \frac{U}{R_a + R_c}$$

Y el punto de desplazamiento está dado por:

**Ecuación 8.**

$$\lambda = h\delta = h \frac{k_1}{k_r} I = h \frac{k_1}{k_r (R_a + R_c)} U$$

Que es proporcional a la tensión aplicada.

Utilizados ampliamente en el pasado para medir tensiones por encima de algunos miles de voltios, incertidumbre de 0,1%, solo miden dc. Reemplazados por los voltímetros electrónicos, más exactos y de menor costo.

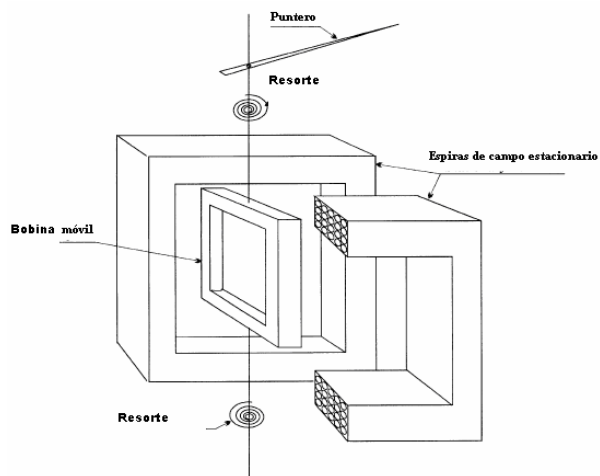
**Voltímetros electrodinámicos.**

Voltímetros de arrollamiento movible ac.

Consisten básicamente en un arrollamiento movible, dos arrollamientos de campo estacionario, espiras de control, un apuntador y una escala graduada.

Funcionamiento: Los arrollamientos estacionarios son conectados en serie y cuando una corriente  $i_f$  es aplicada, un campo magnético  $B_f$  es generado a través del eje de los arrollamientos estacionarios.

**Figura 7. Medidor a.c de espira móvil**



Fuente[1]

Se genera entonces un flujo magnético dado por:

**Ecuación 9.**

$$\varphi_f(t) = k' m_f i_f(t)$$

Donde  $m_f$  es el número de vueltas del arrollamiento estacionario y  $k'$  es una constante de proporcionalidad. Cuando la corriente  $i_m$  es aplicada al arrollamiento móvil, surge un torque cuyo valor en un tiempo dado es proporcional al producto de  $\varphi_f$  e  $i_m$  según la expresión:

**Ecuación 10.**

$$T_1(t) = k'' \varphi_f(t) i_m(t) = k i_f(t) i_m(t)$$

El torque de conducción es por lo tanto proporcional a las corrientes que fluyen en los dos arrollamientos. Debido al torque de conducción el elemento móvil es desplazado un ángulo  $\delta(t)$ , antes de que los efectos del torque producido en las espiras, balanceen el torque de conducción. La rotación del elemento móvil viene dada por:

**Ecuación 11.**

$$\delta(t) = \frac{k}{k_s} i_f(t) i_m(t)$$

Y, si la longitud del apuntador es  $h$ , el desplazamiento del apuntador es leído en la escala como:

**Ecuación 12.**

$$\lambda(t) = h \frac{k}{k_s} i_f(t) i_m(t)$$

El factor proporcional  $k$  no es constante y depende de la inductancia mutua entre los dos arrollamientos, el número de vueltas de estos, su forma y posición relativa. Por otra parte bajo la condición de que los dos arrollamientos sean seleccionados y puestos con sumo cuidado el campo magnético puede

considerarse constante y radial en el área de rotación del arrollamiento móvil; bajo esta condición  $k$  es virtualmente constante.

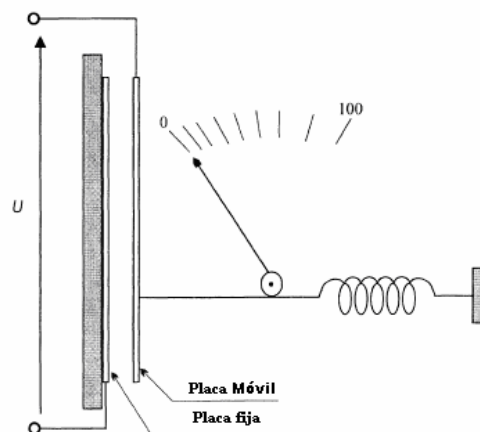
Debido a que el ancho de banda del elemento móvil está limitado a unos pocos hertz, producido por su inercia, la posición de balance es proporcional al valor promedio del torque de conducción cuando el ancho de banda de la señal excede el límite.

Estos voltímetros proveen una muy buena precisión (porcentaje de incertidumbre del 0,2% del total de la escala) hasta pocos cientos de voltios en un rango de frecuencias hasta 2kHz.

### Voltímetros electrostáticos

La acción de los instrumentos electrostáticos se basa en la fuerza ejercida entre dos conductores cargados eléctricamente.

**Figura 8. Estructura básica de un voltímetro electrostático.**



**Fuente[1]**

La placa móvil cuando está cargada tiende a moverse y a incrementar la capacitancia entre las placas. La energía almacenada al aplicar una tensión  $U$  y con la capacitancia  $C$  es:

**Ecuación 13.**

$$W = \frac{1}{2} CU^2$$

Cuando la placa móvil es desplazada horizontalmente un  $ds$ , mientras el valor de tensión permanece constante; el cambio de energía en el capacitor es igual al trabajo realizado por la placa móvil. La fuerza resultante es:

**Ecuación 14.**

$$F = \frac{dW}{ds} = \frac{U^2}{2} \frac{dC}{ds}$$

**Ecuación 15**

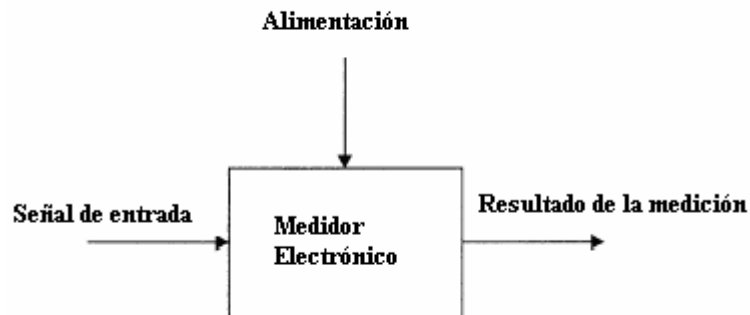
$$T = \frac{dW}{d\theta} = \frac{U^2}{2} \frac{dC}{d\theta}$$

Si se toma en cuenta la acción de la espira de control, la posición de balance de la placa móvil es proporcional al cuadrado de la tensión aplicada, por lo tanto estos instrumentos tienen escala cuadrática. Este instrumento puede ser usado para la medida de tensión C.C y de valor eficaz para C.A Son inapropiados debido a que producen un torque muy débil.

**Voltímetros electrónicos.**

Los instrumentos electrónicos procesan la señal de entrada por medio de elementos semiconductores, para extraer la información requerida a ser medida. Un medidor electrónico se representa básicamente como un instrumento de tres puertos: una señal de entrada, una fuente de alimentación y la señal resultante.

**Figura 9. Medidor electrónico.**



**Fuente[1]**

El puerto de entrada es de alta impedancia, y el instrumento siempre requiere una fuente de alimentación. Estos instrumentos tienen una muy alta exactitud, tanto como los electromecánicos pero tienen la ventaja de no ser tan costosos. Dependiendo de la manera de procesar la señal los voltímetros electrónicos se dividen en analógicos y digitales.

### **Voltímetros analógicos.**

Están basados en un amplificador electrónico y un medidor electromecánico. El amplificador opera a corriente continua y entrega una señal proporcional a la sensada en la entrada del instrumento. Entre sus características se encuentran, una alta impedancia de entrada, posibilidad de una alta ganancia y un gran ancho de banda para medidas de corriente alterna C.A. Poseen un porcentaje de incertidumbre tan bajo como un 1% del total de la escala. Debido a esto los voltímetros electrónicos analógicos pueden tener mejor desempeño que los correspondientes electromecánicos.

### **Voltímetros digitales.**

El voltímetro digital requiere que se haga un muestreo de la señal de entrada, y presenta los resultados en forma digital, generalmente en un *display*.

Las características más importantes de los voltmetros digitales son: su velocidad, ejecución automática y capacidad de ser programados. Estos voltmetros presentan la mejor combinación entre velocidad y precisión de medida; son muy útiles en aplicaciones que se requiera flexibilidad, alta velocidad y control por computador. Su campo de aplicación típico es en sistemas de control automático.

Los voltmetros digitales difieren básicamente en cinco características:

1. Rango de medición.
2. Número de dígitos.
3. Clase.
4. Velocidad de lectura.
5. Principio de operación.

Teniendo en cuenta el principio de operación los voltímetros digitales (VD) se dividen en: VD de integración y VD de no integración.

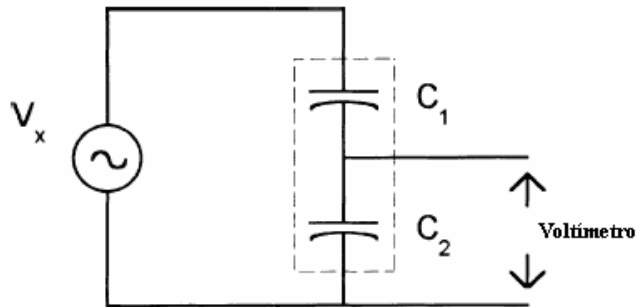
### **Medida de tensión capacitiva e inductiva.**

Los sensores inductivos y capacitivos se utilizan para medir rangos amplios de tensión que van desde  $10^{-10}$  V a  $10^7$  V y son comúnmente usados en las medidas de baja frecuencia.

### **Sensores capacitivos.**

La tensión a ser medida puede reducirse por medio de divisores capacitivos como el mostrado en la figura; pero tienen el inconveniente, de ser afectados por la temperatura y la frecuencia.

**Figura 10. Esquema de un divisor capacitivo.**



**Fuente[1]**

Los sensores capacitivos detectan la tensión eléctrica por diferentes métodos:

1. Fuerza electrostática o torque.
  2. Efecto Kerr o pockel.
  3. Efecto Josephson.
  4. Transparencia a través de dispositivo de cristal líquido.
  5. Cambio en el índice de refracción de la fibra óptica.
1. La fuerza existente entre dos electrodos (Figura 2) está dada por:

**Ecuación 16.**

$$F = \epsilon_0 \frac{S}{d} (V_1 - V_2)^2$$

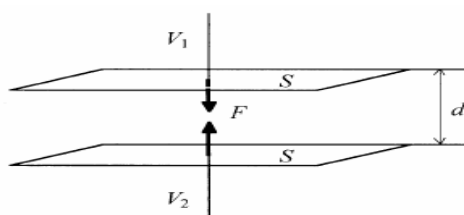
Donde  $\epsilon_0$  = Constante dieléctrica

S = área del electrodo

d = distancia

$V_1, V_2$  = Potencial de los electrodos

**Figura 6. Fuerza entre dos electrodos con tensión aplicada.**



**Fuente[1]**

El torque dado entre los cuadrantes del voltímetro electrostático (figura3) es:

**Ecuación 17.**

$$T = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial \theta} (V_1 - V_2)^2$$

Donde C = capacitancia

$\Theta$  = ángulo entre los electrodos.

2. La rotación del plano de polarización de un haz de luz pasando a través de un haz de un cristal KDP bajo la influencia de un campo eléctrico (efecto Pockels) está expresada por:

**Ecuación 18.**

$$\theta = k_p l (V_1 - V_2)$$

Donde  $K_p$  = constante electro-óptica

l = longitud del cristal

Se obtiene una rotación de  $\pi/2$  aplicando una tensión por el orden de un 1kV a un cristal KDP de unos pocos centímetros de longitud.

Si el haz de luz pasa a través de un tubo de luz ocurre el efecto Kerr donde se observa una dependencia cuadrática de la rotación vs la tensión:

**Ecuación 19.**

$$\theta \equiv kE^2 \equiv k'V^2$$

3. El efecto Josephson consiste en una traslación de tensión en una señal periódica de cierta frecuencia, llevada a cabo por un sensor capacitivo especial. Si hay una configuración de N capas de uniones de superconductor Josephson, la frecuencia de la señal emitida cuando se aplica una tensión V, está dada por:

**Ecuación 20.**

$$v = \frac{2eV}{Nh}$$

4. La transparencia de un dispositivo de cristal líquido depende de la diferencia de potencial aplicado. El dispositivo de cristal líquido puede trabajar en transmisión o en reflexión. Se obtiene un cambio en la transparencia cuando una diferencia de potencia de pocos volts es aplicada.

5. El cambio en el índice de refracción debido a la presencia de un campo eléctrico puede ser detectada por:

Métodos interferométricos (donde la velocidad de la luz es igual a  $\frac{c}{n}$ ).

Cambios en la intensidad de un haz de luz pasando a través de un dispositivo de guía de ondas ópticas.

De los métodos vistos anteriormente el número uno lo utilizan ciertos voltmetros. Los métodos del 2 al 5 son utilizados en los laboratorios de investigación

**Sensores inductivos.**

**Transformador de tensión.**

El transformador de tensión cumple dos diferentes tareas:

Reduce el valor de tensión para la medición o para relés de protección.

Aísla el circuito de medición del circuito de alimentación.

El transformador de tensión está conformado por dos arrollamientos, el primario conectado al circuito de potencia y el secundario conectado al circuito de medición o protección. Los arrollamientos presentan aislamiento eléctrico pero están conectados magnéticamente por el núcleo.

## 1.2. MEDIDA DE CORRIENTE ELÉCTRICA.

Los sensores básicos para medir corriente son la derivación (shunt) para corrientes c.c y el transformador de corrientes para corrientes ca.

La derivación *Shunt* es una resistencia de alambre que posee un coeficiente muy bajo de temperatura y que se coloca en serie con la carga, permitiendo obtener una tensión entre sus bornes proporcional a la corriente que pasa por la misma. Si bien existe una inductancia parásita en esta resistencia que sólo es considerable para mediciones cuando la frecuencia es relativamente alta. Aunque la resistencia *shunt* es el método más económico para sensor corriente, se debe tener en cuenta que a valores elevados de ésta, las pérdidas por calor pueden ser considerables.

Un transformador de corriente es un transformador que tiene un arrollamiento primario consistente en un número de vueltas relativamente pequeño de hilo grueso, que se conecta en serie con el conductor sobre el que se desea medir la corriente y un arrollamiento secundario, consistente en un número relativamente grande de hilo delgado del que se toma la tensión utilizada como señal. La selección de vueltas se selecciona de manera que una corriente especificada a través del arrollamiento primario produzca una tensión conocida en el arrollamiento del secundario.

Si se requiere aislamiento entre la fuente de alimentación y el sistema de datos y se tienen que medir corrientes cc relativamente bajas, se debe utilizar un amplificador magnético controlado por corriente. El arrollamiento de control se conecta en serie con el conductor sobre el que se desea medir la corriente. Un arrollamiento de control de una única vuelta es suficiente.

### **Sensores de efecto Hall**

Se utilizan para medir corrientes C.C y C.A La corriente ocasiona un cambio en el campo magnético en el cual se localiza un dispositivo Hall. Este dispositivo es un semiconductor seleccionado específicamente para que tenga un elevado

coeficiente Hall. Este produce un campo eléctrico que se sitúa transversalmente a una corriente de excitación que pasa a través de él; y que es transversal con el campo magnético. La tensión de salida creada por el campo eléctrico es proporcional al campo magnético, con una corriente de excitación constante.

El campo magnético se genera usualmente mediante un núcleo toroidal ferromagnético con entrehierro, por el que circula el conductor que transporta la corriente a medir. Muchos sensores de este tipo disponen de una apertura circular por donde pasa el conductor a medir.

Se utilizan usualmente cuatro terminales, dos para la excitación C.C. del dispositivo Hall y dos para la señal de salida. La respuesta en frecuencia del sensor se extiende de C.C. hasta 1MHz. Los transitorios de la corriente medida se pueden reproducir en la tensión de salida. La corriente de excitación debe estar cuidadosamente controlada.

Existen dos tipos de sensores *Hall*, el de anillo abierto (*open loop*) y el anillo cerrado (*closed loop*). El segundo ofrece mejor precisión y rangos dinámicos más altos, pero su costo es mayor. En general tienen muy buena respuesta en frecuencia y pueden medir corrientes elevadas.

### **Medidores modificados D'Arsonval.**

Estos instrumentos contienen un devanado axial, de configuración rectangular a través del cual fluye la corriente a medir; de manera integral con el devanado existe un puntero. El devanado gira entre las piezas polares de un imán permanente. El ángulo de rotación es proporcional a la corriente a través del devanado. El medidor se modifica mediante un elemento de transducción (capacitivo) unido al puntero, de manera que la señal de salida es proporcional al desplazamiento angular del puntero. El instrumento puede estar modificado uniendo un contacto al puntero y uno o más contactos al cuerpo del instrumento de manera que se producen varias salidas discretas cuando el puntero gira.

## **Sensor bobina de Rogowsky.**

Son muy utilizados en la actualidad debido a que tiene un buen ancho de banda en la medición de corriente, estos sensores producen una salida proporcional a la derivada de la corriente que fluye por el conductor.

### **1.3. CONCEPTOS GENERALES SOBRE POTENCIA.**

#### **Factor de potencia**

El factor de potencia relaciona la potencia activa con la potencia aparente. La potencia activa realiza trabajo, la potencia reactiva no realiza trabajo pero tiene efecto sobre el campo magnético y las corrientes no lineales.

Conceptos sobre potencia.

Para cargas en corriente continua, la potencia desarrollada es el resultado del producto de la tensión y la corriente

#### **Ecuación 21.**

$$P_{dc} = EI$$

Para el caso de de corriente alterna se utiliza el valor eficaz para designar un valor promedio de la onda que cambia constantemente; este se calcula elevando al cuadrado el valor instantáneo de la onda en un ciclo, dividiendo por el periodo y tomando la raíz cuadrada del resultado. Para ondas senoidales es equivalente a dividir el valor pico de la onda por la raíz cuadrada de 2.

#### **Ecuación 22.**

$$I_{rms} = i_{pico} / \sqrt{2}.$$

En el caso de ondas puramente senoidales y cargas resistivas, el valor de la potencia instantánea esta dado por el producto del valor eficaz de tensión y el valor eficaz de la corriente.

**Ecuación 23.**

$$P_{inst} = V_{rms} \cdot I_{rms}$$

En la práctica con cargas no siempre resistivas y con ondas que no son perfectamente senoidales el valor de la potencia activa es menor que el producto de la tensión eficaz por la corriente eficaz.

**Ecuación 24.**

$$P_{ac} \leq E_{rms} I_{rms}$$

Entonces surge el término de potencia aparente  $S$  que designa el valor de tensión eficaz por la corriente eficaz.

**Ecuación 25.**

$$S = V_{rms} I_{rms}$$

El término factor de potencia expresa la relación entre la potencia activa  $P$  y la potencia aparente  $U$  por medio de la ecuación:

**Ecuación 26.**

$$F_p = \frac{P}{U}$$

Y toma un rango de valores de cero a uno.

La razón principal por la cual el factor de potencia es importante estriba en que el factor de potencia mide de que manera se esta aprovechando la energía que entra al sistema; si se esta aprovechando correctamente la potencia o si hay perdidas elevadas de potencia en el sistema.

**Circuitos de monofásicos.**

*Cálculos de potencia.*

Dadas una onda senoidal de tensión de amplitud eficaz E, una onda senoidal de corriente de amplitud eficaz I, desplazadas un ángulo  $\theta$  en un tiempo t se tiene ,

*tensión instantánea.*

**Ecuación 27.**

$$e = \sqrt{2} * E * \text{sen}(2\pi ft)$$

*Corriente instantánea.*

**Ecuación 28.**

$$i = \sqrt{2} * I * \text{sen}(2\pi ft - \theta)$$

**Ecuación 29.**

$$\text{Potencia instantánea} = p = ei.$$

**Ecuación 30.**

$$p = 2EI \sin(2\pi ft) \sin(2\pi ft - \theta)$$

**Ecuación 31.**

$$p = EI \cos(\theta) - EI \cos(4\pi ft - \theta)$$

Sobre un ciclo la potencia media da:

**Ecuación 32.**

$$P = EI \cos(\theta)$$

*Factor de potencia.*

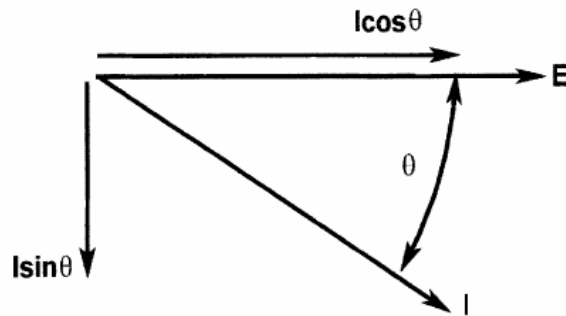
**Ecuación 33.**

$$F_P = \frac{P}{U} = \frac{EI \cos(\theta)}{EI} = \cos(\theta)$$

Esta última ecuación define el factor de potencia de sistemas en los que la corriente y la tensión son senoidales.

En un diagrama de fasores, se puede descomponer el vector de corriente en sus dos componentes ortogonales,  $I \cos(\theta)$  e  $I \sin(\theta)$ .

**Figura 7. Diagrama fasorial de corriente y tensión.**



**Fuente[1]**

La componente de la corriente en fase  $I \cos(\theta)$ , multiplicada por la tensión da el valor de la potencia activa en watts.

La componente que está  $90^\circ$  fuera de fase respecto de la tensión,  $I \sin(\theta)$ , no tiene que ver con la potencia que realiza trabajo, y esta asociada al campo magnético.

Tres tipos de potencia están definidos para sistemas con tensión y corriente senoidal:

Potencia activa:

La potencia activa está dada por la letra P y está definida por la ecuación:

**Ecuación 34.**  
$$P = EI \cos(\theta)$$

La potencia activa es la potencia que realiza trabajo es expresada en watts, y es el valor medio de la potencia instantánea.

Potencia Reactiva:

Esta dada por el símbolo Q, y está definida por la ecuación:

**Ecuación 35.**

$$Q = EI \operatorname{sen}(\theta)$$

La potencia reactiva es expresada en voltamperes reactivos o vars. Si la carga es predominantemente inductiva, la corriente se atrasa a la tensión y la potencia reactiva está dada con signo positivo; si la carga es predominantemente capacitiva, la corriente adelanta a la tensión y la potencia reactiva está dada con signo negativo. Esta potencia corresponde al valor máximo de una oscilación de la potencia no activa

Vector de potencia aparente:

El vector de potencia aparente esta dado por el símbolo S y está definido por la ecuación:

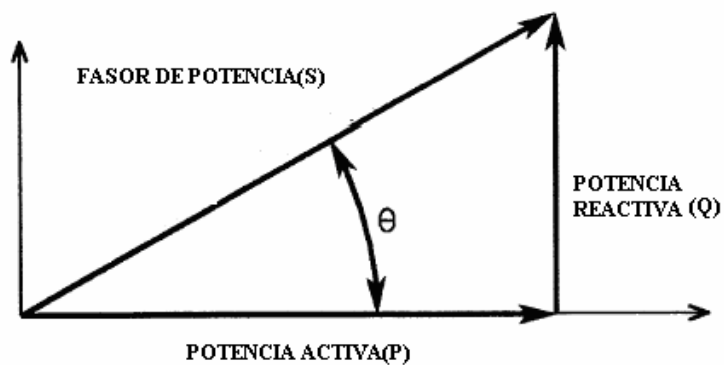
**Ecuación 36.**

$$S = \sqrt{(P^2 + Q^2)}$$

El vector de potencia aparente es expresado en voltamperes o VA y su magnitud corresponde a la potencia aparente o potencia de dimensionamiento.

El triangulo de potencias muestra la relación existente entre los tres tipos de potencia definidos anteriormente. La potencia reactiva es ortogonal a la potencia activa y en la gráfica se muestra para corrientes en atraso.

**Figura 8. Triángulo de potencias.**



Fuente[1]

El factor de potencia dado por el símbolo  $F_p$  está definido por la ecuación:

**Ecuación 37.**

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{\text{Watts}}{\text{Voltamps}}$$

### **Circuitos polifásicos**

Calculos de potencia.

Los calculos de potencia desarrollados para circuitos monofásicos pueden ser extendidos a circuitos polifásicos. Estos circuitos pueden ser divididos en circuitos de una sólo fase con un neutro común. Extendiendo las ecuaciones de potencia a circuitos polifásicos se tiene:

**Ecuación 38.**

$$P = \sum_{k=1}^m E_k I_k \cos(\alpha - \beta)$$

**Ecuación 39.**

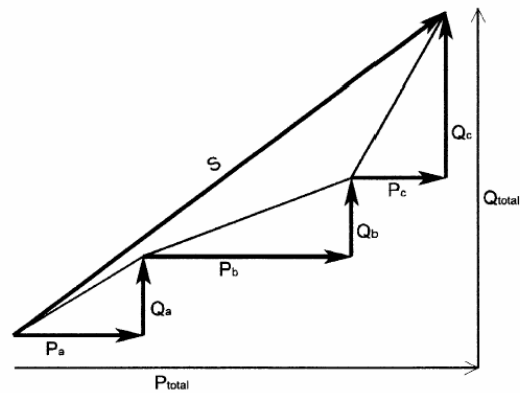
$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

**Ecuación 40.**

$$Q = \sum_{k=1}^m E_k I_k \sin(\alpha - \beta)$$

Donde  $k$  representa el número de la fase,  $m$  es el número de fases y  $\alpha$   $\beta$ , son respectivamente, los ángulos de fase de la tensión y la corriente respecto de un marco de referencia común.

**Figura 9. Diagrama del triangulo de potencias para un sistema polifásico.**



**Fuente[1]**

Factor de potencia.

El factor de potencia para sistemas polifásicos está dado por la ecuación:

**Ecuación 41.**

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{\text{Watts}}{\text{Voltamps}}$$

Para sistemas trifásicos balanceados, el factor de potencia cumple la relación del  $\cos(\theta)$ .

#### **1.4. MEDIDA DEL FACTOR DE POTENCIA.**

No existen instrumentos que midan el factor de potencia directamente. De todas las cantidades de potencia vistas anteriormente, lo único que puede ser medido directamente es la tensión, la corriente, y sus relaciones en el tiempo (ángulos de fase). Todas las demás cantidades de potencia son derivaciones matemáticas de las cantidades medibles. La única de estas derivaciones matemáticas que tiene significado físico real es la potencia activa P, todas las otras cantidades son construcciones matemáticas. Por lo tanto para determinar correctamente el factor de potencia se requiere una medida adecuada de la tensión y la corriente así como un sistema con buena capacidad de cálculo matemático.

En un principio se utilizaban medidores de espira móvil para medir la potencia activa  $P = EI \cos(\theta)$ , la cual era mostrada en un registro mecánico. Usando la identidad trigonométrica  $EI \sin(\theta) = EI \cos(90^\circ + \theta)$  con la tensión retrasada  $90^\circ$ , un medidor similar mostraba la potencia reactiva Q, y con estos dos valores el factor de potencia podía ser calculado (cosenofímetro).

Con el pasar de los años el método para obtener los  $90^\circ$  de desplazamiento de fase fue actualizado. Los instrumentos electrónicos analógicos proveían los  $90^\circ$  de desplazamiento de fase con el medidor. Más recientemente los medidores digitales han desarrollado un muestreo de tensiones y corrientes a intervalos regulares de tiempo y digitalizado los resultados. Tensiones y corrientes son multiplicados tal y como son capturados para hallar la potencia activa. Muestras pasadas de tensión retrasadas por un tiempo igual a un cuarto de ciclo  $90^\circ$ , son multiplicados por valores presentes de corriente para hallar la potencia reactiva. Esta medida también puede ser hallada por la relación  $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$ .

## 1.5. MEDICIÓN DE LA VELOCIDAD ANGULAR.

### **Velocidad angular:**

La velocidad rotacional (o la velocidad angular) de un objeto se define como la tasa cambio de posición angular de un objeto con respecto al tiempo, y es una medida de cuan rápido un objeto está girando. Las unidades más comunes son las revoluciones por minuto, pero cualquier unidad de medida angular por unidad de tiempo puede usarse. La velocidad rotacional es una cantidad vectorial, con la dirección del vector, en la misma dirección del eje sobre el cual el objeto está rotando.

Aplicaciones para las cuales se usa la medición de velocidad:

- Calculo de la velocidad de acercamiento de una herramienta del robot hacia su blanco
- Monitores de la velocidad de un generador en una estación eléctrica
- Calculo de la velocidad de la rueda de un automóvil para proporcionar la retroalimentación a un sistema antibloqueo de frenos.

Medición de la velocidad angular:

La medida de la velocidad angular se aplica a menudo a las maquinarias rotativas tales como bombas, motores, y generadores. En la mayoría de los casos, la medida de rpm involucra la generación de un tren de pulsos o una onda senoidal cuya frecuencia es proporcional a la velocidad angular. Las tecnologías de medición que usan trenes del pulso y ondas senoidales incluyen tacómetros generadores de C.A. y C.C, sensores ópticos, sensores de reluctancia variables, sensores de imán rotativo, sensores de efecto Wiegand, estroboscopios, etc.

#### **Métodos sensores:**

Generadores tacométricos electromagnéticos:

Tacómetros generadores de C.C. y C.A.

Un generador de C.C. produce un nivel de tensión proporcional a dicha velocidad y un generador C.A. produce una tensión de salida con frecuencia proporcional a la misma velocidad. Las frecuencias típicas de operación son entre 60 Hz. y 400 Hz. Esta frecuencia portadora debe ser de 5 a 10 veces la frecuencia de respuesta requerida por el tacómetro generador C.A.

Los generadores de C.C usan un imán permanente o un devanado excitado como estator y un arrollamiento convencional con colector conmutador en el rotor. La salida de un dispositivo de imán permanente es típicamente de 3 a 7 V, mientras que la uno de arrollamiento en el estator es de 10 a 20 V, para 1000 rpm.

Los generadores de C.A. pueden ser de inducción o de imán permanente. Los dispositivos de inducción operan como transformadores de acople variable con el coeficiente de acople proporcional a la velocidad de rotación, mientras que los de imán permanente usan el cambio de flujo entre un imán en el rotor y un arrollamiento en el estator para producir una señal que varía tanto en amplitud como en frecuencia.

Tacómetros de rotor dentado:

Utilizan un rotor ferromagnético con configuración de engranaje o con salientes dentados equiespaciados, en conjunto con un devanado de transducción (sensor de proximidad). El conjunto devanado – transductor puede ser de efecto Hall, inductivo o de corrientes en remolino, destacándose entre los demás el sensor de efecto Hall, comúnmente usado en los sistemas antibloqueo de frenos para automóviles.

Algunos sistemas utilizan distintas configuraciones para los dientes del rotor con el fin de generar distintos tipos de señales, además también está la opción de usar dos devanados sensores para obtener señales procedentes de puntos distintos y de esta forma obtener una diferencia de fase que puede ser convertida en dirección de giro.

Los sistemas de solución están basados en contadores, para los cuales la frecuencia de la tensión de salida es directamente proporcional a la velocidad rotacional del disco. Un conversor de frecuencia a tensión puede convertir la señal a tensión y una unidad de conversión de tensión a velocidad puede proveer la medida actual de la velocidad.

Tacómetros electro-ópticos:

Los métodos ópticos de detección de velocidad angular emplean un emisor y un detector de luz. Un diodo emisor (LED) emparejado con un diodo sensible a la luz es la configuración más común.

El montaje consiste en un disco perforado o uno que contenga una banda con marcas que reflejen la luz, colocado en el eje del motor. Cada perforación o marca permitirá el paso de la luz o la reflexión de la misma, ocasionando la activación del detector y permitiendo que este genere un tren de pulsos con una tasa proporcional a la velocidad angular.

Cuando se analizan sensores ópticos se debe tener en cuenta: el tamaño del sensor, el rango efectivo dentro del espectro de la luz, el tiempo de respuesta, el tamaño del blanco, el tipo de señal presente en la salida del dispositivo y el ambiente del lugar destinado para su trabajo.

### **Otros dispositivos.**

Efecto Wiegand.

La tecnología de efecto Wiegand emplea propiedades magnéticas y cable ferromagnético de diámetro pequeño. Por causa de que el campo magnético de este cable se ponga en reversa repentinamente, un uniforme pulso de tensión es generado. Este pulso se llama pulso de Wiegand, y su implementación en sistemas de medición de velocidad angular es similar a la de los sensores ópticos, pero con diferente fuente de pulsos.

## **1.6. CARACTERÍSTICAS DE LOS SISTEMAS DE MEDIDA.**

Según el porcentaje de error de medición los sistemas de medida pueden ser clase: 0,2, 0,5, 1 y 2.

Los sistemas de medida vienen condicionados por ciertas características que varían en el transcurso del tiempo y que se agrupan en dos categorías que son: características estáticas y características dinámicas.

Las características estáticas se describen debido a que en la mayoría de los sistemas de medida el parámetro de interés varía muy lentamente. Entre ellas se destacan:

- **Exactitud:** Es la cualidad que caracteriza a un instrumento por el grado de aproximación que tenga la magnitud de la señal medida (valor experimental) con el verdadero valor de la magnitud de la señal (valor teórico). La exactitud se especifica con el error relativo porcentual, que resulta del cociente entre el error absoluto y el valor teórico o real y está dado por la siguiente expresión:

**Ecuación 42.**

$$\text{Error Relativo}\% = \frac{\text{Valorteórico} - \text{Valor experimental}}{\text{Valorteórico}} * 100$$

- **Precisión:** Esta característica surge al comparar el valor de la medida, tomada para instrumentos similares. Sirve para comparar que tan preciso es un instrumento respecto de otro. La precisión de un equipo se expresa en valores enteros.
- **Fidelidad:** Esta característica estima la capacidad de un instrumento de medida de dar el mismo valor de la magnitud medida, al medir varias veces bajo condiciones estables de operación, independiente del valor teórico o real del parámetro medido. Esta característica determina una garantía del valor medido por el equipo.
- **Sensibilidad:** Se refiere a la pendiente de la curva de calibración que puede ser o no constante a lo largo de la escala de medida.
- **Repetibilidad:** Esta característica se refiere a la fidelidad pero cuando las medidas se realizan en un corto periodo de tiempo.
- **Reproducibilidad:** Indica el grado de coincidencia de varias medidas individuales sobre el mismo parámetro con un método concreto pero con un conjunto de medidas a largo plazo o realizadas por personas distintas o con distintos aparatos o en diferentes laboratorios.

- **Derivas:** Se produce cuando los sensores dan una variación en la salida con el tiempo, debido a cambios que sufren algunos componentes del instrumento al variar la temperatura o la humedad. Se considera la deriva de cero que da una variación de la salida con entrada nula y la deriva del factor de escala, que expresa la variación de la sensibilidad.
- **Resolución:** Es el menor cambio en la magnitud de entrada que se puede detectar en la salida.

Las características **dinámicas** de los sistemas de medida se refieren a la respuesta de los sistemas al cambio de la señal de entrada. Las características dinámicas se evalúan en términos de tiempo de respuesta, tiempo de subida, constante de tiempo, factor de amortiguamiento, respuesta en frecuencia.

## 2. CONSTRUCCIÓN DEL EQUIPO

En este capítulo se muestran las características de los diferentes módulos o etapas de construcción del equipo de medición y sus respectivos circuitos asociados.

Además se explica la forma como el medidor realiza el cálculo de los diferentes parámetros que intervienen en la medición, como son tensión, corriente, potencia, factor de potencia y velocidad, en los motores de inducción trifásicos.

Etapas de construcción del equipo.

Para una mejor comprensión del *hardware* del dispositivo de medición, el desarrollo del mismo se dividió en las siguientes etapas:

Sensado y filtrado de las señales analógicas de tensión y corriente.

Acondicionamiento de la señal y procesamiento digital para el cálculo de las señales de valor eficaz de tensión y corriente así como las señales de potencia, con el circuito integrado ADE7758.

Cálculo de la velocidad angular con sensor y microcontrolador.

Manejo de periféricos y control del sistema con microcontrolador.

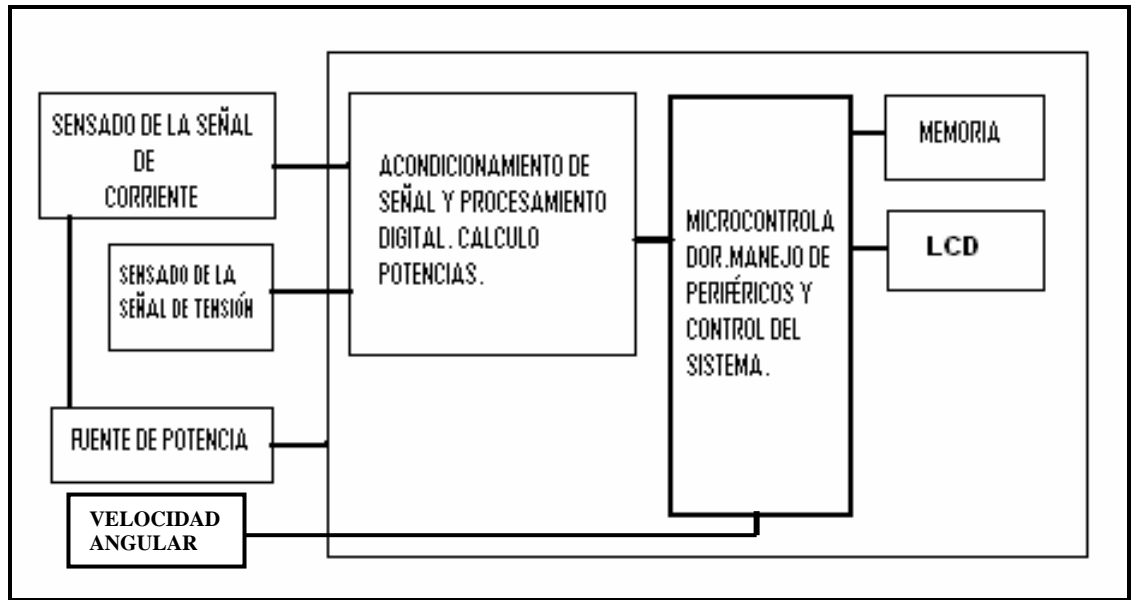
Visualización de los resultados de la medición con un módulo LCD.

Almacenamiento de datos.

Fuente para el suministro de potencia.

El siguiente diagrama de bloques muestra la configuración del sistema en una forma general.

Figura 10. Esquema general del medidor.

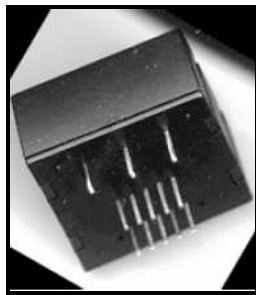


Fuente[Autores]

## 2.1. SENSADO DE LA SEÑAL DE CORRIENTE.

Para sensar la señal de corriente el medidor usa el circuito integrado CS25-NPA (figura 11.) de la empresa AMPLOC. Este circuito es un transformador de corriente de efecto *Hall* de lazo cerrado cuyo principio de operación se explica en el capítulo 1 .

Figura 11. Sensor CS25-NPA.



Fuente[4]

Se seleccionó el sensor de corriente de efecto Hall CS25-NPA por su amplio rango dinámico y rendimiento a corrientes altas, además de su buen comportamiento lineal (error menor a 0,2%), rapidez de respuesta en tiempo

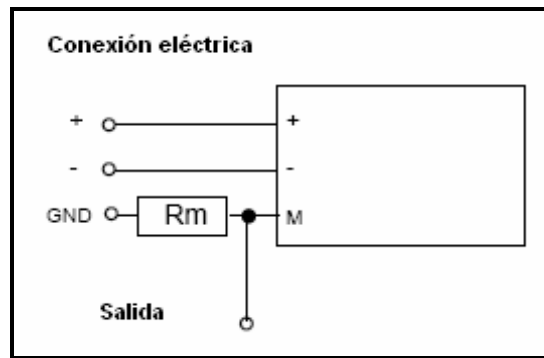
(mejor que  $1 \mu\text{s}$ ), no presenta desplazamientos de fase y el *offset* de corriente es casi nulo ( $0,15\text{mA}$ ).

### 2.1.1. Operación del integrado CS25-NPA.

El sensor CS25-NPA opera a 5 rangos de corriente nominal 25A, 12 A, 8 A, 6 A, 5 A. Para esta aplicación en particular opera en el rango de 25A. Utiliza una fuente de suministro de potencia dual de  $\pm 15\text{V}$  y proporciona una salida de tensión dada por una resistencia de medida  $R_m$  conectada a la salida del sensor. La resistencia  $R_m$  se seleccionó de manera que la tensión de salida no exceda el límite de tensión en las entradas analógicas del circuito integrado ADE7758 que es de  $0,5V_{pp}$ . Como la salida nominal de corriente es de  $25\text{mA}$ , una  $R_m$  de  $20\Omega$  garantiza la tensión necesaria a la entrada del ADE7758.

La figura 12 muestra la conexión eléctrica del sensor de corriente.

**Figura 12. Conexión eléctrica del sensor CS25-NPA.**



Fuente[4]

### 2.1.2 Filtrado de la señal corriente.

Es necesario filtrar la señal de tensión proveniente del sensor de corriente a la entrada del integrado ADE7758 para evitar el *aliasing*, fenómeno que aparece en todos los sistemas de muestreo. Señales de entrada con componentes de frecuencia más altas que la mitad de la tasa de muestreo del convertidor ADC,

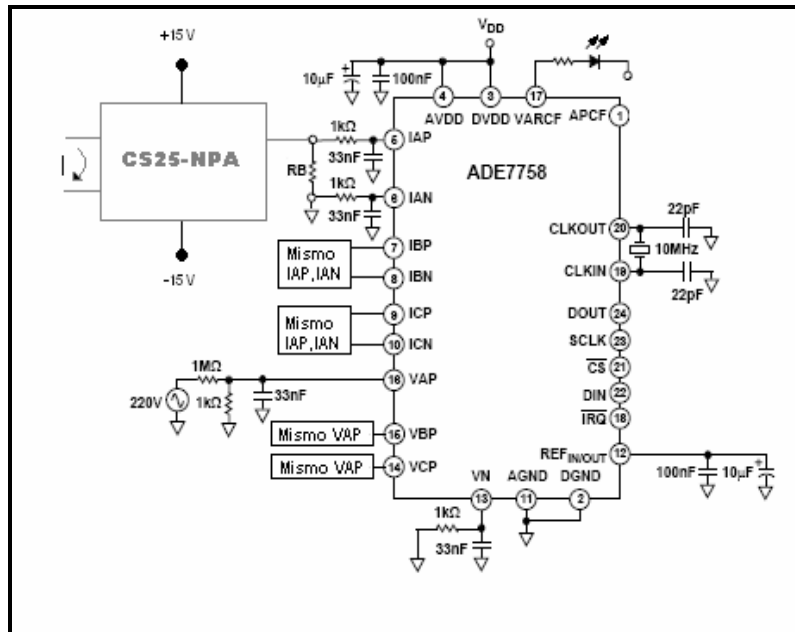
distorsionan las muestras de señal a frecuencias por debajo de la mitad de la tasa de muestreo.

El diseño del filtro se hizo de acuerdo con el *data sheet* del integrado *ADE7758*, el cual propone un sencillo filtro pasa bajas RC (un polo) con una frecuencia de esquina de 10KHz, el cual es suficiente para eliminar el *aliasing*.

Los valores de los componentes del filtro son  $R=1K\Omega$ .  $C=33nf$ . Este filtro se implementa para cada una de las tres fases en los canales de corriente del integrado *ADE7758*.

En la figura 13 se muestra su conexión a los canales 5, 6, 7, 8, 9,10 del *ADE7758*.

Figura 13. Conexión de las entradas analógicas del ADE7758.

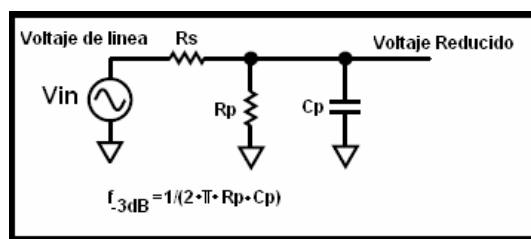


Fuente[7]

## 2.2. SENSADO DE LA SEÑAL DE TENSIÓN.

Para sensar la señal de tensión se usó un divisor de tensión, el cual permite asegurar que señal a la entrada de cada uno de los canales de tensión del *ADE7758* tenga un nivel máximo de  $0,5V_p$ .

Figura 14. Red de Atenuación de tensión.



Fuente[7]

Con una tensión  $V_{in}$  máxima de 220V y con la consideración que a la salida del divisor debe asegurarse como máximo  $0,5 V_p$ . Los valores de  $R_s$  y  $R_p$  son:

Con  $R_s=1M\Omega$ .

$R_p=2.2K\Omega$ .

Tomando  $R_p=1K\Omega$ .

$R_s=440K\Omega$ .

Para efectos de éste trabajo de grado, se eligieron los valores  $R_p=1k\Omega$ . y  $R_s=440k\Omega$ , de está manera los filtros a la entrada de los canales de corriente y tensión del *ADE7758* son iguales.

Para la red de atenuación de la figura 14, la frecuencia de corte de -3dB está dada por  $R_p$  y  $C_p$  debido a que la resistencia  $R_s$  es muy grande comparada con  $R_p$ . La figura 13 muestra la conexión de la red de atenuación para el canal A de tensión, la misma conexión se hace para los canales B y C del *ADE7758*.

La red de atenuación de tensión sirve también para filtrar la señal de tensión y evitar el *aliasing*. Como se vió anteriormente el filtro tiene una frecuencia de esquina de 10kHz, el cual tiene una atenuación suficiente para eliminar el *aliasing*.

Se debe tener en cuenta que en los canales de tensión y de corriente la señal de tensión de entrada debe estar en fase; aunque el integrado *ADE7758* tiene registros internos de corrección de pequeños desfases<sup>2</sup>.

### **2.3 PROCESAMIENTO PARA EL CÁLCULO DE LAS SEÑALES DE POTENCIA Y VALOR EFICAZ DE CORRIENTE Y TENSIÓN.**

Para el cálculo de las señales de potencia y valor eficaz de corriente y tensión se usó el circuito integrado medidor de energía *ADE7758* de la empresa *Analog Devices*.

La mejor opción para medidores electrónicos es usar DSP (procesador digital de señales) los cuales permiten digitalizar las ondas de tensión y corriente por medio de conversores analógico-digital para luego realizar los cálculos. El procesamiento digital de señales permite el cálculo estable y exacto superando las variaciones de tiempo y de medio ambiente.

Hay dos clases de DSP, los programables y los de función fija. Para esta aplicación en particular se usó un DSP de función fija debido a su alta precisión, bajo costo, y que requiere menos programación.

El IC *ADE7758* es básicamente un DSP (procesador digital de señales) de función fija.

---

<sup>2</sup>Ver calibración del dispositivo en el capítulo 3.

Los productos basados en DSPs de función fija usan conversores analógico-digitales, los cuales digitalizan las ondas de corriente y tensión a una alta resolución con bajo costo.

Los DSP de función fija se complementan con microcontroladores de bajo ancho de banda, los cuales operan el sistema de comunicación y la pantalla electrónica.

Descripción general del IC ADE7758.

El *ADE7758* es un circuito integrado de alta precisión para la medición trifásica de energía con interfaz serial y dos salidas de pulso.

Incorpora ADC(conversor analógico-digitales) sigma-delta de segundo orden, integrador digital, circuitos internos, sensor de temperatura, y todo el procesamiento digital requerido para realizar la medición de la energía activa, reactiva y aparente, así como los cálculos de valor eficaz.

El *ADE7758* es adecuado para medir la energía activa, reactiva y aparente para diferentes configuraciones trifásicas, tanto en delta como en Y ambas con tres o cuatro cables. Provee un sistema de calibración de potencia, *offset* del valor eficaz y calibración de fase. La salida *APCF* da la información de la potencia activa y la salida *VARCF* da la información de la potencia aparente o la potencia reactiva.

El *ADE7758* tiene un registro de forma de onda, que permite acceder a las muestras de la salida de los ADCs. También incorpora un circuito que detecta variaciones de alta y baja tensión de corta duración. Los umbrales de tensión así como la duración de la variación (número de medios ciclos de línea) son programados por el usuario.

La detección de cruce por cero es sincronizada con el punto de cruce por cero de alguna de las líneas de tensión, lo que permite medir el periodo de la señal de tensión y usar el modo de calibración mas rápido y preciso, el modo de acumulación de energía por ciclo de línea, el cual permite sincronizar la acumulación de energía con un número entero de medios ciclos de línea.

El *ADE7758* se comunica al exterior por medio de la interfaz SPI (interfaz serial de periféricos), la salida  $\overline{IRQ}$  pasa a nivel bajo cuando uno o más eventos de interrupción han ocurrido y el registro *STATUS* indica la naturaleza de la interrupción.

A continuación se describe el proceso de conversión analógica-digital en el *ADE7758* y la forma como este calcula la potencia y el valor eficaz de tensión y corriente.

### 2.3.1. Canales de corriente y tensión.

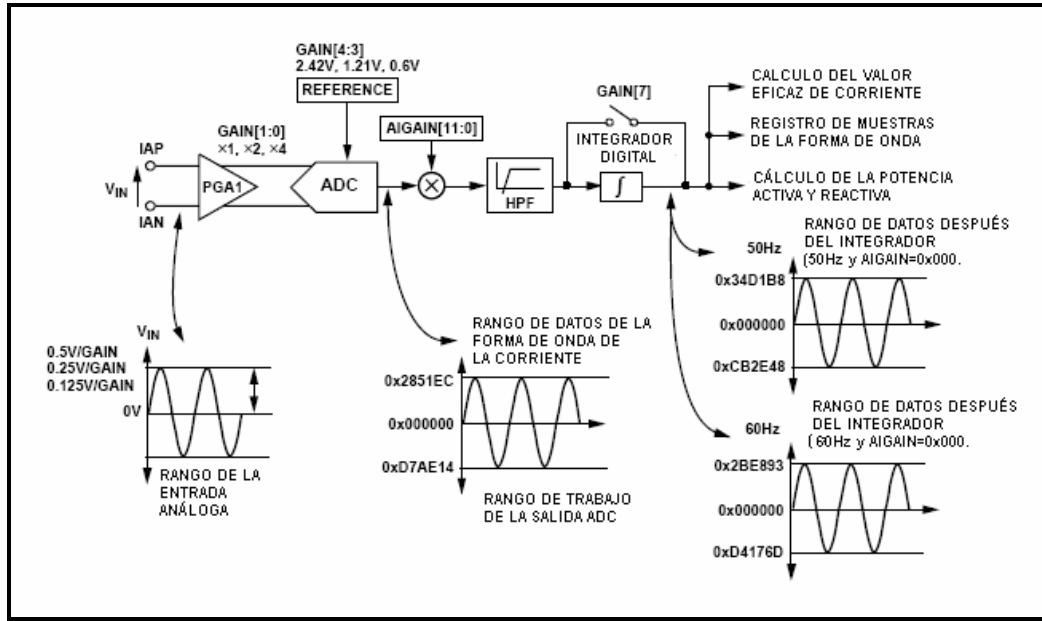
El *ADE7758* posee tres entradas de tensión diferencial para las señales de corriente (*IAP, IAN, IBP, IBN, ICP, ICM*) y tres entradas de tensión respecto de *VN* (*VAP, VBP, VCP*) para las señales de tensión. La tensión diferencial no debe superar los  $\pm 0.5$  V, aunque el *IC* resiste elevaciones de tensión de hasta  $\pm 6$  V sin sufrir daño. La tensión máxima de modo común es de 25mV.

El valor de tensión máxima en los canales corriente y tensión puede ser fijado a los valores  $\pm 0,5$  V,  $\pm 0,25$  V o  $\pm 0,125$  V escribiendo en los bits 3 y 4 del registro ***GAIN[7:0]***. Además de esto el *ADE7758* tiene amplificadores de ganancia que multiplican la señal por 1,2 o 4, el valor de amplificación se elige también en el registro ***GAIN[7:0]***.

#### 2.3.1.1. Conversión analógica-digital de la señal de corriente.

La figura 15 muestra el camino que toma la señal de corriente en el canal A del *ADE7758*, sucede lo mismo en los otros dos canales. La salida del *ADC* tiene como rango de valores en las muestras de la onda de corriente los códigos comprendidos entre 0x2851EC y 0XD7AE14 (formato en complemento a dos de 24 bits) con la entrada analógica a 0.5 V y con una tasa de muestreo de 26kSPS (kilo muestras por segundo).

Figura 15. Camino de la señal en el canal de corriente A.



Fuente[7]

La señal a la salida del ADC se multiplica por el registro **AIGAIN[11:0]** el cual aumenta o disminuye los valores de las muestra en 50%, por ejemplo si se escribe al registro el valor 0x7FF las muestras se escalan en +50%; y si se escribe al registro el valor 0x800 las muestras se escalan en -50%. La tasa de muestreo puede ser escogida usando los bits 5 y 6 del registro **WAVMODE** donde los valores a elegir son 26.0kSPS, 13,0kSPS, 6.5kSPS y 3.3kSPS. Las muestras tomadas pueden guardarse en el registro de forma de onda **WFORM** poniendo los bits 2, 3, 4 de **WAVMODE** al valor lógico cero; los bits 1 y 0 seleccionan la fase de la cual se quieren guardar las muestras.

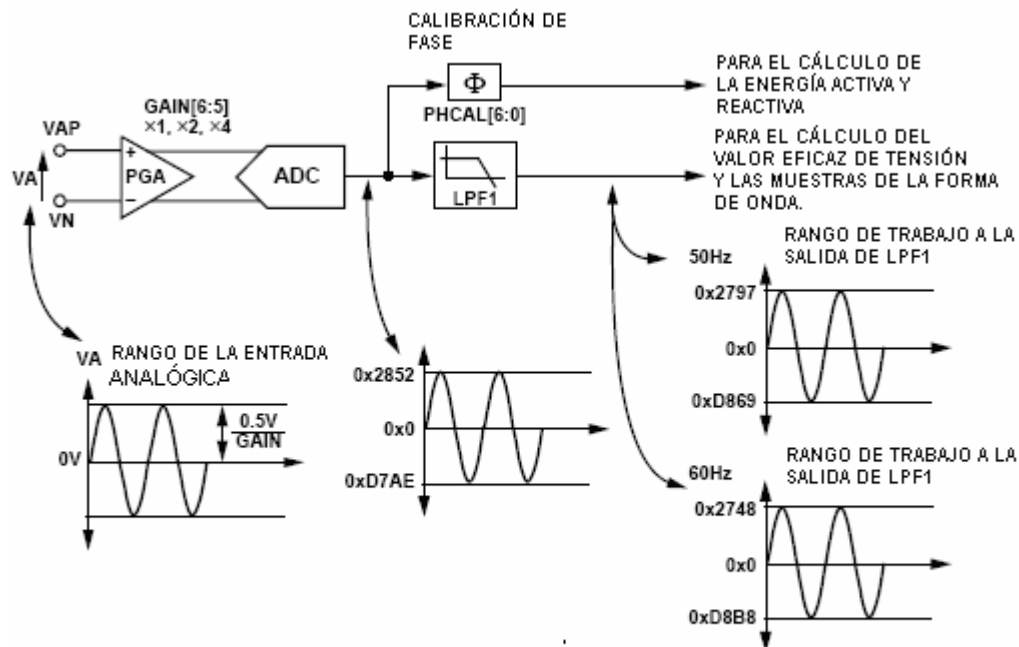
### 2.3.1.2 Conversión analógica-digital en el canal de tensión.

Las tasas de muestreo usadas en los canales de tensión pueden ser 26.0kSPS, 13,0kSPS, 6.5kSPS o 3.3kSPS, las cuales se eligen como en el caso de los canales de corriente en los bits 5 y 6 del registro **WAVMODE**. Las muestras de la onda de tensión se encuentran comprendidas entre los códigos 0x2748 y

0xD8D8 (formato de 24 bits en complemento a dos) y pueden ser almacenadas en el registro **WFORM** escribiendo el numero 001 en los bits 2, 3, 4 del registro **WAVMODE**. En este mismo registro en los bits 1 y 0 se elige el canal del cual se van a guardar las muestras.

Las muestras de la onda de tensión son filtradas por LPF1, el cual tiene frecuencia de corte de 260Hz y atenúa la señal en un 3,575%; como se observa en la figura 16 el filtro LPF1 sólo afecta las muestras de señal que pasan al registro **WFORM** y tiene efecto en el cálculo del valor eficaz de tensión y la potencia aparente.

Figura 16. Camino de la señal en el canal de tensión A.



Fuente[7]

### 2.3.2. Cálculo de la potencia activa en el ADE7758.

La potencia activa sobre un número de ciclos está dada por la relación

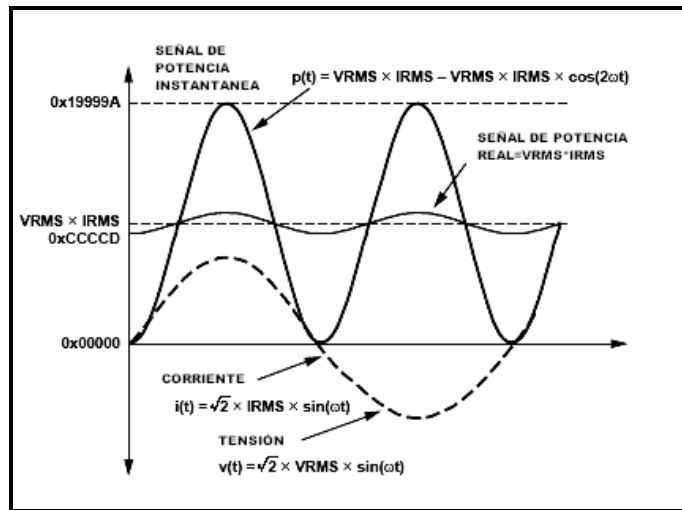
**Ecuación 43.**

$$P = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} p(t) dt$$

A  $p$  se le denomina potencia promedio activa, y es igual a la componente de continua de la potencia instantánea  $p(t)$ .

En el ADE7758 la potencia instantánea  $p(t)$  es generada multiplicando la tensión y la corriente para cada fase. La componente de continua es luego extraída por el filtro pasabajas LPF2, el cual obtiene la potencia promedio para cada fase. La figura 16 muestra este proceso.

**Figura 16. Cálculo de la potencia activa.**



**Fuente[7]**

Debido a que el filtro pasabajas no es ideal, la señal de potencia activa presenta una onda sinusoidal cuya frecuencia es el doble de la frecuencia de línea, la cual es removida cuando la señal se integra en el tiempo para el cálculo de la energía.

La potencia activa se acumula en los registros **AWATTHR**, **BWATTHR**, **CWATTHR** de 16 bits por watio/hora.

### 2.3.3 Cálculo de la energía activa.

La energía activa esta dada por la relación:

**Ecuación 44.**

$$Energía = \int p(t)dt = \lim_{T \rightarrow 0} \left\{ \sum_{n \rightarrow 0}^{\infty} p(nT) \times T \right\}$$

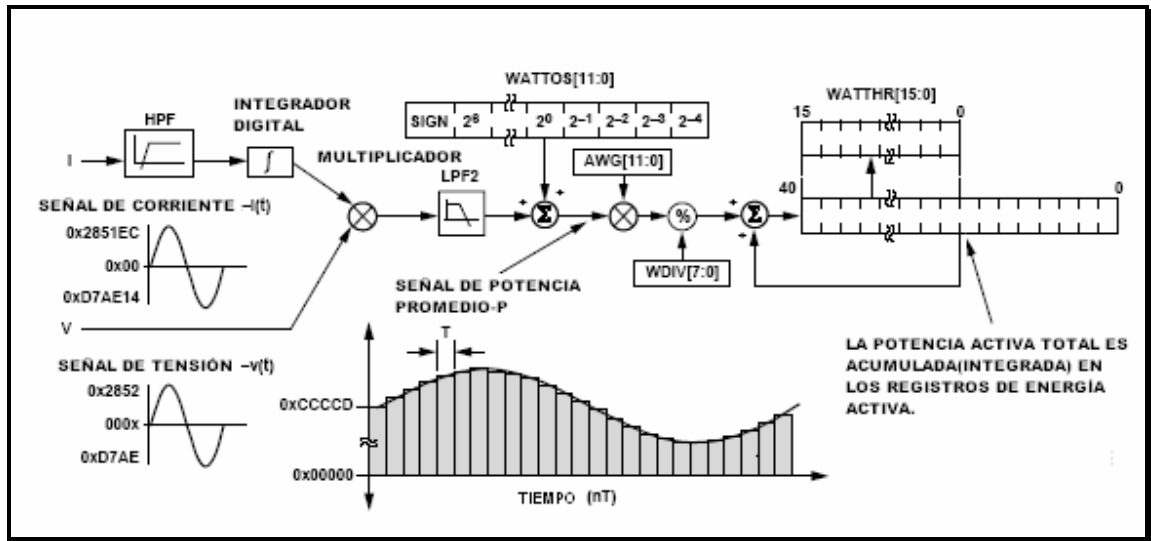
Donde n son las muestras discretas de tiempo y T es el periodo de las muestras.

El **ADE7758** hace el cálculo de la energía activa acumulando la potencia activa en registros internos de 41 bits. El contenido de **AWATTHR**, **BWATTHR** Y **CWATTHR** representa los 16 bits más significativos de estos registros. Como se observa en la figura 18 la señal de potencia promedio activa es multiplicada por los registros de ganancia **xWG**<sup>3</sup> y luego dividida por el registro **WDIV**, el cual, aumenta el tiempo de acumulación de la energía debido a que los registros de energía tardan más tiempo en desbordarse. Posteriormente la señal se almacena en registros de 41 bits. Cuando el registro de ganancia **AWG** está en el valor más alto **0x7FF** el tiempo que tarda en llenarse a la mitad el registro **AWATTHR** es 0,13sec, si **AWG** está en **0x000** tarda 0,52sec en llenarse a la mitad y si **AWG** está a **0x800** tarda 0,79sec en llenarse a la mitad. Este tiempo puede ser incrementado en un factor máximo de 255 usando el registro **WDIV**.

**Figura18. Acumulación de energía activa en el ADE7758.**

---

<sup>3</sup> La x hace referencia a la fase: A, B o C.



Fuente[7]

Para el cálculo de potencia activa a partir del valor de la energía, se divide el valor de los registros de energía por el tiempo total de acumulación de estos registros. Este tiempo total de acumulación de energía con **WDIV=0** se calcula con la siguiente relación:

**Ecuación 45.**

$$tiempo = \frac{0xFF,FFF,FFF}{0xCCCCD} \times 0,4\mu s = 0,524s$$

Donde **0xFF,FFF,FFF** es el valor máximo de acumulación de los registros internos de energía activa; **0xCCCCD** es el valor más alto a la salida del filtro **LPF2** con las entradas a escala completa y los registros **xWG** en cero, por último **0.4μs** es el periodo de las muestras para los registros de acumulación.

Si **WDIV** es diferente de cero la relación se vuelve:

**Ecuación 46.**

$$tiempo = tiempo(WDIV = 0) \times WDIV[7:0]$$

El **ADE7758** se configura para que cuando los registros **WATT-hr** estén llenos hasta la mitad, la señal de interrupción  $\overline{IRQ}$  se active; esto se hace poniendo el

bit 0 del registro **MASK**. Si se pone el bit **RSTREAD** del registro **LCYCMODE**, cuando se leen los registros de energía activa, estos vuelven a ser cero.

Para ésta aplicación se usó otra forma más sencilla de calcular la potencia activa utilizando el modo de acumulación de ciclo de línea, en el cual se escogió un número de medios ciclos de la señal de tensión durante los cuales el **ADE7758** acumula energía, se eligió el valor de **0x00FF** el cual se escribe al registro **LINECYC(0x1C)**. Al finalizar el número de medios ciclos seleccionados la salida  $\overline{IRQ}$  se pone activa baja y el valor de energía se escribe a los registros **xWATTHR**, luego se dividen estos registros en el microcontrolador por el tiempo total transcurrido para los medios ciclos de línea seleccionados.

El **ADE7758** también tiene la capacidad de entregar el valor de la potencia activa usando la salida de pulso **APCF** donde la frecuencia es proporcional al valor de potencia, o, como se vio antes, dividiendo el valor de los registros de energía entre el tiempo de acumulación de la misma. Siendo más precisa la segunda forma, debido a que la integración de la potencia promedio elimina la señal del doble de la frecuencia de la línea a la salida de los filtros **LPF2**.

#### 2.3.4. Cálculo de la potencia reactiva en el ADE7758.

La potencia promedio reactiva sobre número n de ciclos de onda está dada por la relación:

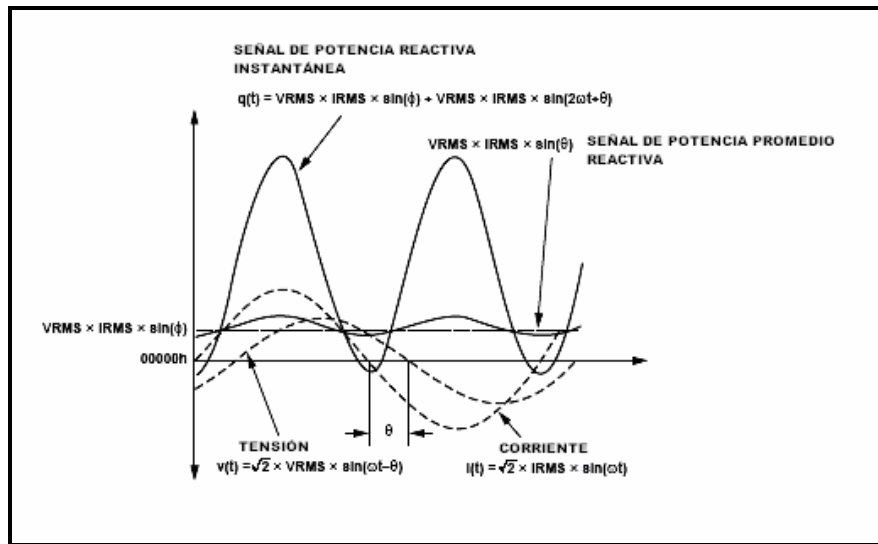
**Ecuación 47.**

$$Q = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} q(t) dt = V \times I \times \text{sen}(\theta)$$

La potencia reactiva instantánea  $q(t)$  es generada multiplicando la señal de tensión por la señal de corriente desplazada un ángulo de  $90^\circ$ . Luego con el filtro pasabajas **LPF2** se extrae la componente de C.C de la señal  $q(t)$ , con lo cual se obtiene el valor de la potencia promedio reactiva para cada fase; este proceso se muestra en la figura 19. La potencia reactiva para cada fase es luego

almacenada en los registros de 16 bits **AVARHR**, **BVARHR**, **CVARHR** en VAR/hora.

**Figura 19.** Cálculo de la potencia reactiva.



Fuente[7]

### 2.3.5. Cálculo de la energía reactiva.

La energía reactiva esta definida como la integral de la potencia reactiva según la relación:

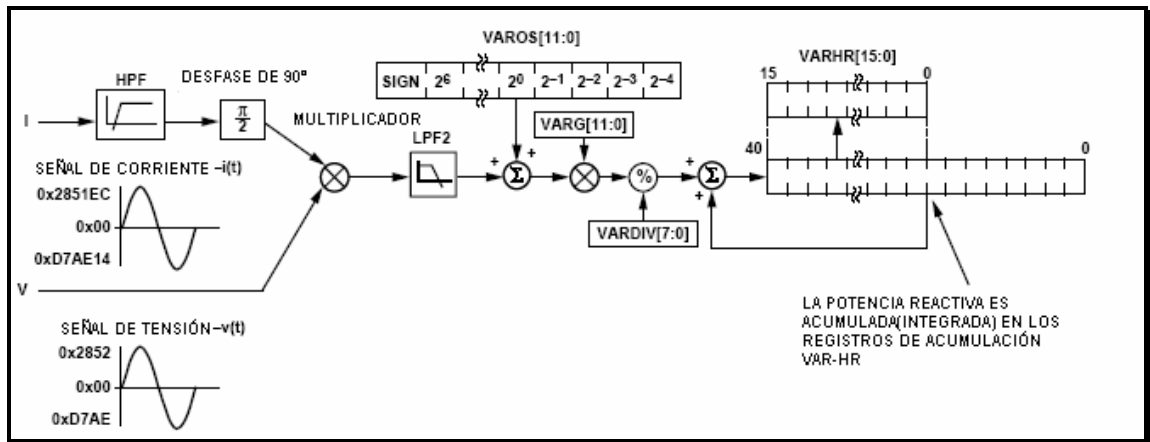
**Ecuación 48.**

$$Energía = \int q(t) dt = \lim_{T \rightarrow 0} \left\{ \sum_{n \rightarrow 0}^{\infty} q(nT) \times T \right\}$$

Donde n son las muestras discretas de tiempo y T es el periodo de las muestras. Similar al caso de la potencia activa, el ADE7758 realiza la integración de la potencia reactiva, acumulando ésta en registros internos de 41 **bits**. El contenido de **AVARHR**, **BVARHR**, **CVARHR** representa los 16 bits más significativos de estos registros.

En la figura 20 se observa el proceso que realiza el ADE7758 para obtener la energía reactiva.

Figura 20. Acumulación de la energía reactiva.



Fuente[7]

Después de obtener la potencia reactiva promedio a la salida del filtro *LPF2* la señal pasa por los registros de calibración **VAROS** (corrección de offset), **VARG** (ajuste de ganancia) y **VARDIV**, el cual, aumenta el tiempo de acumulación de la energía reactiva, debido a que los registros de energía tardan más tiempo en desbordarse. Por último la señal es continuamente acumulada en registros de 41 bits.

Como en el caso de la potencia activa, cuando el registro de ganancia **VARG** está a escala máxima (*0x7FF*) se lleva a cabo una integración más rápida. El tiempo de integración puede ser incrementado en un valor de hasta 255 usando el registro **VARDIV**.

El *ADE7758* se configura para que cuando los registros VAR-hr estén llenos hasta la mitad, la señal de interrupción  $\overline{IRQ}$  se active; esto se hace poniendo el bit 1 del registro **MASK**. Si se pone el bit **RSTREAD** del registro **LCYCMODE**, cuando se leen los registros de energía reactiva estos vuelven a ser cero. El tiempo de acumulación de energía reactiva se calcula con la relación:

Ecuación 49.

$$tiempo = tiempo(VARDIV = 0) \times VARDIV[7 : 0].$$

Donde el tiempo para  $VARDIV=0$  depende del contenido del registro  $VARG$  como en el caso de la energía activa.

La potencia promedio reactiva se calculó usando el modo de acumulación por ciclo de línea. Se eligió el valor de  $0x00FF$  el cual se escribe al registro  $LINECYC(0x1C)$ . Al finalizar el número de medios ciclos seleccionados la salida  $\overline{IRQ}$  se pone activa baja y el valor de energía se escribe a los registros  $xVARHR$ , luego como en el caso de la potencia activa se dividen estos registros en el microcontrolador por el tiempo total transcurrido para los medios ciclos de línea seleccionados.

Lo mismo que para la energía activa, el  $ADE7758$  tiene la capacidad de entregar el valor de la potencia reactiva usando la salida de pulso  $VARCF$  o, dividiendo el valor de los registros de energía entre el tiempo de acumulación de la misma. La segunda forma es más precisa debido a que elimina el error que introducen los filtros  $LPF2$ .

### 2.3.5. Cálculo de la potencia aparente.

El  $ADE7758$  calcula la potencia aparente multiplicando el valor eficaz de tensión por el de corriente para luego se filtra para eliminar rizados usando un filtro  $LPF2$ ; también se puede calcular fácilmente usando el método vectorial (ecuación 36) implementándolo en el microcontrolador.

### 2.3.6. Cálculo de la energía aparente.

La energía aparente se define según la relación:

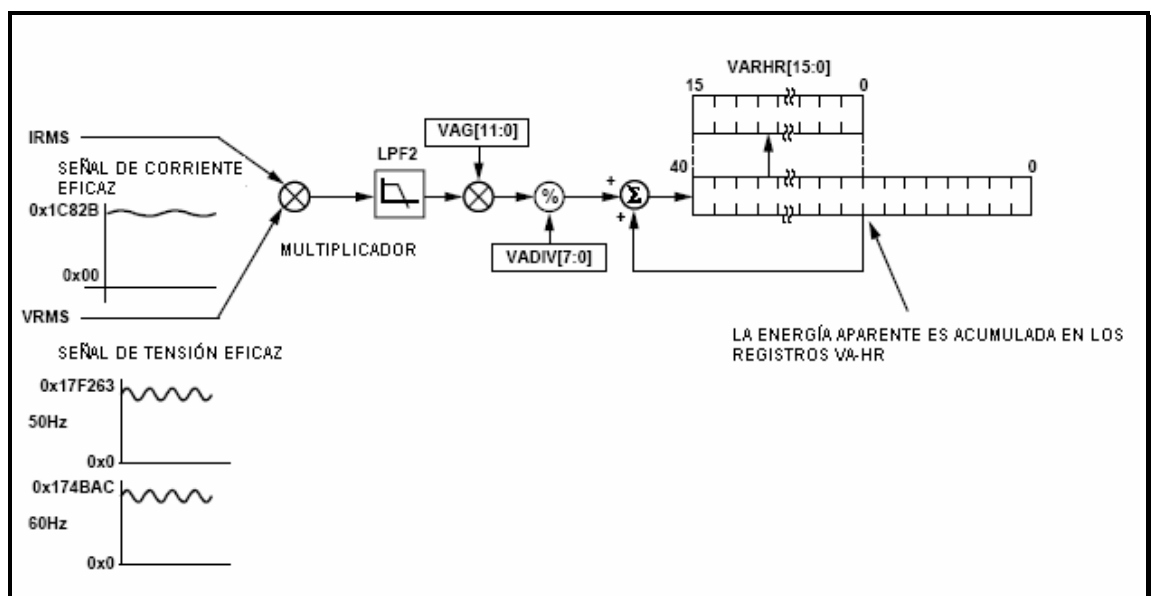
**Ecuación 50.**

$$Energía = \int s(t)dt = \lim_{T \rightarrow 0} \left\{ \sum_{n \rightarrow 0}^{\infty} s(nT) \times T \right\}$$

Donde  $n$  es el número de muestras y  $T$  es el periodo de las muestras. La energía aparente es acumulada en registros internos de 40 bits sin signo en VA-hr. Los registros **AVAHR**, **BVAHR** Y **CVAHR** contienen los 16 bits más significativos de los registros internos de acumulación de energía aparente.

La figura 21 muestra el procesamiento de la señal para el cálculo de la energía aparente; después que la señal sale del multiplicador el filtro **LPF2** elimina rizados en el cálculo de la potencia aparente, luego puede ser amplificada por los registros de ganancia **VAG** y escalada por los registros **VADIV** para posteriormente ser almacenada en registros de 40 bits en VA-hr.

Figura 21. Cálculo de la energía aparente.



Fuente[7]

Como en el caso de la energía activa y reactiva, el tiempo de acumulación total antes que los registros desborden depende del valor presente en los registros de ganancia **VAG** y los registros de escalado **VADIV** según la relación:

**Ecuación 51.**

$$tiempo = tiempo(VADIV = 0) \times VADIV[7:0]$$

El tiempo para **VADIV=0** se halla según la ecuación:

**Ecuación 52.**

$$tiempo = \frac{0x1FF, FFFF, FFFF}{0xB9954} \times 0,4\mu s$$

donde **0x1FF,FFFF,FFFF** es el código máximo de los registros internos de acumulación de energía aparente y **0xB9954** es la máxima palabra a la salida de **LPF2** con los registros de ganancia en 0x000.

Como se vió antes la potencia aparente se calculó de la misma manera que la potencia activa y reactiva. Escribiendo el valor **0x00FF** al registro **LINECYC (0x1C)** se acumula energía durante 255 medios ciclos de la línea de tensión, para guardarse posteriormente en los registros **xVAHR**. El valor de estos registros se dividió por el tiempo total transcurrido para los 255 medios ciclos de línea.

El **ADE7758** tiene una salida de pulso donde la frecuencia es proporcional al valor de la potencia aparente, esta salida es compartida con la salida para potencia reactiva. La salida **VARCF** se configura en el registro **WAVMODE**, si el bit siete esta a un nivel alto se muestra la potencia aparente y si está en un nivel bajo (por defecto) se muestra la potencia reactiva.

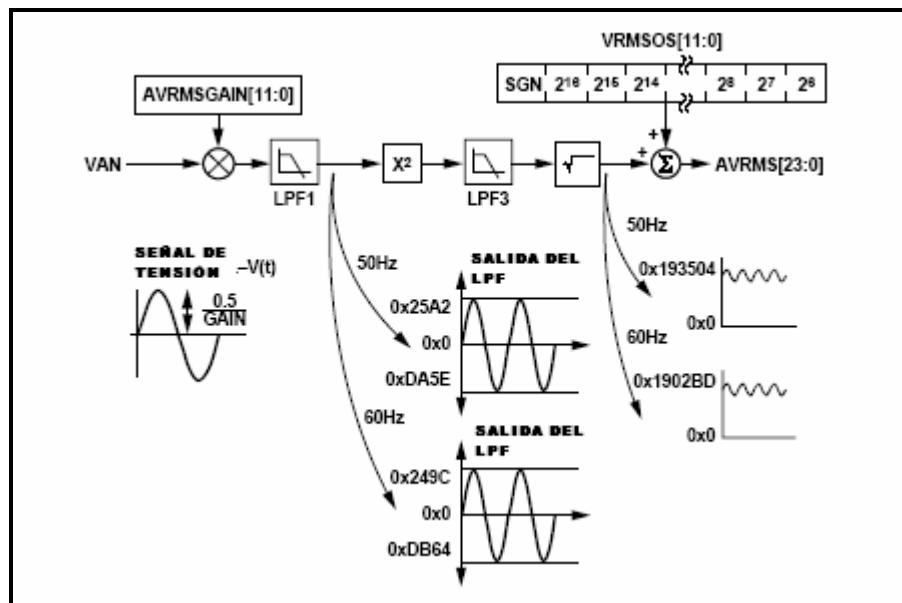
El capítulo 3 de este libro muestra con más detalle los registros del **ADE7758** y sus respectivas funciones.

### 2.3.7. Cálculo del valor eficaz de tensión.

La figura 22 muestra el procesamiento de la señal para el cálculo del valor eficaz de tensión en el canal A del ADE7758.

El registro **VRMSGAIN** puede escalar la salida del ADC en  $\pm 50\%$ . Luego la señal es filtrada por LPF1, se eleva al cuadrado, es filtrada por LPF3 (extrae el valor promedio de la señal), se saca la raíz cuadrada, es corregida por los registros de calibración de *offset* y posteriormente se guarda en registros no signados de 24-bits (**AVRMS**, **BVRMS**, **CVRMS**) con tasa de actualización de **CLKIN/12** ( $CLKIN=10MHz$ ).

Figura 22. Cálculo del valor eficaz de tensión.



Fuente[7]

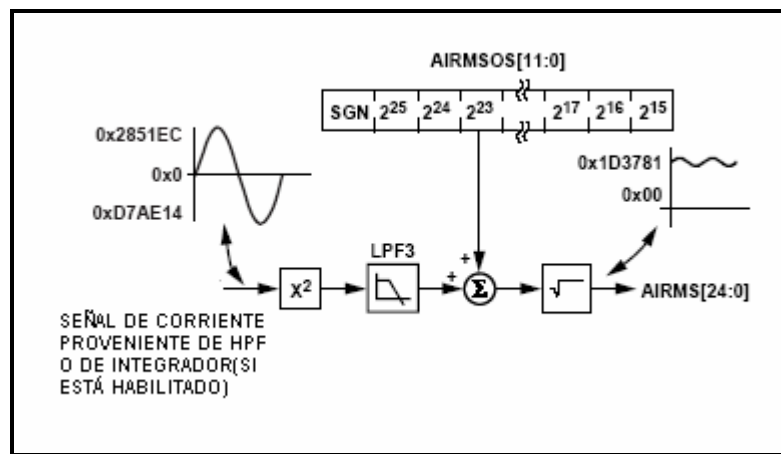
La exactitud de la medida del valor eficaz de tensión tiene 0.5% de error desde el rango total de la entrada, debajo de 1/20 del valor total de la escala. El cálculo del valor eficaz de tensión está limitado en banda a 260Hz.

### 2.3.8. Cálculo del valor eficaz de corriente.

La figura 23 muestra el proceso que se lleva a cabo en el *ADE7758* para el cálculo del valor eficaz de corriente en el canal A.

Igual que para el cálculo del valor eficaz de tensión, el *ADE7758* extrae el valor promedio de la señal de corriente al cuadrado con el filtro LPF3, luego corrige el *offset* con el registro **AIRMSOS** para posteriormente sacar la raíz cuadrada del resultado y guardar este valor en el registro de 24 bits sin signo **AIRMS[24:0]**.

Figura 23. Cálculo del valor eficaz de corriente.



Fuente[7]

El valor eficaz de corriente se calcula a partir de las muestras tomadas a la salida de los *ADC*'s en los canales de corriente y como en el caso del valor eficaz de tensión la medida se actualiza cada **CLKIN/12** ciclos.

La exactitud de la medida del valor eficaz de corriente es del orden 0,2%, menor que 1/500 de la escala total de entrada. Además la medida está limitada en banda a 14kHz.

## 2.4 MEDICIÓN DE LA VELOCIDAD ANGULAR.

Para el desarrollo del medidor de velocidad angular se utilizó un sistema óptico que tiene como elementos centrales el sensor QRB1114 de la empresa FAIRCHILD y el microcontrolador HC908GP32 de la empresa FREESCALE.

### 2.4.1 Funcionamiento general

El funcionamiento del sistema es el siguiente: el sensor se encuentra en su estado inicial (*alto*, 5V) cuando no detecta ninguna marca reflectiva en su campo de visión, al girar el eje del motor, eventualmente alguna de la marcas se situará frente al dispositivo, causando de esta manera el cambio de estado, el cual se mantendrá durante el tiempo que se mantenga la muestra alineada con el sensor; por otro lado el microcontrolador al detectar el primer cambio de estado *alto – bajo* (5V - 0V) inicia el conteo de un intervalo de tiempo a través de uno de los temporizadores del microcontrolador, y durante la duración de dicho intervalo se contabilizan las detecciones de las marcas presentes en el eje del motor. Una vez transcurrido el tiempo configurado en el temporizador, se tiene en la memoria del microcontrolador el total de detecciones que se presentaron en el intervalo de tiempo en cuestión, ahora si a esto se le agrega como variable el número de marcas reflectivas presentes en el eje del motor, se tiene el número de revoluciones en cierta cantidad de tiempo o en otras palabras la velocidad angular. La ecuación utilizada para cuantificar la velocidad angular es la siguiente:

**Ecuación 53.**

$$W = \left( \frac{60}{N_{\text{marcas}} * T_{\text{tempo}}} \right) * N_{\text{pulsos}} [\text{rev} / \text{min}]$$

Donde  $N_{\text{marcas}}$  es el número de marcas sobre el eje del motor,  $T_{\text{tempo}}$  es el intervalo de tiempo del temporizador de microcontrolador y  $N_{\text{pulsos}}$  es el número de pulsos detectados durante el intervalo de tiempo. Por ejemplo para  $N_{\text{marcas}}=1$ ,  $T_{\text{tempo}}=2$  s y  $N_{\text{pulsos}}=1$  se tiene  $W = 30$  rev/min, y si se duplican el número de

marcas sobre el motor se tiene  $W = 15 \text{ rev/min}$ , aumentando la exactitud de la medida.

#### 2.4.2. Selección del sensor

Para la selección del sensor se tuvieron en cuenta características como lo son la velocidad máxima a medir, los tiempos de subida y bajada del sensor, tipo de salida entregada por el dispositivo y precio del mismo.

Para la selección del dispositivo se estudiaron varias opciones dentro de las cuales sobresalen los sensores de objeto reflectivo, específicamente las referencias CLI710 de Clairex, QRB1113 y QRB1114 de Fairchild.

El primer parámetro de comparación se obtiene al analizar la velocidad angular máxima a medir que es  $5000 \text{ rev/min}$ , lo cual quiere decir que para una sola marca reflectiva en el eje del motor se tendría un periodo de detección igual a  $12 \text{ ms}$ . Para el CLI710 no se encuentran valores de tiempo de subida o bajada en el *datasheet* pero para el QRB1113 y QRB1114 se tiene  $t_R = t_F = 8 \text{ us}^4$ , y como la ocurrencia entre detecciones mínima necesaria es  $12 \text{ ms}$  tenemos que el tiempo de subida y bajada es  $1500$  veces menor, garantizando el funcionamiento en el área de trabajo en cuestión.

En cuanto a la salida se tiene para el CLI710  $I_C = 0,25 \text{ mA}$  con  $V_{CE} = 5 \text{ V}$  e  $I_F = 20 \text{ mA}^5$ , para el QRB1113  $I_C = 0,2 \text{ mA}$  y el QRB1114  $I_C = 0,6 \text{ mA}$  ambos con  $I_F = 40 \text{ mA}$  y  $V_{CE} = 5 \text{ V}$ .<sup>3</sup> Los sensores CLI710 y QRB1113 tienen un rango de operación similar, pero inferior al del QRB1114 en cuanto a la ganancia de corriente se refiere; por otro lado el QRB1114 cuenta con un campo de visión convergente y un filtro de luz día. Para finalizar el costo del QRB1114 es U\$  $1,35$  y el del CLI710 es U\$  $11,0$ . Basándose en los criterios anteriores, para esta aplicación en particular se eligió como dispositivo el fototransistor sensor de objeto reflectivo QRB1114.

---

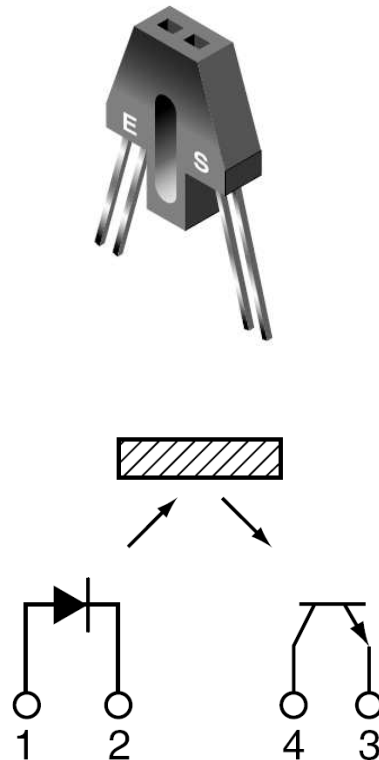
<sup>4</sup> Condiciones de trabajo estipuladas en el *datasheet* del sensor QRB1114

<sup>5</sup> Condiciones de trabajo estipuladas en el *datasheet* del sensor CLI710

### 2.4.3. Funcionamiento del sensor

El QRB1114 es un sensor de objeto reflectivo, que consiste en un diodo emisor de infrarrojo y un fototransistor NPN montados uno al lado del otro en un empaque plástico negro alineados en un eje óptico convergente. El fototransistor responde a la radiación emitida desde el diodo cuando un objeto reflectivo pasa dentro de su campo de visión. Dentro de sus características más sobresalientes están que no necesita contacto directo con la superficie a sensar, cuenta con salida tipo transistor, está enfocado a sensar reflexión especular, tiene un filtro de luz día en el fotosensor y cubierta anti polvo. En la figura 24 se muestra el empaque y el esquemático del sensor QRB1114.

**Figura 24. Empaque y esquemático del sensor QRB1114**



#### Fuente[12]

Para la conexión del fototransistor se utilizó la configuración de amplificador en emisor común, ya que ésta permite magnificar la pequeña corriente generada en el componente cuando la luz es detectada, llevándola hasta niveles útiles dando como resultado una señal de salida con transición desde un estado *alto* (5 V) hasta uno *bajo* (0 V) cuando el fototransistor detecta emisiones cercanas a la luz infrarroja. El circuito amplificador se puede configurar para trabajar de dos formas, una en *modo activo* y otra en *modo switch*. En modo activo el fototransistor genera una señal de salida proporcional al nivel de luz detectada; cuando se sobrepasa el nivel máximo de luz, el dispositivo se satura y la salida no varía aunque aumente la luz; este modo de operación es útil para aplicaciones donde se desea detectar dos niveles de entrada para comparar. Por otro lado en modo switch la salida del fototransistor esta *apagada* (corte) o *encendida* (saturación) en respuesta a la luz; este modo de operación es útil cuando se necesita una salida digital para detección de objetos o sensado tipo *encoder*; por esta razón fue el modo de operación elegido para el desarrollo del medidor de velocidad angular.

Ajustando la resistencia de carga del amplificador se puede escoger el modo de operación por medio de las siguientes ecuaciones:

#### Ecuación 54.

$$\text{Modo Activo} \rightarrow V_{CC} > R_L * I_C$$

#### Ecuación 55.

$$\text{Modo Switch} \rightarrow V_{CC} < R_L * I_C$$

El circuito utilizado para el medidor de velocidad angular es el mostrado en la figura 24. Para la obtención de los valores adecuados de resistencias se tienen las siguientes consideraciones:  $I_f = 20 \text{ mA}$ ,  $I_c = 0,5 \text{ mA}$ ,  $V_{ce}(\text{sat}) = 0,4 \text{ V}$  y  $V_{cc} = 5\text{V}$ .<sup>6</sup>

Las ecuaciones correspondientes son:

---

<sup>6</sup> Condiciones de trabajo estipuladas en el *datasheet* del sensor QRB1114

**Ecuación 56.**

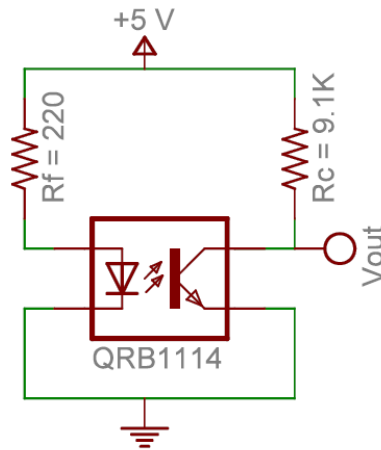
$$V_{CC} = I_f * R_f + 0.7$$

**Ecuación 57.**

$$V_{CC} = I_C * R_L + V_{CE(SAT)}$$

De las ecuaciones se obtienen los valores óptimos para las resistencias:  $R_F = 215\Omega$  y  $R_C = 9.12 K\Omega$ .

**Figura 25. Circuito montaje velocidad.**



Fuente[Autores]

## 2.5. MANEJO DE PERIFÉRICOS Y CONTROL DEL SISTEMA.

Para el manejo de periféricos y control del sistema se eligió el microcontrolador MC68HC908GP32 de la empresa *Motorola*. La principal tarea del microcontrolador es la de controlar la comunicación entre el IC *ADE7758*, la pantalla *LCD* y la memoria de almacenamiento de datos *EEPROM*.

La elección del microcontrolador se hizo teniendo en cuenta la cantidad de entradas/salidas necesarias para la aplicación, las herramientas de desarrollo disponibles (*software y hardware*) en el mercado local y el bajo costo. El ancho de palabra no es un factor crítico en la elección debido a que el microcontrolador acompaña a un *DSP* de propósito fijo (***ADE7758***) siendo suficiente para la aplicación un microcontrolador de 8 bits.

## DISPOSICIÓN.

- En el puerto A se encuentra el teclado en los pines PTA0-PTA3.
- En el puerto B se conecta el *display LCD* de la siguiente manera:  
PTB0: Control.  
PTB1: Habilitador.  
PTB2-PTB5: Datos.
- En el puerto C se conecta la memoria EEPROM a los pines PTC1-PTC2 y el sensor de velocidad al pin PTC3.
- En el puerto D se utiliza la configuración por defecto de la interfaz *SPI* para conectar el *IC ADE7758*.
- El puerto E está libre.

## 2.6. VISUALIZACIÓN DE LOS DATOS.

La visualización de los datos en el medidor se hace por medio de una pantalla de cristal líquido *LCD* de 2 líneas por 16 caracteres.

Algunas de las ventajas que tienen estos dispositivos son: El bajo consumo de potencia, fácil conexión a los microcontroladores y microprocesadores, facilidad de manejo al no requerir multiplexión como en el caso de los *displays* de 7 segmentos y buena capacidad de visualización.

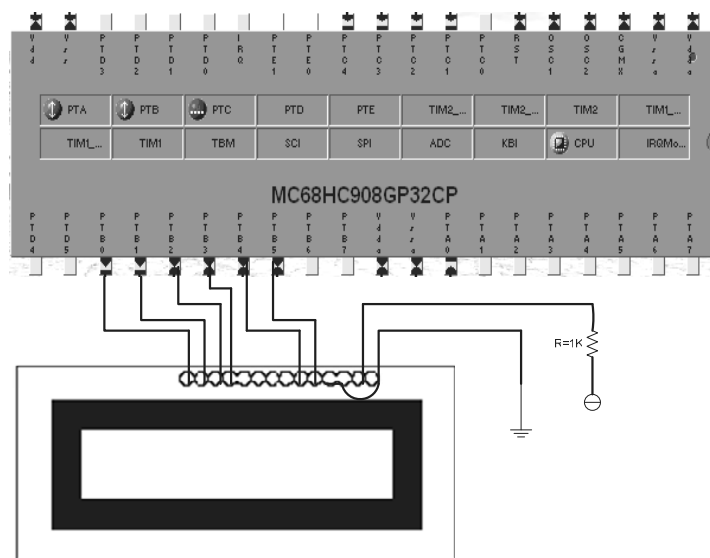
La elección del dispositivo se basa además de las ventajas antes mencionadas en el bajo costo, la facilidad de consecución en el mercado y que cumple a cabalidad con los requerimientos de la aplicación.

La figura 26 muestra la conexión del *display LCD* al microcontrolador. La transferencia de datos a la pantalla *LCD* se hizo a 4 bits, esto con el objeto de ahorrar pines de entrada/salida en el microcontrolador, además se emplea solamente el modo de escritura.

### 2.6.1. TECLADO.

El teclado de navegación del dispositivo consta de cuatro pulsadores conectados al puerto PTA del microcontrolador dispuestos como se ve en la figura 27. Las teclas permiten la navegación entre los diferentes niveles en el programa del medidor. Las teclas IZQ y DER permiten el desplazamiento entre módulos del mismo nivel, la tecla ENT permite aumentar un nivel y la tecla ESC vuelve al nivel anterior.

Figura 26. Conexión del *display* LCD al microcontrolador.



Fuente[Autores]

Figura 27. Teclado de navegación del medidor.

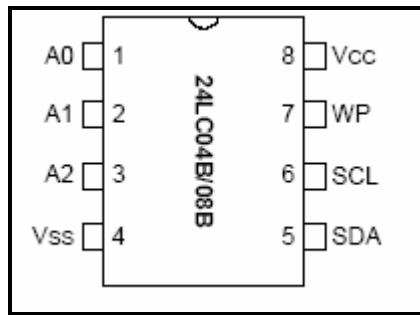


La figura 28 muestra la configuración de pines del *chip* de memoria, el cual opera a tensiones de alimentación entre 2,5 y 5 volts.

Descripción de los pines:

- Los pines A0, A1, A2 no son usados por el chip y se pueden dejar sin conectar o conectados a Vss o a Vcc.
- El *pin* WP se puede conectar a Vss o Vcc; si se conecta a Vcc la memoria funciona en el modo de protección contra escritura, y si se conecta a Vss la memoria funciona en el modo normal de lectura-escritura.
- SDA es un *pin bi-direccional* usado para la transferencia de datos entre la memoria y el microcontrolador. Requiere de un resistor conectado a Vcc con valor típico entre 1 y 100kHz.
- SCL es la señal de reloj usada para sincronizar la transferencia de datos desde y hacia el dispositivo.

**Figura 28. Configuración de pines del integrado 24LC04B/08B.**



Fuente[14]

La siguiente tabla muestra las variables que fueron guardadas en memoria con su respectiva dirección, las variables ocupan 4 palabras de 8 bits por estar en formato de coma flotante de precisión simple.

**Tabla 2.**

<b><i>Dirección</i></b>	<b><i>Variable</i></b>	<b><i>Descripción</i></b>
<b><i>0x00-0x03</i></b>	<b><i>A1</i></b>	<b><i>Valor del LSB para la</i></b>

		<i>potencia activa en el canal A</i>
<b>0x04-0x07</b>	<b>A2</b>	<i>Valor del LSB para la potencia activa en el canal B</i>
<b>0x08-0x0B</b>	<b>A3</b>	<i>Valor del LSB para la potencia activa en el canal C</i>
<b>0x0C-0x0F</b>	<b>A4</b>	<i>Valor del LSB para la potencia reactiva en el canal A</i>
<b>0x10-0x13</b>	<b>A5</b>	<i>Valor del LSB para la potencia reactiva en el canal B</i>
<b>0x14-0x17</b>	<b>A6</b>	<i>Valor del LSB para la potencia reactiva en el canal C</i>
<b>0x18-0x1B</b>	<b>A7</b>	<i>Valor del LSB para la potencia aparente en el canal A</i>
<b>0x1C-0x1F</b>	<b>A8</b>	<i>Valor del LSB para la potencia aparente en el canal B</i>
<b>0x20-0x23</b>	<b>A9</b>	<i>Valor del LSB para la potencia aparente en el canal C</i>

Fuente[Autores]

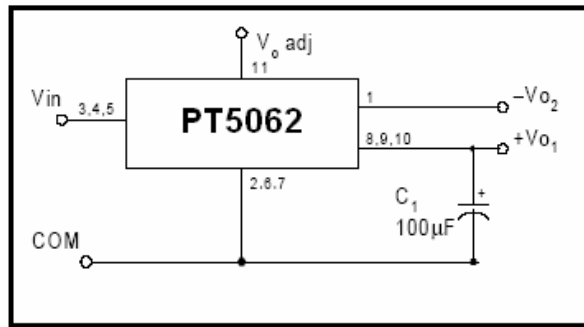
## 2.8. FUENTE PARA EL SUMINISTRO DE POTENCIA.

Para el suministro de potencia del medidor se usó la fuente reguladora de tensión *PT5062* de la empresa *TEXAS INSTRUMENTS*. Esta fuente permite obtener una tensión de salida dual de  $\pm 15V$  con una entrada de  $5V$ , ideal para esta aplicación en particular, ya que permite alimentar los sensores de corriente, así como los demás dispositivos que componen el medidor (memoria, microcontrolador, pantalla líquida).

El regulador de tensión tiene un rango de tensiones de salida de  $\pm 7,5V$  a  $\pm 20V$  ajustables con un resistor externo, y posee una eficiencia del 85%. La figura 29 muestra las conexiones externas de la fuente reguladora de tensión. La tensión

nominal de salida de la fuente es de  $\pm 15V$  por lo que no se necesita el resistor externo para calibrar la tensión de salida.

**Figura 29. IC Fuente PT5062.**

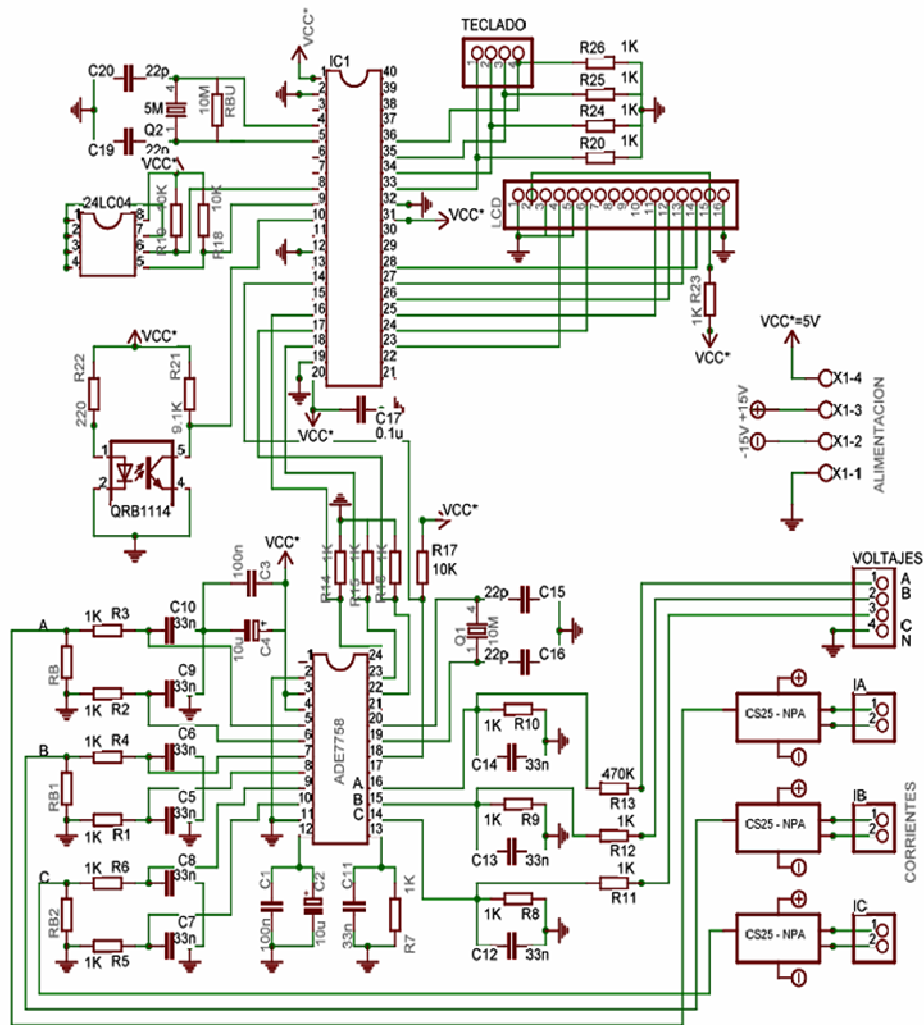


**Fuente[15]**

La fuente de alimentación de 5V la entrega un adaptador comercial.

## 2.9 ESQUEMA DEL DISEÑO GENERAL DEL MEDIDOR.

Figura 30. Esquema del diseño general del medidor.



Fuente[Autores]

### 3. CALIBRACIÓN Y OPERACIÓN DEL MEDIDOR.

Para tener una mayor comprensión de cómo funciona el medidor digital, en este capítulo se explica el protocolo de comunicación con el microcontrolador, los tiempos asociados con las operaciones de lectura y escritura de datos y el manejo de las interrupciones del **IC ADE7758**. También se hace una revisión de los registros que controlan el funcionamiento del **ADE7758** y la forma de configurarlos.

En este capítulo también se explican los diferentes registros a editar en el **IC ADE7758**, y su proceso de calibración.

Por último se presenta el diseño general del programa para manejar con el teclado y pantalla las diferentes funciones implementadas por el medidor.

#### 3.1 PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN DEL ADE7758.

El **IC ADE7758** se comunica con el microcontrolador por medio de la interfaz serial **SPI** (Serial peripheral interface) la cual consta de cuatro señales que son:

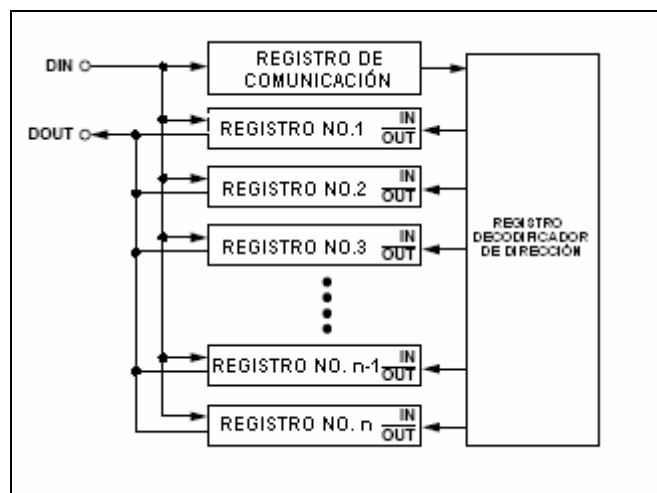
- **SCLK** : Es la entrada de reloj para la transmisión serial. Permite la utilización de los pulsos ascendente y descendente de la señal reloj.
- **DIN** : Es la entrada lógica al integrado; los datos entran al **ADE7758** en el flanco descendente de **SCLK** .
- **DOUT** : Salida lógica del integrado; los datos salen del **ADE7758** en el flanco ascendente de **SCLK** .
- $\overline{CS}$  : Selecciona la entrada del dispositivo; esta entrada es usada cuando varios dispositivos comparten el bus serial. Un nivel bajo en la entrada pone al integrado en el modo de comunicación, y, durante la

transferencia, un nivel alto en la entrada aborta la transferencia y pone al dispositivo en un estado de alta impedancia. Como el **ADE7758** no comparte la conexión serial con ningún otro dispositivo, la entrada  $\overline{CS}$  siempre está en nivel bajo.

Todas las operaciones de transferencia de datos, tanto de lectura como de escritura empiezan con una escritura en el registro de comunicación. Los datos escritos en el registro de comunicación contienen la dirección y especifican si es una operación de lectura o escritura. El registro de comunicación es un registro de 8 *bits* de solo escritura. El MSB determina si la próxima operación es una lectura o una escritura, y los siete LSBs *bits* restantes contienen la dirección del registro a ser accedido. La tabla 13 del *data sheet* muestra el sumario de los registros del **ADE7758**.

La figura 31 muestra el direccionamiento de los registros que hace el **ADE7758** desde el registro de comunicación.

**Figura 31. Direccionamiento de los registros del ADE7758 desde el registro de comunicación.**



Fuente[7]

### 3.1.1. INTERRUPCIONES.

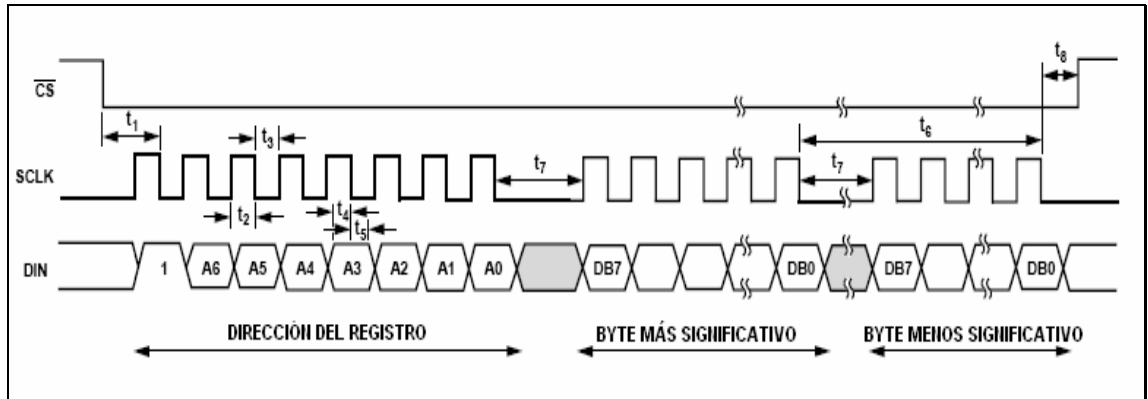
Las interrupciones en el ADE7758 son manejadas en el registro de estados de interrupción (**STATUS[23:0]**, dirección Ox19) y en el registro máscara de interrupciones (**MASK[23:0]**, dirección Ox18). Cuando una interrupción ocurre la bandera correspondiente en el registro **STATUS** se vuelve un uno lógico. Si el *bit* para ésta interrupción en el registro **MASK** es un uno lógico la salida  $\overline{IRQ}$  se pone a nivel bajo. Para determinar la fuente de la interrupción el sistema maestro (**MCU**) debe permitir la lectura del registro de estados de interrupción con reset (**RSTATUS[23:0]**, dirección Ox1A).

### 3.1.2. OPERACIÓN DE ESCRITURA SERIAL.

Con  $\overline{CS}$  a nivel bajo, sigue una escritura al registro de comunicación. El MSB del byte a ser transferido debe ser 1, indicando que la próxima operación de transferencia es una escritura al registro. Los restantes 7 *bits* contiene la dirección del registro a ser escrito. El **ADE7758** empieza a escribir en el registro, en el flanco descendente de *SCLK* y los restantes *bits* se transfieren en los subsecuentes flancos descendentes de *SCLK*. Si ocurre una transferencia de otro *byte* al puerto serial, esta debe terminar como mínimo 900nS después de que haya ocurrido la transferencia del *byte* anterior. En la figura 32 se muestra el diagrama de tiempos de la operación de escritura.

Como algunos registros del **ADE7758** pueden ser de 3 *Bytes* de ancho, el primer byte puesto en *DIN* es transferido como el *byte* más significativo del registro destino.

Figura 32. Diagrama de tiempos para la operación de escritura serial.



Fuente[7]

El valor de los tiempos  $t_1$  a  $t_8$  para la escritura serial se muestra en la siguiente tabla:

Tabla 3. Tiempos para la escritura serial.

PARÁMETRO	ESPECIFICACIÓN	UNIDAD	COMENTARIOS
$t_1$	50	ns(mínimo)	Tiempo del primer flanco de caída de $\overline{CS}$ a primer flanco de caída de $SCLK$ .
$t_2$	50	ns(mínimo)	Ancho de pulso para uno lógico.
$t_3$	50	ns(mínimo)	Ancho de pulso para cero lógico.
$t_4$	10	ns(mínimo)	Dato válido antes del pulso descendente de $SCLK$ .
$t_5$	5	ns(mínimo)	Tiempo de permanencia del dato después del flanco descendente de $SCLK$ .
$t_6$	900	ns(mínimo)	Tiempo mínimo entre la finalización de los bytes transferidos.
$t_7$	50	ns(mínimo)	Tiempo mínimo entre bytes transferidos para la escritura serial.

$t_8$	100	ns(mínimo)	Tiempo en el que $\overline{CS}$ debe ser cero antes de la caída descendente de $SCLK$ .
-------	-----	------------	--

Fuente[7]

### 3.1.3. OPERACIÓN DE LECTURA SERIAL.

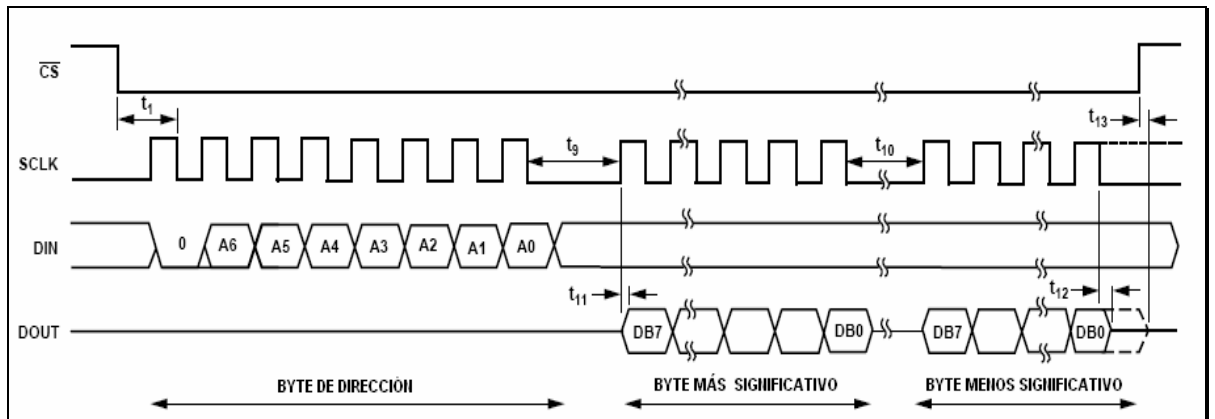
En la operación de lectura los datos son transferidos al exterior a través de  $DOUT$  en los flancos ascendentes de  $SCLK$  ; como para la operación de escritura, primero se escribe en el registro de comunicación.

Con  $\overline{CS}$  a nivel bajo el  $MSB$  del dato transferido al registro de comunicación debe ser cero, indicando que la próxima instrucción es una lectura. Los siete  $bits$  restantes indican la dirección del registro a leer. Los  $bits$  salen por el pin  $DOUT$  en los flancos ascendentes de  $SCLK$  . La salida  $DOUT$  conmuta a un estado de alta impedancia en el último flanco descendente de  $SCLK$  . La operación es abortada si hay un nivel alto en  $\overline{CS}$  antes de que termine la transmisión.

Cuando un registro es seleccionado para una operación de lectura, el contenido entero de este registro pasa al bus de datos serial. Los comandos de lectura deben mandarse al registro de comunicaciones con una diferencia mayor a  $1,1\mu s$  después de finalizada la operación de escritura en el registro de comunicación para no perder datos.

La figura 33 muestra el diagrama de tiempos de la operación de lectura serial.

**Figura 33. Diagrama de tiempos para la operación de lectura serial.**



Fuente[7]

Los tiempos  $t_9$  a  $t_{13}$  especificados para la operación de escritura serial se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 4. Tiempos para la operación de escritura serial.

PARÁMETRO	ESPECIFICACIÓN	UNIDAD	COMENTARIOS
$t_9$	1.1	$\mu$ s(mínimo)	Tiempo mínimo entre la escritura al registro de comunicaciones y un nuevo comando de lectura.
$t_{10}$	50	ns(mínimo)	Tiempo mínimo entre las transferencias de bytes de datos en una lectura de más de un byte.
$t_{11}$	30	ns(mínimo)	Tiempo de acceso al dato después de un flanco ascendente de $SCLK$ .
$t_{12}$	100	ns(máximo)	Tiempo de renuncia del bus después de un flanco descendente de $SCLK$ .
	10	ns(mínimo)	
$t_{13}$	100	ns(máximo)	Tiempo de renuncia del bus después de un flanco ascendente de $\overline{CS}$ .
	10	ns(mínimo)	

Fuente[7]

### 3.2. REGISTROS DEL ADE7758.

La funcionalidad del **ADE7758** es aprovechada gracias a los registros que en él se incorporan. En total el **ADE7758** tiene 74 registros de los cuales 24 son de sólo lectura y 50 son de lectura y escritura.

A continuación se listan los registros más importantes del integrado con sus respectivas funciones. Para ver el listado de todos los registros y sus direcciones ver la tabla 13 en la hoja de datos del integrado en el anexo 1 del libro.

### 3.2.1. REGISTRO DE MODO DE OPERACIÓN (OPMODE 0x13)

Este registro de 8 *bits* cuya dirección de memoria es 0x13 realiza la configuración general del **ADE7758** y tiene las siguientes funciones:

- Habilita o deshabilita los filtros pasa-altas y pasa-bajas en los canales de corriente.
- Deshabilita las salidas de pulsos **APCF** y **VARCF**.
- Apaga los conversores analógico-digital.
- Pone al integrado en modo de baja potencia.
- Reinicia el integrado.

### 3.2.2. REGISTRO DE MODO DE MEDICIÓN (MMODE 0x14)

Este registro de 8 *bits* que se encuentra en la dirección de memoria 0x14, permite elegir el canal para la medición de la frecuencia de la línea de tensión, selecciona el canal para la medición de tensiones pico y corrientes pico y habilita una interrupción cuando se detectan valores de corriente y de tensión por encima de un valor pico seleccionado, para cada uno de los canales de tensión y corriente del ADE7758.

### 3.2.3. REGISTRO DE MODO FORMA DE ONDA (WAVMODE 0x15)

Se encuentra en la posición de memoria 0x15, configura la forma de muestreo de la onda de tensión y de corriente mediante las siguientes funciones:

- Selecciona la fase para la cual se va a realizar el muestreo de la onda.
- Selecciona el tipo de onda: corriente, tensión, salida del multiplicador para potencia activa, salida del multiplicador para potencia reactiva, salida del multiplicador para potencia aparente.
- Selecciona la tasa de muestreo: 26kSPS, 13kSPS, 6,5kSPS, 3,3kSPS.

- Configura la salida de pulso **VARCF** para mostrar el valor de potencia reactiva, o, el valor de potencia aparente.

#### 3.2.4. REGISTRO DE MODO DE CÁMPUTO (COMPmode 0x16)

Este registro de 8 *bits* se encuentra en la posición 0x16 de memoria configura el modo de cómputo en el **ADE7758** mediante las siguientes funciones:

- Selecciona la entrada para los registros de acumulación de energía.
- Selecciona las fases que van a ser incluidas en las salidas de pulso **APCF** y **VARCF**.
- Permite que la salida de **APCF** sea proporcional a la suma de los valores absolutos de los registros de energía activa.
- Pone la salida **VARCF** en modo de ajuste de signo, en el cual se muestra la suma de los registros de acumulación de energía reactiva. Si la potencia activa es negativa la salida **VARCF** invierte su signo.
- Habilita el modo de no carga de umbral en el **ADE7758**.

#### 3.2.5. REGISTRO DE MODO DE ACUMULACIÓN POR CICLO DE LÍNEA (LCYCMODE 0x17)

Es un registro de 8 *bits* que se encuentra ubicado en la dirección de memoria 0x17, el cual permite configurar el modo de acumulación por ciclo de línea del **ADE7758**.

Las funciones del registro **LCYCMODE** son:

- Pone los registros de acumulación de energía activa, reactiva, aparente en modo de acumulación por ciclo de línea.
- Selecciona las fases usadas para el conteo de cruce por cero de la línea de tensión.

- Permite poner a cero lógico los registros de acumulación de energía cuando estos sean leídos.
- Selecciona si el registro **FREQ** muestra el periodo o la frecuencia de la línea de entrada.

### 3.2.6. REGISTRO MÁSCARA DE INTERRUPCIÓN (**MASK 0x18**)

Cuando ocurre una interrupción en el **ADE7758** la salida  $\overline{IRQ}$  pasa a nivel bajo si el evento está habilitado en el registro **MASK**. La salida  $\overline{IRQ}$  vuelve a su estado por defecto de colector abierto cuando se lee el **RSTATUS**. La siguiente tabla muestra los eventos de interrupción que se pueden habilitar en el **ADE7758**.

**Tabla 5. Configuración del registro de máscara de interrupción (**MASK 0x18**).**

BI T	BANDERA DE INTERRUPCIÓN	VALOR POR DEFECTO	DESCRIPCIÓN
0	AEHF	0	Habilita una interrupción cuando los registros WATTHR están llenos hasta la mitad.
1	REHF	0	Habilita una interrupción cuando los registros VARTTHR están llenos hasta la mitad.
2	VAEHF	0	Habilita una interrupción cuando los registros VATTHR están llenos hasta la mitad.
3	SAGA	0	Habilita una interrupción cuando hay una caída en la tensión de entrada de la fase A.
4	SAGB	0	Habilita una interrupción cuando hay una caída en la tensión de entrada de la fase B.
5	SAGC	0	Habilita una interrupción cuando hay una caída en la tensión de entrada de la fase C.
6	ZXTOA	0	Habilita una interrupción cuando se acaba el tiempo de detección de cruce por cero para la fase A.
7	ZXTOB	0	Habilita una interrupción cuando se acaba el tiempo de detección de cruce por cero para la fase B.
8	ZXTOC	0	Habilita una interrupción cuando se acaba el tiempo de detección de cruce por cero para la fase C.
9	ZXA	0	Habilita una interrupción cuando hay cruce por cero para la línea de tensión de la fase A.
10	ZXB	0	Habilita una interrupción cuando hay cruce por cero para la línea de tensión de la fase B.

11	ZXC	0	Habilita una interrupción cuando hay cruce por cero para la línea de tensión de la fase C.
12	LENERGY	0	Habilita una interrupción cuando la acumulación de energía sobre un ciclo de línea ha terminado.
13	RESERVED	0	Reservado.
14	PKV	0	Habilita una interrupción cuando la línea de entrada de tensión seleccionada en el registro <i>MMODE</i> está por encima del valor pico presente en el registro <i>PKVLVL</i> .
15	PKI	0	Habilita una interrupción cuando la línea de entrada de corriente seleccionada en el registro <i>MMODE</i> está por encima del valor pico presente en el registro <i>PKILVL</i> .
16	WFSM	0	Habilita una interrupción cuando hay un dato presente en el registro <i>WAVMODE</i> .
17	REVPAP	0	Habilita una interrupción si el signo de la potencia activa ha cambiado para alguna de las fases especificada en el registro <i>COMPMODE</i> .
18	REVPRP	0	Habilita una interrupción si el signo de la potencia reactiva ha cambiado para alguna de las fases especificada en el registro <i>COMPMODE</i> .
19	SEQERR	0	Habilita una interrupción cuando un cruce por cero de la fase A, no está seguido por un cruce por cero de la fase C pero si de la fase B.

fuelle[7]

### 3.2.7. REGISTRO DE ESTADOS Y ESTADOS CON REINICIO (STATUS 0x19, RSTATUS 0x1A)

Estos registros son usados para determinar la fuente de interrupción en el **ADE7758**. El contenido de estos dos registros es el mismo, la diferencia radica en que al leer el **RSTATUS** desde el microcontrolador ambos registros se reinician y vuelven a sus valores por defecto.

Estos registros tienen la misma configuración del registro **MASK** mostrada en la tabla 5.

### 3.2.8. CHECKSUM REGISTER (0x7E)

Contiene los *bits* de datos recibidos en la última operación de lectura. Este registro de 8 *bits* es reiniciado antes de que el *MSB* del registro a ser leído sea puesto en la salida **DOUT**. Durante la operación de lectura serial cuando los bits son habilitados por el flanco de subida de **SCLK** son adicionados al **CHECKSUM REGISTER**. Al final de la operación de lectura el contenido del **CHECKSUM REGISTER** es igual a la suma de todos los unos del registro previamente leído,

con esto el usuario puede determinar si un error ocurrió en la última operación de lectura.

### 3.2 CALIBRACIÓN.

Para la calibración del IC medidor energía *ADE7758* es necesario un medidor de referencia o una fuente precisa. Hay dos formas de calibrar el integrado: usando la salida de pulsos **APCF** y **VARCF** o usando el modo de acumulación por ciclo de línea.

Si se usa la salida de pulsos se requiere un medidor de referencia y se calibra cada fase por separado, y, si se hace la calibración usando el modo de acumulación por ciclo de línea se necesita una fuente precisa, teniendo la ventaja de llevar a cabo la calibración de las tres fases simultáneamente.

Llevar a cabo la calibración del *ADE7758* tiene dos objetivos: establecer la constante *impulsos/kW-hr* en la salida de pulsos y obtener la constante que relacione el peso del *bit* menos significativo en los registros de energía y valor eficaz con las medidas *WATT-hr*, *VAR-hr*, *VA-hr*, amperios y voltios. Adicionalmente la calibración compensa variaciones en el diseño del medidor, así como desfases y efectos de *offset* debido al sensor de corriente o a otros dispositivos de entrada.

Para el desarrollo de este proyecto de grado se usó la calibración utilizando el modo de acumulación por ciclo de línea, para llevar a cabo la calibración de las 3 fases simultáneamente.

A continuación se muestra el diagrama de flujo general y la explicación detallada del proceso de calibración del *ADE7758* usando el modo de acumulación de línea.

Cabe aclarar que para efectos de la aplicación que se desarrolló en este proyecto no se realizó la calibración de la fase de las señales de tensión y corriente dado que los sensores de corriente no introducen ningún desfase. Se

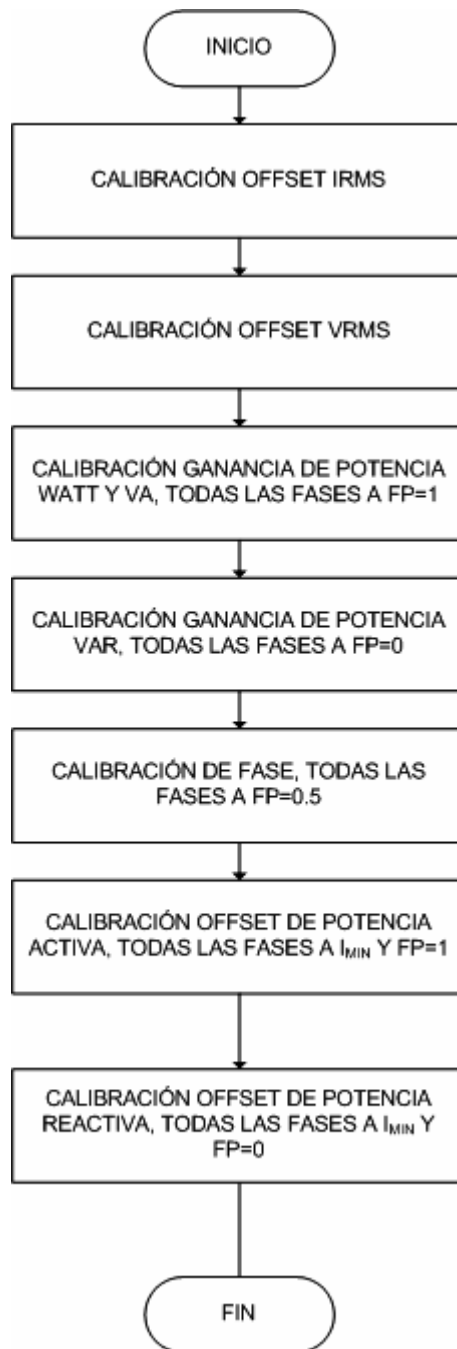
deja indicado por si en un desarrollo posterior se usan otro tipo de sensores de corriente.

### **3.2.1. CALIBRACIÓN USANDO EL MODO DE ACUMULACIÓN DE LÍNEA EN EL ADE7758.**

El modo de acumulación por ciclo de línea configura los nueve registros de energía para que acumulen un monto de energía durante un periodo de tiempo igual a un número entero de medios ciclos de línea, hasta que ocurra la interrupción. El beneficio de usar este método es que desaparece la componente senoidal en la potencia activa.

La figura 34 muestra el proceso de calibración del *ADE7758*.

**Figura 34. Calibración usando el modo de ciclo de línea.**



Fuente[Autores]

### 3.2.1.1. CALIBRACIÓN DEL DESPLAZAMIENTO IRMS Y VRMS.

Se usa para eliminar ruido y efectos de desplazamiento presentes en las entradas del ADE7758.

La calibración del desplazamiento de la señal consiste básicamente en sincronizar la lectura de los registros de valor eficaz de corriente y tensión con el cruce por cero de la señal de tensión a la entrada del ADE7758, se leen los registros de valor eficaz de corriente y tensión, se saca un promedio de  $n$  lecturas para diferentes señales de tensión y corriente en las entradas del ADE7758 para después calcular el valor que se escribe en los registros de corrección de *offset* **xVRMSOS** e **xIRMSOS**.

La figura 35 muestra el diagrama de flujo del programa implementado en el microcontrolador para la calibración del desplazamiento de corriente eficaz y de tensión eficaz.

En el **PASO 11** el valor a escribir en los registros **xVRMSOS** e **xIRMSOS** se calcula de las siguientes ecuaciones:

**Ecuación 58.**

$$IRMSOS = -\frac{1}{16,384} \times \frac{(I_{TEST}^2 \times I_{MAX/X-RMS}^2) - (I_{MAX/X}^2 \times I_{TEST-RMS}^2)}{I_{MAX/X}^2 - I_{TEST}^2}$$

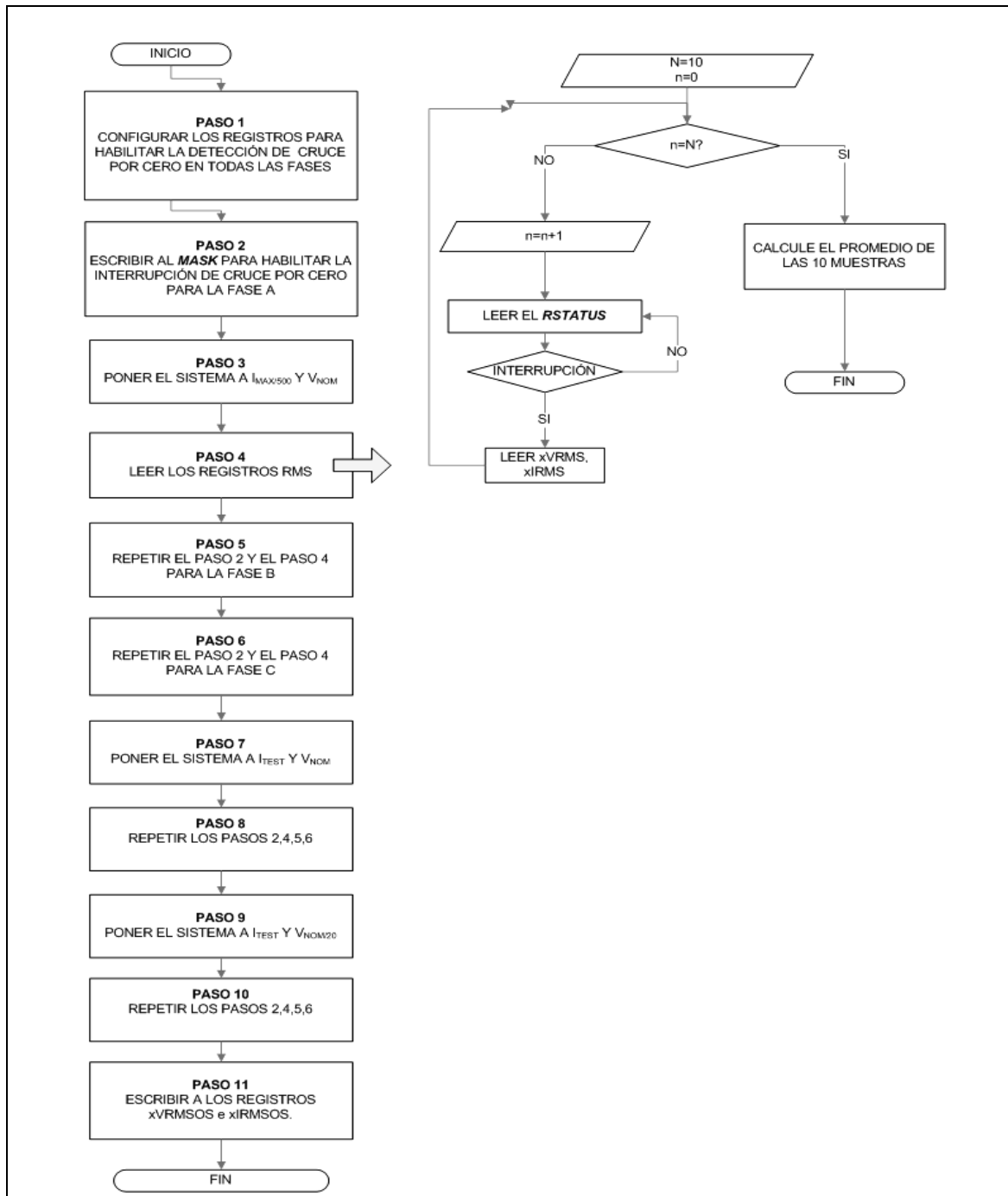
Donde,  $I_{TEST-RMS}$  e  $I_{MAX/X-RMS}$  son los valores de los registros *rms* sin corrección, para las entradas  $I_{TEST}$  e  $I_{MAX/500}$  respectivamente.

**Ecuación 59.**

$$VRMSOS = \frac{1}{64} \times \frac{V_{NOM} \times V_{NOM/20-RMS} - V_{NOM/20} \times V_{NOM-RMS}}{V_{NOM/20} - V_{NOM}}$$

Donde,  $V_{NOM-RMS}$  y  $V_{NOM/20-RMS}$  son los valores de los registros *rms* sin corrección, para las entradas  $V_{NOM}$  y  $V_{NOM/20}$  respectivamente.

**Figura 35. Diagrama de flujo para la calibración del offset rms.**



Fuente[Autores]

### 3.2.1.2. CALIBRACIÓN DE LA GANANCIA DE POTENCIA.

La calibración de ganancia de potencia se usa para determinar las constantes de medición ***Wh/LSB, VARh/LSB, VAh/LSB***.

A continuación en la figura 36 muestra el diagrama de flujo del programa usado para la calibración de la ganancia de potencia, después se describen los pasos que necesitan una explicación detallada.

## **PASO 12.**

Las constantes de medición se hallan de las siguientes ecuaciones:

Para la medición de potencia activa:

**Ecuación 60.**

$$\frac{Wh}{LSB} = \frac{I_{TEST} \times V_{NOM} \times AccumTime}{3,600 \times xWATTHR}$$

Para la medición de potencia reactiva:

**Ecuación 61.**

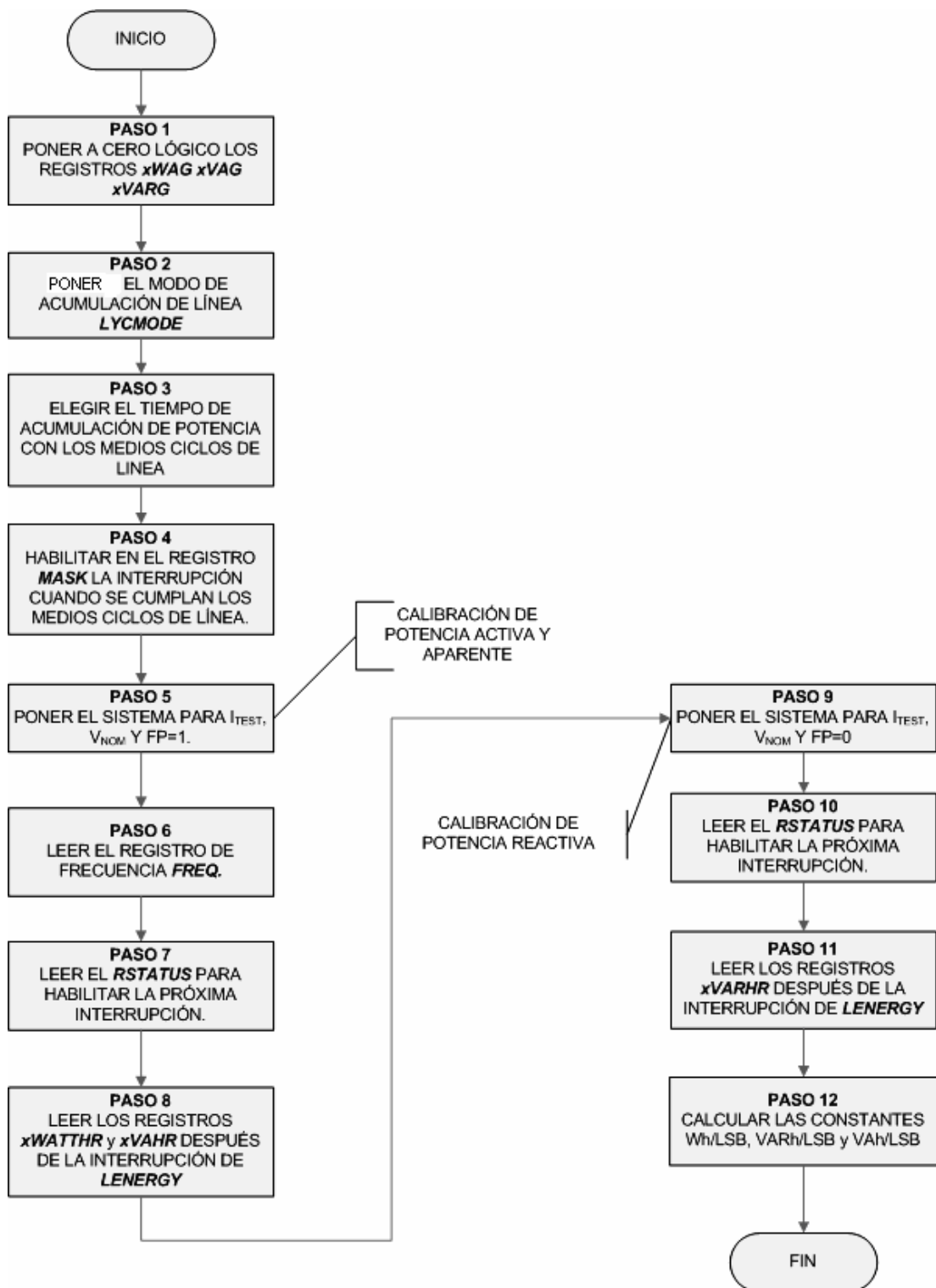
$$\frac{VAh}{LSB} = \frac{I_{TEST} \times V_{NOM} \times AccumTime}{3,600 \times xVAHR}$$

Para la medición de potencia aparente:

**Ecuación 62.**

$$\frac{VARh}{LSB} = \frac{I_{TEST} \times V_{NOM} \times AccumTime}{3,600 \times xVARHR}$$

**Figura 36. Diagrama de flujo para la calibración de la ganancia de potencia.**



Fuente[Autores]

## PASO 12.

Las constantes de medición se hallan de las siguientes ecuaciones:

Para la medición de potencia activa:

**Ecuación 60.**

$$\frac{Wh}{LSB} = \frac{I_{TEST} \times V_{NOM} \times AccumTime}{3,600 \times xWATTHR}$$

Para la medición de potencia reactiva:

**Ecuación 61.**

$$\frac{VAh}{LSB} = \frac{I_{TEST} \times V_{NOM} \times AccumTime}{3,600 \times xVAHR}$$

Para la medición de potencia aparente:

**Ecuación 62.**

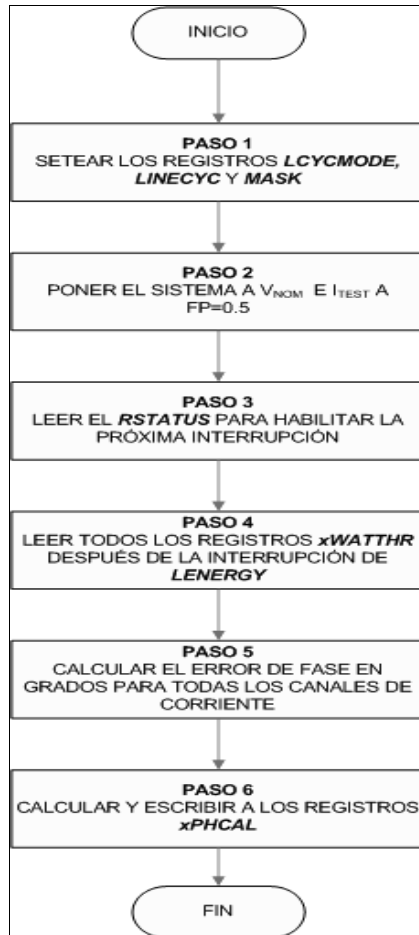
$$\frac{VARh}{LSB} = \frac{I_{TEST} \times V_{NOM} \times AccumTime}{3,600 \times xVARHR}$$

### 3.2.1.3. CALIBRACIÓN DE FASE.

El **ADE7758** incluye un registro de calibración de fase en los canales de corriente, en el que se incluyen pequeños retardos de tiempo de ancho variable, en dirección positiva o negativa para corregir pequeños desfases a la entrada de los mismos. Grandes desfases deben ser corregidos con el filtro *antialiasing* a la entrada de los canales de corriente.

La figura 37 muestra el diagrama de flujo del programa implementado en el microcontrolador para calibrar la fase de las señales de tensión y corriente.

**Figura 37. Diagrama de flujo para la calibración de la ganancia de fase.**



Fuente[Autores]

### PASO 5.

Los registros ***xWATTHR*** se leen y se comparan con ellos mismos a PF=1, para obtener un error que se calcula según la ecuación 63, se espera la interrupción para leer los registros ***xWATTHR***.

Ecuación 63.

$$Error = \frac{xWATTHR_{PF=5} - \frac{xWATTHR_{PF=1}}{2}}{\frac{xWATTHR_{PF=1}}{2}}$$

El error de fase en grados se calcula según la ecuación:

**Ecuación 64.**

$$\text{Error de fase}(\circ) = -\text{Arcsin}\left(\frac{\text{Error}}{\sqrt{3}}\right)$$

#### **PASO 6.**

El valor a escribir a los registros **xPHCAL** se calcula según la ecuación:

**Ecuación 65.**

$$\frac{1}{\text{xPHCAL}} = \text{Arcsin}\left(\frac{\text{Error}}{\sqrt{3}}\right) \times \frac{9.6 \mu\text{s}}{2.4 \mu\text{s}} \times \frac{360^\circ}{\text{FREQ}[11:0]}$$

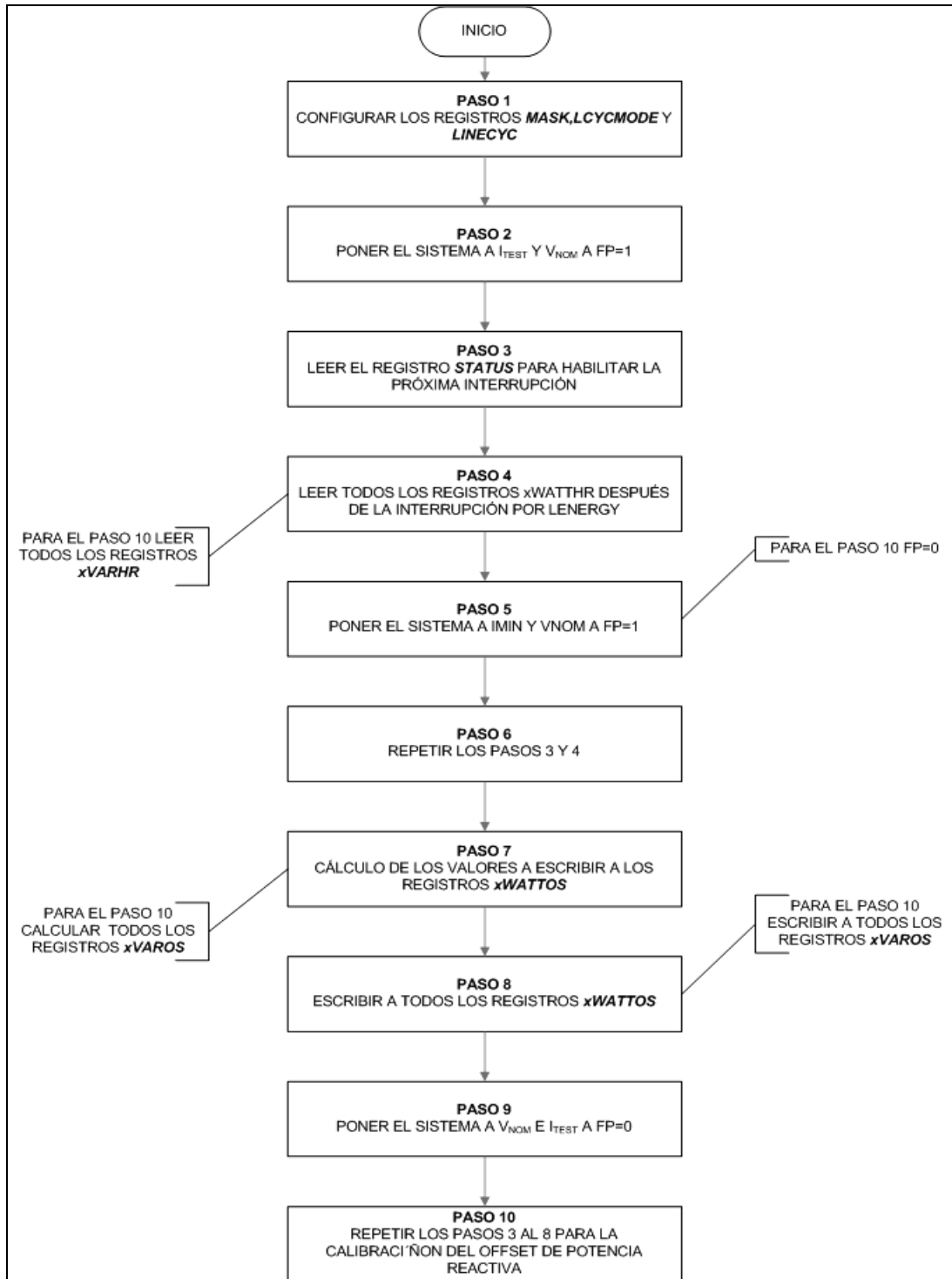
#### **3.2.1.4. CALIBRACIÓN DEL DESPLAZAMIENTO DE POTENCIA.**

La calibración del *offset* de potencia debe ser usada para destacar el rendimiento del **ADE7758** sobre un rango dinámico de 1000 a 1. Esta se hace a un valor cercano a la corriente mínima. Cabe anotar que el ADE7758 sólo calibra *offset* de potencia activa y reactiva, el *offset* de potencia aparente se ajusta en la calibración del valor eficaz de corriente y tensión.

El ADE7758 tiene tres registros de calibración del *offset* de potencia activa **xWATTOS** y tres registros para la calibración del *offset* de potencia reactiva **xVAROS**; uno para cada fase de potencia.

En la figura 38 se muestra el diagrama de flujo para la calibración del *offset* de potencia en el **ADE7758**, a continuación de la grafica se explican los pasos que necesitan una descripción más detallada.

Figura 38. Diagrama de flujo para la calibración de la ganancia de potencia.



Fuente[Autores]

## PASO 7.

El valor a escribir en los registros **xWATTOS** se calcula según las siguientes ecuaciones:

### Ecuación 66.

$$Offset = \frac{xWATTHR_{I_{MIN}} \times I_{TEST} - xWATTHR_{I_{TEST}} \times I_{MIN}}{I_{MIN} - I_{TEST}}$$

### Ecuación 67.

$$xWATTOS[11:0] = \frac{Offset \times 4}{AccumTime \times CLKIN} \times 2^{29}$$

Donde *AccumTime* está definido en la ecuación 60, **xWATTHR<sub>I<sub>TEST</sub></sub>** es el valor en el registro de energía activa a  $I_{TEST}$ , y **xWATTHR<sub>I<sub>MIN</sub></sub>** es el valor del registro de energía activa a  $I_{MIN}$ .

## PASO 11.

El valor a escribir en los registros de energía reactiva **xVAROS** se calcula según las siguientes ecuaciones:

### Ecuación 68.

$$Offset = \frac{xVARHR \times I_{TEST} - xVARHR \times I_{MIN}}{I_{MIN} - I_{TEST}}$$

### Ecuación 69.

$$xVAROS[11:0] = \frac{Offset \times 4}{AccumTime \times CLKIN} \times 2^{29}$$

### **3.3. DISEÑO GENERAL DEL PROGRAMA PARA LA NAVEGACIÓN EN EL MEDIDOR.**

El dispositivo prototipo desarrollado en este proyecto de grado tiene cuatro modos de operación que son:

- **INICIO:** Inicia el LCD, aparece la pantalla de bienvenida, carga los valores de calibración desde la memoria.
- **CALIBRACIÓN:** En este modo de operación el medidor permite realizar la calibración del **ADE7758**, la cual fue explicada en el numeral anterior. Se realiza una sola vez.
- **MEDICIÓN:** En este modo de operación se realiza la medición del valor eficaz de tensión y corriente, la potencia activa, potencia reactiva, potencia aparente, factor de potencia, frecuencia de línea y velocidad angular en los motores de inducción trifásicos ; además se tiene la opción de realizar una monitorización de la temperatura del medidor.
- **EDICIÓN:** Este modo de operación del medidor permite editar los registros de lectura/escritura presentes en el **ADE7758** (Ver numeral 3.2) para habilitar y deshabilitar funciones del integrado.

Cuando se enciende el dispositivo de medición se ejecuta la rutina de inicio, y el programa queda a la espera de que el usuario digite desde el teclado el modo de operación al cual quiere acceder.

#### **MENÚS.**

Los menús se organizaron en distintos niveles, las teclas de desplazamiento lateral permiten la navegación entre los menús del mismo nivel. La tecla *enter* permite avanzar un nivel y la tecla *esc* permite regresar un nivel.

A continuación se hace una descripción detallada de las rutinas de navegación en el medidor.

### Inicio.

#### Nivel 1:

1. Calibración.
2. Medición.
3. Edición.

#### Nivel 2:

- 1.1. Offset VRMS e IRMS.
- 1.2. Ganancia, potencia activa y aparente.
- 1.3. Ganancia, potencia reactiva.
- 1.4. Corrección de fase.
- 1.5. Offset, potencia activa.
- 1.6. Offset, potencia reactiva.
  
- 2.1. Registros de tensión eficaz **xVRMS**.
- 2.2. Registros de corriente eficaz **xIRMS**.
- 2.3. Registros de potencia activa **xWATTHR**.
- 2.4. Registros de potencia reactiva **xVARHR**.
- 2.5. Registros de potencia aparente **xVAHR**.
- 2.6. Factor de potencia.
- 2.7. Velocidad.
- 2.8. Registro de frecuencia o periodo **FREQ**.
- 2.9. Temperatura.
  
- 3.1. Deshabilita filtros pasa-altas en los canales de corriente.
- 3.2. Deshabilita filtros pasa-bajas en los canales de corriente.
- 3.3. *Reset* el software del chip; las transferencias de datos no vuelven a ocurrir hasta que no hayan transcurrido 18 $\mu$ s desde el reset.

3.4. Escoge la línea de tensión para la medición de frecuencia.

Nivel 3:

1.1.1. Conecte  $I_{TEST}$  y  $V_{NOM}$ . (Muestrea VRMS e IRMS para las tres fases)

1.1.2. Conecte  $I_{MAX/500}$  y  $V_{NOM}$ .

1.1.3. Conecte  $I_{TEST}$  y  $V_{NOM/20}$ .

\* Después de calcular las constantes, guarda los valores en los registros de *offset* para IRMS y VRMS (***xIRMSOS***, ***xVRMSOS***)

1.2.1. Conecte  $I_{TEST}$  y  $V_{NOM}$  a FP=1.

\* Hace el cálculo de los valores a escribir en los registros ***xWAG*** y ***xVAG***.

1.3.1. Conecte a  $I_{TEST}$  y  $V_{NOM}$  FP=0. (Cambie el FP de 1 a 0)

\* Hace el cálculo de los valores a escribir en los registros ***xVARG***.

\*Calcula las constantes de medición de potencia Wh/LSB, VARh/LSB, VAh/LSB.

1.4.1. Conecte  $I_{TEST}$  y  $V_{NOM}$  a FP=0,5.

\* Calcula los valores a escribir a los registros ***xPHCAL***.

1.5.1. Conecte  $I_{TEST}$  y  $V_{NOM}$  a FP=1.

1.5.2. Conecte  $I_{MIN}$  y  $V_{NOM}$  a FP=1.

\* Calcula los valores a escribir a los registros ***xWATTOS***.

1.6.1. Conecte  $I_{TEST}$  y  $V_{NOM}$  a FP=0.

1.6.2. Conecte  $I_{MIN}$  y  $V_{NOM}$  a FP=0.

\* Calcula los valores a escribir a los registros ***xVAROS***.

2.1.1. (0x0D-0x0F). ***AVRMS-CVRMS***. Registros de 24 bits. Con 0,5V en las entradas analógicas muestran el código 1.639.101d.

2.2.1. (0x10-0x13). ***AIRMS-CIRMS***. Registros de 24 bits. Con 0,5V en las entradas analógicas muestran el código 1.914.753d.

2.3.1. (0x01-0x03). **AWATTHR-CWATTHR**. Registros de 16 bits sin signo. Acumulan energía por 0,52s con 0,5V en las entradas analógicas. Se calcula la constante Wh/LSB mediante calibración.

2.4.1. (0x04-0x06). **AVARHR-CVARHR**. Registros de 16 bits sin signo. Acumulan energía por 0,52s con 0,5V en las entradas analógicas. Se calcula la constante VARh/LSB mediante calibración.

2.5.1. (0x07-0x09). **AVAHR-CVAHR**. Registros de 16 bits sin signo. Acumulan energía por 1,15s con 0,5V en las entradas analógicas. Se calcula la constante VAh/LSB mediante calibración.

2.6.1. Se calcula mediante la fórmula.  $P_{\text{activa}}/S$

2.7.1 (0x10). **FREQ**. Registro de 12 bits. LSB=9.6 $\mu$ s (periodo). LSB=0.0625Hz (frecuencia).

2.8.1. Velocidad.

3.1.1. Habilitar (*enter*).

3.1.2. Deshabilitar (*enter*).

3.2.1. Habilitar (*enter*).

3.2.2. Deshabilitar (*enter*).

3.3.1. Reset (*enter*).

3.4.1. Escoge línea de tension A.

3.4.2. Escoge línea de tension B.

3.4.3. Escoge línea de tension C.

#### Nivel 4:

2.1.1.1. **AVRMS** XXX,XXX V .

2.1.1.2. **BVRMS** XXX,XXX V .

2.1.1.3. **CVRMS** XXX,XXX V .

2.2.1.1. **AIRMS** XX,XXX A .

2.2.1.2. **BIRMS** XX,XXX A .

2.2.1.3. **CIRMS** XX,XXX A .

2.3.1.1. **AWATTHR** XXXX,XXX WATT.

2.3.1.2. **BWATTHR** XXXX,XXX WATT.

2.3.1.3. **CWATTHR** XXXX,XXX WATT.

2.4.1.1. **AVARHR** XXXX,XXX VAR.

2.4.1.2. **BVARHR** XXXX,XXX VAR.

2.4.1.3. **CVARHR** XXXX,XXX VAR.

2.5.1.1. **AVAHR** XXXX,XXX VA.

2.5.1.2. **BVAHR** XXXX,XXX VA.

2.5.1.3. **CVAHR** XXXX,XXX VA.

2.6.1.1. PF X,XX atraso o adelanto.

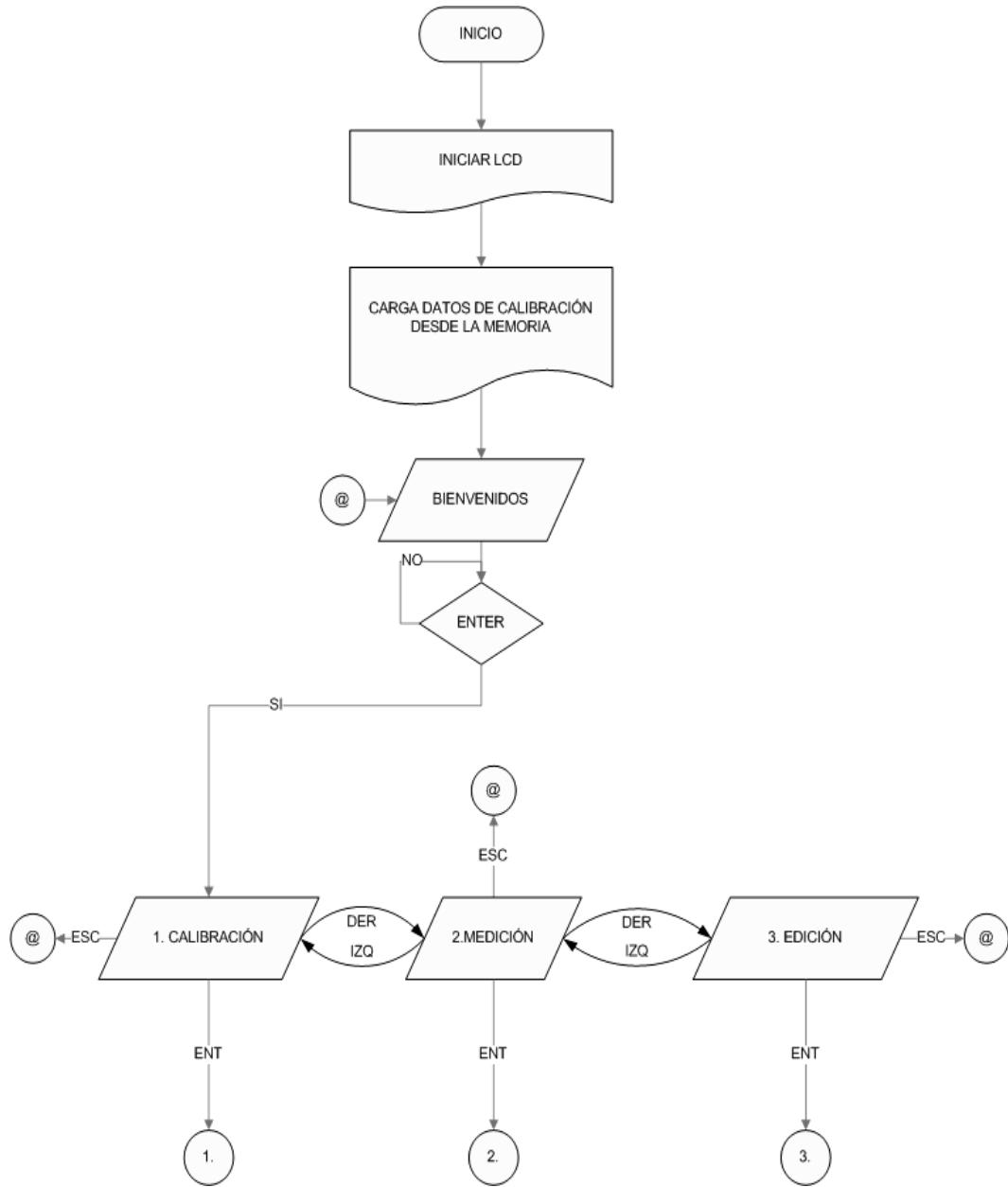
2.7.1.1. w XXXX rev/min.

2.8.1.1. F XX Hz.

2.9.1.1. T XX °C.

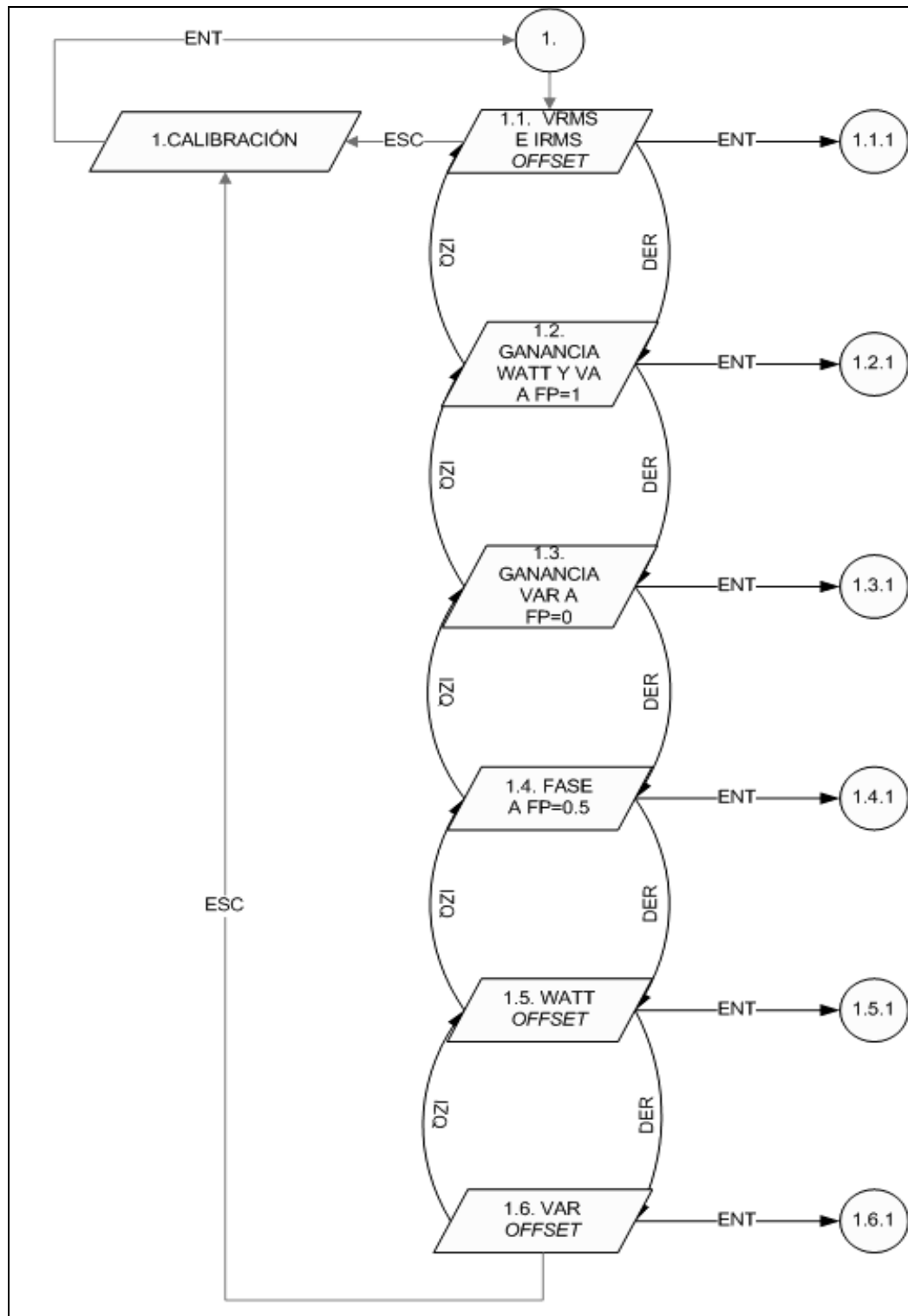
Las siguientes figuras muestran en forma detallada, las rutinas de navegación del medidor.

**Figura 39. Rutina general del medidor nivel 1.**



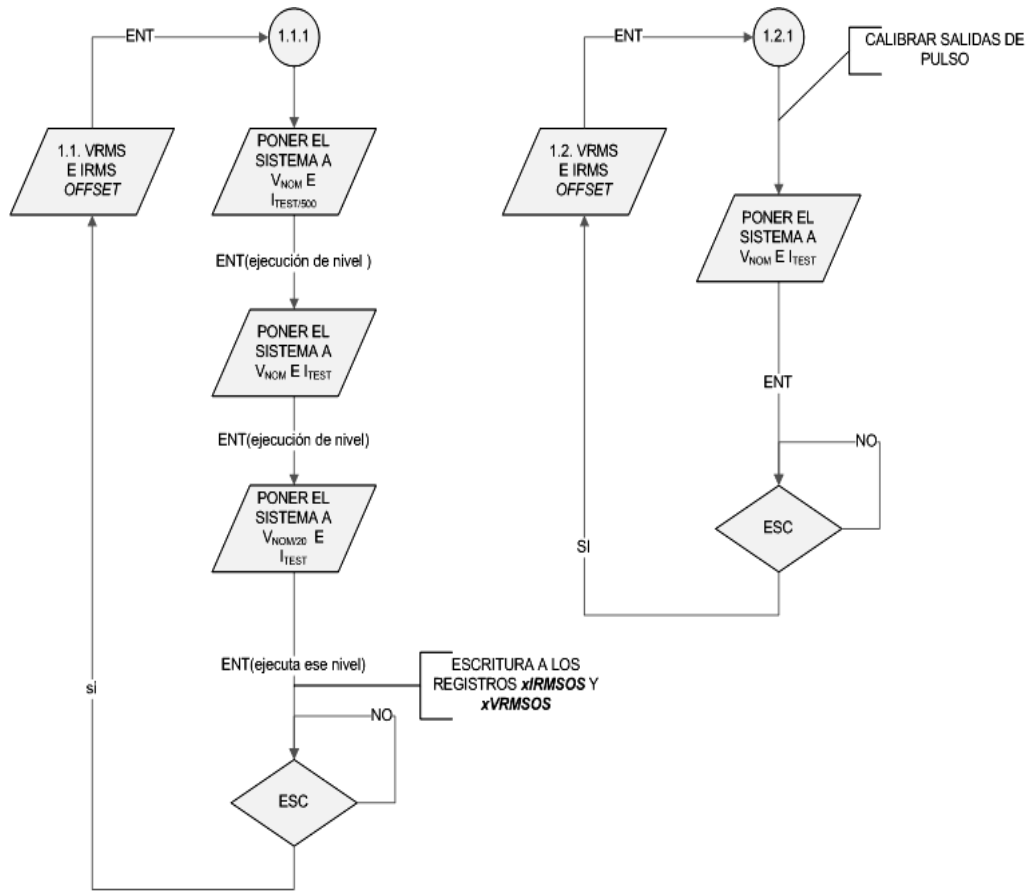
**Fuente[Autores]**

Figura 40. Rutina nivel 2(calibración).



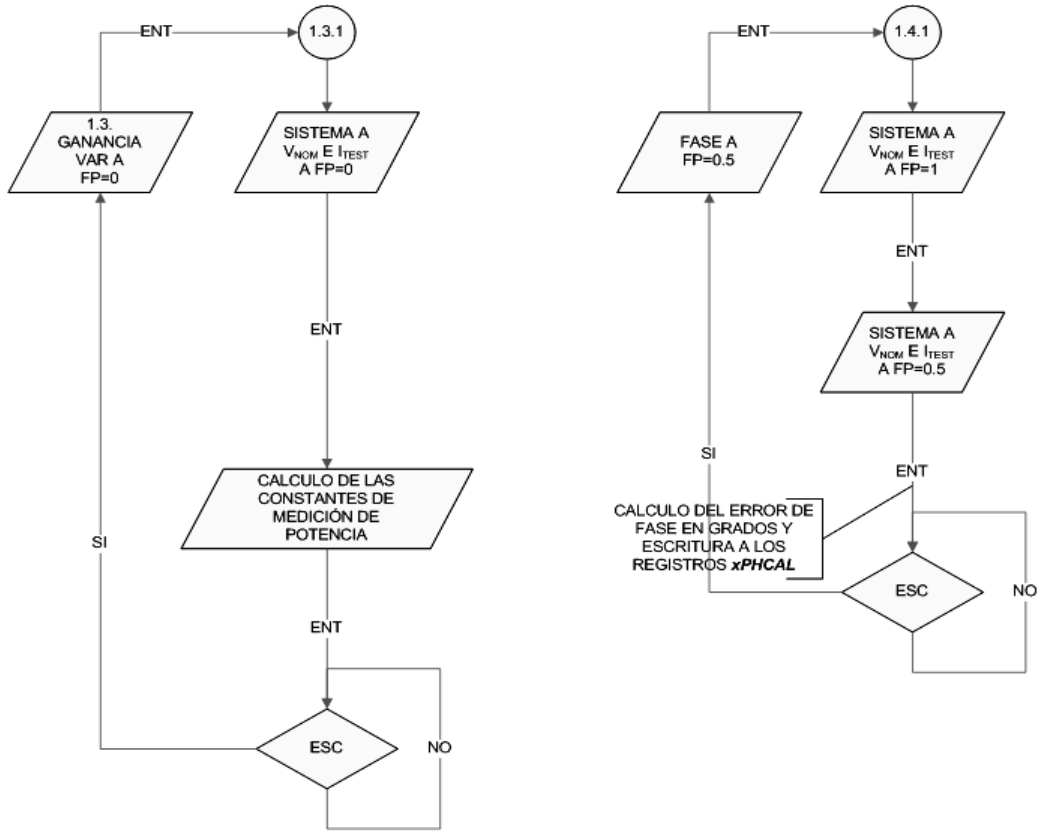
Fuente[Autores]

**Figura 41. Rutina medidor nivel 3(calibración).**



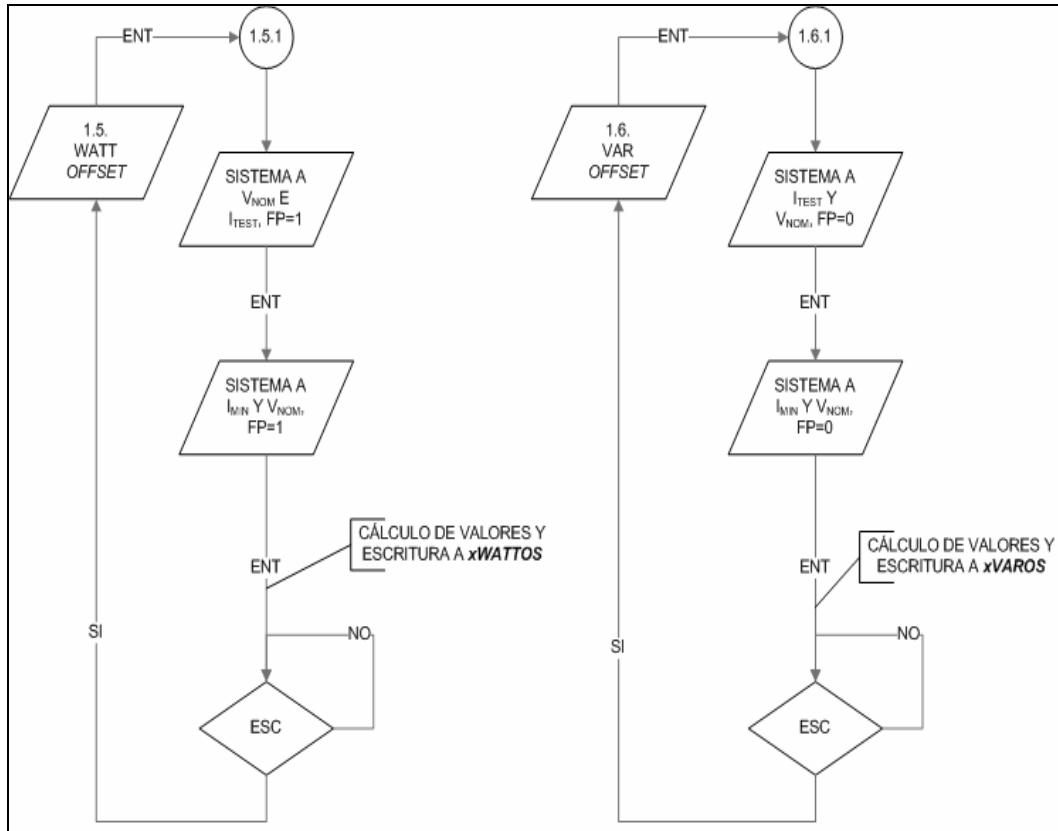
**Fuente[Autores]**

Figura 42. Rutina medidor nivel 3(calibración)



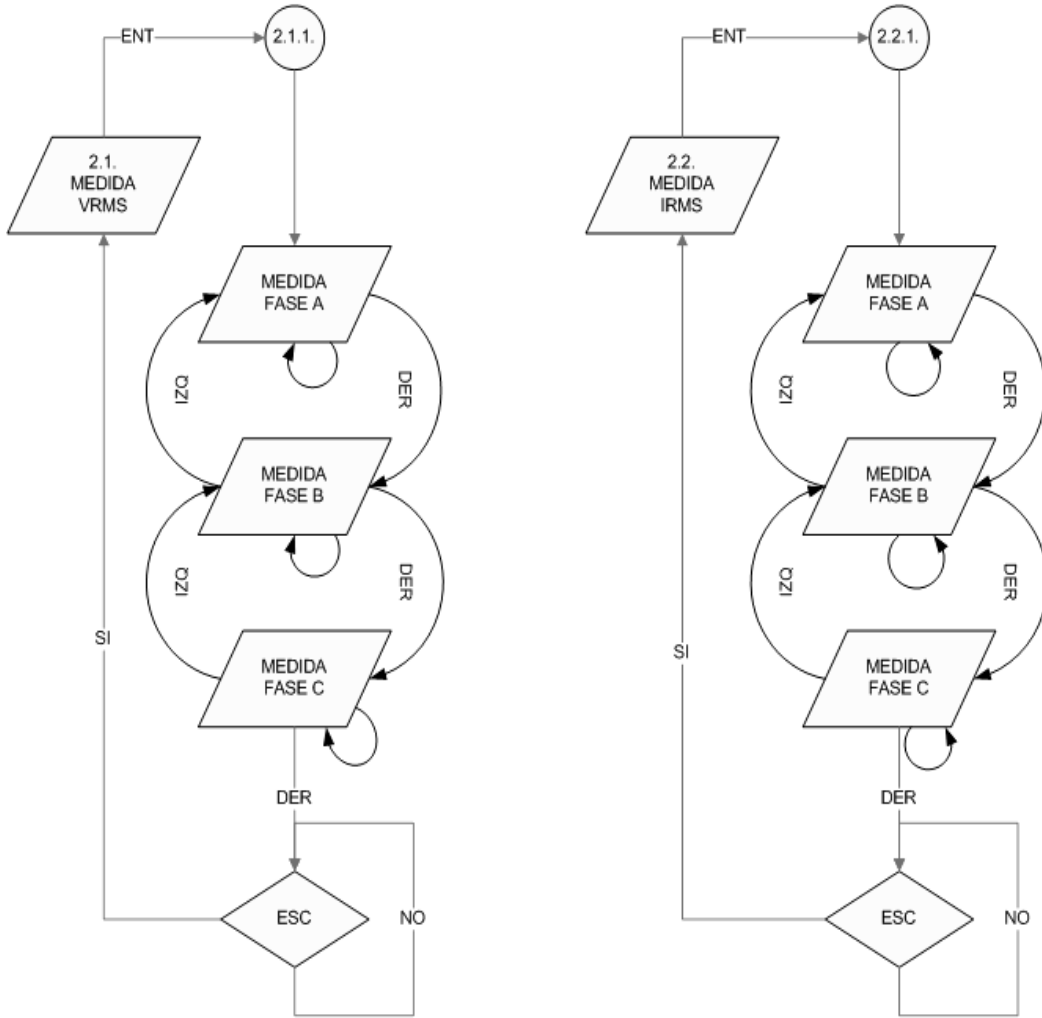
Fuente[Autores]

Figura 43. Rutina medidor nivel 3(calibración).



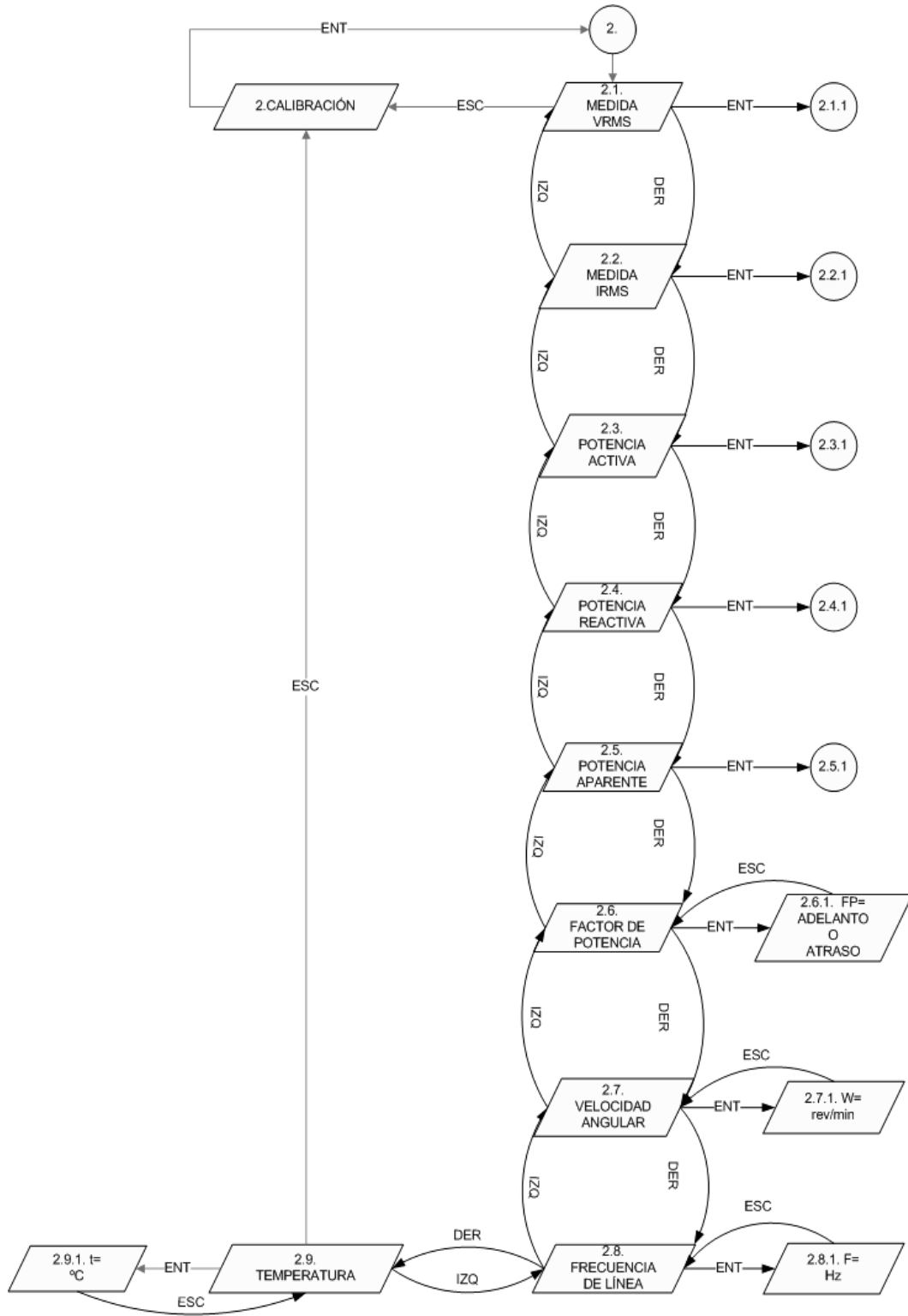
Fuente[Autores]

Figura 44. Rutina nivel 2(medición).



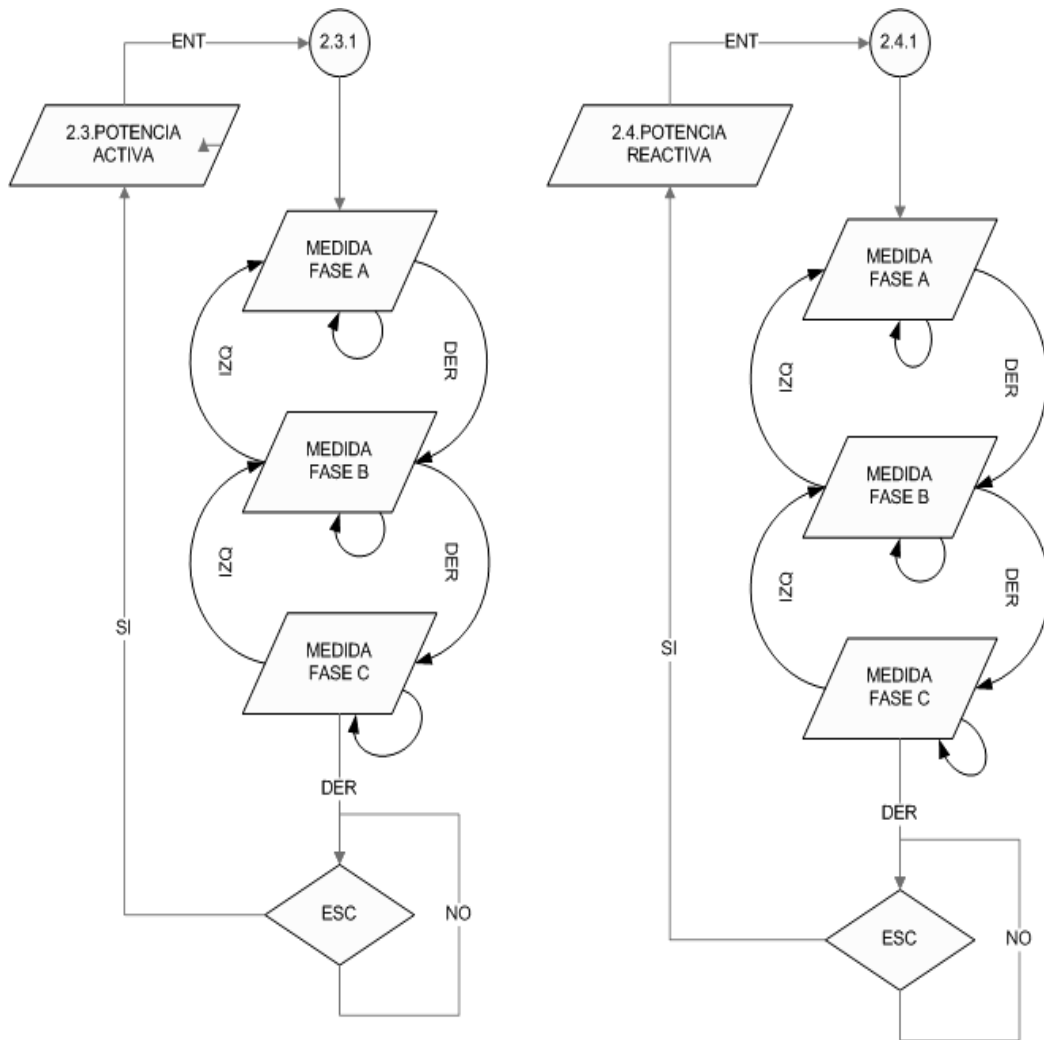
Fuente[Autores]

Figura 45. Rutina nivel 3(medición).



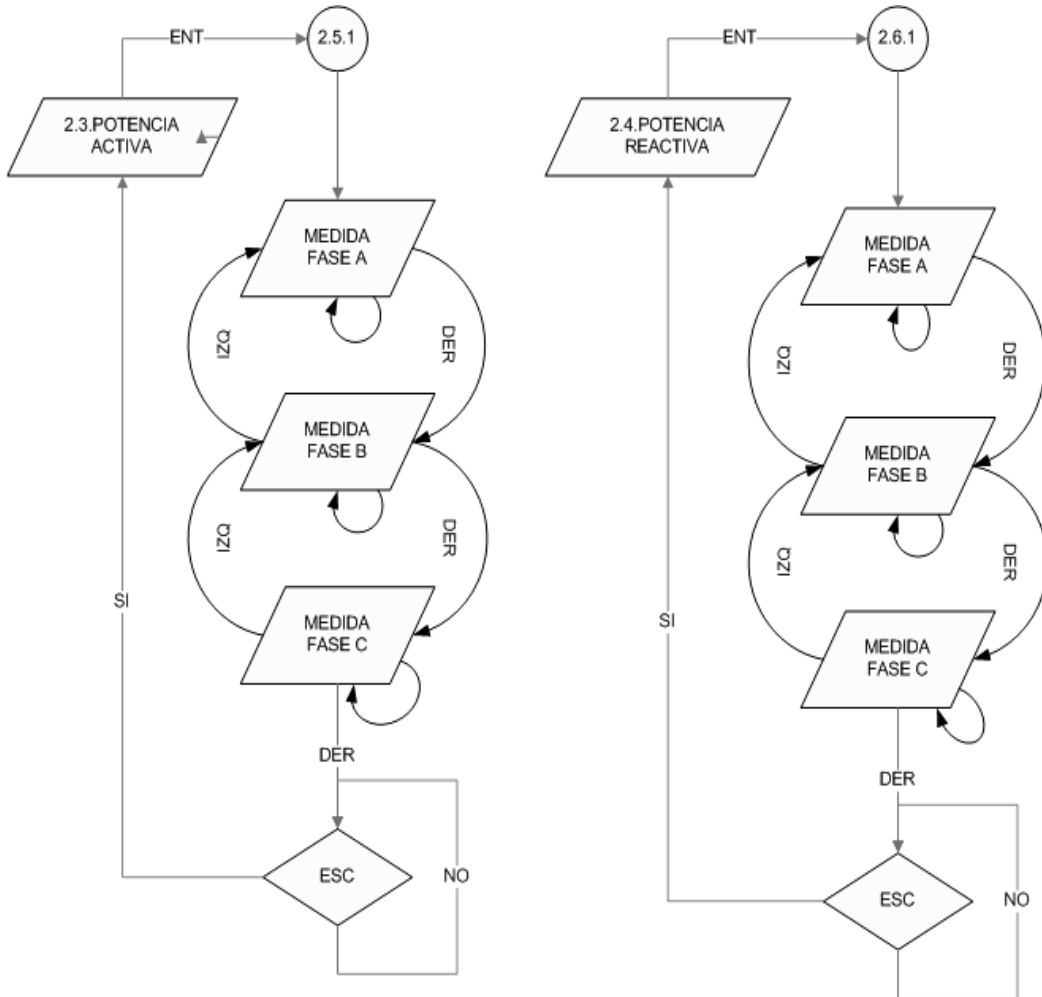
Fuente[Autores]

Figura 46. Rutina nivel 3(medición).



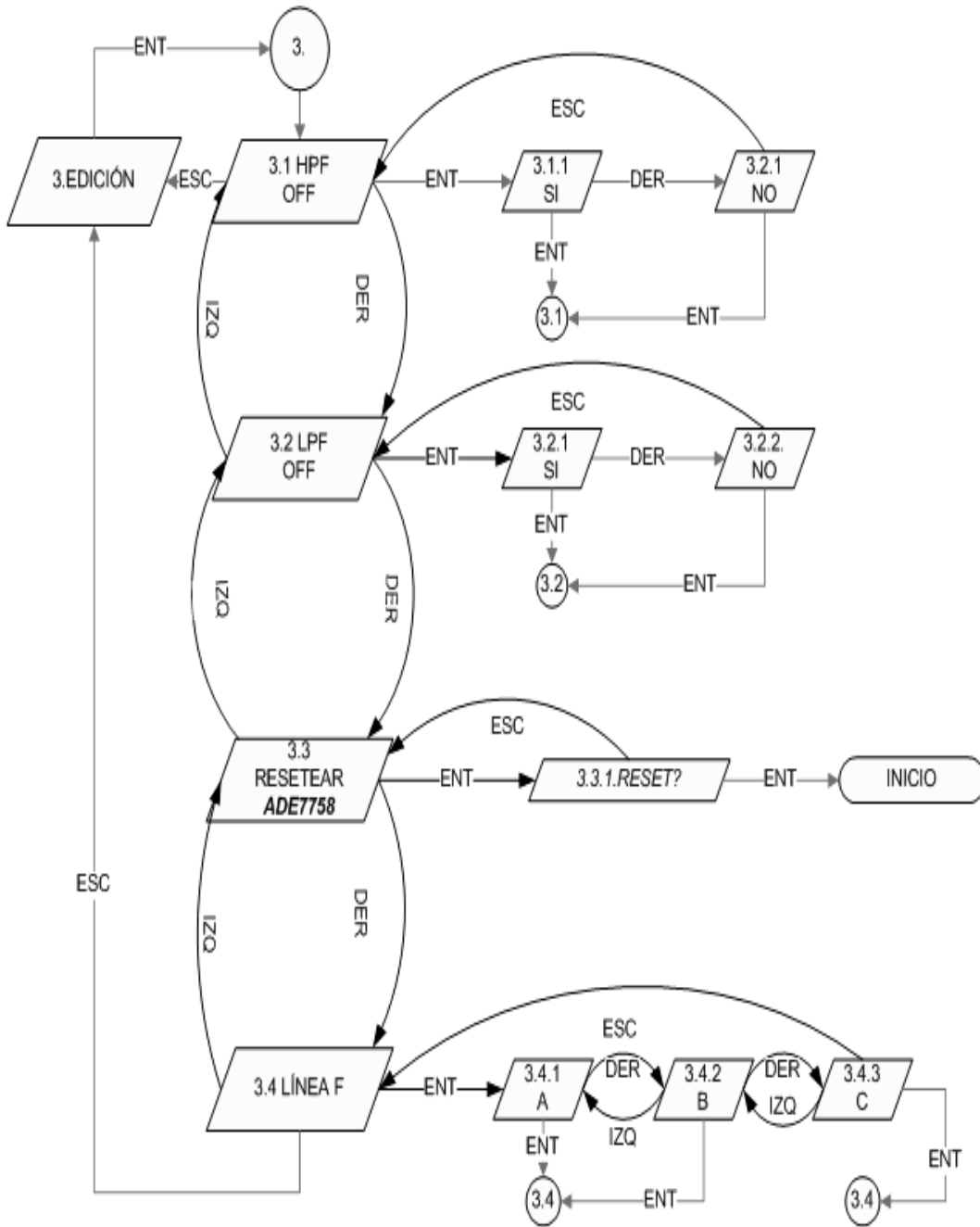
Fuente[Autores]

Figura 47. Rutina nivel 3(medición).



Fuente[Autores]

Figura 48. Rutina Nivel 2(Edición).



Fuente[Autores]

## 4. RESULTADOS DE LA CALIBRACIÓN Y MEDICIÓN DEL EQUIPO DESARROLLADO.

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos para las pruebas realizadas en el prototipo de medición de potencia desarrollado en este trabajo de grado. También se muestra el proceso de ajuste el cual se llevó a cabo para obtener las constantes para la potencia activa, reactiva, tensión y corriente eficaz que relacionen el *LSB* del contenido acumulado en los registros de medición con los valores reales de potencia, tensión y corriente eficaz. Los procesos de ajuste y comparación se realizaron con los equipos *PTE-50-CET* y *PTE-300-V* propiedad de la empresa *COPOWER*. Se utilizó el *PTE-50-CET* como inyector de corriente y el *PTE-300-V* como inyector de tensión, ambos sincronizados a la frecuencia de la red.

Los procesos de ajuste y de comparación se llevaron a cabo en tres sesiones; la primera de ellas se utilizó exclusivamente para el ajuste; en la segunda y tercera sesión se realizaron pruebas de comparación para establecer una exactitud del equipo relación al equipo que se comparó, y verificar la repetibilidad de los datos.

### 4.1. AJUSTE DEL EQUIPO.

#### 4.1.1. Ajuste de la tensión eficaz.

Con las entradas conectadas a la bornera de corriente, se inyectó un valor de tensión de 77,78Vrms para cada una de las fases del medidor. La constante de tensión se calculó según la ecuación:

$$\text{Ecuación 70.}$$
$$kte = \frac{77,78}{xVRMS}$$

Los resultados obtenidos para cada una de las tres fases son:

$$kte_{faseA} = 9.8164e - 5$$

$$kte_{faseB} = 9.7585e - 5$$

$$kte_{faseA} = 9.8393e - 5$$

La diferencia en el valor de las constantes compensa pequeñas variaciones en los valores de los componentes utilizados para cada una de las fases de corriente..

#### 4.1.2 Ajuste de la corriente eficaz.

Para el ajuste de las constantes de corriente eficaz se utilizaron los valores de entrada máxima<sup>7</sup>, la cual proporciona una salida de tensión equivalente al valor acumulado en el registro. Se obtuvo una sola constante para las tres fases de corriente teniendo en cuenta la exactitud de los sensores de efecto Hall de lazo cerrado.

#### **Ecuación 71.**

$$kte = \frac{17.6777}{1900000} = 9.3040e - 6$$

#### 4.1.3. Ajuste de la potencia.

En el cálculo de las constantes de potencia se usaron los valores de 77,78V y 8,84A a FP=1 para el cálculo de las constantes de potencia activa, y a FP=0 para el cálculo de las constantes de potencia reactiva. Se utilizaron 255 medios ciclos de línea para acumular energía; las constantes se obtuvieron usando las ecuaciones 60,61 y 62, dando los siguientes resultados:

$$kte_{potencia\ activa\ faseA} = 2,5048e - 5$$

$$kte_{potencia\ activa\ faseB} = 2.4867e - 5$$

---

<sup>7</sup> Vout=496 mV @ I<sub>max</sub>=25 A, datos obtenidos en la caracterización del sensor.

$$\begin{aligned}
 &kte \text{ potencia activa faseC} = 2.5181e - 5 \\
 &kte \text{ potencia reactiva faseA} = 24.9439e - 6 \\
 &kte \text{ potencia reactiva faseB} = 25.9196e - 6 \\
 &kte \text{ potencia reactiva faseC} = 25.0023e - 6 \\
 &kte \text{ potencia aparente faseA} = 2.606563e - 5 \\
 &kte \text{ potencia aparente faseB} = 2.5876e - 5 \\
 &kte \text{ potencia aparente faseC} = 2.6213e - 5
 \end{aligned}$$

#### 4.2 CARACTERIZACION DEL SENSOR DE CORRIENTE NPA-25.

La caracterización del sensor NPA-25, se realizó inyectando corrientes dentro del rango de operación del prototipo, para obtener la salida de tensión correspondiente a cada una de ellas. Los resultados se muestran en la tabla 6.

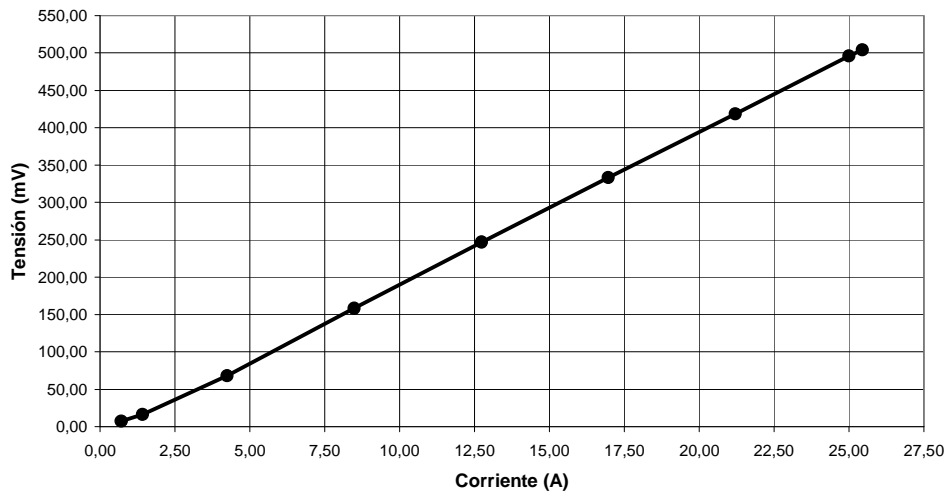
**Tabla 6. Comportamiento del sensor NPA-25.**

<b>I in (A)</b>	<b>I in (Arms)</b>	<b>V out (mV)</b>
0,71	0,50	7,45
1,41	1,00	16,37
4,24	3,00	68,10
8,48	6,00	158,11
12,73	9,00	246,84
16,97	12,00	333,07
21,21	15,00	418,56
25,00	17,68	496,00
25,45	18,00	503,91

**Fuente[Autores]**

La salida de los sensores se midió con el multímetro *FLUKE 89 IV* el cual tiene una clase de + o - 0.4%, en la medida de tensión alterna. En la figura 49 se muestra la gráfica de la tensión de salida del sensor contra la corriente de entrada; como puede observarse la salida se mantiene lineal en casi todo el rango de medición, garantizando la confiabilidad de la medición.

**Figura 49. Comportamiento del sensor NPA-25.**



Fuente[Autores]

### 4.3 RESULTADOS DE LA PRUEBAS.

#### 4.3.1 Tensión eficaz.

En las medidas de tensión eficaz se tomaron dos medidas diferentes, una para la constante hallada teóricamente y otra para la constante hallada experimentalmente en el laboratorio<sup>8</sup>.

La tensión se varió en un rango de 10 a 160Vrms. Los resultados se muestran en las tablas 7 y 8.

**Tabla 7. Tensión eficaz medida con la constante teórica.**

V test (Vrms)	VA medido (Vrms)	VB medido (Vrms)	VC medido (Vrms)	Error A	Error B	Error C
10	7,20	7,30	7,09	28,00%	27,00%	29,10%
20	17,45	17,70	17,30	12,74%	11,50%	13,50%
30	27,64	28,00	27,56	7,87%	6,67%	8,13%
40	37,93	38,30	37,77	5,18%	4,25%	5,57%
50	48,11	48,60	48,00	3,78%	2,80%	4,00%
60	58,40	58,00	58,30	2,67%	3,33%	2,83%
70	68,70	69,20	68,50	1,86%	1,14%	2,14%
80	78,90	79,60	78,60	1,37%	0,50%	1,75%

<sup>8</sup> Ver numeral 4.1.1.

90	89,20	90,00	89,10	0,89%	0,00%	1,00%
100	99,40	100,33	99,30	0,60%	0,33%	0,70%
110	109,70	110,70	109,60	0,27%	0,64%	0,36%
120	120,10	121,00	119,90	0,08%	0,83%	0,08%
130	130,30	131,50	130,10	0,23%	1,15%	0,08%
140	140,60	141,90	140,30	0,43%	1,36%	0,21%
150	151,00	152,10	150,60	0,67%	1,40%	0,40%
160	161,40	162,70	161,90	0,88%	1,69%	1,19%

Fuente[Autores]

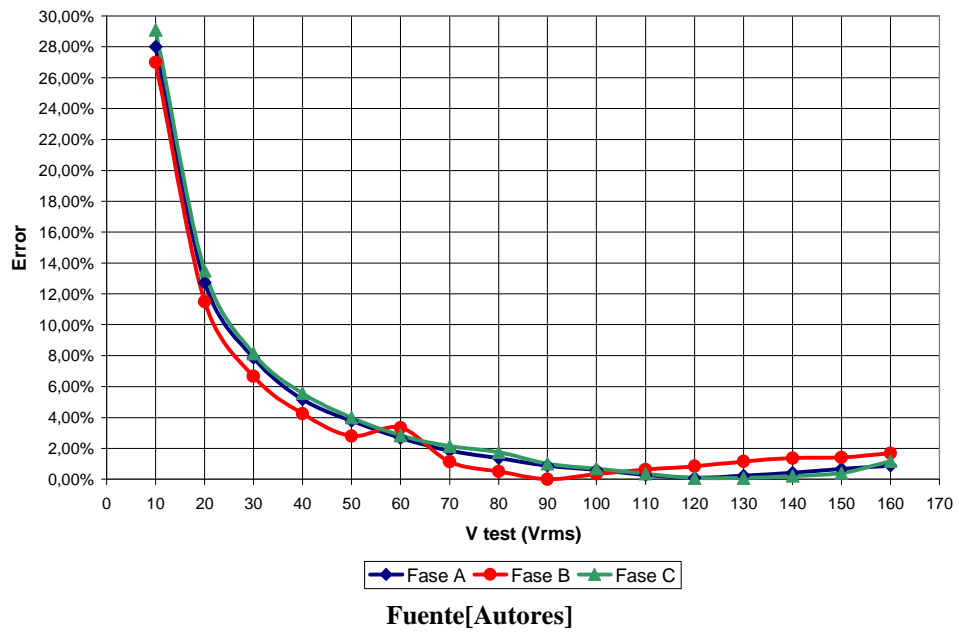
Tabla 8. Tensión eficaz medida con la constante experimental.

V test (Vrms)	VA medido (Vrms)	VB medido (Vrms)	VC medido (Vrms)	Error A	Error B	Error C
10	10,13	10,09	10,08	1,30%	0,90%	0,80%
20	20,04	20,12	20,11	0,20%	0,60%	0,55%
30	30,03	30,15	30,15	0,10%	0,50%	0,50%
40	40,02	40,20	40,20	0,05%	0,50%	0,50%
50	50,07	50,08	50,04	0,14%	0,16%	0,08%
60	60,00	60,08	60,04	0,00%	0,13%	0,07%
70	70,09	70,10	70,10	0,13%	0,14%	0,14%
80	80,02	80,12	80,11	0,02%	0,15%	0,14%
90	90,03	90,14	90,14	0,03%	0,16%	0,16%
100	100,15	100,15	100,14	0,15%	0,15%	0,14%
110	110,15	110,22	110,15	0,14%	0,20%	0,14%
120	120,12	120,25	120,20	0,10%	0,21%	0,17%
130	130,18	130,30	130,25	0,14%	0,23%	0,19%
140	140,20	140,35	140,28	0,14%	0,25%	0,20%
150	150,28	150,34	150,32	0,19%	0,23%	0,21%
160	160,50	160,66	160,50	0,31%	0,23%	0,31%

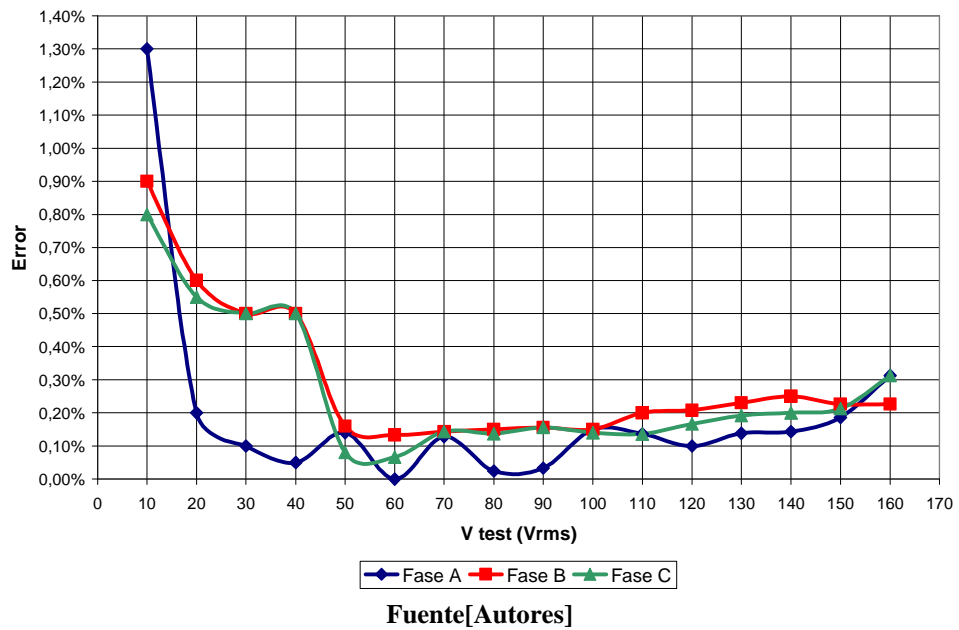
Fuente[Autores]

Los resultados obtenidos para la constante teórica presentan un error menor a 1% para valores entre 100 y 150Vrms (figura 50); este error aumenta a medida que la tensión a la entrada disminuye alcanzando valores superiores a 10% de error para mediciones menores a 30 Vrms. Los resultados obtenidos para la constante de laboratorio se mantienen en un rango menor a 0,5%, para valores en la tensión de entrada desde 30Vrms en adelante (figura 51).

**Figura 50. Error porcentual en la tensión medida con constante teórica.**



**Figura 51. Error en la tensión medida con constante experimental.**



#### 4.3.2 Corriente eficaz.

La pruebas para la corriente eficaz se realizaron inyectando corrientes en el rango de 0,84 A hasta 25 A, como se muestra en la tabla 9.

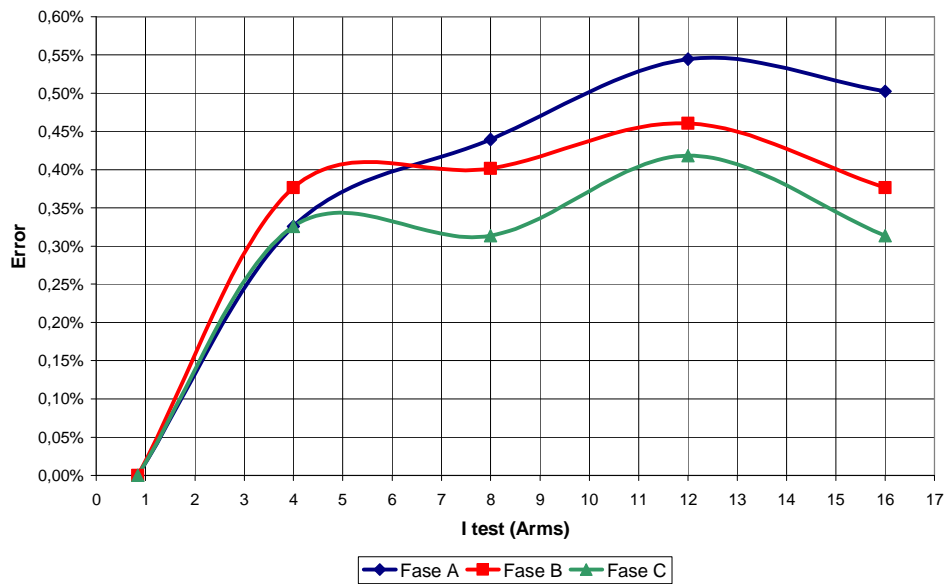
**Tabla 9. Resultados para la corriente eficaz.**

I test (Arms)	IA medida (Arms)	IB medida (Arms)	IC medida (Arms)	Error A	Error B	Error C
0,84	0,84	0,84	0,84	0,00%	0,00%	0,00%
4	3,99	3,99	3,99	0,33%	0,38%	0,33%
8	7,97	7,97	7,98	0,44%	0,40%	0,31%
12	11,94	11,95	11,95	0,54%	0,46%	0,42%
16	15,92	15,94	15,95	0,50%	0,38%	0,31%

Fuente[Autores]

La figura 52 muestra la relación existente del error porcentual hallado entre las magnitudes teóricas y experimentales para cada una de las tres fases de corriente en el medidor. Como puede observarse en la figura el error porcentual hallado, se mantiene cercano a 0,5%.

**Figura 52. Error porcentual para la medición de corriente eficaz.**



Fuente[Autores]

#### 4.3.3 Potencia

Se realizaron mediciones de la potencia activa y reactiva para los factores de potencia 1, 0.5 y 0, tomando dos mediciones para cada uno de estos valores. Las dos mediciones se realizaron con un espaciamiento de tiempo de 1 hora entre ellas.

#### 4.3.3.1 Potencia Activa.

Los valores de tensión utilizados para las pruebas fueron 77,78 y 155,56 V rms para diferentes valores de corriente con factor de potencia 1. Los resultados obtenidos para las fases A, B y C se muestran en las tablas 10, 11 y 12; en ellas se observa que el porcentaje de error máximo se presenta para la corriente menor (0.707Arms) y tensión cercana al valor máximo (155Vrms).

**Tabla 20. Potencia Activa para la fase A a FP=1**

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	P teórica (Watt)	P medida 1 (Watt)	P medida 2 (Watt)	P promedio (Watt)	Error
77,78	0,707	54,99	54,95	55,11	55,03	0,07%
77,78	4,243	330,02	330,27	330,03	330,15	0,04%
77,78	8,485	659,96	659,9	659,57	659,74	0,03%
77,78	12,728	989,98	988,77	989,27	989,02	0,10%
77,78	16,97	1319,93	1320,32	1319,94	1320,13	0,02%
155,56	0,707	109,98	111,08	111,25	111,17	1,08%
155,56	4,243	660,04	661,76	661,56	661,66	0,25%
155,56	8,485	1319,93	1323,19	1323,52	1323,36	0,26%
155,56	12,728	1979,97	1981,5	1981,12	1981,31	0,07%
155,56	16,97	2639,85	2634,9	2635	2634,95	0,19%

Fuente[Autores]

**Tabla 11. Potencia Activa para la fase B a FP=1**

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	P teórica (Watt)	P medida 1 (Watt)	P medida 2 (Watt)	P promedio (Watt)	Error
77,78	0,707	54,99	55,05	55,22	55,14	0,26%
77,78	4,243	330,02	330,33	330	330,17	0,04%
77,78	8,485	659,96	659,5	658,99	659,25	0,11%
77,78	12,728	989,98	988,66	988,83	988,75	0,13%
77,78	16,97	1319,93	1318,5	1318,8	1318,65	0,10%
155,56	0,707	109,98	112,29	112,46	112,38	2,18%
155,56	4,243	660,04	661,01	661,18	661,10	0,16%
155,56	8,485	1319,93	1322,86	1322,5	1322,68	0,21%
155,56	12,728	1979,97	1981,19	1981,54	1981,37	0,07%
155,56	16,97	2639,85	2633,47	2633,41	2633,44	0,24%

Fuente[Autores]

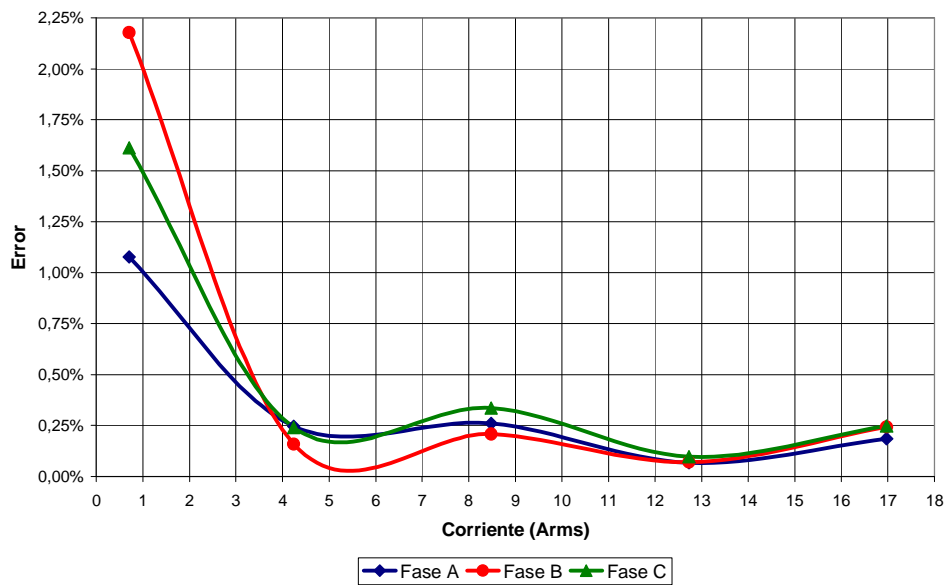
En la figura 53 se muestran los porcentajes de error para las tres fases a la tensión de 155.56 Vrms y factor de potencia = 1.

Tabla 13. Potencia Activa para la fase C a FP=1

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	P teórica (Watt)	P medida 1 (Watt)	P medida 2 (Watt)	P promedio (Watt)	Error
77,78	0,707	54,99	55,07	54,9	54,99	0,01%
77,78	4,243	330,02	330,09	329,92	330,01	0,00%
77,78	8,485	659,96	658,65	658,48	658,57	0,21%
77,78	12,728	989,98	988,9	989,25	989,08	0,09%
77,78	16,97	1319,93	1318,32	1318,5	1318,41	0,11%
155,56	0,707	109,98	111,67	111,84	111,76	1,61%
155,56	4,243	660,04	661,2	662,05	661,63	0,24%
155,56	8,485	1319,93	1324,27	1324,44	1324,36	0,34%
155,56	12,728	1979,97	1982,07	1981,73	1981,90	0,10%
155,56	16,97	2639,85	2633,39	2633,24	2633,32	0,25%

Fuente[Autores]

Figura 53. Error en la potencia activa para FP=1 y V=155.56 Vrms



Fuente[Autores]

Los resultados para un valor de factor de potencia de 0,5 se muestran en las tablas 13, 14 y 15.

Tabla 14. Potencia Activa para la fase A a FP=0.5

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	P teórica (Watt)	P medida 1 (Watt)	P medida 2 (Watt)	P promedio (Watt)	Error
77,78	0,707	27,50	28,91	28,74	28,83	4,84%
77,78	4,243	165,01	166,67	167,21	166,94	1,17%
77,78	8,485	329,98	337,14	338,7	337,92	2,41%
77,78	12,728	494,99	505,2	503,8	504,50	1,92%

77,78	16,97	659,96	672,15	671,28	671,72	1,78%
155,56	0,707	54,99	56,8	56,47	56,64	2,99%
155,56	4,243	330,02	339,84	342,71	341,28	3,41%
155,56	8,485	659,96	676,14	671,5	673,82	2,10%
155,56	12,728	989,98	1019,02	1020,74	1019,88	3,02%
155,56	16,97	1319,93	1353,2	1351,7	1352,45	2,46%

Fuente[Autores]

**Tabla 15. Potencia Activa para la fase B a FP=0.5**

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	P teórica (Watt)	P medida 1 (Watt)	P medida 2 (Watt)	P promedio (Watt)	Error
77,78	0,707	27,50	28,7	28,53	28,62	4,07%
77,78	4,243	165,01	168,26	169,37	168,82	2,31%
77,78	8,485	329,98	341,24	338,29	339,77	2,96%
77,78	12,728	494,99	503,8	504,58	504,19	1,86%
77,78	16,97	659,96	672,59	668,5	670,55	1,60%
155,56	0,707	54,99	56,39	56,56	56,48	2,70%
155,56	4,243	330,02	338,39	337,3	337,85	2,37%
155,56	8,485	659,96	675,71	679,4	677,56	2,67%
155,56	12,728	989,98	1015,18	1013,33	1014,26	2,45%
155,56	16,97	1319,93	1348,71	1348,2	1348,46	2,16%

Fuente[Autores]

**Tabla 16. Potencia Activa para la fase C a FP=0.5**

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	P teórica (Watt)	P medida 1 (Watt)	P medida 2 (Watt)	P promedio (Watt)	Error
77,78	0,707	27,50	28,55	28,32	28,44	3,42%
77,78	4,243	165,01	172,52	169,9	171,21	3,76%
77,78	8,485	329,98	336,5	337,5	337,00	2,13%
77,78	12,728	494,99	504,48	504,82	504,65	1,95%
77,78	16,97	659,96	672,5	672,7	672,60	1,91%
155,56	0,707	54,99	58,47	58,3	58,39	6,17%
155,56	4,243	330,02	339,43	342,11	340,77	3,26%
155,56	8,485	659,96	676,49	680,5	678,50	2,81%
155,56	12,728	989,98	1016,94	1014,24	1015,59	2,59%
155,56	16,97	1319,93	1347,55	1343,3	1345,43	1,93%

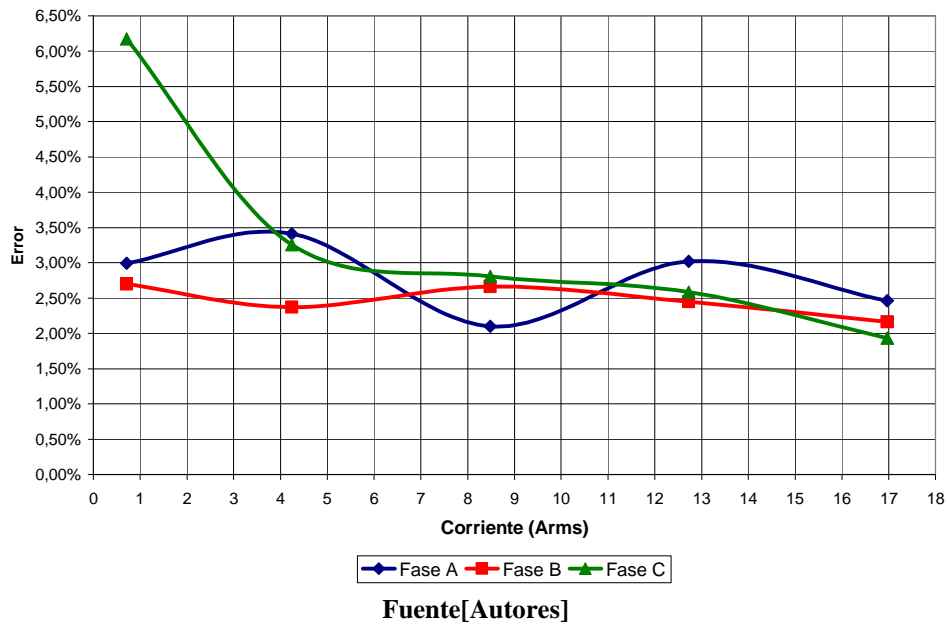
Fuente[Autores]

En la figura 54 se muestran los porcentajes de error para las tres fases a la tensión de 155.56 Vrms y factor de potencia = 0,5.

#### 4.3.3.2 Potencia Reactiva.

Los valores de tensión utilizados para las pruebas fueron 77,78 y 155,56 Vrms. Los resultados obtenidos para las fases A, B y C con diferentes corrientes a factor de potencia 0 se muestran en las tablas 16, 17 y 18. Los máximos valores de error se presentan a los mínimos valores de corriente.

**Figura 54. Error en la potencia activa para FP=0.5 y V=155.56 Vrms.**



**Tabla 17. Potencia Reactiva para la fase A a FP=0.**

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	Q teórica (VAR)	Q medida 1 (VAR)	Q medida 2 (VAR)	Q promedio (VAR)	Error
77,78	0,707	54,99	55,93	55,96	55,95	1,74%
77,78	4,243	330,02	330,9	331,07	330,99	0,29%
77,78	8,485	659,96	659,45	659,62	659,54	0,06%
77,78	12,728	989,98	989,85	989,24	989,55	0,04%
77,78	16,97	1319,93	1320,93	1321,6	1321,27	0,10%
155,56	0,707	109,98	111,76	111,08	111,42	1,31%
155,56	4,243	660,04	658,61	658,7	658,66	0,21%
155,56	8,485	1319,93	1321,6	1321,54	1321,57	0,12%
155,56	12,728	1979,97	1981,57	1980,7	1981,14	0,06%
155,56	16,97	2639,85	2645,07	2644,6	2644,84	0,19%

Fuente[Autores]

**Tabla 18. Potencia Reactiva para la fase B a FP=0.**

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	Q teórica (VAR)	Q medida 1 (VAR)	Q medida 2 (VAR)	Q promedio (VAR)	Error
77,78	0,707	54,99	56,1	56,2	56,15	2,11%
77,78	4,243	330,02	330,9	330,57	330,74	0,22%
77,78	8,485	659,96	659,97	660,21	660,09	0,02%
77,78	12,728	989,98	990,02	990,1	990,06	0,01%
77,78	16,97	1319,93	1319,9	1321,3	1320,60	0,05%
155,56	0,707	109,98	110,35	109,8	110,08	0,09%
155,56	4,243	660,04	658,81	659,27	659,04	0,15%
155,56	8,485	1319,93	1318,95	1322,97	1320,96	0,08%
155,56	12,728	1979,97	1980,9	1981,6	1981,25	0,06%
155,56	16,97	2639,85	2644,6	2644,9	2644,75	0,19%

Fuente[Autores]

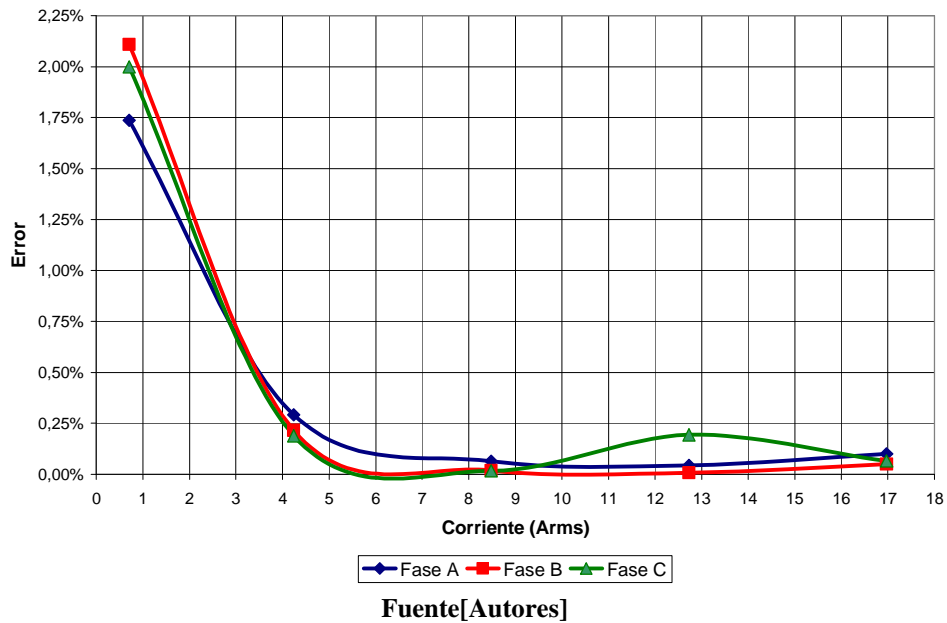
**Tabla 19. Potencia Reactiva para la fase C a FP=0**

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	Q teórica (VAR)	Q medida 1 (VAR)	Q medida 2 (VAR)	Q promedio (VAR)	Error
77,78	0,707	54,99	56,09	56,09	56,09	2,00%
77,78	4,243	330,02	330,61	330,68	330,65	0,19%
77,78	8,485	659,96	660,45	659,7	660,08	0,02%
77,78	12,728	989,98	988,04	988,09	988,07	0,19%
77,78	16,97	1319,93	1320,5	1321,1	1320,80	0,07%
155,56	0,707	109,98	110,02	110,82	110,42	0,40%
155,56	4,243	660,04	660,55	658,85	659,70	0,05%
155,56	8,485	1319,93	1322,62	1324,66	1323,64	0,28%
155,56	12,728	1979,97	1982,33	1981,8	1982,07	0,11%
155,56	16,97	2639,85	2644,9	2644,6	2644,75	0,19%

Fuente[Autores]

En la figura 55 se muestran los porcentajes de error para las tres fases a la tensión de 77,78 Vrms y factor de potencia = 0. Se puede observar que para valores de corriente superiores a 4 Arms el error se mantiene por debajo de 0,25%.

**Figura 55. Error en la potencia reactiva para FP=0 y V=77.78 Vrms.**



Los resultados para un valor de factor de potencia de 0,5 se muestran en las tablas 19, 20 y 21.

**Tabla 19. Potencia Reactiva para la fase A a FP=0,5.**

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	Q teórica (VAR)	Q medida 1 (VAR)	Q medida 2 (VAR)	Q promedio (VAR)	Error
77,78	0,707	47,62	47,03	47,1	47,07	1,17%
77,78	4,243	285,80	285,1	285,22	285,16	0,22%
77,78	8,485	571,53	566,23	566,4	566,32	0,91%
77,78	12,728	857,33	848,56	850,5	849,53	0,91%
77,78	16,97	1143,06	1135,16	1135,24	1135,20	0,69%
155,56	0,707	95,24	96,25	95,64	95,95	0,74%
155,56	4,243	571,60	567,07	571,79	569,43	0,38%
155,56	8,485	1143,06	1135,74	1137,19	1136,47	0,58%
155,56	12,728	1714,65	1703,93	1706,86	1705,40	0,54%
155,56	16,97	2286,11	2275,23	2279,94	2277,59	0,37%

Fuente[Autores]

**Tabla 20. Potencia Reactiva para la fase B a FP=0,5.**

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	Q teórica (VAR)	Q medida 1 (VAR)	Q medida 2 (VAR)	Q promedio (VAR)	Error
77,78	0,707	47,62	47,56	47,5	47,53	0,19%
77,78	4,243	285,80	283,51	284,85	284,18	0,57%
77,78	8,485	571,53	566,19	565,5	565,85	0,99%
77,78	12,728	857,33	847,53	847,2	847,37	1,16%

77,78	16,97	1143,06	1133,73	1134,7	1134,22	0,77%
155,56	0,707	95,24	97,12	97,46	97,29	2,15%
155,56	4,243	571,60	565,5	570,21	567,86	0,65%
155,56	8,485	1143,06	1135,94	1136,24	1136,09	0,61%
155,56	12,728	1714,65	1705,79	1704,75	1705,27	0,55%
155,56	16,97	2286,11	2280,2	2280,36	2280,28	0,26%

Fuente[Autores]

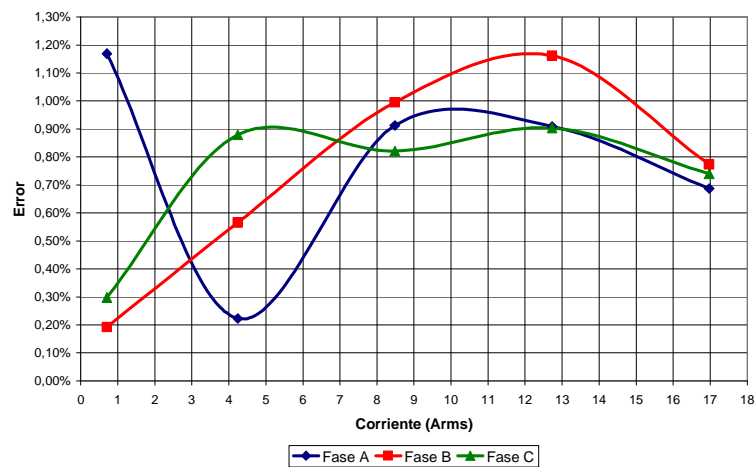
Tabla 21. Potencia Reactiva para la fase C a FP=0,5.

Tension (Vrms)	Corriente (Arms)	Q teórica (VAR)	Q medida 1 (VAR)	Q medida 2 (VAR)	Q promedio (VAR)	Error
77,78	0,707	47,62	47,44	47,52	47,48	0,30%
77,78	4,243	285,80	282,99	283,58	283,29	0,88%
77,78	8,485	571,53	566,33	567,34	566,84	0,82%
77,78	12,728	857,33	850	849,15	849,58	0,90%
77,78	16,97	1143,06	1134,7	1134,5	1134,60	0,74%
155,56	0,707	95,24	94,89	95,57	95,23	0,01%
155,56	4,243	571,60	569,72	570,76	570,24	0,24%
155,56	8,485	1143,06	1137,9	1136,56	1137,23	0,51%
155,56	12,728	1714,65	1709,5	1713,4	1711,45	0,19%
155,56	16,97	2286,11	2277,02	2285,09	2281,06	0,22%

Fuente[Autores]

En la figura 56 se muestran los porcentajes de error para las tres fases a la tensión de 77.78 Vrms y factor de potencia = 0,5.

Figura 56. Error en la potencia reactiva para FP=0.5 y V=77.78 Vrms.



Fuente[Autores]

#### 4.3.3.3. Pruebas variando el factor de potencia.

También se realizaron pruebas para factores de potencia de 0,5 a 1, tendientes a mostrar el comportamiento del medidor a medida que el factor de potencia se acerca a un valor de 1.

En las tablas 22 y 23 se muestran los resultados para la medición de la potencia activa y reactiva variando el factor de potencia y manteniendo las entradas de tensión y corriente en los niveles 77,78Vrms y 8,84Arms respectivamente.

**Tabla 22. Medición de la potencia activa variando el factor de potencia.**

<b>F. de Potencia</b>	<b>P teórica (Watt)</b>	<b>P medida (Watt)</b>	<b>Error</b>
0,99	680,70	681,15	0,07%
0,95	653,20	655,47	0,35%
0,9	618,82	620,90	0,34%
0,85	584,44	589,20	0,81%
0,8	550,06	555,54	1,00%
0,7	481,30	488,20	1,43%
0,6	412,55	420,33	1,89%
0,5	343,79	355,25	3,33%

**Fuente[Autores]**

**Tabla 23. Medición de la potencia reactiva variando el factor de potencia.**

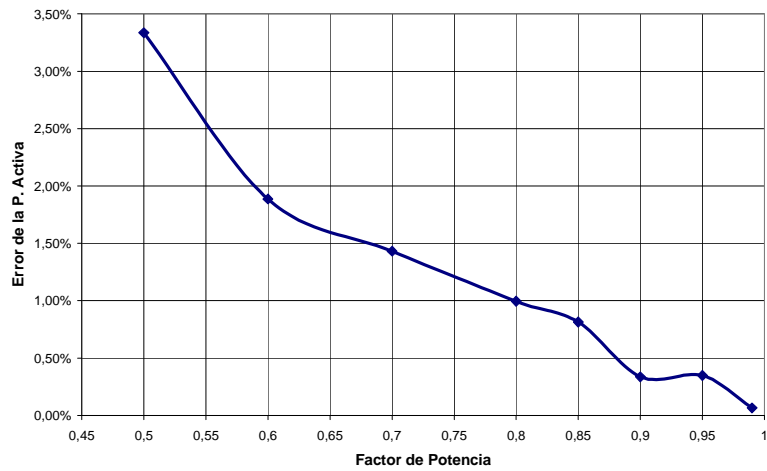
<b>F. de Potencia</b>	<b>Q teórica (VAR)</b>	<b>Q medida (VAR)</b>	<b>Error</b>
0,99	96,99	94,45	2,62%
0,95	214,70	209,53	2,41%
0,9	299,71	292,84	2,29%
0,85	362,20	354,50	2,13%
0,8	412,55	405,20	1,78%
0,7	491,03	484,70	1,29%
0,6	550,06	544,90	0,94%
0,5	595,46	589,14	1,06%

**Fuente[Autores]**

Como puede observarse en las tabla 22 y la figura 57 el error en la medición de la potencia activa se mantiene por debajo de 1% para factores de potencia de 0,8 a 0,9 y por debajo del 0.5% para factores de potencia de 0,9 a 1.

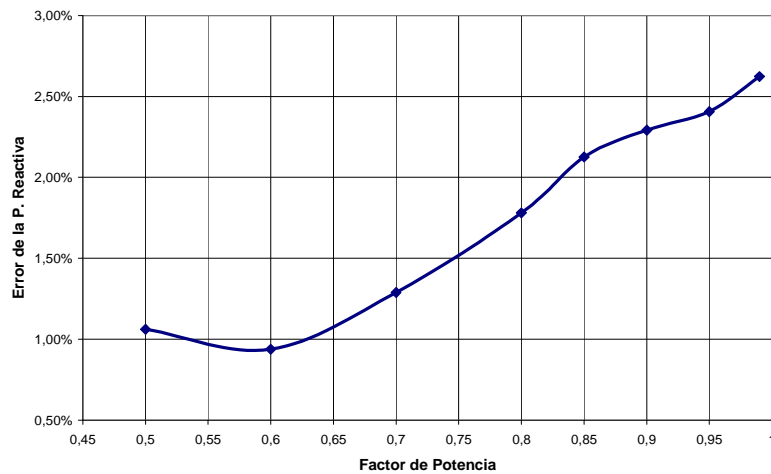
La tablas 23, 16, 17, 18 y la figura 57 muestran que el medidor tiene porcentajes de error en la medición de la potencia reactiva por debajo de 0,5% para factores de potencia cercanos a cero, y, el porcentaje de error aumenta hasta llegar a 2,62% para valores de factor de potencia cercanos a 1.

**Figura 57. Error de la potencia activa vs factor de potencia.**



Fuente[Autores]

**Figura 58. Error de la potencia reactiva vs factor de potencia.**



Fuente[Autores]

## 5. CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES

- En este trabajo de grado se realizó el diseño, construcción y prueba de un prototipo de instrumentación trifásico capaz de realizar la medición de la potencia activa, reactiva y aparente, factor de potencia, tensión eficaz, corriente eficaz y velocidad angular cumpliendo así con los objetivos propuestos.
- Durante el desarrollo del prototipo fue necesario realizar un estudio para determinar los componentes necesarios para obtener una adecuada exactitud a bajo costo. La arquitectura escogida para el equipo de medición, la cual conjuga un DSP de propósito específico (*ADE7758*) y un microcontrolador de bajo ancho de banda (Motorola GP32 de 8 bits) es una buena elección por su Adecuado funcionamiento y bajo costo.
- El rango de medición de la tensión eficaz alcanza un valor máximo de  $233 V_{PICO}$  con un error por debajo del 0,51% para mediciones realizadas a entradas superiores a 21,21 V. Ya que el error establecido para la medición de tensión en el IC *ADE7758* es inferior al 0,5% en todo el rango de medición, se concluye que, las tolerancias de las resistencias y condensadores utilizadas en los filtros de las entradas de tensión solo afectan la medición para rangos inferiores a 21.21 V de la tensión pico y aún en este rango el error máximo es del orden del 1%.
- El rango de medición de la corriente eficaz alcanza un valor máximo de  $25 A_{PICO}$  con un error cercano al 0,5% para todo el rango de medición. El sensor de efecto Hall presenta para sus valores mínimos de corriente una zona en la cual no es del todo lineal, no afectando esto los resultados de las mediciones realizadas.
- El rango de medición para la potencia activa alcanza un valor máximo de 2912,5 Watt, dicho valor se alcanza a factor de potencia = 1 y las

entradas de tensión y corriente a máximo nivel. La medición de la potencia activa es afectada por los problemas de linealidad del sensor de efecto Hall a corrientes mínimas, pero para valores de corriente pico superiores a 5,66 A, el porcentaje de error se mantiene por debajo de 0,34%.

- El rango de medición para la potencia reactiva alcanza un valor máximo de 2912.5 VAR, dicho valor se alcanza a factor de potencia = 0 y las entradas de tensión y corriente a máximo nivel. Como en el caso de la potencia activa, la potencia reactiva también se ve afectada por los problemas generados por el sensor de efecto Hall, pero a valores superiores a picos de corriente de 5,66 A, el porcentaje de error se mantiene por debajo de 0.29%.
- La medición de la potencia aparente se llevó a cabo usando el triangulo de potencias teniendo los mismos rangos de medición que la potencia activa y reactiva. El porcentaje de error máximo se encuentra a factor de potencia 0.5, y, se reduce a medida que el factor de potencia se acerca a 0 o a 1.
- El cálculo de potencia realizado, está dado por los valores de tensión y corriente entregados por la fuente. Los valores de potencia de los bobinados del motor dependen de la forma de conexión del motor ( $\Delta$  o Y).
- Para la medición de la velocidad angular se usaron dos muescas en el rotor del motor y un tiempo de acumulación de pulsos de 3s. Esto proporciona un paso mínimo en la medida de 10 rev/min; si se duplican el número de muescas en el rotor del motor, se disminuye el paso mínimo a la mitad.
- El sensor para la medición de corriente, es el elemento más influyente para que las medidas de potencia sean exactas, por lo cual se usaron

sensores de efecto Hall de lazo cerrado siendo más caros y difíciles de conectar que los sensores de lazo abierto, pero dando mejor respuesta a la linealidad y menor valor de desplazamiento para corrientes nulas.

- En la medición de la velocidad angular, se acumulan pulsos para un valor de tiempo fijo. Un método alternativo es la acumulación de tiempo para un valor de pulsos fijos, lo cual permitiría la cuantificación de la velocidad en un menor tiempo posible, no obstante dicho método requiere una mayor capacidad de procesamiento.
- Las entradas de corriente son recibidas en una bornera y llevadas hasta los sensores de efecto Hall por medio de un cable unificar calibre 12. Se recomienda que dichos cables se mantengan rectos dado que para altas corrientes el flujo.
- Cabe aclarar que los errores inducidos por los sensores de efecto Hall y los filtros a la entrada del *IC ADE7758* afectan las mediciones solo para valores fuera del rango de los motores a los cuales se enfoca la aplicación.
- A factor de potencia de 0,5 la medición de potencia activa se ve más afectada por error que la potencia reactiva. Si dentro del rango de medición se encuentran valores a factor de potencia de 0,5 se recomienda realizar la calibración de fase, la cual está enfocada a reducir los errores producidos a dicho factor de potencia.

## 6. BIBLIOGRAFÍA.

- 1) *Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase* 1999.
- 2) *Analog Devices, Practical design techniques for sensor signal conditioning.*
- 3) *Honeywell • MICRO SWITCH Sensing and Control. Hall Effect sensors.*
- 4) *Amploc current sensors. engineer's reference handbook.*
- 5) **MARGA MARCOS** INTRODUCCIÓN A LA INSTRUMENTACIÓN. Ingeniería de Control II, ESI Bilbao, 2003.
- 6) FERRADA BAUTISTA, Federico. SILVA PEÑALOZA, Mayra del pilar. Medición digital de la potencia activa para un sistema de calentamiento eléctrico monofásico. Tesis de grado. Universidad Industrial de Santander. Bucaramanga. 2005.
- 7) [www.analog.com](http://www.analog.com), Data sheet ADE7758. Poly Phase Multifunction Energy Metering IC with Per Phase Information.
- 8) [www.analog.com](http://www.analog.com), Analog devices. Nota de aplicación, AN-639.
- 9) [www.analog.com](http://www.analog.com), Analog devices. Nota de aplicación, AN-750.
- 10) <http://motorola.com/microncontrolador> [MC68HC08GP32](http://motorola.com/mc68hc08gp32), *MC68HC908GP32 - MC68HC08GP32 Technical Data.*
- 11) Fairchild, Nota de Aplicación, AN 3005
- 12) <http://www.fairchildsemi.com/ds/QR%2FQRB1114.pdf>, Fairchild, *Datasheet, QRB1114*

13) <http://www.clairex.com/datasheets/cli710.pdf>, Clairex, Datasheet, CLI710

14) *Microchip 24LC04B data sheet.*

15) *Texas Instruments.PT5060 series data sheet.*