

Instrumentación de Sistemas Eléctricos de Potencia

Andrés F Calvo S, Germán A Holguín L.

Revisión Mayo 2019

Resumen

Este documento tiene como objetivo resumir los aspectos teóricos y prácticos fundamentales a tener en cuenta para la instrumentación de sistemas eléctricos de potencia. De manera general se resalta el aspecto del aislamiento eléctrico o aislamiento galvánico y se detallan algunas técnicas de implementación. Para el cálculo de los parámetros de la potencia se dividirá el estudio en dos casos, el régimen sinusoidal permanente y caso general no sinusoidal. Se hará énfasis en el procesamiento digital de las señales de voltaje y corriente.

NOTA: Este documento es un borrador, pre-impreso sin fines de publicación, con el único fin de facilitar el estudio del tema a los alumnos de los cursos de medidas e instrumentación.

Índice

1. Aislamiento Eléctrico	4
1.1. Tipos de sobre-tensiones	4
1.2. Categorías de instalación	4
1.3. Normatividad	6
1.4. Cantidad de material aislador	6
2. Transformadores de Medida	7
2.1. Transformadores de corriente (CTs)	8
2.1.1. Tipos de CT	8
2.1.2. Componentes básicos de los CTs.	9
2.1.3. Parámetros de los CTs.	9
2.1.4. Partes constitutivas de los CTs	11
2.2. Transformadores de potencial PTs	12
2.2.1. Tipos de PTs	12
2.2.2. Descripción de los transformadores de tensión	12
2.2.3. PT en Cascada	14
2.2.4. Partes constitutivas de un PT	15

3. Bobinas de Rogowski	16
3.1. Introducción	16
3.2. Principio de Funcionamiento	17
3.3. Características	18
4. Resistencias Shunt	19
4.1. Definición	19
4.2. Construcción	19
4.3. Especificación	20
4.4. Conexión	21
4.4.1. Inserción en el lado de alta.	21
4.4.2. Inserción en el bucle de tierra.	21
4.4.3. Aislamiento	22
5. Amplificadores Operacionales de Aislamiento	23
5.1. Clasificación de los Amplificadores de Aislamiento	23
5.2. Técnicas de aislamiento	23
5.3. Ejemplos	24
5.3.1. AD202	24
5.3.2. AD210	24
6. Propiedades de la Potencia	26
6.1. Regimen Sinusoidal Permanente	26
6.2. Definiciones	26
6.3. Ley de Joule	28
6.4. Régimen no sinusoidal	30
6.5. Potencia Reactiva en condiciones no sinusoidales	31
6.5.1. C Budeanu, 1927	31
6.5.2. S Fryze, 1932	31
6.5.3. N Kuster & W Moore, 1980	32
6.5.4. Estándares Internacionales	32
6.6. Comentarios finales	33

7. Procesamiento digital de la señal	35
7.1. Notación	35
7.2. Análisis en frecuencia	36
7.3. Propiedades	37
7.3.1. Potencia Aparente Total	37
7.3.2. Potencia Activa Total	37
7.3.3. Factor de Potencia	37
7.3.4. Potencias del diccionario de términos de la IEEE	37

1. Aislamiento Eléctrico

El aislamiento eléctrico, también conocido como aislamiento galvánico, consiste en la separación física de partes funcionales de un circuito eléctrico previniendo el traspaso de portadores de carga, al tiempo que preserva la interacción entre dichas partes.

El aislamiento se consigue mediante el uso de acoplamiento del campo electromagnético entre partes de un circuito, o entre dos circuitos diferentes. Existen tres métodos básicos de acoplamiento:

- Acoplamiento Óptico (Flujo lumínico) - Optoacopladores
- Acoplamiento Capacitivo (Campo Eléctrico) - Capacitores
- Acoplamiento Inductivo (Flujo magnético) - Transformadores

El aislamiento se realiza por motivos de seguridad, para proteger las personas y los equipos de posibles sobretensiones en la red eléctrica. El aislamiento sirve también para romper lazos o bucles de tierra, ya que efectivamente separa las tierras de los circuitos. Además, mejora el factor de rechazo de voltaje en modo común y permite que las dos partes del circuito operen a diferentes niveles de tensión.

1.1. Tipos de sobre-tensiones

Sobre-tensiones temporales: Son aquellas sobre-tensiones originadas por incrementos en la tensión de red, generalmente superiores al 10 % de su valor nominal y duraciones variables entre décimas de segundo y minutos. Suelen estar ocasionadas por pérdida de neutro y algunos otros fenómenos como la conexión/desconexión de condensadores.

Sobre-tensiones transitorias: Sobre-tensiones debidas al funcionamiento de equipos o a conmutaciones (semiconductores). Los equipos que contienen componentes electrónicos de conmutación también pueden generar perturbaciones eléctricas comparables a las sobre-tensiones. Sus consecuencias en equipos sensibles, aunque no sean visibles, no son menos importantes: envejecimiento prematuro o averías impredecibles o transitorias. Las sobre-tensiones por funcionamiento se producen cuando se encienden o se apagan equipos reactivos o capacitivos.

1.2. Categorías de instalación

La IEC define categorías de instalación para el manejo de tensiones transitorias. Dispositivos de Categoría IV pueden manejar mayores tensiones transitorias relativas a la tensión nominal. Dispositivos de Categoría I pueden manejar sólo pequeños transitorios. Por ejemplo, un dispositivo de 50 V Categoría IV puede manejar transitorios de hasta 1500 V mientras que un dispositivo de 50 V Categoría I puede soportar sólo transitorios 330 V.

Según IEC las categorías de sobre-tensión son

Categoría I Para conectar circuitos en los que se han tomado medidas para limitar sobre-tensiones transitorias a un nivel apropiadamente bajo.

Ejemplos: Circuitos electrónicos protegidos.

	Voltaje Transitorio Tolerado		
Voltaje nominal (VAC)	Cat I	Cat II	Cat III
50	330	500	800
100	500	800	1500
150	800	1500	2500
300	1500	2500	4000
600	2500	4000	6000
1000	4000	6000	8000

Cuadro 1: Categorías de Instalación definidas por IEC

Categoría II Equipos consumidores de energía que son alimentados desde una instalación eléctrica fija.

Ejemplos: Electrodomésticos y herramientas portátiles.

Equipos de medida destinados a medir los niveles de tensión de estas cargas deben de ser clasificados en esta categoría de sobre-tensión.

Categoría III En las instalaciones fijas y para los casos en que la confiabilidad y la disponibilidad de los equipos están sujetos a requisitos especiales.

Ejemplos: Los interruptores en instalaciones fijas y equipos de uso industrial con conexión permanente a la instalación fija.

Equipos de medida destinados a medir los niveles de tensión de estas instalaciones fijas deben estar clasificados en esta categoría de sobre-tensión.

Categoría IV Se utiliza en el origen de la instalación.

Ejemplos: Contadores de electricidad y equipo primario de protección contra sobre-corriente .

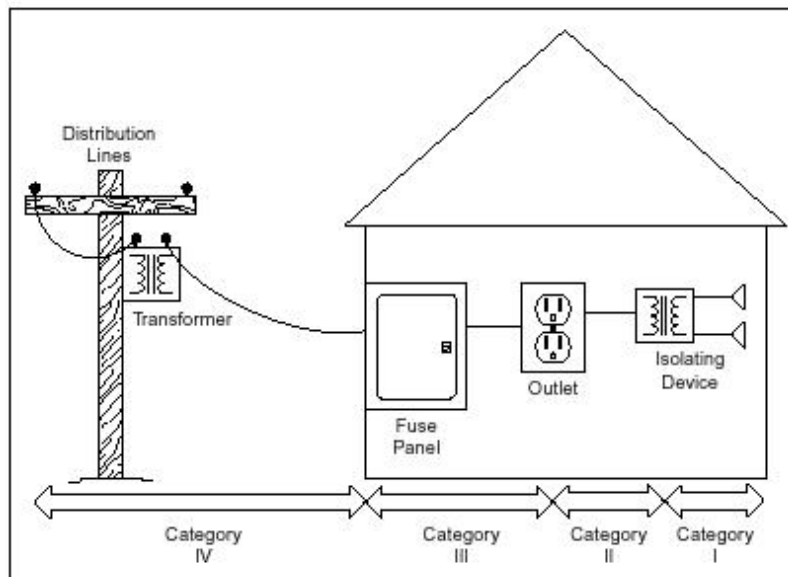


Figura 1: Categorías de instalación en redes de distribución de energía

1.3. Normatividad

Cuando la seguridad es un problema en un producto, normalmente hay una norma que indica qué es seguro y qué no lo es. La alta tensión no es una excepción. Tanto la Comisión Europea y Underwriters Laboratories, Inc. (UL) han emitido normas que abarcan el diseño seguro de los instrumentos de alto voltaje.

En 1973, la Comisión Europea publicó su directiva de baja tensión **Low Voltage Directive (72/23/CEE)**. Este documento claramente define los voltajes que requieren consideraciones especiales para el uso seguro en un dispositivo eléctrico. Estos niveles están entre los siguientes rangos: Mínimo: 50 Vrms o 75 VDC Máximo: 1.000 Vrms o 1500 VCC.

El 1 de enero de 1997, la directiva de baja tensión se incluyó como requisito obligatorio para el esquema de la certificación de CE.

Existen aproximadamente 200 normas individuales de seguridad armonizadas (aprobado para su uso para demostrar el cumplimiento) con la directiva de baja tensión. La norma relevante para los fabricantes de instrumentos es la norma EN 61010 - *Requisitos de seguridad para equipos eléctricos de medida, control y uso en laboratorio*. 61010 es un poco más estricta que la directiva de baja tensión. Dice que 30 Vrms o 60 VCC son voltajes peligrosos. Además de los requisitos de diseño de alto voltaje, EN 61010 también incluye otras restricciones de diseño de seguridad (como la inflamabilidad y el calor). Los fabricantes de instrumentos deben cumplir con todas las especificaciones de la norma EN 61010 para recibir la certificación CE.

1.4. Cantidad de material aislador

La cantidad de material aislador requerido en la barrera de aislamiento depende de varios factores:

- **Tensión de aislamiento nominal:** Es la tensión a la que esta sometida la barrera de aislamiento.
- **Tensión de aislamiento transitoria:** Espigas de sobre-tensión temporales en la barrera de aislamiento.
- **Contaminación del aire:** La capacidad dieléctrica del material aislador puede reducirse por los contaminantes en el aire.
- **Ruta de retorno para fallo simple:** Si el aislamiento se rompe las corrientes de falla podrían circular, por ejemplo, a través del cuerpo humano.

2. Transformadores de Medida



Figura 2: Patio de Subestación

Los transformadores de medida se utilizan para instrumentar sistemas de alta y media tensión ya que proporcionan el aislamiento de seguridad necesario para los circuitos de instrumentación y control obteniendo un valor proporcional muy inferior al nominal ajustado al rango del instrumento, además de conseguir la separación galvánica requerida.

Una justificación para el uso de estos dispositivos, es que los instrumentos de medida y los relés de protección no pueden soportar, por lo general, elevadas tensiones o elevadas corrientes, de lo contrario, el costo de fabricación sería muy elevado. Otra razón importante es que se debe evitar la presencia de alta tensión en aquellos dispositivos que tienen una directa interacción con el operador de la red.

Existen dos tipos de transformador de medida básicos:

- Transformador de corriente (CT)
- Transformador de potencial (PT)

Usualmente estos transformadores se construyen con devanados secundarios para corrientes de 5 ó 1 A y tensiones de 100, 110, $100/\sqrt{3}$, $110/\sqrt{3}$ V.

Los CT se conectan en serie con la línea a medir, mientras que los PT se conectan en paralelo, entre dos fases o entre fase y neutro. Esto en sí, representa un concepto de dualidad entre los transformadores de corriente y los de tensión que se puede generalizar en la siguiente tabla.

Concepto	Transformador	
	Tensión (PT)	Corriente (CT)
Norma IEC / IRAM	60186 / 2271	60185 / 2344 - 1
Tensión	Constante	Variable
Corriente	Variable	Constante
La carga se determina por	Corriente	Tensión
Causa del error	Caída de Tensión	Corriente Derivada en Paralelo
La carga secundaria aumenta cuando	Z_2 disminuye	Z_2 aumenta
Conexión del transformador a la línea	En paralelo	En serie
Conexión de los aparatos al secundario	En serie	En paralelo

Cuadro 2: Comparaciones entre PT y CT

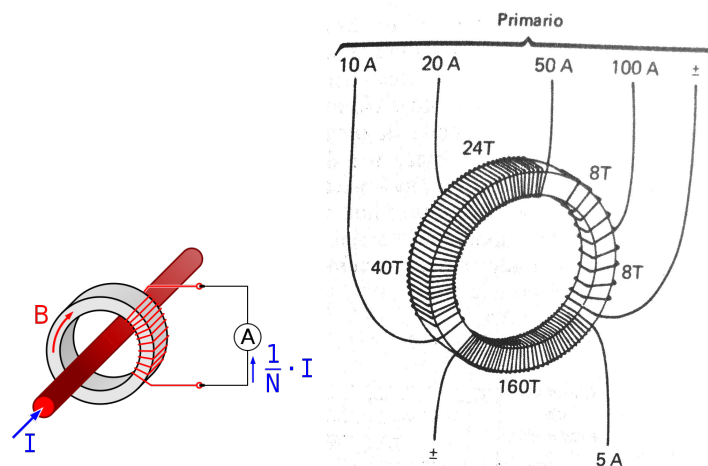


Figura 3: Transformadores de Corriente

2.1. Transformadores de corriente (CTs)

Un transformador de corriente se utiliza para la medición de corriente alterna cuando la magnitud es demasiado alta para aplicarse directamente a los circuitos de instrumentación y medida. Los CTs producen una corriente de secundario reducida que es proporcional a la que se desea medir y con el aislamiento eléctrico necesario.

Los transformadores de corriente se utilizan comúnmente para medición y en relés de protección. La corriente secundaria en condiciones normales de trabajo es proporcional a la corriente del primario y genera un desfase mínimo o despreciable.

Como cualquier transformador, un CT tiene un devanado primario, un núcleo magnético y un devanado secundario. La corriente en el primario produce un campo magnético en el núcleo, que a su vez induce una corriente alterna en el devanado secundario. Un objetivo esencial en el diseño de un transformador de corriente, es asegurar que los circuitos (*“primario y secundario”*) están acoplados de manera eficiente, para que la transformación de tenga una relación lineal.

2.1.1. Tipos de CT

Los transformadores de corriente pueden ser de medición, de protección, mixtos o combinados.

Transformador de medición. Los transformadores cuya función es medir, requieren reproducir fielmente la magnitud y el ángulo de fase de la corriente. Su precisión debe garantizarse desde una pequeña fracción de corriente nominal del orden del 10 %, hasta un exceso de corriente del orden del 20 %, sobre el valor nominal.

Transformadores de protección. Los transformadores cuya función es proteger un circuito, requieren conservar su fidelidad hasta un valor de veinte veces la magnitud de la corriente nominal, cuando se trata de grandes redes con altas corrientes puede ser necesario requerir treinta veces la corriente nominal. En el caso de los relés de sobre-corriente, sólo importa la relación de transformación, pero en otro tipo de relés, como pueden ser los de impedancia, se requiere además de la relación de transformación, mantener el error del ángulo de fase dentro de valores predeterminados.

Transformadores mixtos. En este caso, los transformadores se diseñan para una combinación de los dos casos anteriores, un circuito con el núcleo de alta precisión para los circuitos de medición y uno o dos circuitos más, con sus núcleos adecuados, para los circuitos de protección.

Transformadores combinados. Son aparatos que bajo una misma cubierta albergan un transformador de corriente y otro de tensión. Se utilizan en estaciones de intemperie fundamentalmente para reducir espacios.

2.1.2. Componentes básicos de los CTs.

Los componentes básicos son:

Aislamiento externo: El aislamiento externo consta de una envolvente cerámica con una línea de fuga lo suficientemente larga como para que ningún arco pueda contornear bajo condiciones de contaminación, como lluvia, niebla, polvo, etc.

Aislamiento interno: Puede variar según sus características constructivas. Un caso es aquél en que las partes activas se moldean en resina epóxica que las fija, las separa y las aísla, existiendo una cámara de aire entre el aislamiento externo de porcelana y el cuerpo de resina. Esta cámara se sella herméticamente con juntas de caucho nitrílico y se la rellena con aceite aislante o gas SF₆.

Núcleo: Los transformadores de intensidad, tanto de medida como de protección, se construyen con núcleos de chapa magnética de gran permeabilidad. Cabe diferenciar que cuando un núcleo va destinado para un transformador de medida se utiliza una chapa de rápida saturación, mientras que si va destinado para protección, la chapa a utilizar será de saturación débil o lenta.

2.1.3. Parámetros de los CTs.

Corrientes: Las corrientes primaria y secundaria de un transformador de corriente deben estar normalizadas de acuerdo con cualquiera de las normas internacionales en uso (IEC, ANSI).

Corriente primaria: Para esta magnitud se selecciona el valor normalizado inmediato superior de la corriente calculada para la aplicación. Para estaciones de potencia, los valores normalizados son: 100, 200, 300, 400, 600, 800, 1200, 1500, 2000 y 4000 A.

Corriente secundaria: Valores normalizados de 5 A ó 1 A.

Carga secundaria o prestación (*potencia de precisión a la corriente nominal secundaria*): Es el valor de la impedancia en Ω reflejada en el devanado secundario de los transformadores de corriente y que está constituida por la suma de las impedancias del conjunto de todos los medidores, relés, cables y conexiones conectados en serie con el secundario. Es decir, que para una potencia de precisión de 30 VA, con corriente nominal secundaria de 5 A, se tiene una impedancia de carga de:

$$\frac{30}{5^2} = 1.20\Omega$$

Límite térmico: Un transformador debe poder soportar en forma permanente, hasta un 20 % sobre el valor nominal de corriente, sin exceder el nivel de temperatura especificado. Para este límite las normas permiten una densidad de corriente de $2 \text{ A} / 2 \text{ mm}$, en forma continua.

Límite de cortocircuito: Es la corriente de cortocircuito máxima que soporta un transformador durante un tiempo que varía entre 1 y 5 segundos. Para este límite las normas permite una densidad de corriente de $143 \frac{\text{A}}{\text{mm}}$ durante un segundo de duración del cortocircuito.

Tensión secundaria nominal: Es la tensión que se levanta en los terminales secundarios del transformador al alimentar éste con una carga de veinte veces la corriente secundaria nominal. Por ejemplo, si se tiene un transformador con carga nominal de 1.20Ω , la tensión secundaria generada será de:

$$1.20\Omega \times 5A \times 20 veces = 120V$$

Relación de transformación real: Es el cociente entre la corriente primaria real y la corriente secundaria real.

Relación de transformación nominal: Es el cociente entre la corriente primaria nominal y la corriente secundaria nominal.

Error de corriente: Error que el transformador introduce en la medida de una corriente y que proviene del hecho de que la relación de transformación real no es igual a la relación de transformación nominal. Dicho error viene expresado por la fórmula:

$$Error\ de\ Corriente = \frac{k_n I_s - I_p 100}{I_p}$$

■ Donde

- K_n es la relación de transformación nominal.
- I_p es la corriente primaria real.
- I_s es la corriente secundaria real correspondiente a la corriente I_p en las condiciones de la medida.

Error de fase (*válido sólo para intensidades sinusoidales*): Es la diferencia de fase entre los vectores de las intensidades primaria y secundaria. El error de fase se considera positivo cuando el vector de la intensidad secundaria está en avance sobre el vector de la intensidad primaria. Se expresa habitualmente en minutos o en centirradiaes.

Potencia nominal o de precisión: Es la potencia aparente secundaria que a veces se expresa en volta-amperios (VA) y a veces en ohmios, bajo una corriente nominal determinada y que se indica en la placa de características del aparato.

Frecuencia nominal: Valor de la frecuencia en la que serán basadas todas las especificaciones (60 Hz).

Clase de precisión para medición: La clase de precisión se designa por el error máximo admisible, en porcentaje, que el transformador puede introducir en la medición, operando con su corriente nominal primaria y la frecuencia nominal.

Clase de precisión para protección: Los transformadores con núcleos para protección, se diseñan para que la corriente secundaria sea proporcional a la primaria, para corrientes con valores de hasta 30 veces el valor de la corriente nominal.

Resistencia de los transformadores de corriente a los cortocircuitos: Esta resistencia está determinada por las corrientes de límites térmico y dinámico definidas como:

Corriente de límite térmico: Es el mayor valor eficaz de la corriente primaria que el transformador puede soportar por efecto joule, durante un segundo, sin sufrir deterioro y con el circuito secundario en cortocircuito. Se expresa en kilo-amperios eficaces o en múltiplos de la corriente nominal primaria.

La corriente térmica se calcula a partir de:

$$I_{th} = \frac{MVA}{\sqrt{3}KV}$$

Donde:

- *MVA* es la potencia de cortocircuito en *MVA*.
- *KV* es la tensión nominal del sistema en *kV*.

Corriente de límite dinámico: Es el valor de pico de la primera amplitud de corriente que un transformador puede soportar por efecto mecánico sin sufrir deterioro, con su circuito secundario en cortocircuito. Se expresa en kilo-amperios de pico, de acuerdo con la expresión :

$$Id = 2.54I_{th}$$

Placa de características: Los transformadores de intensidad deben llevar una placa de características, indeleble, en la que deben figurar, las indicaciones descritas en la norma IEC 60185.

2.1.4. Partes constitutivas de los CTs

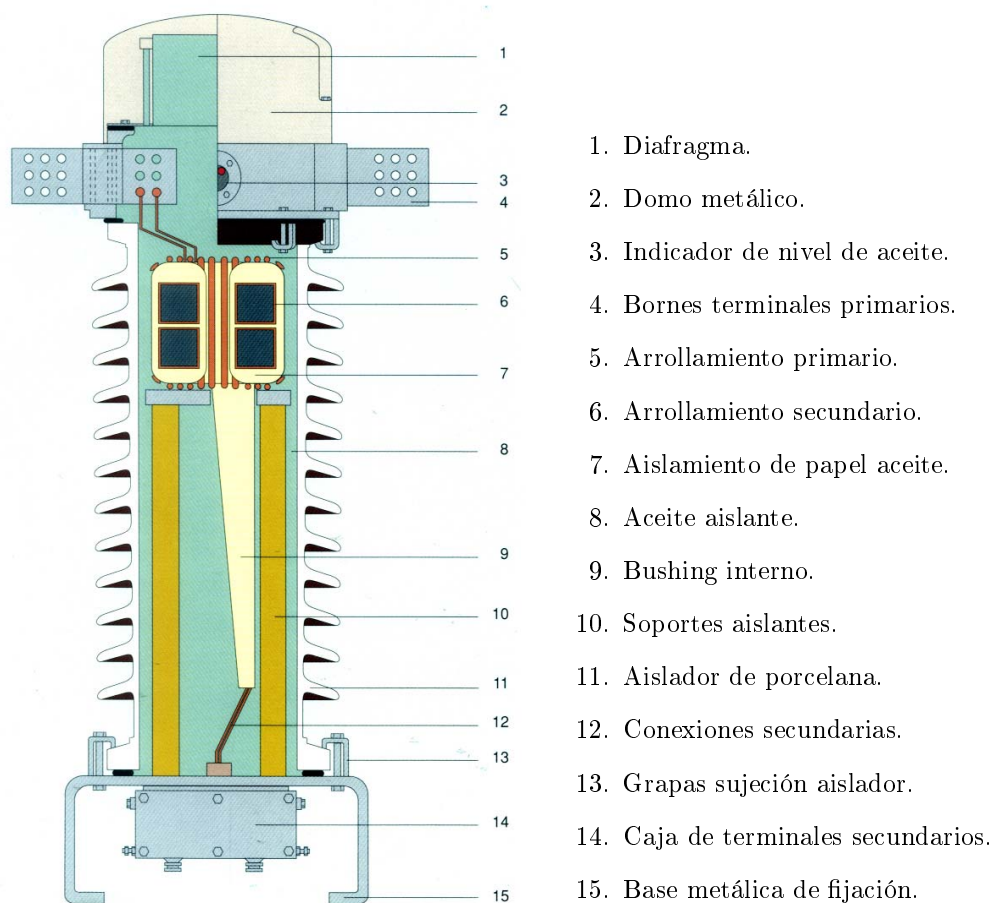


Figura 4: Partes de un CT

2.2. Transformadores de potencial PTs

Un transformador de potencial se utiliza para la medición de tensión cuando su magnitud es demasiado alta para aplicarse directamente a los circuitos de instrumentación y medida.

Este tipo de transformador se utiliza para reducir la tensión a un valor seguro y aislado, donde el valor de voltaje en el devanado secundario en condiciones de funcionamiento normales, es proporcional a la tensión del devanado primario generando un desfase mínimo de la señal.

Los PT deben ser muy eficientes, es decir que deben disipar la menor cantidad de energía en forma de calor durante el proceso de transformación. Las tasas de eficacia se encuentran normalmente por encima del 99 % y se obtienen utilizando aleaciones especiales de acero, para acoplar los campos magnéticos inducidos entre el devanado primario y secundario. Esta disipaciones por lo general generan enormes cantidades de calor, lo que hace necesario el uso de dispositivos de refrigeración.

2.2.1. Tipos de PTs

Los transformadores de tensión se dividen en dos tipos:

Transformadores de Tensión Inductivos: Un Transformador de este tipo consiste en un arrollamiento primario y un arrollamiento secundario dispuestos sobre un núcleo magnético común.

Transformadores de Tensión Capacitivos: Este tipo de transformador esta basado en un divisor de tensión capacitivo.

2.2.2. Descripción de los transformadores de tensión

Los transformadores de tensión no difieren en mucho de los transformadores de potencia en cuando a elementos constructivos básicos se refiere. Los componentes básicos son los siguientes:

Aislamiento externo: El aislamiento externo consta de una envolvente cerámica con una línea de fuga lo suficientemente larga para que ningún arco pueda contornear bajo condiciones de contaminación, como lluvia, niebla, polvo, etc.

Aislamiento interno: El aislamiento interno suele ser cartón prespán en seco o impregnado en aceite. El aceite que se utiliza es desgasificado y filtrado. Cuando se rellena el transformador se hace bajo vacío.

Núcleo: Los transformadores de tensión, tanto de medida como de protección, se construyen con núcleos de chapa magnética de gran permeabilidad y de rápida saturación que mantienen constante la relación de transformación y la precisión cuando la tensión en el arrollamiento primario se mantiene por debajo de 1,2 veces la tensión nominal.

Arrollamientos: Son de hilo de cobre electrolítico puro, esmaltado de clase H. Se bobinan en capas de ejecución antirresonante para la distribución uniforme de las sobre-tensiones transitorias. Las capas de papel intermedias se disponen de modo que las tensiones entre espiras no sobrepasen valores controlados.

Bornes terminales primarios: Son de latón o bronce, y de forma cilíndrica.

Bornes terminales secundarios: Son de latón y se hallan alojados en una caja de bornes de baja tensión estanca.

Arrollamiento primario: Es el arrollamiento al cual se aplica la tensión a transformar.

Arrollamiento secundario: Es el arrollamiento que entrega la señal a los circuitos instrumentación y control.

Relación de transformación real: Es el cociente entre la tensión primaria real y la tensión secundaria real.

Relación de transformación nominal: Es el cociente entre la tensión primaria nominal y la tensión secundaria nominal.

Error de tensión: Error que el transformador introduce en la medida de una tensión y que proviene de que la relación de transformación real no es igual a la relación de transformación nominal, que se puede calcular con la siguiente expresión:

$$\text{Error de Tensión} = \frac{K_n U_s - 100 U_p}{U_p}$$

- K_n es la relación de transformación nominal.
- U_p es la tensión primaria real.
- U_s es la tensión secundaria real correspondiente a la tensión U_p en las condiciones de la medida.

Error de fase (válido sólo para tensiones senoidales): Es la diferencia de fase entre los vectores de las tensiones primaria y secundaria. El error de fase se considera positivo cuando el vector de la tensión secundaria está en avance sobre el vector de la tensión primaria. Se expresa habitualmente en minutos, o en centiradianes.

Clase de precisión: Es la clasificación dada a un transformador de tensión, para se designar el error máximo admisible que el *PT* puede introducir en la medición.

Carga: Admitancia del circuito secundario, expresada en Siemens, con indicación del factor de potencia. No obstante, la carga se expresa normalmente por la potencia aparente, en VA. absorbida con un factor de potencia especificado y bajo la tensión secundaria nominal.

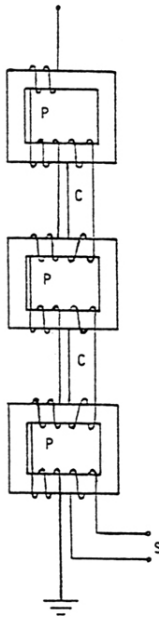
Carga de precisión: Valor de la carga en la que están basadas las condiciones de precisión.

Potencia de precisión: Valor de la potencia aparente en VA, con un factor de potencia especificado, que el transformador suministra al circuito secundario a la tensión secundaria nominal cuando está conectado a su carga de precisión. Los valores normales de la potencia de precisión para un factor de potencia de 0,8 son: 10 - 15 - 25 - 30 - 50 - 75 - 100 - 150 - 200 - 300 - 400 - 500 VA. Los valores preferentes son los que están en cursiva.

Frecuencia nominal: Valor de la frecuencia en la que serán basadas todas las especificaciones y que será de 60 Hz.

Placa de características: Los transformadores de tensión deben llevar una placa de características, indeleble, en la que deben figurar, las siguientes indicaciones según norma IEC 60186.

2.2.3. PT en Cascada



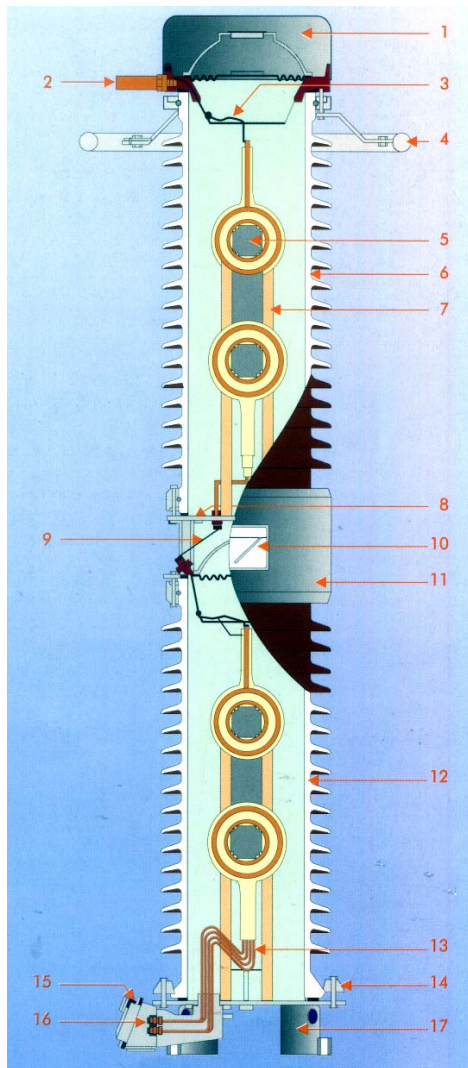
Un PT convencional tiene, en la mayoría de los casos, un solo arrollamiento primario, cuyo aislamiento presenta grandes problemas para tensiones superiores a 132 kV. Esos problemas son solucionados con los PT en cascada repartiendo la tensión primaria en varias etapas separadas. En la figura se muestra un corte esquemático de un PT monofásico para redes de 132 kV. Cada núcleo magnético tiene el arrollamiento primario (P) repartido en dos lados opuestos, mientras que el arrollamiento secundario (S) consiste en un solo bobinado colocado únicamente en la última etapa.

Los arrollamientos de acoplamiento (C), conectados entre etapas proveen los circuitos para la transferencia de amper-vueltas entre ellas y aseguran que la tensión se distribuya igualmente en los distintos arrollamientos primarios.

El potencial de los núcleos y de los arrollamientos de acoplamiento es fijado a valores predeterminados conectándolos a puntos seleccionados del primario. De ese modo, el aislamiento de cada arrollamiento sólo debe ser suficiente para la tensión desarrollada en aquel arrollamiento, así el aislamiento entre etapas se consigue mediante el soporte del conjunto de los transformadores individuales, el cual debe también ser capaz de soportar la plena tensión primaria.

Figura 5: Esquemático de un PT en cascada monofásico para redes de 132 kV

2.2.4. Partes constitutivas de un PT



1. Tapa o domo.
2. Borne terminal primario.
3. Vinculo interior de alta tensión.
4. Anillo equipotencial para atenuar efecto corona.
5. Núcleos magnéticos y bobinados.
6. Aislador porcelana superior.
7. Barras aislantes que soportan los núcleos.
8. Soporte metálico de la unidad superior.
9. Conexiones de baja tensión entre las dos unidades.
10. Indicador nivel de aceite.
11. Envolverte de aluminio.
12. Aislador porcelana inferior.
13. Conexiones secundarias.
14. Grapas de fijación del aislador inferior a la base.
15. Caja de bornes secundarios.
16. Bornes secundarios.
17. Base metálica.

Figura 6: Partes de un PT

3. Bobinas de Rogowski



Figura 7: Bobina de Rogowski 6000A, Marca Fluke.

3.1. Introducción

En 1887 el profesor Chattock, de la Universidad de Bristol, describió el uso de bobinas largas y flexibles de alambre envueltas sobre caucho en forma de un potenciómetro magnético. La salida de la bobina es entonces proporcional a la integral de línea del campo magnético a lo largo del conductor.

Chattock usó sus bobinas para la medición de la reluctancia magnética en circuitos de hierro, pero también calibró su bobina para la medición de corriente eléctrica. Rogowski y Steinhaus describieron la técnica en 1912. Ellos estuvieron interesados en la medición de potenciales magnéticos. El documento escrito por ellos, describe algunos ingeniosos experimentos para pruebas que su bobina permitió de manera confiable en la medida de corrientes eléctricas.

Para medidas precisas usando la bobina de Rogowski es esencial que el bobinado sea extremadamente uniforme. Utilizando este concepto, la bobina debe ser alambrada con un número constante de vueltas por unidad de longitud a través de una sección transversal uniforme, en caso de bobinas flexibles cuando estas son retorcidas, el bobinado aún debe permanecer uniforme; mientras más uniforme sea el alambrado mucho mejor la bobina se aproximará a la ideal. Ambos, Chattock y Rogowski, fueron conscientes de la importancia del buen manejo de la geometría en la bobina. Las bobinas de Rogowski son usadas para la medición de corriente alterna, su principio de funcionamiento se basa en medir el campo magnético causado por la corriente que circula a través de la bobina, sin necesidad de que exista contacto eléctrico con ella. Estas bobinas han sido usadas para medir la corriente eléctrica por décadas, pero recientemente han tomado auge en la medición de corrientes eléctricas, transitorios eléctricos y pulsos de corriente.

El principio de operación es simple, la bobina cuenta con un núcleo de aire donde se enrolla en forma toroidal un conductor de tal forma que se induzca en éste un voltaje proporcional a la razón de cambio de la corriente que circula por el centro del toroide, un voltaje de salida debe ser integrado electrónicamente para obtener un valor proporcional a la corriente que se pretende medir.

3.2. Principio de Funcionamiento

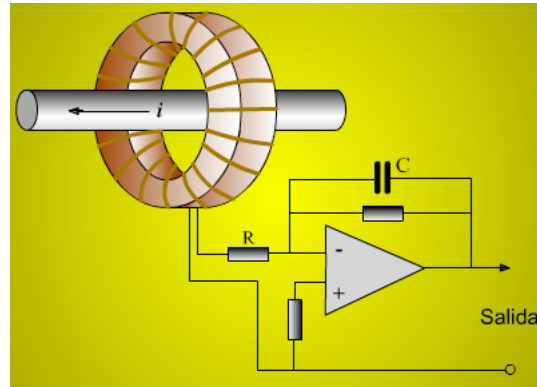


Figura 8: Bobina de Rogowski

Cuando un conductor portador de corriente pasa a través de la bobina de Rogowski, figura 8. Un voltaje inducido $v_o(t)$ se genera en la bobina proporcional a la inductancia mutua M y a la variación de la corriente con respecto al tiempo $di(t)/dt$

$$v_o(t) = M \frac{di(t)}{dt}$$

de la ecuación anterior se puede obtener que

$$i(t) = \frac{1}{M} \int_0^T v_o(t) dt$$

Para obtener la lectura de corriente, la salida de voltaje debe ser integrada y multiplicada por el inverso de la inductancia mutua. El método para integrar la señal de voltaje puede hacerse de dos formas.

1. Usar el circuito con OPAMs para integrar análogamente la señal
2. Usar un método de integración numérica a través de software después de que la señal de voltaje sea digitalizada.

La bobina de Rogowski comúnmente es diseñada de dos formas típicas. A través de una bobina rígida toroidal o a través de una bobina toroidal flexible en forma como de cinturón, correa, lombriz o gusano. Las bobinas toroidales cuentan con una sección transversal rectangular y la inductancia mutua en el sistema de unidades MKS es dado por

$$M = \frac{\mu_o}{2\pi} mW \ln \left(\frac{b}{a} \right)$$

donde M es la inductancia mutua de la bobina de Rogowski.

μ_o Es la permitividad del aire que es igual a $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

N Es el número de vueltas de la bobina

W Es el ancho del toroide en metros

b Es el diámetro externo en metros de la bobina

a Es el diámetro interno en metros de la bobina

3.3. Características

Algunos medidores de corriente eléctrica no requieren hacer contacto eléctrico con los conductores porque se basan en transformadores convencionales de corriente, dado que utilizan materiales ferromagnéticos como núcleo y por lo tanto son sujetos de efectos de saturación magnética que limitan el rango de corrientes. La bobinas de Rogowski son lineales, esto es, no se saturan y la inductancia mutua M , entre la bobina y el conductor no es función de la corriente.

Como consecuencia de lo anterior, las bobinas cuentan con las siguientes características:

Amplio rango dinámico. Una misma bobina puede ser usada para medir corrientes en un amplio rango de medida desde miliamperios hasta algunos millones de amperios.

Amplio ancho de banda. Típicamente 0.1 Hz , 100 kHz.

Bajo error de fase. Menos de 0.1 circ en el rango medio de la frecuencia.

Seguridad. No se presenta peligro en el caso de circuito abierto en el secundario. No presenta peligro en casos de sobrecarga.

Medida. El transductor no mide directamente las corrientes pero puede obtener lecturas precisas de las componentes presentes en las señales de corriente, debido a que el núcleo no es de hierro u otro elemento saturable.

Fácil calibración. Porque la bobina puede ser referenciada a cualquier nivel requerido. Las bobinas cuentan con una buena precisión con respecto a la medición de transitorios y pulsos de corriente que hacen que este dispositivo sea una buena opción para ser usado en sistemas de protección.

Instalación. Las bobinas arrolladas sobre formas flexibles tienen como características que ellas puedan ser envueltas alrededor del conductor y ser usadas donde hay espacio limitado alrededor de los conductores.

4. Resistencias Shunt

4.1. Definición

Una **resistencia shunt** o **resistencia de derivación**, es un camino de baja resistencia conectado en serie con un circuito por donde circula una corriente eléctrica, y en paralelo con un instrumento de medida. La shunt permite que una pequeña fracción de corriente se desvíe por el instrumento. Si conocemos exactamente como se divide la corriente, la fracción de la corriente que fluya por el medidor indicará la corriente total que fluye en la rama de la shunt. Usualmente el medidor es un voltímetro que mide la caída de tensión en la shunt y calcula la corriente asumiendo conocido el valor de resistencia de la Shunt.

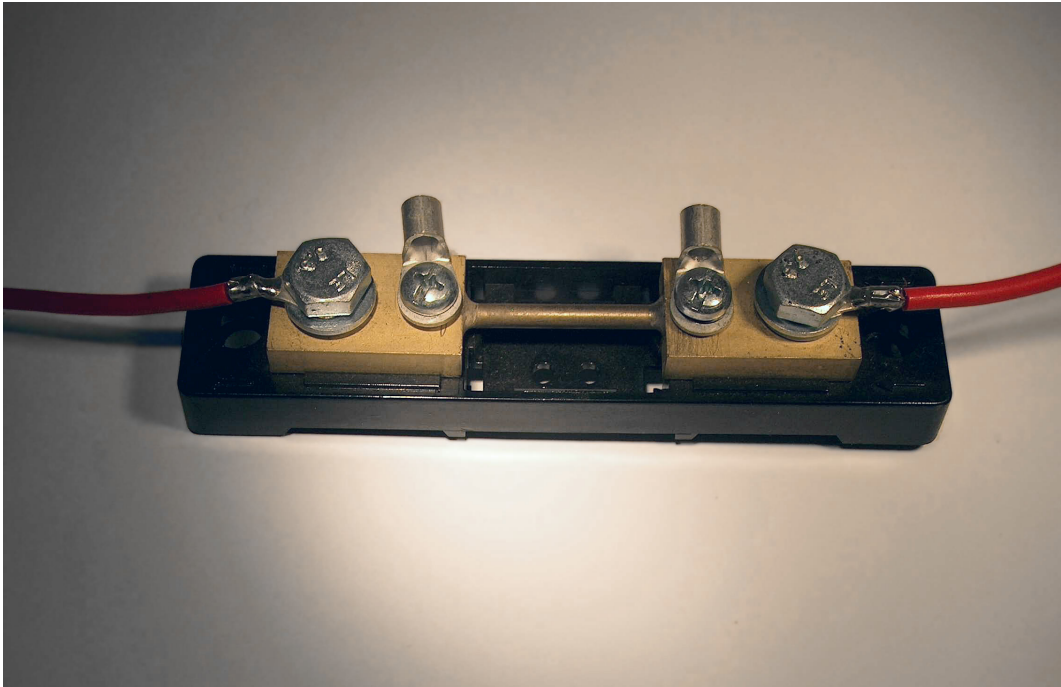
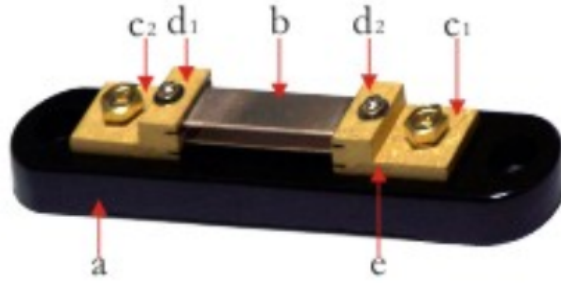


Figura 9: Resistencia Shunt de 50 A

4.2. Construcción

Usualmente fabricadas de manganina, que es el nombre de la aleación 86 % cobre, 12 % magnesio y 2 % níquel, ya que este material presenta un coeficiente de temperatura prácticamente nulo. Como se muestra en la figura 10, estas resistencias poseen una base aisladora (a) que está especificada para la máxima corriente de la shunt y para un máximo voltaje de aislamiento, y una base de cobre (e) para los terminales.



- (a) Base Aisladora
- (b) Manganina de Precisión
- (c1,c2) Terminales para corriente de entrada
- (d1,d2) Terminales para voltaje de salida
- (e) Base de cobre

Figura 10: Partes de una shunt

Los terminales de conexión de la corriente (c1,c2) y de voltaje (d1,d2) están separados para permitir fácilmente la conexión tipo Kelvin del medidor, como se muestra en la figura 11.

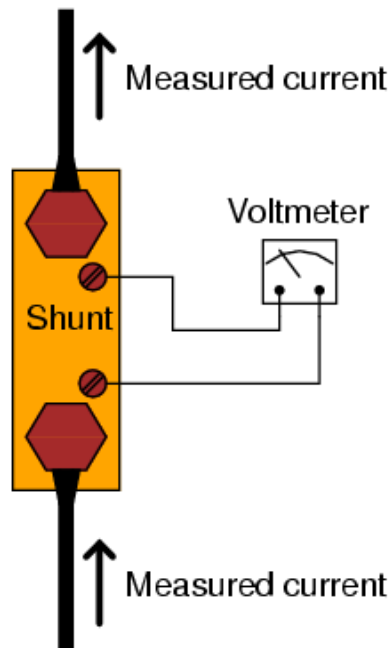


Figura 11: Conexión Kelvin de una shunt

4.3. Especificación

Las resistencias shunt son especificadas de acuerdo a la máxima intensidad permisible y a la caída de tensión en ese valor de corriente.

Por ejemplo, una shunt de 500 A, 75 mV tendrá una resistencia de $0.15\text{ m}\Omega$, una corriente máxima permisible de 500 amperios y con una caída de tensión de 75 mV a esa corriente.

Por convención, la mayoría de las shunt están diseñadas para dejar caer 45 mV , 50 mV , 75 mV ó 100 mV cuando se opera a su máxima corriente nominal. De hecho, la mayoría de los amperímetros consisten simplemente de una resistencia de derivación y un voltímetro con deflexiones a plena escala que corresponden a estos mismos valores.

Las resistencias shunt se consideran precisas y de bajo costo. Comúnmente la exactitud de estos dispositivos es del orden de $\pm 0.1\%$, 0.25% y 0.5% .

4.4. Conexión

La conexión de la shunt en el circuito de potencia puede hacerse de dos maneras básicas. Insertándola en el lado de alta tensión de la fuente o en el retorno a tierra desde la carga.

4.4.1. Inserción en el lado de alta.

En este método la shunt se conecta en serie con la carga y el terminal de alta tensión de la fuente. Esto hace que exista un voltaje de modo común que es cercano al valor de la fuente. Como se muestra en la figura 12, el voltaje de salida de la shunt v_{shunt} es pequeño pero pertenece con un voltaje en modo común v_{cm} grande que coloca la salida de la shunt en la misma categoría de aislamiento que la fuente.

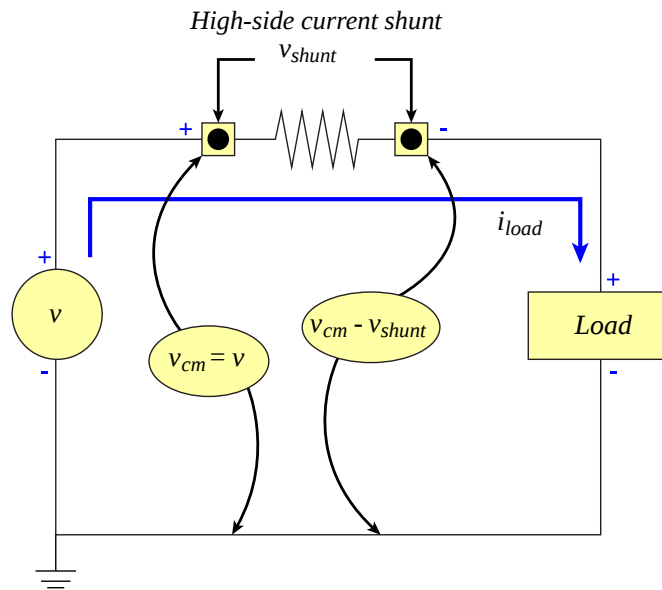


Figura 12: Inserción en alta.

4.4.2. Inserción en el bucle de tierra.

Para evitar el problema del voltaje en modo común, la resistencia shunt podría ser insertada en la rama de retorno (conectado a tierra), sin embargo esta solución tampoco modifica la categoría de aislamiento de la salida y además rompe la conexión directa entre la carga y tierra, lo que podría crear problemas para los circuitos de operación y control, generar emisiones indeseadas, o ambas. La figura 13 ilustra este modo de conexión.

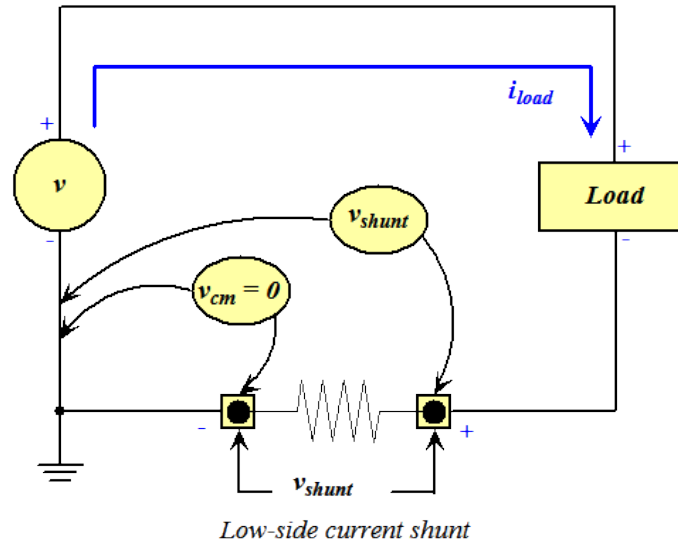


Figura 13: Inserción en baja.

4.4.3. Aislamiento

Una forma efectiva de resolver los problemas tanto de modo común como de retorno a tierra, es utilizar aislamiento galvánico, por ejemplo, con un amplificador de aislamiento como se muestra en la figura 14. Para una gran mayoría de casos, la conexión en alta con aislamiento se prefiere sobre la conexión en baja, ya que el aislamiento no soluciona el problema de la desconexión directa de la carga con tierra, pero si soluciona efectivamente el problema del voltaje en modo común.

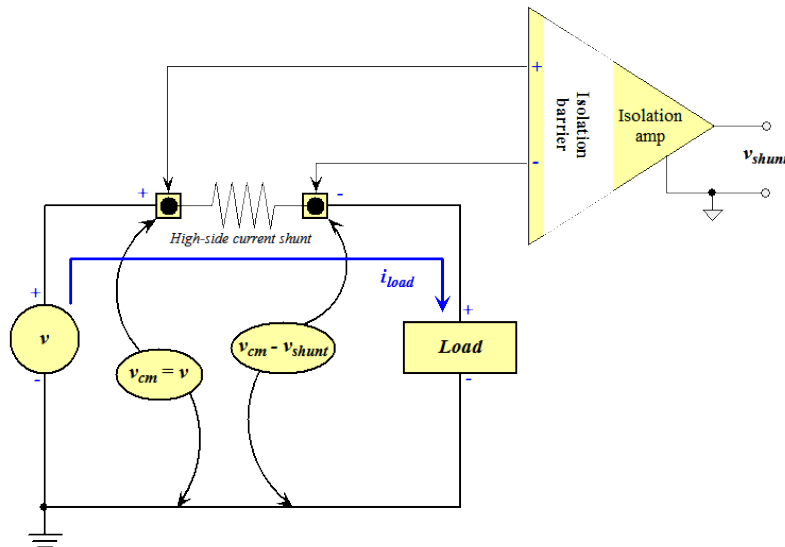


Figura 14: Con ISO-OPAM

5. Amplificadores Operacionales de Aislamiento

El Amplificador Operacional de Aislamiento, ISO-OPAM es un tipo de amplificador operacional diseñado para aislar eléctricamente la entrada de la salida pero permitir el transito de señal analógica entre ellos.

Estos amplificadores se utilizan para medir tensiones o corrientes que estén sometidos a altos voltajes en modo común. Al aislar galvánicamente la señal de entrada de la señal de salida, se proporciona al sistema de medida una alta seguridad frente a altas tensiones en modo común que puedan aparecer en la entrada.

5.1. Clasificación de los Amplificadores de Aislamiento

En ocasiones es necesario aislar la fuente de alimentación, de esta manera los ISO-OPAMS pueden clasificarse en:

- **Amplificador de Aislamiento de dos puertos:** La alimentación comparte conexión eléctrica bien con el circuito de entrada de señal o con el de salida. Hay por tanto dos tierras independientes.

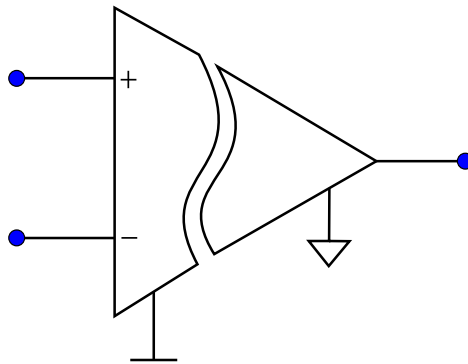


Figura 15: Amplificador de Aislamiento de dos puertos

- **Amplificadores de Aislamiento de tres puertos:** En este caso la alimentación está completamente aislada tanto del circuito de entrada como del de salida.

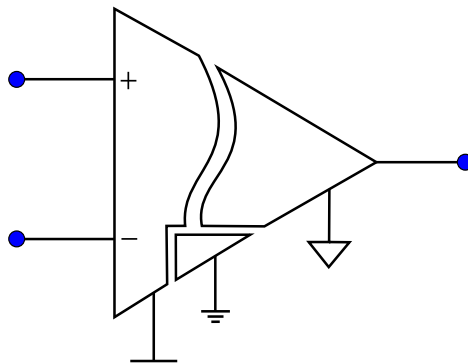


Figura 16: Amplificador de Aislamiento de tres puertos

5.2. Técnicas de aislamiento

La técnica de aislamiento de los ISO-OPAMs puede ser implementada con alguno de los siguientes cuatro métodos básicos:

- **Capacitivo:** Utiliza el rechazo de señales DC, generado por un capacitor.
- **Inductivo:** Utilizan el fenómeno de inducción electromagnética para realizar el aislamiento galvánico, un ejemplo de dispositivo que se basa en este principio de funcionamiento es el “*Transformador*”. Se exceptúa el autotransformador donde el devanado primario y secundario no se encuentran separados físicamente.
- **Óptico:** Utilizan un emisor de luz y un receptor, el cual es un dispositivo fotosensible.
- **Radio Frecuencia:** Utiliza técnicas de modulación y demodulación. Esta técnica limita el ancho de banda del dispositivo ya que la señal de entrada debe ser de baja frecuencia respecto a la portadora.

5.3. Ejemplos

Dos ejemplos muy clásicos de amplificadores operacionales de aislamiento son el AD202, que es de 2 puertos, y el AD210 que es de 3 puertos.

5.3.1. AD202

El AD202 es un amplificador de aislamiento de uso general, de dos puertos. Este amplificador se puede utilizar en una amplia gama de aplicaciones en las que las señales de entrada deben ser medidas, procesadas y/o transmitidas sin una conexión galvánica. El AD202 se alimenta directamente desde una fuente de corriente continua 15 V y con una conexión estándar con ganancia unitaria es útil para señales de hasta $\pm 5V$. En la figura 17 se muestra el diagrama funcional de bloques del AD202.

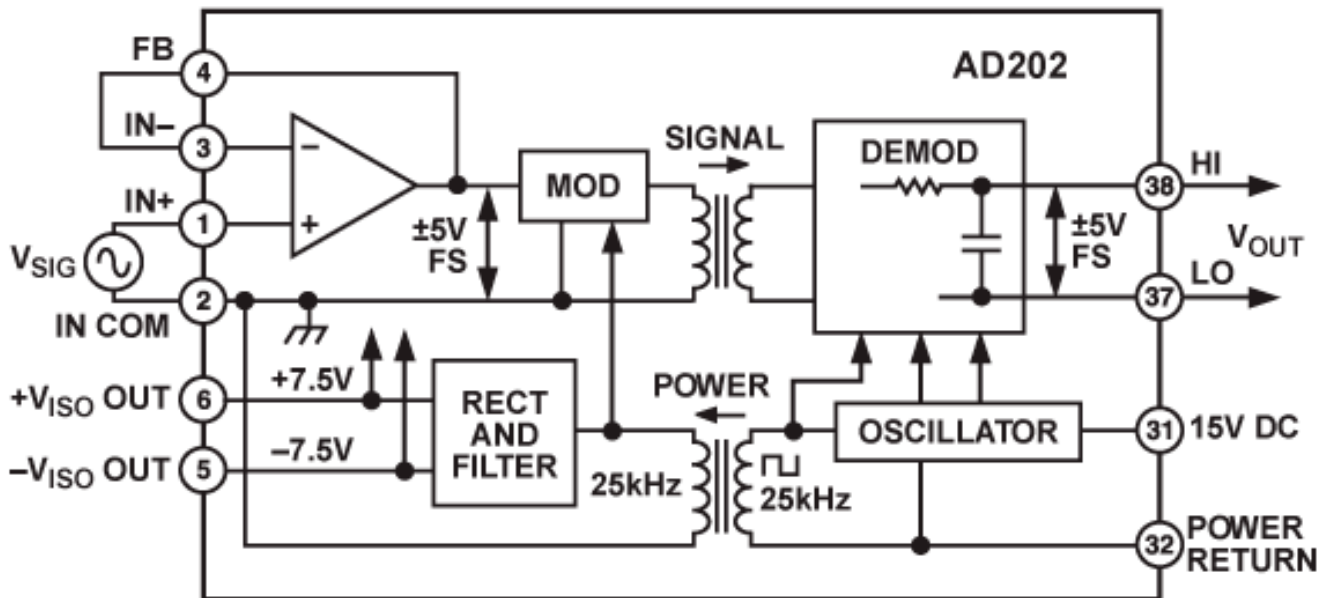


Figura 17: Diagrama circuital AD202

5.3.2. AD210

El AD210 es un amplificador de aislamiento de alto rendimiento de tres puertos que permite ajustes de ganancia y de offset. Si diagrama de bloques funcional puede ser visto

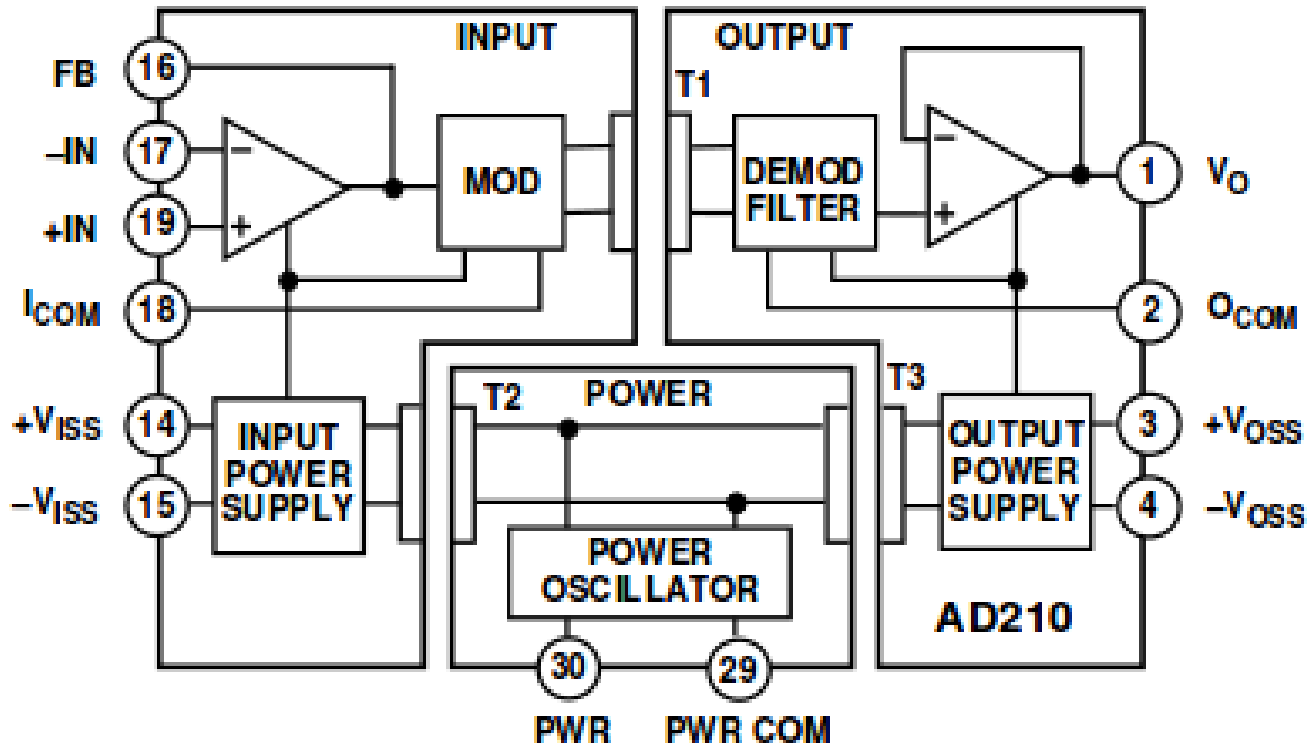


Figura 18: Diagrama circuital AD210

6. Propiedades de la Potencia

6.1. Regimen Sinusoidal Permanente

Desde finales del siglo XIX, cuando se introdujo la teoría de circuitos de corriente alterna, existen las definiciones de potencia activa, reactiva, aparente y factor de potencia. Aunque estas han perdurado hasta nuestros días, ellas están basadas en una serie de aproximaciones de la teoría electromagnética de Maxwell que para el caso del régimen sinusoidal permanente son perfectamente validas, y más aún, son susceptibles de asignación de sentido físico.

Sin embargo, no pasó mucho tiempo, a principios del siglo XX, para que surgiera una discusión alrededor de estas definiciones y comenzaran a aparecer publicaciones acerca de las inconsistencias en las aproximaciones matemáticas y el sentido físico de estas cantidades, en especial en condiciones no sinusoidales [1], [2], [4], [5], [14].

6.2. Definiciones

En el régimen sinusoidal permanente, las formas de onda para voltaje y corriente pueden definirse, de forma general, por

$$\begin{aligned}v(t) &= V_{max} \sin(\omega t) \\ i(t) &= I_{max} \sin(\omega t + \phi)\end{aligned}$$

Y dada su naturaleza sinusoidal, el valor RMS puede ser encontrado de acuerdo con

$$V_{rms} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \quad I_{rms} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}.$$

De la definición de potencia como la velocidad a la que el trabajo es realizado $P = \frac{dW}{dt}$, se puede establecer a partir del análisis dimensional lo que se conoce como Potencia Instantánea, la cual vendrá dada por

$$p(t) = v(t) i(t). \quad (1)$$

Por tanto

$$\begin{aligned}p(t) &= 2V_{rms}I_{rms} \sin(\omega t) \sin(\omega t + \phi) \\ p(t) &= V_{rms}I_{rms} (2 \sin(\omega t) \sin(\omega t + \phi))\end{aligned}$$

donde se utiliza la identidad trigonométrica

$$2 \sin(a) \sin(b) = \cos(a - b) - \cos(a + b)$$

para obtener

$$\begin{aligned}p(t) &= V_{rms}I_{rms} [\cos(\omega t - \omega t - \phi) - \cos(\omega t + \omega t + \phi)] \\ p(t) &= V_{rms}I_{rms} [\cos(-\phi) - \cos(2\omega t + \phi)]\end{aligned}$$

Dado que

$$\cos(-\phi) = \cos(\phi)$$

entonces

$$p(t) = V_{rms} I_{rms} [\cos(\phi) - \cos(2\omega t + \phi)]$$

donde al utilizar la identidad trigonométrica

$$\cos(a + b) = \cos(a) \cos(b) - \sin(a) \sin(b)$$

para expandir

$$\cos(2\omega t + \phi) = \cos(2\omega t) \cos(\phi) - \sin(2\omega t) \sin(\phi)$$

se tiene que

$$\begin{aligned} p(t) &= V_{rms} I_{rms} [\cos(\phi) - \cos(2\omega t) \cos(\phi) + \sin(2\omega t) \sin(\phi)] \\ p(t) &= V_{rms} I_{rms} \cos(\phi) [1 - \cos(2\omega t)] + V_{rms} I_{rms} \sin(\phi) \sin(2\omega t) \end{aligned} \quad (2)$$

donde se identifican dos componentes principales

$$p(t) = p_c(t) + p_a(t)$$

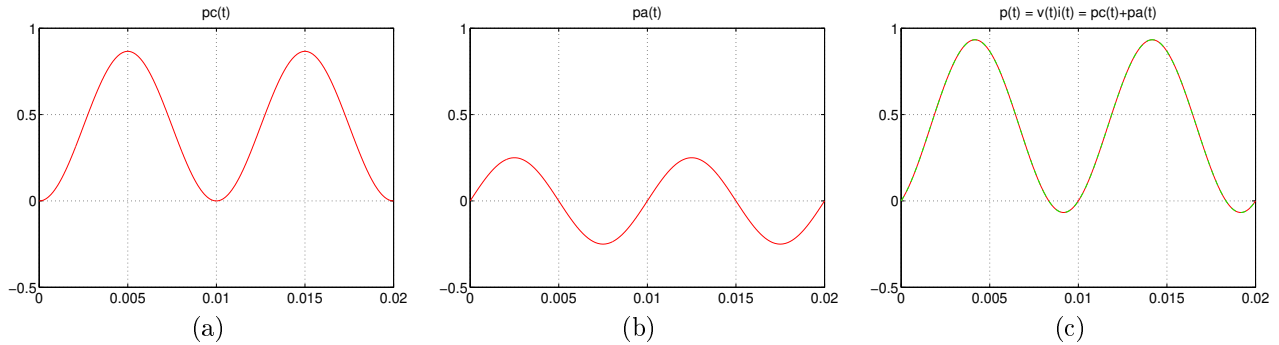


Figura 19: Componentes de la Potencia Instantánea

La figura 19 muestra estas dos componentes. La primera, $p_c(t)$, debida al consumo o disipación de energía de la componente resistiva de la carga y la segunda, $p_a(t)$, debida al almacenamiento de energía en los elementos reactivos. Ambas son de naturaleza sinusoidal y del doble de la frecuencia que el voltaje. $p_c(t)$ nunca tomará valores negativos y $p_a(t)$ siempre oscilará alrededor del eje del tiempo.

El trabajo realizado durante el tiempo de observación, será entonces igual al promedio de la potencia instantánea en el intervalo de tiempo estudiado y es conocido como **Potencia Activa** P

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt = P = \frac{1}{T} \int_0^T (p_c(t) + p_a(t)) dt = V_{rms} I_{rms} \cos(\phi)$$

Ya que evidentemente el promedio de $p_a(t)$ es cero, entonces el promedio de $p(t)$ es igual al promedio de $p_c(t)$ y es igual a P . La magnitud de $p_a(t)$ se conoce como **Potencia Reactiva** Q

$$Q = V_{rms} I_{rms} \sin(\phi)$$

Puede verse como P y Q son componentes ortogonales de un vector con magnitud S y ángulo ϕ

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad \cos(\phi) = \frac{P}{S}$$

S recibe el nombre de **Potencia Aparente** y $\cos(\phi)$ el de **Factor de Potencia**. Estas magnitudes han sido utilizadas en ingeniería eléctrica durante más de un siglo proporcionando información muy útil acerca del comportamiento físico de los sistemas eléctricos.

6.3. Ley de Joule

Joule demostró que la potencia consumida por una carga es directamente proporcional al cuadrado de la corriente que circula por ella, y que la constante de proporcionalidad es la componente resistiva de la carga. Luego, para todo instante de tiempo

$$p'_c(t) = R i^2(t)$$

$p'_c(t)$ se distingue de $p_c(t)$ en que es obtenida de una definición física y no matemática. Pero ambas representan la componente de consumo de la potencia instantánea, por lo que deberían ser iguales.

Al despejar R de la definición de potencia activa

$$P = R I_{rms}^2 = V_{rms} I_{rms} \cos(\phi)$$

$$R = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} \cos(\phi)$$

Por tanto,

$$p'_c(t) = R i^2(t) = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} \cos(\phi) (2) I_{rms}^2 \sin^2(\omega t + \phi)$$

$$p'_c(t) = 2 V_{rms} I_{rms} \cos(\phi) \sin^2(\omega t + \phi)$$

Utilizando la identidad trigonométrica

$$\sin^2(a) = \frac{1}{2} (1 - \cos(2a))$$

se obtiene

$$p'_c(t) = V_{rms} I_{rms} \cos(\phi) [1 - \cos(2(\omega t + \phi))]$$

$$p'_c(t) = V_{rms} I_{rms} \cos(\phi) [1 - \cos(2\omega t + 2\phi)] \quad (3)$$

de donde se observa que aunque $p'_c(t)$ no difiere de $p_c(t)$ en magnitud, si difiere en el ángulo 2ϕ , y por tanto, podría afirmarse que la ecuación 2 no cumple con la ley de Joule [14].

Si se toma la ecuación 3 como cierta para el consumo, ahora el problema es determinar como se afecta el valor de la componente de almacenamiento. La primera opción, utilizada en [14], consiste en generalizar el concepto de la

ecuación 2 y definir $p'_a(t)$ con el mismo ángulo de $p'_c(t)$, ya que son ortogonales, tal que

$$p'_a(t) = V_{rms} I_{rms} \sin(\phi) \sin(2\omega t + 2\phi)$$

La figura 20 muestra las nuevas componentes $p'_c(t)$ y $p'_a(t)$ en rojo.

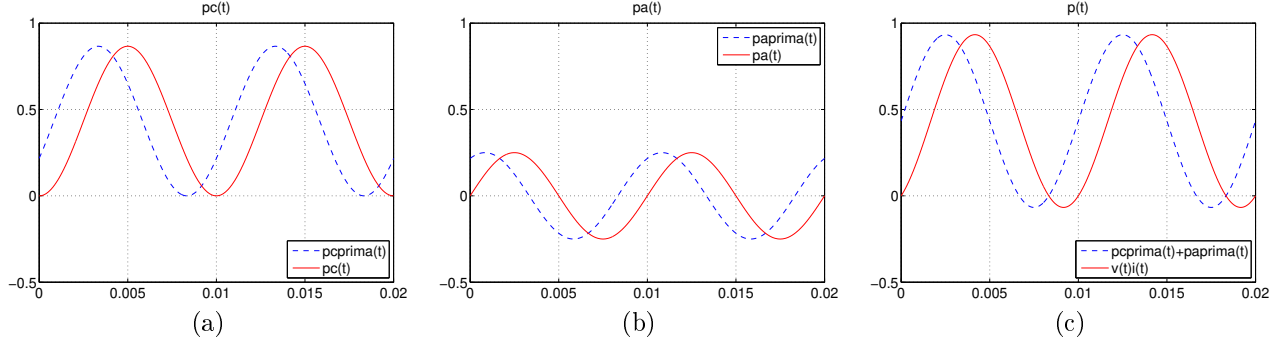


Figura 20: Componentes Consistentes con Ortogonalidad

Pero la figura 20 también muestra que esto significa un nuevo valor para la potencia instantánea $p'(t) = p'_c(t) + p'_a(t)$ que sería diferente al $p(t)$ definido en la ecuación 1 y violaría la definición de potencia como la razón de cambio con respecto al tiempo de la energía consumida por la carga.

Por tanto, es mejor calcular el almacenamiento como $p''_a(t) = p(t) - p'_c(t)$, lo que daría como resultado

$$p''_a(t) = V_{rms} I_{rms} \sin(\phi) \sin(2\omega t + 2\phi + \pi)$$

y que mostrada gráficamente en la figura 21.

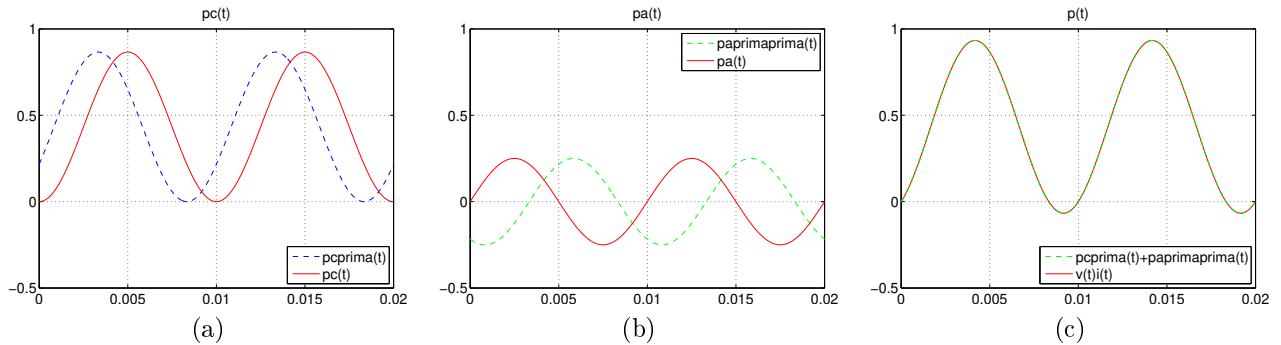


Figura 21: Componentes Consistentes con Potencia Instantánea

Sin embargo, toda esta discusión alrededor de la fase y del sentido matemático o físico de las componentes temporales de la potencia instantánea no ha sido de mayor importancia, ya que los valores de P , Q , S y $\cos(\phi)$, que son los realmente útiles, no se alteran en el régimen sinusoidal permanente.

Pero para el caso no sinusoidal, esta diferencia podría no ser tan insignificante y se cree que es una de las posibles dificultades teóricas para establecer una definición de potencia reactiva que satisfaga las diferentes condiciones matemáticas y físicas en todos los casos.

6.4. Régimen no sinusoidal

En los escenarios actuales, el régimen sinusoidal permanente es cada vez más difícil de encontrar en la práctica, debido a la proliferación de cargas no lineales en los sistemas eléctricos en general.

Para el análisis de esta situación, lo que se acostumbra es descomponer cada señal utilizando el espacio completo ortogonal de las funciones sinusoidales. A esto usualmente se le conoce como análisis armónico y es el más utilizado, posiblemente por su bajo costo computacional gracias a la transformada rápida de Fourier, FFT.

En el último siglo se han publicado muchas propuestas y teorías para definir las propiedades de la potencia en condiciones no sinusoidales. Existe un consenso [1], [4], [6] para definir P en el caso no sinusoidal, como la sumatoria de los aportes de potencia activa de cada componente armónica común tanto al voltaje como a la corriente.

Por convención, se denominará i como subíndice para los armónicos de voltaje, k para los de corriente y h para los comunes. En ese orden de ideas, una nueva forma más general para voltaje y corriente podrá estar dada por

$$v(t) = V_{dc} + \sum_{i=1}^N V_i \sin(2\pi f_i t + \psi_i)$$

$$i(t) = I_{dc} + \sum_{k=1}^M I_k \sin(2\pi f_k t + \phi_k)$$

Donde N y M son los armónicos más altos considerados para voltaje y corriente respectivamente. Aunque la referencia para la medición de los ángulos puede ser seleccionada de forma arbitraria, una opción conveniente sería $\psi_1 = 0$.

El valor eficaz de una señal general esta definido como la raíz cuadrada del promedio de la señal al cuadrado. Esta es una definición derivada en el dominio del tiempo. También es posible derivar una definición en el dominio de la frecuencia al considerar la descomposición armónica de la señal, ya que el valor eficaz sería la norma Euclidiana de los valores eficaces de cada una de las componentes armónicas individuales.

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_i V_{rms_i}^2}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_k I_{rms_k}^2}$$

El consenso actual para la potencia activa radica en que sólo aquellos armónicos comunes tanto al voltaje como a la corriente contribuyen al consumo total, y por tanto

$$P = \sum_h P_h = \sum_h V_{rms_h} I_{rms_h} \cos(\phi_h - \psi_h)$$

La potencia aparente S estará definida como

$$S = V_{rms} I_{rms} = \sqrt{\sum_i V_{rms_i}^2 \sum_k I_{rms_k}^2}$$

En la sección 6.5.4 la letra S será reemplazada por una U ya que S es reasignada a otra magnitud física.

6.5. Potencia Reactiva en condiciones no sinusoidales

Desafortunadamente, para la potencia reactiva no existe un consenso similar, ya que mientras unas propuestas cumplen con algunas de las características físicas y/o restricciones matemáticas, otras no [6], [30]. Entre los métodos más destacables y reconocidos, entendiéndose como reconocido lo publicado o referenciado en las series de IEEE, se pueden mencionar, el de Budeanu [9], Fryze [6], Kuster y Moore [7], Czarnecki [8], Shepherd y Zakikhani [4], Kimbard [4], Depenbrock [4], Sharon [11], Enslin y Van Wyk's [12] y Markram y Girgis [13], así como las recomendaciones del grupo de armónicos y del diccionario de términos de la IEEE [3].

6.5.1. C Budeanu, 1927

Budeanu realizó la extensión más obvia del concepto, [9], definiendo la potencia reactiva como la sumatoria de las potencias reactivas en cada armónico

$$Q_B = \sum_h Q_h = \sum_h V_{rms_h} I_{rms_h} \sin(\phi_h - \psi_h).$$

Pero con esta definición el triángulo de potencias no cierra [6], por lo que Budeanu también incluyó un término denominado **Potencia de Distorsión** y que sería debido a las componentes armónicas que no son comunes entre el voltaje y la corriente

$$D_B^2 = S^2 - P^2 - Q_B^2.$$

6.5.2. S Fryze, 1932

Tiene como principio la descomposición de la corriente en dos componentes ortogonales en el dominio del tiempo [6].

$$i(t) = i_a(t) + i_f(t)$$

Donde $i_a(t)$ se denomina “corriente activa” y tiene la misma forma de onda que el voltaje. La corriente $i_f(t)$ se denomina “corriente residual” y es ortogonal a $i_a(t)$. Luego:

$$i_a(t) = \frac{P}{V_{rms}^2} v(t)$$

$$i_f(t) = i(t) - i_a(t)$$

De donde puede notarse que la corriente activa será la responsable única de la potencia activa y que la potencia aparente puede ser obtenida según

$$S^2 = V_{rms}^2 I_{rms}^2 = V_{rms}^2 (I_a^2 + I_f^2) = P^2 + Q_F^2$$

donde Q_F es conocida como la Potencia Reactiva de Fryze o **Potencia Ficticia**.

6.5.3. N Kuster & W Moore, 1980

Extienden la definición dada por Fryze dividiendo nuevamente la corriente residual en dos componentes ortogonales más: Una corriente I_q , inductiva o capacitiva según la naturaleza de la carga, y una residual.

$$i_{qc}(t) = v_{der}(t) \frac{\frac{1}{T} \int_T v_{der}(t) i(t) dt}{V_{der}^2}$$

$$i_{ql}(t) = v_{int}(t) \frac{\frac{1}{T} \int_T v_{int}(t) i(t) dt}{V_{int}^2}$$

En donde $v_{der}(t)$ y $v_{int}(t)$ son la parte periódica de la derivada y de la integral del voltaje respectivamente y V_{int} y V_{der} son los correspondientes valores RMS. Luego

$$S^2 = P^2 + Q_c^2 + Q_{cr}^2 = P^2 + Q_l^2 + Q_{lr}^2$$

Y las potencias reactivas se calculan de acuerdo con

$$Q_c = V_{rms} I_{qc_{rms}}$$

$$Q_l = V_{rms} I_{ql_{rms}}$$

Por lo que las corrientes y potencias residuales se pueden calcular según

$$i_{qcr}(t) = i(t) - i_a(t) - i_{qc}(t)$$

$$i_{qlr}(t) = i(t) - i_a(t) - i_{ql}(t)$$

$$Q_{cr} = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_c^2}$$

$$Q_{lr} = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_l^2}$$

6.5.4. Estándares Internacionales

Internacionalmente se reconocen tres fuentes principales como los estándares a seguir para el cálculo de potencias en sistemas bajo condiciones sinusoidales o no [6]. Estas son, 1) IEEE Working Group on Harmonics. 2) The International Electrotechnical Commission IEC 27-1. y 3) The American IEEE Standard dictionary of electrical and electronic terms.

El **IEEE Working Group on Harmonics** sugiere separar las cantidades fundamentales de las armónicas a partir de la separación de los valores RMS fundamentales de voltaje y corriente para su posterior producto.

$$\begin{aligned} S^2 &= (V_{rms} I_{rms})^2 \\ &= (V_{1_{rms}} I_{1_{rms}})^2 + (V_{1_{rms}} I_{H_{rms}})^2 + (V_{H_{rms}} I_{1_{rms}})^2 + (V_{H_{rms}} I_{H_{rms}})^2 \end{aligned}$$

De donde el primer término es llamado **Potencia aparente fundamental** y al multiplicarlo por el coseno y el seno del ángulo entre $v_1(t)$ e $i_1(t)$ se obtienen las potencias activa y reactiva fundamentales respectivamente. Los demás términos son denominados **Potencia aparente no fundamental**. Además se define potencia no activa como:

$$N = \sqrt{S^2 - P^2}$$

Para *The International Electrotechnical Commission*, se realizan algunas definiciones clásicas sin restringir su utilización al caso sinusoidal, lo que básicamente implica que se utiliza la aproximación a Budeanu.

En el diccionario de términos de IEEE, *The American IEEE Standard dictionary of electrical and electronic terms*, asigna una serie de magnitudes físicas así [3]:

U : potencia aparente.

S : potencia fasorial.

F : potencia ficticia, que es Q_F definida por Fryze.

N : potencia No activa.

Y están dadas por las expresiones:

$$\begin{aligned} S &= \hat{i}P + \hat{j}Q_B \\ F &= \hat{j}Q_B + \hat{k}D \\ N &= \hat{i}P + \hat{k}D \\ U &= \hat{i}P + \hat{j}Q_B + \hat{k}D \end{aligned}$$

Donde \hat{i} , \hat{j} , \hat{k} son vectores unitarios en direcciones mutuamente ortogonales. La figura 22, muestra la disposición espacial propuesta para estos vectores definidos.

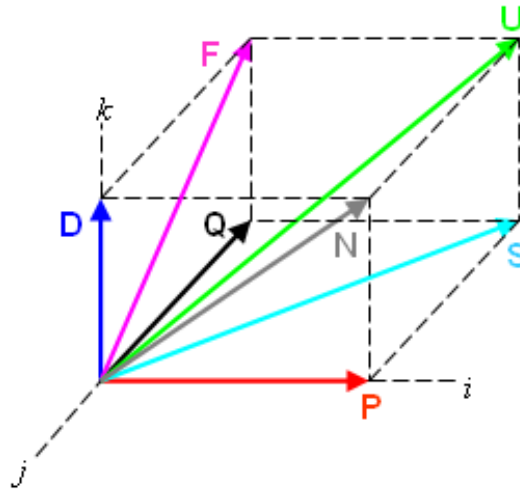


Figura 22: Cubo de Potencias

6.6. Comentarios finales

Los diferentes métodos comentados anteriormente podrían clasificarse entre los definidos en el dominio del tiempo y los definidos en el dominio de la frecuencia.

Budeanu, por ejemplo, presenta una definición frecuencial [8], con la desventaja de adicionar un término “D” que será igual a cero en el caso lineal. La potencia reactiva de Budeanu Q_B cumple con la necesidad de que la sumatoria de potencias reactivas en un nodo de un sistema de potencia sea cero. Esto hace que la definición pueda ser utilizada con mucho éxito en flujos de carga armónicos. Sin embargo, si se inserta en un circuito una reactancia con signo contrario e igual en magnitud a la reactancia equivalente, el valor de Q_B no se reducirá a cero, lo cual quiere decir que ésta definición es poco útil para la compensación de reactivos y no proporciona información real acerca del tamaño de la carga. Además, otro problema con esta definición es que el factor de potencia no es igual a uno cuando Q_B es igual a cero [9].

Fryze, en cambio, presenta una definición en el dominio del tiempo que supera las dificultades de Budeanu en cuanto al factor de potencia, y lo mejor es que no introduce términos nuevos. Pero, la sumatoria de reactivos en un nodo utilizando su definición no es igual a cero [6], por lo que Fryze no puede utilizarse en flujos de carga. La corriente residual es muy útil como entrada para los compensadores activos, pero F en general no proporciona información alguna para compensar la carga reactiva con componentes pasivos.

El problema principal de Kuster y Moore es el de manejar dos definiciones diferentes de acuerdo con la carga. Pero tiene la ventaja de proporcionar información con la que puede calcularse un compensador pasivo [6].

Según Czarnecki [8], su potencia reactiva Q_r puede ser reducida a cero con la inserción de una reactancia en paralelo, que en la práctica será un filtro cuya susceptancia sea igual y de signo contrario a la carga para todas las frecuencias. Sin embargo, una compensación completa sólo podrá lograrse con filtrado activo. Otra desventaja es que Czarnecki también introduce nuevos términos como la potencia dispersa Q_S o scatter power.

7. Procesamiento digital de la señal

En las series de IEEE se puede notar el interés actual por los sistemas de instrumentación digitales para la medición de los parámetros eléctricos de los sistemas de potencia, [1] y [2], ya que resulta muy complicada la construcción de algunos instrumentos análogos de medida para la potencia en condiciones no sinusoidales. Es prácticamente imposible [6], por ejemplo, construir un medidor análogo para obtener el valor de la potencia reactiva definida por Budeanu. De ahí que propuestas para la implementación de sistemas de instrumentación basados en computadores personales para la medición de potencia, hayan sido presentadas en [15], [16] y [17] desde inicios de los años 1990. Implementar diferentes definiciones de potencia reactiva es mucho más práctico en términos digitales y hacer que su operación en campo sea confiable depende de factores adicionales al algoritmo e intrínsecos al hardware que se utilice tanto en el acondicionamiento de señal como en la digitalización de los datos.

Es por eso que para completar el panorama con respecto a la adquisición de voltajes y corrientes y a la medición de las propiedades de la potencia, se hace necesario discutir como pueden implementarse las definiciones estudiadas, cuando lo que se tiene es una versión digital de las señales de voltaje y corriente.

7.1. Notación

Una señal en tiempo discreto es una secuencia de números organizados de acuerdo con el tiempo en orden monótonicamente creciente. Cada uno de estos números se conoce como una *muestra*. Entre muestra y muestra usualmente el tiempo transcurrido es constante y conocido como *periodo de muestreo* T . El inverso del periodo de muestreo, es la *frecuencia de muestreo* $f_m = \frac{1}{T}$.

Para representar una señal discreta en el tiempo se utilizan las llaves $\{\}$ una letra minúscula y un contador de muestras en corchetes $[]$. Por ejemplo

$$\{x[n]\}$$

es una señal discreta en el dominio del tiempo definida sólo para valores enteros del contador n en el rango $-\infty \leq n \leq \infty$, y que puede ser definida como una secuencia de muestras

$$\{x[n]\} = \left\{ \dots, -0.2, 2.2, \underset{\uparrow}{1.1}, 0.2, -3.7, 2.9, \dots \right\}$$

donde la flecha bajo una de las muestras indica el valor para el cual $n = 0$.

Una señal discreta también puede ser representada por la ecuación que define el valor de cada una de sus muestras. Esta ecuación puede ser una función cerrada determinística o recursiva del contador n .

Un ejemplo de señal discreta definida por una función cerrada determinística es

$$x[n] = \frac{3^n}{n!} \quad n \geq 0$$

donde la secuencia de números $\{x[n]\}$ puede ser determinísticamente recuperada mediante la evaluación de la expresión para los diferentes valores posibles de n .

Un ejemplo de señal discreta definida por una función recursiva es

$$x[n] = x[n-1] + 3x[n-2] - 5x[n-3]$$

donde el valor actual de $x[n]$ depende de valores previos. Estas también son conocidas como ecuaciones de diferencias.

En la práctica las señales discretas son obtenidas mediante el muestreo de la señal análoga $x_a(t)$ con un periodo de muestreo T . Esto es

$$x[n] = x_a(t)_{t=nT} = x_a(nT), \quad n = \dots, -2, -1, 0, 1, \dots$$

Algunas operaciones importantes se pueden realizar en forma discreta directamente gracias a que se pueden obtener versiones discretas de las formulas continuas aplicando las transformaciones apropiadas. Un ejemplo relevante seria el cálculo del valor eficaz, o valor RMS, de una señal $\{x[n]\}$ en el dominio del tiempo

$$X_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x^2[n]}$$

Por tanto, los valores RMS del voltaje y la corriente están definidos directamente del dominio del tiempo como

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} v^2[k]}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i^2[k]}$$

7.2. Análisis en frecuencia

Sean $\{v[k]\}$ la señal de tensión, e $\{i[k]\}$ la respectiva señal de corriente para una carga, sistema de potencia, o circuito equivalente determinados.

La transformada rápida de Fourier para cada una de estas señales, esta dada por

$$V[u] = FFT\{\{v[k]\}\} = \sum_{k=0}^{N-1} v[k] e^{-j2\pi uk \frac{1}{N}}$$

$$I[u] = FFT\{\{i[k]\}\} = \sum_{k=0}^{N-1} i[k] e^{-j2\pi uk \frac{1}{N}}$$

donde N es el número total de muestras obtenidas de cada canal, u es la variable discreta de frecuencia, y k la variable discreta de tiempo.

Para el análisis de la señal, la FFT ofrece información importante que puede ser extraída directamente del análisis del espectro. Los principales parámetros que se pueden obtener son, por ejemplo, los valores de la componentes principales de frecuencia, incluyendo el valor de la componente fundamental, en un vector de componentes armónicas $V_{rms}[h]$, y $I_{rms}[h]$ y por supuesto el espectro cruzado de potencia entre las dos señales, que de acuerdo con [?] puede definirse según

$$S_{vi}[u] = \frac{V[u] I^*[u]}{N^2}$$

y que puede ser utilizado también para encontrar las componentes de potencia aparente para cada componente de frecuencia detectada $S[h]$ y su respectiva fase $\varphi[h]$ utilizando, por ejemplo, algún algoritmo de detección de espigas.

7.3. Propiedades

Las principales propiedades de la potencia pueden ser encontradas a partir de las versiones digitales de voltaje $\{v[k]\}$ y de corriente $\{i[k]\}$. Los métodos descritos usualmente involucran bien sea el dominio del tiempo o el de la frecuencia. En ocasiones ambos. Por supuesto, la elección de método afecta el grado de aproximación con el que puede obtenerse la medida.

7.3.1. Potencia Aparente Total

Para la potencia aparente total U , existe una versión en el dominio del tiempo U_1 , otra en el dominio de la frecuencia U_2 basada en las componentes de frecuencia de v e i , y una tercera versión U_3 basada en el espectro cruzado de potencia.

$$U_1 = V_{rms} I_{rms} = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{k=0}^{k-1} v^2[k] \sum_{k=0}^{k-1} i^2[k]}$$

$$U_2 = \sqrt{\sum_{h=0}^{H-1} V_{rms}^2[h] \sum_{h=0}^{H-1} I_{rms}^2[h]}$$

$$U_3 = \sum_u |S_{vi}(u)|$$

7.3.2. Potencia Activa Total

Para la potencia activa total, existe un consenso bien establecido sobre su definición. Es posible definirla en dos versiones, la primera en el dominio del tiempo P_1 y la segunda en el dominio de la frecuencia P_2 . La versión P_3 se obtiene con la ayuda del espectro cruzado de potencia.

$$P_1 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} v[k] i[k]$$

$$P_2 = \sum_h V_{rms}[h] I_{rms}[h] \cos(\phi[h] - \psi[h])$$

$$P_3 = \sum_h S_{vi}[h] \cos(\varphi[h])$$

7.3.3. Factor de Potencia

El factor de potencia en condiciones no sinusoidales no posee mucho sentido físico más allá de indicar la capacidad de carga de una fuente. Este se conoce como el factor K definido por la relación

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

7.3.4. Potencias del diccionario de términos de la IEEE

Para completar las magnitudes definidas por el diccionario de términos, primero debe calcularse la potencia reactiva de Budeanu, para luego utilizar las relaciones de triángulos del cubo de potencias.

$$Q_B = \sum_h V_{rms} [h] I_{rms} [h] \sin (\phi [h] - \psi [h]) = \sum_h S_{vi} [h] \sin (\varphi [h])$$

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

$$D = \sqrt{U^2 - S^2}$$

$$F = \sqrt{Q_B^2 + D^2}$$

$$N = \sqrt{P^2 + D^2}$$

Agradecimientos

Los autores agradecen las contribuciones y comentarios hechos a este documento por los profesores Gustavo A Betancourt, Alvaro A Orozco G y Mauricio Holguín L y por los estudiantes Rodrigo A Franco L, Daniel Molina M y Estefany Osorio A, todos ellos miembros del grupo de investigación en Automática.

Acerca de las referencias:

Este documento es una versión preliminar. Las referencias aún no han sido totalmente documentadas. Esta es sólo una lista preliminar. Visite el sitio web para una versión actualizada próximamente.

Referencias

- [1] EMANUEL, Alexander. Nonsinusoidal waveforms in power system. Basic Definition. En: Nonsinusoidal situations: The effects on the performance of meters and definitions of power. (90EH0327-7-PWR : 1990 : New York). IEEE Tutorial Course. New York: IEEE Power Engineering Society, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1990. ISBN 0-7803-0250-8.
- [2] ARSENEAU, Rejean; FILIPSKI, Piotr S. The effects of nonsinusoidal waveforms on the performance of revenue meters. En: Nonsinusoidal situations: The effects on the performance of meters and definitions of power. (90EH0327-7-PWR : 1990 : New York). IEEE Tutorial Course. New York: IEEE Power Engineering Society, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1990. ISBN 0-7803-0250-8.
- [3] COX, M.D; BAGHZOUZ, Y. A Review of power definitions according to the IEEE standard dictionary. En: Nonsinusoidal situations: The effects on the performance of meters and definitions of power. (90EH0327-7-PWR : 1990 : New York). IEEE Tutorial Course. New York: IEEE Power Engineering Society, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1990. ISBN 0-7803-0250-8.
- [4] CZARNECKI, Leszek S. Comparition of power definitions for circuits with nonsinusoidal waveforms. En: Nonsinusoidal situations: The effects on the performance of meters and definitions of power. (90EH0327-7-PWR : 1990 : New York). IEEE Tutorial Course. New York: IEEE Power Engineering Society, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1990. ISBN 0-7803-0250-8.
- [5] STEVENS, Raymond. Harmonics and related factors affecting metering accuracy. En: Nonsinusoidal situations: The effects on the performance of meters and definitions of power. (90EH0327-7-PWR : 1990 : New York).

- IEEE Tutorial Course. New York: IEEE Power Engineering Society, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1990. ISBN 0-7803-0250-8.
- [6] SVENSSON, Stefan. Power measurement techniques for nonsinusoidal conditions. Göterborg, Sweden, 1999. Doctoral Thesis for the degree of doctor of Philosophy. Chalmers University of Technology, Department of Electric Power Engineering, ISBN 91-7197-760-0.
 - [7] KUSTER, M L.; MOORE, W J M. On the definition of power reactive under nonsinusoidal conditions. En: IEEE transactions on Power Apparatus and systems. Vol. PAS99, N 5 (Septiembre, 1980); p.1845-1854. ISSN 0018-9510.
 - [8] CZARNECKI, Leszek S. Considerations on the reactive power in nonsinusoidal situations. En: IEEE transactions on Instrumentation and Measurement. Vol IM-34, N 3 (Septiembre, 1985); p. 399-404. ISSN 0018-9456.
 - [9] CZARNECKI, Leszek S. What is wrong with the Budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned. En: IEEE transactions on Instrumentation and Measurement. Vol IM-36, N 3 (Septiembre, 1987); p. 834-837. ISSN 0018-9456.
 - [10] CZARNECKI, Leszek S. Power in nonsinusoidal networks: Their interpretation, analysis and measurement. En: IEEE transactions on Instrumentation and Measurement. Vol 39, N 2 (Abril, 1990); p. 340-346. ISSN 0018-9456.
 - [11] SHARON, Daniel. Power factor definitions and power transfer quality in nonsinusoidal situations. En: IEEE transactions on Instrumentation and Measurement. Vol 45, N 3 (Junio, 1996); p. 728-733. ISSN 0018-9456.
 - [12] ENSLIN, Johan H R; WYK, Jacobus D. Measurement and compensation of fictitious power under nonsinusoidal voltage and current conditions. En: IEEE transactions on Instrumentation and Measurement. Vol 37, N 3 (Septiembre, 1988); p. 403-408. ISSN 0018-9456.
 - [13] GIRGIS, Aldy; MARKRAM, Elham; HAINES, Regan. Effect of harmonics distortion in reactive power measurement. En: IEEE transactions on Industry Applications. Vol 28 N 4 (Julio, 1992). ISSN 0093-9994.
 - [14] COHEN, José; DE LEÓN, Francisco. Inconsistencias de las Definiciones de Potencia y factor de Potencia en Circuitos No Lineales y/o Desbalanceados ¿Es la Nueva Norma IEEE 1459-2000 la Solución?. En: Reunión de verano del IEEE sección Méjico. (RVP-AI/02 : 2002 : Acapulco). Ponencia recomendada por el comité de sistemas de potencia del capítulo de potencia de IEEE sección Méjico. Acapulco, 2002.
 - [15] GUNTHER, Erich W. Novel Instrumentation for monitoring power flow in nonsinusoidal situations. En: Nonsinusoidal situations: The effects on the performance of meters and definitions of power. (90EH0327-7-PWR : 1990 : New York). IEEE Tutorial Course. New York: IEEE Power Engineering Society, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1990. ISBN 0-7803-0250-8.
 - [16] ZRUDSKY, Donald; PICHLER, James. Virtual Instrument for instantaneous power measurements. En: IEEE transactions on Instrumentation and Measurement. Vol 41, N 4 (Agosto, 1992); p. 528-534. ISSN 0018-9456.
 - [17] LANDI, C. BUCCI, G. On line digital measurement for the quality analysis of power systems under nonsinusoidal conditions. En: IEEE transactions on Instrumentation and Measurement. Vol 48, N 4 (Agosto, 1999); p. 853-857. ISSN 0018-9456.
 - [18] MIRRI, Domenico; IUCULANO, Gaetano; MENTICHETTI, Antonio; FILICORI, Fabio; CATELANI, Marcantonio. Recursive random sampling strategy for a digital wattmeter. En: IEEE transactions on Instrumentation and Measurement. Vol 41, N 6 (Diciembre, 1992); p. 979-984. ISSN 0018-9456.

- [19] G-AE Subcommittee on Measurement Concepts. What is the Fast Fourier Transform?. En: IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics. Vol AU-15, N 2 (Junio, 1967); P. 45-55. ISSN 0018-9478.
- [20] National Instruments. Data Acquisition and Signal Conditioning Course Manual. Austin: National Instruments Corporation, 2002, Part Number 320733X-01.
- [21] GROVER, Dale; DELLER, John. Digital Signal Processing and the microcontroller. Upper Saddle River NJ: Motorola University Press. Prentice Hall, 1999, ISBN 0-13-081348-6.
- [22] CHUGANI, Mahesh; SAMANT, Abhay; CERNA, Michael. LabVIEW signal processing. Upper Saddle River NJ: National Instruments. Prentice Hall, 1998, ISBN 0-13-972449-4.
- [23] KEZUNOVIC, M; PERUNICIC, B. New approach to the design of digital algorithms for electric power measurements. En: IEEE transactions on Power Delivey. Vol 6 N 2 (Abril, 1991). p. 516-523. ISSN 0885-8977.
- [24] MORALES CORTÉS, Ángela Cristina; RESTREPO CUESTAS, Bonie Johana. Sistema para medición de potencia bajo diferentes condiciones de alimentación y carga. Pereira, 2004. Proyecto de grado para optar al título de Ingeniero Electricista. Universidad Tecnológica de Pereira, Facultad de Ingeniería Eléctrica.
- [25] MORALES CORTÉS, Ángela Cristina; RESTREPO CUESTAS, Bonie Johana; HOLGUÍN LONDOÑO, Germán Andrés. Sistema Automático de conmutación de cargas para el estudio de algoritmos de cálculo de las propiedades de la potencia. En: Scientia et Technica, N 25 (Agosto, 2004). p. 77-80. ISSN 0122-1701.
- [26] HOLGUÍN L. Germán A.; PÉREZ L, Sandra M; OROZCO G, Álvaro A. Muestreo de señales análogas por el método Round Robin. En: Scientia et Technica, N 19 (Mayo, 2002). p. 11-16. ISSN 0122-1701.
- [27] OROZCO Gutierrez, Álvaro Ángel; CALZADA, Mauricio; GIRALDO, Eduardo. Diseño y desarrollo de un sistema para la realización de ensayos de transformadores de distribución para la empresa Magnetrón S.A.. En: Scientia et Technica, N 25 (Agosto, 2004). p. 11-15. ISSN 0122-1701.
- [28] Richard J. Fowler, Electricidad: principios y aplicaciones.
- [29] Stanley Wolf, Guía para mediciones electrónicas y practicas de laboratorio.
- [30] Pablo Alcalde San Miguel, Electrónica general: equipos electrónicos de consumo.
- [31] Transformadores. Enrique Ras. Marcombo. 1994.
- [32] Medidas eléctricas. Enciclopedia CEAC.
- [33] Diseño de subestaciones eléctricas. José Raúl Martín. Edit. Mc Graw – Hill.