

**SISTEMA PATRÓN DE MEDIDA DE POTENCIA
ELÉCTRICA PARA BAJA FRECUENCIA**

**TESIS DE DOCTORADO
DE**

DANIEL SLOMOVITZ

*Instituto de Ingeniería Eléctrica
Programa de doctorado de la Facultad de Ingeniería,
Universidad de la República, Uruguay*

2000

SISTEMA PATRÓN DE MEDIDA DE POTENCIA ELÉCTRICA PARA BAJA FRECUENCIA

Daniel Slomovitz

Tesis de Doctorado sometida a la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República del Uruguay, como parte de los requisitos para la obtención del grado de Doctor en Ingeniería, en el área de Ingeniería Eléctrica.

Área de especialidad: Medidas eléctricas

Prof. Ing. César Briozzo,
Orientador académico

Prof. Dr. Edson Hirokazu Watanabe,
Orientador de tesis

Montevideo, Uruguay

Mayo, 2000

Dedicatoria

Dedico este trabajo a mi familia, en especial a mi esposa Esther y mis hijos Ruth y Gabriel.

Agradecimientos

Esta tesis sintetiza varios trabajos del autor en el campo de la metrología eléctrica. La mayoría de estos trabajos fueron desarrollados en el Laboratorio de UTE como parte de las tareas de investigación y desarrollo que dicho laboratorio mantiene. En este sentido, deseo agradecer a todo el personal de ese laboratorio por la colaboración brindada y destacar el reconocimiento a los integrantes de los múltiples grupos de trabajo que tuve la suerte de integrar durante el desarrollo de los mismos. En particular, en lo concerniente a los trabajos relacionados con esta tesis, deseo reconocer la colaboración de mis actuales colegas del grupo de Metrología: Pablo Bergalli, Carlos Faverio, Daniel Izquierdo, Heriguatí De Souza y Alfredo Spaggiari.

En el ámbito de la Facultad de Ingeniería, desde que planteé la posibilidad del doctorado, he recibido un gran estímulo y apoyo de colegas del Instituto de Ingeniería Eléctrica, y de todos los miembros de la SCAPA (César Briozzo, Rafael Canetti, María Simón). Debo expresar mi reconocimiento también, entre otros, a Ventura Nunes y a los profesores del exterior Edson Watanabe de la Universidad Federativa de Río de Janeiro y Carlos Pérez de la Universidad de Buenos Aires.

Resumen

En esta tesis se presenta un detallado estudio sobre sistemas de medida de potencia eléctrica para uso en frecuencias de red. El objetivo es la propuesta de un nuevo método que permite lograr un sistema patrón de muy alta precisión, directamente trazable a patrones de tensión continua y resistencia. El sistema se propone como parte del Patrón Primario de Potencia Eléctrica del Sistema Metrológico Nacional del Uruguay.

Otros autores han propuesto sistemas que permiten una calibración directa contra patrones de continua, basados en sumadores o puentes. En estos dos principios están basados la mayor parte de los patrones primarios de los distintos países. Pero, en los casos de mayor precisión se trata de complejos sistemas, costosos y difíciles de montar y calibrar. En esta tesis se desarrolla un sistema patrón de medida de potencia basado en un medidor de factor de potencia. Hasta el momento, el factor de potencia es computado a partir de la potencia activa y la potencia aparente. En tal sentido, es una magnitud derivada. Por el contrario, se propone en esta tesis medir directamente el factor de potencia, y calcular la potencia activa a partir de él.

Se propone un medidor basado en la detección de los cruces por cero de las ondas de tensión y corriente que, mediante filtros en las entradas y un adecuado procesamiento de las señales, reduce dichos errores. Con el agregado de un voltímetro y un resistor shunt (para la medida de la corriente) se completa el patrón de potencia.

Adicionalmente, se presentan métodos originales para lograr alta precisión en los transductores de entrada de tensión y de corriente. Se propone un nuevo método para caracterizar el comportamiento de divisores de tensión de baja frecuencia y resistores shunts de medida de corriente basado en sus respuestas al escalón. Este método permite calcular los errores en magnitud y desfasaje en forma absoluta, sin necesidad del uso de un divisor patrón. Para transformadores de corriente y tensión se proponen circuitos electrónicos originales que reducen los errores de los mismos.

Abstract

In this thesis, a detailed study on electrical-power measuring systems for using at power frequencies is presented. The goal is to propose a new method that allows to achieve a power standard, of very high precision, directly traceable to DC voltage and resistance standards. The new system is proposed as the Primary Electrical Power Standard of the National Metrology System of Uruguay.

Other authors have proposed different systems, which also allow direct calibration against DC standards, based on adding devices or bridges. Most of the National Primary Power Standards of different countries are based in these two principles. But, to achieve high precision, they lead to complex and expensive systems, difficult to install and to calibrate. In this thesis an electrical-power standard system is developed, based on a power-factor meter. Up to now, the power factor is computed from the active power and the apparent power. In this way, it is a derived magnitude. On the other hand, it is the goal of this thesis to measure the power factor directly, and to calculate the active power from it.

In this thesis, it is proposed a direct meter based on the detection of the voltage and current zero crossings, which reduces those errors using filters at the inputs and an appropriate signal processing. To complete the power standard, it is necessary to add a voltmeter and a resistor shunt (for the measurement of the current).

Additionally, original methods are presented to achieve high precision at the input signal transducers (voltage and current). A new method to characterize the behavior of low frequency voltage dividers and resistors shunts, based on their step response, is presented. This method allows calculating the amplitude error and phase displacement error in an absolute way, without any auxiliary standard divider. For current and voltage transformers, new electronic compensating methods, for error reduction, are proposed.

Índice

	Página
1 Introducción	1
1.1 Introducción	1
1.2 Objetivos	1
2 Trazabilidad de los sistemas de medida de potencia	3
2.1 Sistemas de unidades	3
2.2 Patrones en corriente continua	3
2.3 Conversión alterna-continua	8
2.4 Trazabilidad del ohmio en alterna	9
2.5 Patrones primarios de potencia	11
3 Estudio y análisis del actual estado del arte	12
3.1 Introducción	12
3.2 Sistema sumador	
3.2.1 Introducción	12
3.2.2 Descripción del método	13
3.2.3 Implementación	15
3.2.4 Análisis de las fuentes de error	19
3.2.5 Resultados	20
3.3 Puente resistencia-capacidad	21
3.4 Sistema basado en digitalizadores	24
3.5 Otros sistemas	26
4 Nuevo sistema de medida propuesto	27
4.1 Introducción	27
4.2 Aportes originales	28
4.2.1 Transductores de tensión	29
4.2.2 Transductores de corriente	30
4.2.3 Medidor de fase	30
4.2.4 Voltímetro rms	31

4.3 Medidor de factor de potencia de alta precisión	32
4.3.1 Introducción	32
4.3.2 Errores debidos a distorsión en las ondas de tensión y corriente	33
4.3.3 Sistema de medida propuesto	39
4.3.4 Sistema patrón de referencia	42
4.3.5 Análisis de fuentes de error	42
4.4 Medida de tensión	44
4.5 Divisores de tensión y shunts de corriente	46
4.5.1 Introducción	46
4.5.2 Descripción del método	47
4.5.3 Estudio experimental	50
4.5.4 Incertidumbres del método	51
4.5.5 Resistores shunt	54
4.6 Transformadores de corriente	56
4.7 Transformadores de tensión y divisores compensados electrónicamente	57
4.7.1 Introducción	57
4.7.2 Método propuesto	60
4.7.3 Efectos perturbadores	61
4.7.4 Evaluación	65
5 Transferidores térmicos basados en termistores	69
5.1 Introducción	69
5.2 Sistema propuesto	70
5.3 Influencia de la temperatura ambiente	71
6 Sistema electrónico de reducción de errores para transformadores de medida de corriente	80
6.1 Introducción	80
6.2 Descripción del método	81
6.3 Ejemplos de aplicación	83
6.4 Conclusiones	88
7 Evaluación general y conclusiones	89

8 Referencias 95

Apéndices

A. Desarrollo del cálculo de errores para vatímetros basados en un sistema sumador.	102
B. Trabajos publicados por el autor, citados en esta Tesis.	104

Lista de Tablas

- 4.5.1 Estimación de incertidumbre para divisor resistivo de 270 k Ω .
- 4.5.2 Estimación de incertidumbre para resistor shunt de 1 Ω .
- 4.7.1 Corriente de entrada del divisor, en función de la tensión primaria aplicada.
- 4.7.2 Error del divisor, en función de la tensión primaria aplicada. Segunda columna: compensador electrónico conectado.
- 4.7.3 Errores de las 3 etapas del divisor, con el circuito compensador conectado.
- 6.1 Errores de una pinza amperimétrica con y sin el dispositivo compensador.
- 6.2 Respuesta en frecuencia de la pinza amperimétrica con el dispositivo compensando.
- 7.1 Cómputo de incertidumbre tipo B del sistema propuesto de medida de potencia.
- 7.2 Comparación de incertidumbres tipo A y valores medios entre el sistema propuesto y el basado en un sumador.
- 7.3 Comparación de incertidumbres combinadas totales del sistema propuesto.

Lista de Figuras

- 3.2.1 Sistema medidor de potencia, basado en un sumador, propuesto.
- 3.2.2. Implementación del sistema sumador propuesto.
- 3.2.3 Diagrama fasorial correspondiente a factor de potencia nulo.
- 3.2.4 Foto del equipo sumador desarrollado.
- 3.3.1 Principio de funcionamiento del puente resistivo-capacitivo.
- 4.2.1 Diagrama esquemático del nuevo sistema patrón de medida de potencia basado en un medidor de alta precisión del factor de potencia.
- 4.3.1. Error de medidores de factor de potencia electromecánicos, en función de la distorsión en la corriente. La onda de tensión es sinusoidal.
- 4.3.2 Corrimiento del cruce por cero causado por el efecto de la componente continua.
- 4.3.3. Error E_1 , de medidores del factor de potencia basados en detección de cruces por cero, para una distorsión armónica en la corriente del 10% (curva b) y 30% (curva a). La onda de tensión es sinusoidal.
- 4.3.4. Diagrama de bloques del sistema propuesto. Los filtros dejan pasar sólo las componentes fundamentales y los instrumentos miden los valores necesarios para calcular el segundo factor de (4.3.4).
- 4.3.5. Diagrama de bloques del instrumento implementado.
- 4.3.6 Fotografía del sistema medidor de factor de potencia.
- 4.5.1 Respuesta al escalón. T es la suma de las áreas A_i .
- 4.5.2 Ajuste del divisor analizado, para lograr el menor valor de T.
- 4.7.1 Esquema del método de compensación de transformadores y divisores inductivos propuesto.
- 4.7.2 Compensación de la tensión de entrada del amplificador OP1.
- 4.7.3 Circuito total del compensador propuesto.
- 4.7.4 Foto del divisor compensado electrónicamente, desarrollado.
- 5.1 Circuito propuesto de conversor basado en termistores.
- 5.2 Comparación del conversor propuesto contra un conversor convencional.
- 5.3 Detalles constructivos del prototipo evaluado.
- 6.1 Modelo equivalente del transformador real.
- 6.2 Diagrama de bloques del sistema de reducción de errores propuesto.

6.3 Circuito simplificado del compensador.

6.4 Detalles constructivos del transformador de corriente diseñado para el vatímetro patrón.

7.1 Foto del sistema completo patrón primario de medida de potencia.

7.2 Comparación entre el sistema propuesto y un sistema basado en un sumador, a distintos factores de potencia.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Introducción

La medida de potencia y energía en baja frecuencia es un tema de vital importancia para las compañías de electricidad y otros agentes relacionados con los mercados eléctricos. Tradicionalmente se ha usado, y se sigue usando, el clásico contador de inducción para medir la energía requerida por pequeños consumidores. Sin embargo, cuando se trata de medir la energía intercambiada entre distintos países, o entre empresas de energía de un mismo país, o aun el consumo de grandes clientes, se requieren precisiones mayores a las que se pueden alcanzar con el contador de inducción.

La moderna instrumentación electrónica ha permitido el desarrollo de medidores que poseen la precisión y confiabilidad que demandan estas aplicaciones. Es común hoy el uso de aparatos clase 0.1 (error básico 0.1%) para tales fines. Mantenerlos dentro de su clase requiere calibrarlos con instrumentos con errores menores al 0,02%. Estos últimos a su vez deben ser calibrados periódicamente. La incertidumbre requerida para ello es del orden de $50 \mu\text{W/W}$. Medidas de potencia y energía con esta precisión son difíciles de realizar, y cuando se realizan en general no están referidas a los patrones básicos de continua. Estos últimos patrones son el primer eslabón de la cadena metrológica, contra los cuales en definitiva, se comparan todas las demás magnitudes eléctricas.

De manera que, o bien se disponen en el país de los medios para hacer esta transferencia o se recurre a laboratorios del exterior. Esta última alternativa implica el traslado de costoso equipamiento, con todos los riesgos y pérdidas de tiempo que esto significa.

1.2 Objetivos

En esta tesis se desarrolla un nuevo sistema patrón de medida de potencia eléctrica, de muy alta precisión y directamente trazable a patrones de tensión continua y resistencia. La calibración de este patrón se realiza exclusivamente mediante la calibración de un resistor y un voltímetro de respuesta al valor eficaz. Esto implica que sólo es necesario disponer de medios para realizar calibraciones de continua (tensión y resistencia) y transferencia de

tensión entre alterna y continua. Muchos laboratorios nacionales disponen de medios para realizar dichas calibraciones, pese a lo cual no pueden calibrar vatímetros de alta precisión. El objetivo de esta tesis es lograr un sistema que permita la calibración directa a patrones de continua de tensión y resistencia, de fácil implementación y de exactitud comparable a los mejores sistemas disponibles actualmente.

Capítulo 2

Trazabilidad de los sistemas de medida de potencia

2.1 Sistemas de unidades

El actual Sistema Internacional de Unidades [1] tiene entre sus unidades básicas el metro, el kilogramo masa, el segundo y el amperio. A partir de estas 4 unidades se definen todas las restantes del área eléctrica, denominadas unidades derivadas.

Por definición, el segundo es un múltiplo (9 192 613 770) del tiempo asociado a una de las transiciones del átomo de Cesio y el metro la longitud recorrida por la luz en el vacío durante un determinado tiempo (1/299 792 458 s). La masa es la única unidad que aún sigue estando basada en un artefacto. Ésta es una masa patrón que se conserva en la Oficina de Pesas y Medidas (BIPM) en Sèvres, Francia. Por último, el amperio se define como la corriente que circulando por dos conductores rectilíneos paralelos distanciados un metro, produce una fuerza entre ellos de $2 \cdot 10^{-7}$ N por metro de longitud.

Las unidades derivadas están definidas en función de las básicas. En este sentido, la unidad de potencia, el vatio, basa su definición exclusivamente en las magnitudes mecánicas ($1 \text{ W} = 1 \text{ N} \cdot \text{m/s}$). El voltio está definido como la tensión necesaria para producir un vatio sobre un elemento por el que circula un amperio (corriente continua) y el ohmio como la resistencia necesaria para producir una caída de un voltio al circular un amperio.

2.2 Patrones en corriente continua

En lo concerniente a los patrones, estos son dispositivos que representan a la unidad. Están los así llamados patrones que realizan la unidad. Estos son artefactos que reproducen el mecanismo de la propia definición y por tanto los más precisos, por principio. Por ejemplo, en el caso del voltio se trata de un dispositivo electromecánico [2] en el cual intervienen balances de fuerza y potencia mecánica; así como fuerzas magnéticas que representan al amperio. Estos dispositivos son complejos, tanto en su construcción como en su operación y sólo unos pocos laboratorios en el mundo los han desarrollado. Por otra

parte, la incertidumbre mínima lograda hasta el momento, es de unas $0.4 \mu\text{V}/\text{V}$, mientras que la tecnología actual en esta magnitud demanda mayor precisión.

Una estrategia totalmente diferente para el logro de un patrón de tensión continua, se ha desarrollado basada en otros principios. En el campo de la física de bajas temperaturas, que en principio no tenía conexión alguna con la metrología eléctrica, en 1962 Josephson [3] descubrió una relación que vincula la tensión con la frecuencia y determinadas constantes universales, tales como la carga del electrón (e) y la constante de Planck (h). Estas dos últimas sólo influyen a través de la relación $2e/h$, llamada constante de Josephson. El dispositivo está basado en una juntura formada por dos superconductores aislados por una fina barrera aislante. La aplicación de una tensión continua U provoca una cierta corriente continua por efecto túnel, pero al mismo tiempo aparece una corriente de muy alta frecuencia relacionada con dicha tensión según

$$f_J = (2e/h)U \quad (2.2.1)$$

siendo f_J la frecuencia de la referida corriente. En sí misma, la juntura trabaja como un transductor frecuencia-tensión. Lo interesante es que las frecuencias se pueden medir con gran precisión (10^{-13}), lo cual permitiría disponer de una fuente patrón con una estabilidad 6 ordenes mejor que las pilas patrones saturadas (anterior patrón primario). El otro hecho importante es que el valor de salida depende sólo de constantes universales, por lo que no es necesario ninguna rutina de mantenimiento. Se elimina el engorroso trabajo de intercomparación periódica de pilas.

Técnicamente, el equipo es relativamente complejo. La primera dificultad radica en que la corriente es de frecuencia muy alta, de valor bajo, difícil de medir, y la tensión muy pequeña. Por esto, se mezcla con una excitación externa, de frecuencia fundamental f la cual produce un batido con la frecuencia natural apareciendo componentes en las frecuencias sumas y restas: $2Ue/h \pm nf$; donde n es un número entero [4]. Si para algún valor particular de n se cumple: $2Ue/h = nf$, la corriente tendrá una componente continua, dado que la resta da frecuencia nula. La juntura pasa a tener una curva en el plano $U_{dc}-I_{dc}$ (continua) similar a una escalera. Cada escalón representa una zona en la cual la tensión permanece constante al variar la corriente en un cierto rango. Por esto, la resistencia dinámica es nula sobre cada escalón. Este procedimiento permite obtener tensiones continuas según la ecuación

$$U_n = nfh/(2e) \quad (2.2.2)$$

La máxima frecuencia f de uso es de alrededor de 70 GHz, lo cual produce pasos de tensión de 145 μ V. Este valor es muy pequeño para poderlo medir con precisión, lo cual ha impulsado a varios laboratorios a diseñar dispositivos multijuntura, en los cuales se instalan en serie unas 2000 juntas individuales. Con éstas es posible obtener tensiones de salida del orden de 1V. Últimamente, incluso se han desarrollado multijunturas de 10 V.

El sistema consta de un oscilador controlado que genera la alta frecuencia, un frecuencímetro ligado a referencias de frecuencias externas mediante sistemas satelitales GPS (Global Positioning System), un sistema de helio líquido a 4.2 K, un osciloscopio en el cual se registra la curva $V-I$, fuentes de corriente y un voltímetro digital de al menos 6 ½ dígitos. Este último es necesario para detectar la cantidad de escalones que se están sumando. Las 2000 juntas trabajan, usualmente, en los escalones 2, 3 o 4. Sin embargo, distintas juntas pueden estar en distintos escalones. Lo que interesa es la suma total, para lo cual es necesario medir la tensión total (1V aproximadamente) con una precisión tal que permita discernir cómodamente los 145 μ V de cada escalón. Esto es posible lograrlo con un voltímetro cuyo error sea menor a 10 μ V, valor usual en instrumentos de 6 ½ dígitos. A partir de la medida del voltímetro se calcula el número n efectivo total.

Todo el sistema debe estar instalado en un recinto con temperatura controlada y libre de interferencias electromagnéticas. Ante pequeños ruidos, las juntas pueden saltar espontáneamente de un escalón a otro y perderse el efecto. Tanto el voltímetro digital como todo accesorio o instrumento que se conecte a la salida de la multijuntura debe poseer muy bajo ruido.

Se han intercomparado patrones Josephson entre sí [5] a efectos de determinar la estabilidad real propia del patrón. Los resultados son mejores a 0.1 nV/V y este límite está fijado fundamentalmente por el ruido del nano-voltímetro necesario para la comparación.

Estos equipos no son portátiles ni demasiado económicos, sin embargo, la practicidad en su operación y su costo los tornan viables para muchos laboratorios. Por otro lado, su estabilidad es mejor que la incertidumbre de los patrones que realizan la unidad. En la medida que se conozca la constante de Josephson, tendremos un patrón de tensión más estable que los que realizan la unidad. De esto no debe concluirse que la exactitud es mayor.

El problema radica en saber cuánto vale dicha constante. Ésta debe determinarse dentro del mismo sistema de unidades; y es allí donde se introducen valores altos de incertidumbre.

Las medidas absolutas no han llegado al grado de exactitud que podría alcanzarse con el efecto Josephson. La gran estabilidad de estas fuentes de tensión y su bajo nivel de ruido son mejores a las actuales realizaciones de la unidad. Se construyó un instrumento cuya performance es mejor que el patrón que implementa la definición del Sistema Internacional. Esto implica que no sería posible calibrarlo con incertidumbres tan bajas como la dada por la estabilidad del aparato.

La solución que se adoptó internacionalmente consiste en decretar un valor para $2e/h$. De esa forma queda definido una nueva unidad del voltio. No se trata de un simple cambio de escala (como el existente entre la pulgada y el metro). Es realmente una nueva unidad, la cual no corresponde a la estructura del Sistema Internacional. En lo concerniente a magnitudes, sólo depende de la unidad del tiempo (a través de la frecuencia). Esto implica que el valor decretado puede entrar en conflicto con el resto del sistema tornándolo incompatible. Para que esto no ocurra, debe asignarse a esta nueva unidad del voltio una incertidumbre al menos igual a la de los patrones que realizan la unidad.

Este procedimiento ya ha sido empleado con otros patrones en el pasado. La principal ventaja radica en el alto grado de coincidencia de medidas realizadas en distintos laboratorios. Por otra parte, se corre el riesgo que en el futuro se detecten diferencias significativas (incluso mayores a las incertidumbres aceptadas) entre este patrón y los patrones que realizan la unidad, y sea necesario cambiar el valor actual de la constante y por tanto del voltio basado en el efecto Josephson. Esto implica corregir muchas mediciones ya efectuadas, y reajustar muchos instrumentos de medida. De hecho, esto ya pasó varias veces; habiendo ocurrido el último gran cambio en 1990 [6].

En la década de 1980, la mejor determinación de la constante de Josephson en diferentes países difería en valores tan altos como $5 \mu\text{V/V}$ [7]. Esas discrepancias equivalen a unos 5 órdenes de magnitud mayor a la estabilidad del dispositivo. En 1990 se toma la decisión de unificar las constantes [6], adoptando por convención el valor $483\,597.9 \text{ GHz/V}$. Ese cambio significó que prácticamente todos los países debieran cambiar el valor de su voltio patrón. Uno de los menos afectados fue URSS ($4.5 \mu\text{V/V}$) y uno de los mayores ajustes lo debió hacer USA ($9.2 \mu\text{V/V}$). Si bien esta estrategia eliminó la discrepancia entre diferentes países; aún subsiste una diferencia entre el voltio definido a partir del efecto Josephson y el

voltio del Sistema Internacional. Esta diferencia se traduce actualmente en una estimación de incertidumbre de $0.4 \mu\text{V}/\text{V}$.

Para el ohmio existe una situación similar. Un efecto cuántico permite definir el ohmio sobre la base de constantes universales [8]. El dispositivo también usa técnicas de muy bajas temperaturas y es el actual patrón primario en el cual se basan los laboratorios metrológicos nacionales. La resistencia que presenta el dispositivo está dada por la ecuación

$$R_H = (h/e^2)/n \quad (2.2.3)$$

La constante $R_k = h/e^2$ es llamada constante de von Klitzing en honor a su descubridor, y su valor es de 25812.807Ω , de acuerdo al decreto de la convención de 1990. El número entero n usualmente está en el valor 4. La reproducción del ohmio mediante este patrón alcanza niveles de precisión de 10^{-8} e incertidumbre de $0.2 \mu\Omega/\Omega$.

En resumen, los efectos cuánticos introducen una herramienta de muy alta estabilidad y baja dispersión para determinar el voltio y el ohmio; pero el problema consiste en que no sabemos qué valor atribuirles. La situación actual es que todos los países mantienen sus patrones primarios del voltio y el ohmio basados en última instancia en efectos cuánticos, a sabiendas que puede ser posible que se deba corregir su valor en el futuro.

Otra alternativa sería cambiar la unidad de masa, única para la cual se mantiene un artefacto como patrón, eligiendo una nueva unidad basada en efectos cuánticos. Esto derivaría, en última instancia, en el cambio de la unidad de masa para permitir mantener los valores de las unidades cuánticas eléctricas.

En cuanto al vatio, está definido dentro del sistema SI como una unidad derivada, basada exclusivamente en unidades básicas mecánicas. Pero dentro de la situación descrita, los patrones primarios del vatio usados en el área eléctrica son diferentes. A partir del voltio y del ohmio definidos por efectos cuánticos, se define el vatio como la potencia que disipa un resistor de 1Ω a través del cual existe una caída de tensión de 1 V . Obviamente esto conduce a discrepancias entre el vatio del sistema SI y el vatio eléctrico. En el caso del voltio y del ohmio, esas diferencias afectan fundamentalmente al área eléctrica, pero en el caso del vatio existe una fuerte interacción con las áreas mecánica y térmica. De todos

modos, la tecnología actual soporta esas discrepancias, lo cual se traduce en la curiosa situación que dentro del área eléctrica es posible medir mejor que con los límites impuestos por los patrones que realizan las unidades. Este sistema, totalmente diferente al SI, atribuye al voltio y al ohmio las características de unidades básicas y al amperio la de unidad derivada. El amperio queda definido como la corriente que atravesando un resistor de 1 ohmio produce una caída de tensión de 1 voltio.

Por lo tanto, el sistema de medida de potencia objeto de esta tesis basará su trazabilidad a patrones cuánticos del voltio y el ohmio.

2.3 Conversión alterna-continua

El análisis anterior comprende magnitudes sólo de corriente continua. En lo relativo a magnitudes de corriente alterna, las definiciones están basadas en efectos térmicos. Se define el valor medio cuadrático (rms) de una corriente periódica, como el valor de una corriente continua que produce la misma disipación de calor sobre un resistor que la primera. En este caso las mayores dificultades están relacionadas con el comportamiento del resistor y la medida de potencia calorífica disipada. Los patrones primarios, actualmente están basados en transferidores térmicos. El resistor es, en algunos casos, un fino hilo metálico y en otros un resistor plano depositado sobre superficies cerámicas [9]. Como sensor de temperatura se utiliza tradicionalmente una termocupla, aunque en los últimos años han surgido conversores con sensores activos basados en dispositivos semiconductores del tipo transistor [10]. La Fig. 2.3.1 muestra un conversor diseñado en el Laboratorio de UTE, basado en un sensor tipo termocupla. Existen conversores AC/DC diseñados tanto para entrada de corriente como de tensión. Varios trabajos estudian las fuentes de errores de estos dispositivos, llegando los mejores a valores de unas pocas partes por millón en el rango de audiofrecuencias. En este campo no existe ningún patrón homologado internacionalmente ni basado en constantes universales. Esto deriva en la existencia de diferentes patrones nacionales con la problemática asociada a las diferencias entre ellos. A esto se agrega la necesidad de mantener un amplio rango de corrientes (10 mA a 10 A), tensiones (10 mV a 1000 V) y frecuencias (10 Hz a 1 MHz); lo cual torna más difícil el problema del mantenimiento de patrones. Los valores de incertidumbres surgen de

intercomparaciones internacionales. Las últimas muestran consistencia del orden de $10 \mu\text{V/V}$ a bajas frecuencias [11], aunque en ciertos puntos en particular se llega al orden de $1 \mu\text{V/V}$. Estos acuerdos, resultado de intercomparaciones, es lo más que se puede lograr internacionalmente.



Fig. 2.3.1 Conversor AC/DC basado en termocuplas construido en el Laboratorio de UTE

2.4 Trazabilidad del ohmio en alterna

El ohmio basado en efectos cuánticos posee una incertidumbre de $0.01 \mu\Omega/\Omega$ (sin tener en cuenta la incertidumbre de los valores de las constantes universales) [12]. Sin embargo, para vatímetros de corriente alterna es necesario caracterizar el comportamiento en corriente alterna de los resistores usados como divisores de tensión y shunts de corriente. Estos presentan efectos parásitos tales como capacidades e inductancias; así como efectos no lineales vinculados con pérdidas dieléctricas y dependencias con la temperatura. Normalmente la trazabilidad se realiza comparando resistores en sistemas de puente [13] contra resistores de alterna patrones. A su vez, estos últimos se comparan contra resistores calculables. Estos son resistores en los cuales es posible calcular, en función de su geometría, los elementos parásitos. En última instancia los patrones primarios de resistores de alterna, se basan en resistores donde el campo electromagnético puede ser determinado a partir de las dimensiones geométricas y del conocimiento del comportamiento eléctrico y magnético de los materiales usados en su construcción.

El método tradicional de calibración requiere que los resistores a comparar sean igualmente estables en todas sus características, tanto de magnitud como de desfase. De lo contrario, los puentes no pueden mantener el punto de equilibrio el cual varía al variar

cualquiera de las características del resistor. Sin embargo, en ciertas aplicaciones (como en el sistema propuesto de medida del factor de potencia) sólo se requiere que el resistor posea estabilidad en lo referente al desfase, pudiendo tener variaciones en el módulo de su valor, ya sea por su estabilidad en el tiempo o por influencia de las variaciones de la temperatura u otras condiciones. Estas variaciones en el módulo no afectan al valor medido de factor de potencia. Esto habilita a usar resistores más simples de construir y más económicos, sin pérdida en la exactitud del sistema.

Por el contrario, los sistemas de comparación de resistores basados en puentes requieren que tanto el módulo como el desfase sean estables durante la medida; aunque la estabilidad del módulo no sea un requisito para el sistema donde el resistor es usado.

Como parte de esta tesis se propone un nuevo método de caracterización del desfase de resistores en alterna, basado en la respuesta al escalón. Este método sustituye los métodos basados en puentes. En el capítulo 4.5 se desarrolla esta teoría. La Fig. 2.4.1 muestra un resistor shunt de 1Ω diseñado y construido en el Laboratorio de UTE, con constante de tiempo de 1 ns, usado como resistor de referencia en ángulo.



Fig. 2.4.1 Resistor patrón en desfase

2.5 Patrones primarios de potencia

De los capítulos anteriores se concluye que, desde el punto de vista técnico, la trazabilidad de los mejores vatímetros de corriente alterna los cuales son el objeto de esta tesis deberá estar basada en el voltio de continua y el ohmio.

Todos los sistemas de medida, analizados en esta tesis, utilizan señales de entrada $i(t)$, $v(t)$ periódicas, de período T . En tal caso, la potencia media está definida por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \quad (2.5.1)$$

Cada sistema propone un método distinto para computar el producto y la integral. Eso conduce a diferentes influencias de las magnitudes tomadas como básicas y distintas incertidumbres totales. Es necesario analizar cada sistema patrón propuesto para determinar sus performances.

Capítulo 3

Estudio y análisis del actual estado del arte

3.1 Introducción

La calibración de vatímetros, al igual que otros instrumentos, se realiza inicialmente comparando el instrumento a calibrar contra otros vatímetros de mayor precisión. Los laboratorios nacionales son quienes mantienen los patrones de referencia en cada país (NIST en USA, PTB en Alemania, INTI en Argentina, INMETRO en Brasil, UTE-LATU en Uruguay). Por tanto, esta cadena termina en los laboratorios metrológicos nacionales. No está definido ningún vatímetro en particular como patrón internacional. Sin embargo, la mayoría de los países continua la cadena enviando a calibrar al exterior sus patrones de potencia por ser en su mayoría instrumentos que no pueden ser referidos directamente a los patrones del voltio y el ohmio. Por otro lado, algunos países poseen sistemas de medida de potencia que para su trazabilidad no requieren de comparaciones contra vatímetros mejores. Éstos usan principios de funcionamiento que les permiten establecer la trazabilidad directa a las unidades del voltio y el ohmio. Varios principios han sido propuestos. En las siguientes secciones se discute cada uno de ellos.

3.2 Sistema sumador

3.2.1 Introducción

Las ecuaciones que fundamentan este método de medida de potencia, son conocidas desde hace mucho tiempo [14] y se las ha empleado de diversas formas con el mismo fin. Es más, constituyen el principio de funcionamiento de algunos de los vatímetros más precisos existentes [15 a 19]. En el trabajo [20] se propone un sistema patrón de medida de potencia basado en un sistema sumador cuya precisión descansa exclusivamente en la de un

voltímetro que responde al valor rms, y en la exactitud con que se conoce el valor de una resistencia. La trazabilidad queda determinada por estos dos componentes.

Sin embargo, a diferencia de otros sistemas basados en sumadores, el sistema propuesto facilita enormemente la trazabilidad de las medidas de potencia con respecto a las de tensión y resistencia. Esto es debido a que los integrantes del sistema responsables de las mayores incertidumbres, se pueden calibrar fácilmente por ser externos e independientes. Este sistema integra el actual patrón primario de potencia en Uruguay.

3.2.2 DESCRIPCIÓN DEL MÉTODO

Sean X e Y los valores instantáneos de dos señales funciones del tiempo que se desean multiplicar. El método de medida se basa en las siguientes ecuaciones

$$\langle (X-Y)^2 \rangle = \langle X^2 \rangle + \langle Y^2 \rangle - 2\langle XY \rangle \quad (3.2.1)$$

$$\langle (X+Y)^2 \rangle = \langle X^2 \rangle + \langle Y^2 \rangle + 2\langle XY \rangle \quad (3.2.2)$$

éstas resultan de tomar el valor medio (indicado por los paréntesis $\langle \rangle$), a $(X-Y)^2$ y $(X+Y)^2$. A partir de la ecuación (3.2.3), que define el valor eficaz de X, RMS (X)

$$\text{RMS}^2(X) = \langle X^2 \rangle \quad (3.2.3)$$

y de las ecuaciones (3.2.1) y (3.2.2), se sigue

$$2\langle XY \rangle = \text{RMS}^2(X+Y) - \text{RMS}^2(X) - \text{RMS}^2(Y) \quad (3.2.4)$$

y

$$4\langle XY \rangle = \text{RMS}^2(X+Y) - \text{RMS}^2(X-Y) \quad (3.2.5)$$

En el caso que X e Y sean dos tensiones proporcionales a la tensión v y corriente i de entrada, a través de las constantes $1/A$ y R_{sh}/B , queda

$$X = v/A, \quad Y = R_{sh}i/B \quad (3.2.6)$$

Definiendo L_i como las lecturas del voltímetro para cada caso

$$L_1 = \text{RMS}(X+Y), L_2 = \text{RMS}(X-Y), L_3 = \text{RMS}(X), L_4 = \text{RMS}(Y) \quad (3.2.7)$$

entonces, de la definición de potencia y de las ecuaciones (3.2.6), se llega a

$$\text{Pot} = \langle v_i \rangle = \langle XY \rangle AB / R_{sh} \quad (3.2.8)$$

usando las ecuaciones (3.2.4), (3.2.5), (3.2.7) y (3.2.8), tenemos dos alternativas para calcular la potencia

$$\text{Pot} = (L_1^2 - L_3^2 - L_4^2) AB / (2R_{sh}) \quad (3.2.9)$$

o bien

$$\text{Pot} = (L_1^2 - L_2^2) AB / (4R_{sh}) \quad (3.2.10)$$

El factor de potencia está definido por la ecuación

$$\text{Facpot} = \text{Pot} / [\text{RMS}(v) \text{RMS}(i)] \quad (3.2.11)$$

con (3.2.9) y (3.2.10) se llega también a dos formas de computarlo

$$\text{Facpot} = (L_1^2 - L_3^2 - L_4^2) / (2L_3L_4) \quad (3.2.12)$$

o bien

$$\text{Facpot} = (L_1^2 - L_2^2) / (4L_3L_4) \quad (3.2.13)$$

Es interesante notar que estas dos últimas ecuaciones no dependen de A, B ni R_{sh} . Estas ecuaciones muestran que es posible calcular la potencia, usando sólo sumas, restas y la determinación del valor rms, sobre las señales de entrada. La ventaja de este método reside en que, usando menores recursos, sumas y restas se logran hacer con mayor precisión que la

multiplicación de señales. Vatímetros primarios de este tipo, tales como los desarrollados en los laboratorios nacionales de Alemania (PTB) y Argentina (INTI), realizan la suma y la resta simplemente conectando en serie las señales. En un caso con igual polaridad y en el otro, con polaridad opuesta.

Adicionalmente, es necesario medir el valor rms de las señales, lo cual es un requisito común a todos los sistemas de vatímetros primarios.

La operación de elevación al cuadrado sólo es necesario realizarla sobre el valor final de la lectura del voltímetro y no sobre las señales temporales; lo cual puede ser fácilmente resuelto por una computadora.

3.2.3 Implementación

En lo que sigue, se describe una implementación del sistema, la cual ha sido usada como vatímetro primario del Uruguay. En la Fig. 3.2.1 se muestra el sistema propuesto. La tensión y la corriente, se obtienen a partir de dos fuentes de tensión alterna de gran estabilidad, un amplificador de transconductancia que se conecta a una de las fuentes y un desfasador que permite variar el ángulo entre 0 y 360°.

La corriente i se hace pasar por el resistor shunt R_{sh} , uno por cada rango (0.2, 0.3, 0.5, 1, 2, 3, 5, 10 A). Los valores de sus resistencias son tales que para las corrientes nominales, siempre tienen entre bornes aproximadamente 0.5 V. Estos shunts están diseñados para trabajar en continua y en alterna hasta 100 kHz.

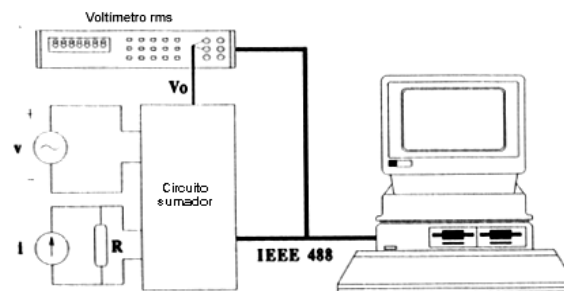


Fig. 3.2.1 Sistema medidor de potencia, basado en un sumador, propuesto

Como voltímetro rms se usan instrumentos basados en transferidores térmicos o voltímetros que muestrean la señal. En ambos casos existen instrumentos comerciales con

incertidumbres por debajo de $50 \mu\text{V}/\text{V}$. Este instrumento se comanda a través del puerto IEEE 488.

Finalmente, tenemos el dispositivo que llamamos sumador. Éste cambia su configuración a través de relés según es comandado por la computadora, vía IEEE 488; y se encarga de presentarle al voltímetro las señales v y R_{shi} de entrada, X e Y proporcionales a éstas, y $X+Y$, $X-Y$. La Fig. 3.2.2 muestra la implementación de este circuito. Los amplificadores operacionales de precisión usados, son de muy alta ganancia ($1.8 \cdot 10^6$), muy bajo ruido ($3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) y bajo offset ($10 \mu\text{V}$). Las resistencias son del tipo metal film, con muy buen comportamiento en alta frecuencia (inductancias $<1 \text{ nH}$ y capacidades parásitas $<1 \text{ pF}$). Los relés tienen resistencias de contacto menores a 0.3Ω . LL_1 permite sumar un valor proporcional a v y LL_2 y LL_3 permiten sumar valores proporcionales a $-R_{shi}$ y R_{shi} . El operacional $OP1$ actúa como buffer evitando la influencia de la variación de las resistencias de contacto de LL_2 y LL_3 . Con LL_1 esto no es necesario ya que su resistencia es despreciable frente al valor de R_1 . El resto de las llaves permiten medir directamente las señales de entrada v y R_{shi} .

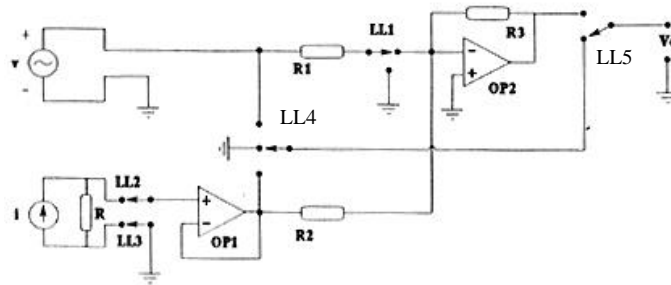


Fig. 3.2.2. Implementación del sistema sumador propuesto

El programa de la computadora controla la secuencia en que el voltímetro envía las lecturas, y realiza los cálculos descritos previamente. Primero, y luego del calentamiento necesario para alcanzar el equilibrio térmico, se calculan los coeficientes A y B (con las ecuaciones (3.2.6)). Para esto se conecta el relé LL_4 (el cual selecciona entre la tensión v o la salida de $OP1$) a su posición superior, y los relés LL_2 y LL_3 a su posición inferior, quedando la entrada del operacional $OP1$ unida a tierra. De esta forma, la salida del amplificador $OP1$ es nula. En la entrada inferior del relé LL_5 (relé conectado directamente a

la salida del dispositivo) se tiene la tensión v , y en la posición superior, la tensión X . La constante A se obtiene como el cociente de los valores rms de v y X . La constante B se determina en similar forma. En este último caso se conecta el relé LL4 a su posición inferior, el relé LL1 en su posición de tierra (inferior) y los relés LL2 y LL3 en la posición en la cual conectan la tensión sobre el resistor R a OP1. Por tanto, las tensiones presentes en el relé LL5 serán la tensión Y (posición superior) y la tensión $Rsh.i$ en la posición inferior. El amplificador OP1 actúa como seguidor de tensión, siendo su ganancia nominal igual a uno. La diferencia entre el comportamiento real y la ganancia unitaria es estudiada en la próxima sección.

Con los valores calculados de A y B y la ecuación (3.2.9) o (3.2.10), se calcula la potencia. Para obtener el valor rms correspondiente a la suma (L_1), los relés se conectan de la siguiente forma:

LL1: posición superior

LL2 y LL3: conexión directa

LL4: posición media

LL5: posición superior

Para obtener la resta (L_2) se cambia de posición los relés LL2 y LL3, pasando a conexión invertida. Las lecturas correspondientes a L_3 y L_4 de las tensiones X e Y , se obtienen usando la configuración de relés correspondiente a la suma, pero anulando una de las entradas. Para X , se anula la entrada de corriente llevando los relés LL2 y LL3 a tierra, y para obtener la tensión Y , se lleva el relé LL1 a su posición inferior (tierra).

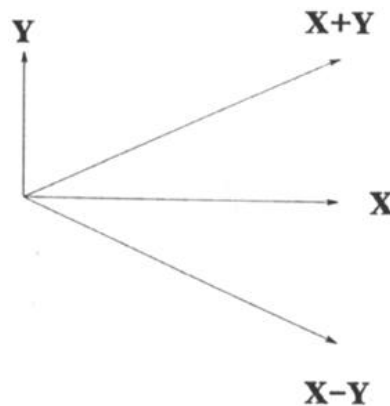


Fig. 3.2.3 Diagrama fasorial correspondiente a factor de potencia nulo

El factor de potencia se calcula a partir de la ecuación (3.2.12) o (3.2.13); controlándose los relés de forma de obtener las lecturas necesarias.

Cuando se realizan medidas con ondas sinusoidales y factor de potencia cercano a cero, es preferible usar la ecuación (3.2.10) en lugar de la ecuación (3.2.9), para el cálculo de la potencia. Para distinguir las variables fasoriales de régimen sinusoidal, en lo que sigue se emplea letras mayúsculas en negrita. El usar la (3.2.10) reduce la influencia del error propio del voltímetro. Esto se deriva del hecho que las tensiones X e Y (proporcionales a v e i) están en cuadratura cuando se trabaja con factores de potencia nulo. El diagrama de la Fig. 3.2.3 representa los fasores correspondientes \mathbf{X} e \mathbf{Y} . Por estar en cuadratura, los vectores $\mathbf{X}+\mathbf{Y}$ y $\mathbf{X}-\mathbf{Y}$ tienen aproximadamente el mismo módulo, por lo cual el voltímetro mide en ambos casos valores similares. Se usa la misma escala y las dos lecturas están en puntos similares de la escala. Por lo tanto, el error del voltímetro en ese punto de trabajo afecta por igual a L_1 y L_2 . La ecuación (3.2.10) evalúa la potencia a partir de $L_1^2-L_2^2$, por lo que el error del voltímetro tiende a cancelarse en dicha resta. Éste se reduce si la medida se acerca a potencia nula.

El cómputo de A y B funciona como una autocalibración del sistema sumador, que puede realizarse cada vez que se considere necesario; por ejemplo, luego de cambios en los valores de la corriente o la tensión a medir.

Del circuito de la Fig. 3.2.2 se sigue

$$A = R_1/R_3 \quad (3.2.14)$$

$$B = R_2/R_3 \quad (3.2.15)$$

Lo que se realiza durante la autocalibración es calcular el verdadero valor de estas relaciones de resistencias, midiendo directamente la relación entre las tensiones de entrada y salida del circuito sumador. La configuración de los relés apropiada es comandada por la computadora.

3.2.4 Análisis de las fuentes de errores

Los errores se entienden relativos a la potencia aparente. Ésta es la definición comúnmente usada cuando se trata de cuantificar el error de un vatímetro en todo el rango de variación del factor de potencia. Una primera fuente de error proviene de variaciones en la tensión y en la corriente durante el tiempo necesario para una medida. Estas fluctuaciones si bien son muy pequeñas para las fuentes usadas, igual provocan una variación de la lectura de potencia. Ésta es menor a $5 \mu\text{W}/\text{W}$ realizando un promedio móvil sobre las últimas tres lecturas y tomando unas 30 lecturas por punto. La deriva es menor a $10 \mu\text{W}/\text{W}$ en 48 h.

El error propio del voltímetro es la segunda fuente de error. Se han usado voltímetros FLUKE 8606 A y HP 3458 A. En el primero, el error básico es de $120 \mu\text{V}/\text{V}$. Sin embargo, baja a $25 \mu\text{V}/\text{V}$ dentro de las 24 h siguientes a la calibración. Por otro lado, se determinó que su error por linealidad es menor a $10 \mu\text{V}/\text{V}$ de fondo de escala, dentro de la zona de trabajo de cada rango.

Para el HP, su manual especifica errores de $100 \mu\text{V}/\text{V}$. Sin embargo, usando un programa de cálculo externo [21] es posible reducirlo a unas $10 \mu\text{V}/\text{V}$, siempre que las formas de ondas sean prácticamente sinusoidales y la frecuencia cercana a la de la red. La linealidad es importante para minimizar el error en el cálculo de los coeficientes A y B.

A partir de las ecuaciones (3.2.9) y (3.2.10) se deduce el error que resulta de utilizar cada una de ellas para calcular la potencia. Usamos la hipótesis que L_3 es aproximadamente igual a L_4 , lo cual está fijado así por el diseño de los resistores de escala (de tensión y de corriente). Llamando e_1 al error relativo del voltímetro cuando mide L_1 , e_2 al error relativo cuando mide L_2 y e_3 cuando mide L_3 o L_4 y suponiendo formas de onda sinusoidales, se obtienen para cada uno de los dos métodos las siguientes expresiones para el error relativo referido a la potencia aparente. En el apéndice A se detalla el desarrollo.

$$\text{Error} = 2(e_1 - e_3) + 2e_1 \cdot \text{Facpot} \quad (3.2.16)$$

$$\text{Error} = e_1 - e_2 + (e_1 + e_2) \cdot \text{Facpot} \quad (3.2.17)$$

Si la medida se realiza con factores de potencia cercanos a uno, la ecuación (3.2.16) da errores mayores o iguales a la (3.2.17). Por lo tanto, es preferible la última. Para ambos

métodos, el error relativo a la potencia aparente será al menos el doble del error propio del voltímetro.

Si la medida se realiza con factores de potencia cercanos a cero, también la ecuación (3.2.17) es preferible. Como se ha mencionado antes, en esta situación conviene usar las ecuaciones (3.2.10) y (3.2.13). En este caso, L_1 y L_2 son aproximadamente iguales y lo mismo sucederá con e_1 y e_2 independientemente de los errores de linealidad. De (3.2.17) se sigue que el error será menor al error del voltímetro (referido a fondo de escala).

Otras fuentes de error provienen de los valores asignados al resistor shunt R_{sh} y a los coeficientes A y B. El primero es posible calibrarlo con una incertidumbre menor a $10 \mu\Omega/\Omega$, y los coeficientes tienen incertidumbres del orden de 15 ppm.

Es interesante notar que en la medida de factor de potencia [ver ecuaciones (3.2.12) y (3.2.13)], A, B y R_{sh} desaparecen como fuentes de error (salvo el desfasaje del resistor R_{sh}).

La última fuente de error considerada proviene de los elementos parásitos del circuito. Estos introducen pequeños desfasajes a las señales de entrada, que se hacen notar en un aumento del error cuando se miden bajos factores de potencia. La mejor manera de determinar la influencia de estos elementos es realizar una medida en condiciones de potencia nula, es decir, con tensión y corriente en cuadratura. En estas condiciones la lectura obtenida, si es distinta de cero, es el error debido a los desfasajes. Para compensar este error se agrega un pequeño capacitor en paralelo con R_2 . Su valor se ajusta para que la potencia que mide el sistema sea cero cuando la corriente y tensión están en cuadratura. Una estimación del valor de dicho capacitor puede hacerse basada en el desfasaje introducido por los resistores de escala y los circuitos electrónicos.

3.2.5 Resultados

La Fig. 3.2.4 muestra una foto del equipo sumador desarrollado. El resistor shunt se conecta externamente a los bornes de entrada de corriente. El voltímetro se conecta a bornes traseros al igual que la computadora. El dispositivo fue ensayado en el PTB (Physikalisch-Technische Bundesanstalt) de Alemania. Se realizó un gran número de medidas utilizando voltímetros de distintos fabricantes. Los resultados fueron corregidos teniendo en cuenta los errores de los instrumentos utilizados.

Se ajustó el capacitor mencionado previamente, corrigiendo un desfase total de 30 μrad . Según estimaciones teóricas, 10 μrad son debidos al operacional que actúa como seguidor y 10 μrad son producidos por el resistor de entrada de la rama de tensión. Los restantes 10 μrad no pudieron ser atribuidos a ninguna causa específica. Las diferencias con respecto al patrón PTB (también basado en un sumador) no superaron las 30 $\mu\text{W/W}$, en todo el rango de variación del factor de potencia. Este valor está cubierto por el cálculo de incertidumbres tomando en cuenta el voltímetro y el resistor shunt. Debe resaltarse que el objetivo de este ensayo no fue calibrar el dispositivo (que sólo requiere patrones de continua) sino corroborar que el análisis teórico de fuentes de errores fue completo.



Fig. 3.2.4 Foto del equipo sumador desarrollado

Dentro de las ventajas de este método se destaca el buen comportamiento frente a ondas distorsionadas. Efectivamente, si las señales de tensión y corriente no son sinusoidales, el método funciona adecuadamente; en la medida que el circuito sumador responda a las frecuencias de los armónicos y que el voltímetro posea un ancho de banda adecuado. La teoría del método muestra que el cálculo de la potencia, dado por las ecuaciones (3.2.9, 3.2.10) y el factor de potencia (3.2.12, 3.2.13) no dependen de la forma de onda de las señales de entrada.

3.3 Puente resistencia-capacidad

Algunos laboratorios nacionales desarrollaron patrones de potencia basados en un esquema de puente resistivo-capacitivo [22]. El principio de funcionamiento está mostrado en la Fig. 3.3.1. El puente sólo funciona con ondas sinusoidales, por lo que en el siguiente análisis las variables son fasores (indicados por letras mayúsculas en negrita). Los

componentes básicos son el resistor R , el capacitor C y el comparador de corriente. Este último dispositivo es un transformador de corriente el cual detecta la condición de suma cero de las tres corrientes que le son aplicadas (I , I_1 e I_2). La salida de dicho transformador se envía al detector, el cual muestra el valor de dicha suma. Estas tres corrientes son las siguientes. Una corriente proporcional a la tensión según la constante real $1/R$ ($I_1=V/R$), otra también proporcional a la tensión, pero con constante imaginaria pura $j\omega C$ ($I_2=jV\omega C$), y finalmente la corriente de entrada del vatímetro I .

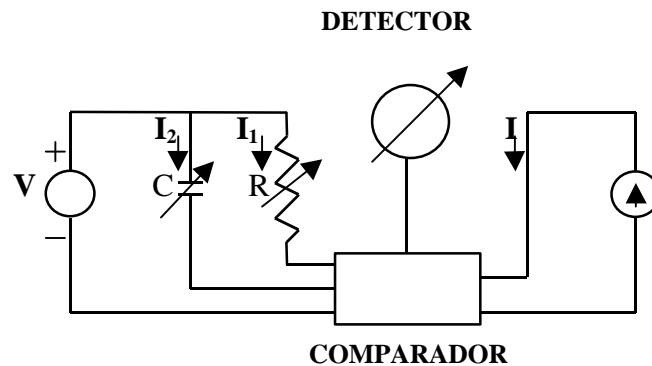


Fig. 3.3.1 Principio de funcionamiento del puente resistivo-capacitivo

En estas condiciones, la condición de equilibrio es

$$I_1 + I_2 + I = 0 \quad (3.3.1)$$

o sea

$$V/R + jV\omega C + I = 0 \quad (3.3.2)$$

por lo cual

$$V(1/R + j\omega C) = -I \quad (3.3.3)$$

El ajuste del puente se realiza variando R y C hasta lograr salida nula en el detector de cero del comparador de corrientes. Tomando el fasor V como origen de ángulos, la variación de los valores de R y C puede ajustar diferentes ángulos de I , entre 0° y 90° . El ángulo 0

corresponde al ajuste de $C=0$, mientras que el ángulo de 90° corresponde a $R=\infty$. Para poder equilibrar el puente para cualquier otro desfase entre tensión y corriente, comprendido entre 90° y 360° , se invierte la polaridad de la tensión aplicada al resistor o al capacitor, o a ambos; mediante circuitos adicionales apropiados. Por simplicidad, esta facilidad no está incluida en el diagrama.

Dado que la potencia vale $\text{Re}(\mathbf{VI}^*)$, usando (3.3.3) queda

$$P = \frac{|V|^2}{R} \quad (3.3.4)$$

Si bien en esta última ecuación no aparecen C ni w explícitamente, debe tenerse en cuenta que sí intervienen en la ecuación del equilibrio. No es necesario conocer sus valores, pero un falso equilibrio conduciría a valores errados de P .

Todo el análisis anterior está basado en ondas sinusoidales. Si la tensión y corriente fueran distorsionadas, es posible que no pudiera lograrse el equilibrio, para ninguna pareja de valores R, C . Esto es así, pues las condiciones de equilibrio varían con la frecuencia y el desfase entre armónicos. Dado que sólo se dispone de 2 coeficientes de ajuste, no se puede lograr una suma cero para todos los componentes armónicos. Es más, la rama capacitiva aumenta el contenido armónico de la fuente de tensión que se deriva al detector, pues su reactancia disminuye con la frecuencia. Es por esto que el detector se diseña de forma de eliminar estas influencias. En los diversos trabajos en que se muestran vatímetros de este tipo, el detector es del tipo sintonizado a la frecuencia fundamental. De esta forma, sólo se equilibran las componentes fundamentales, generándose ciertos errores debidos a la potencia generada por los componentes armónicos. Una cota del error por este efecto puede obtenerse [31], para ondas de tensión y corriente de baja distorsión, a partir de la distorsión armónica de cada una como $(D_i^2 + D_v^2)/2$. Esto es, la distorsión debe ser menor al 0.1% para reducir esta fuente de error a menos de 1 ppm. En cuanto al capacitor C , no es necesario conocer su valor, pero sí su ángulo de pérdidas. En mediciones a factor de potencia nulo, el valor de R debería ser infinito. Sin embargo, si el capacitor tiene un cierto ángulo de pérdidas, el punto de equilibrio del puente queda modificado por ese ángulo. Éste aparece directamente como error. Es necesario mantener dicho ángulo reducido a un mínimo y medirlo con incertidumbres del orden de 1 μrad , para errores menores a 1 ppm.

Esto no es simple, por la alta precisión requerida y por las variaciones que en general tiene el ángulo de pérdidas con la temperatura y otras influencias ambientales.

Por otro lado, la frecuencia debe mantenerse constante en muy alto grado para que se mantenga el equilibrio. Esto aumenta las dificultades de realización de este dispositivo. Problemas adicionales surgen del requerimiento de variar tanto la rama resistiva como la capacitiva, para cada ajuste.

Al igual que en sistemas basados en sumadores, debe medirse la tensión de entrada con convertidores AC/DC o sistemas equivalentes, y estudiarse el comportamiento de los resistores shunt y divisores de tensión. También, estos resistores deben poseer muy buen comportamiento tanto en magnitud como en desfase.

En resumen, para lograr bajas incertidumbres, este sistema requiere dispositivos complejos, de difícil trazabilidad y alto costo. Las mejores incertidumbres declaradas están en el orden de $10 \mu\text{W}/\text{W}$ [23].

3.4 Sistema basado en digitalizadores

Un método de medida de potencia directamente trazable a patrones de tensión DC y resistencia, alternativo a los anteriores, consiste en la digitalización de las señales de tensión y corriente, y su procesamiento de acuerdo a algoritmos adecuados. Es un método que se ha explorado desde hace unas décadas [24], y recientemente con la aparición de convertidores A/D modernos se torna competitivo en precisión.

La potencia $p(t)$ está definida por (2.5.1). Los vatímetros por muestreo calculan el valor medio de la potencia mediante una integración numérica. La tensión y la corriente se muestrean simultáneamente, convirtiéndolas a valores digitales. Mediante una computadora se calcula su producto y, por tanto, la potencia instantánea. La potencia media P se computa promediando una serie de muestras de potencia instantánea. Denotando como $v(t_k)$ e $i(t_k)$ los valores muestreados en el tiempo t_k de las señales $i(t)$ y $v(t)$ periódicas de período T , un estimador W de la potencia media es

$$W = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} v(t_k) i(t_k) \quad (3.4.1)$$

donde n es el número de muestras usadas para el promedio.

Una de las fuentes de error proviene de truncar el muestreo en tiempos que no coinciden con un número exacto de períodos de las ondas. Este error disminuye al aumentar la cantidad de ciclos N computados de la señal a medir; sin embargo, si el truncamiento es aleatorio es necesario un valor grande de ciclos para reducir el error a cotas aceptables. Para llegar a errores menores a $10 \mu\text{W}/\text{W}$ del valor de la potencia aparente, sería necesario promediar durante unos 500 s, para frecuencia de 50 Hz. Esto es así, pues el máximo error en potencia derivado del truncamiento se comete al truncar alrededor de la octava parte de un ciclo [25]; siendo el valor del error aproximadamente $1/(4N)$. En 500 s, N vale aproximadamente 25 000 (a frecuencia industrial de 50 Hz), y una cuarta parte de $1/N$ implica errores del orden de $10 \mu\text{W}/\text{W}$.

Para disminuir este tiempo se han propuesto soluciones basadas en muestreo sincrónico. Las muestras son tomadas a una frecuencia sincrónica con la señal, de manera de poder ajustar el tiempo de muestreo a un número entero de períodos de las señales a medir. El tiempo total de medida es reducido, pero aparecen otros problemas. Dado que las frecuencias de muestreo y de la señal están correlacionadas, el promediar varias medidas no disminuye la incertidumbre. En todas las medidas las muestras están tomadas en los mismos momentos relativos. Estos sistemas pueden contener fuentes de errores sistemáticos difíciles de encontrar por no poderse aplicar medios estadísticos. En cambio, el muestreo asíncrono baja el error por este problema, a medida que se aumenta la cantidad de medidas realizadas y permite cuantificar el mismo.

En [26] se analiza una solución intermedia. Se usa una frecuencia de muestreo no sincronizada con la de la señal, pero se elige el valor de n lo más cercano a un número entero de ciclos. Al truncar la señal, la diferencia entre el tiempo total de muestreo y el correspondiente a un número entero de ciclos será menor o igual al período de la onda de muestreo. Dado que la frecuencia de muestreo es mucho mayor a la frecuencia de la señal, el tiempo necesario de cada medida para lograr bajos errores disminuye en dicha proporción. En este caso, el error máximo vale $1/n$. En el trabajo citado, la frecuencia de muestreo es de 4 kHz. Entonces, para señales de 50 Hz bastan 25 s para limitar este error a menos de $10 \mu\text{W}/\text{W}$.

Una segunda fuente de error proviene de la cuantificación del valor de la señal. Ésta está relacionada con la cantidad efectiva de bits del conversor A/D y sus errores dinámicos y de linealidad. Es posible estimar los errores por este concepto, los cuales también dependen de si existe correlación o no entre las señales a medir y la señal usada para el muestreo.

El cálculo de incertidumbres de estos sistemas es complejo por la caracterización de los conversores A/D. No basta con calibrarlos para corriente continua, sino que debe analizarse su comportamiento dinámico, lo cual dificulta considerablemente la trazabilidad a patrones de tensión continua y resistencia. Existen trabajos sobre sistemas basados en este principio, trazables a patrones de continua, que para frecuencia industrial muestran incertidumbres de $50 \mu\text{W}/\text{W}$ [27].

3.5 Otros sistemas

Vatímetros basados en otros sistemas, que logran muy alta exactitud y estabilidad, han sido propuestos. Uno de estos sistemas es el llamado TDM (Time Division Multiplier). La idea básica es lograr un multiplicador generando una onda rectangular cuya amplitud sea proporcional a una de las señales de entrada, y cuya duración sea proporcional a la otra señal de entrada. El área es fácilmente medible, usando un filtro pasabajos que deje pasar sólo la componente continua. Para ondas sinusoidales basta que dicha onda rectangular se genere a frecuencias mucho más altas a las señales a medir. En cada tramo, las señales de entrada pueden considerarse constantes. Muchos trabajos calculan los errores cometidos por este sistema [28]. Es posible llegar a precisiones mejores a $10 \mu\text{W}/\text{W}$, pero como contrapartida, en este sistema es dificultoso lograr la trazabilidad directa a patrones de continua. Esto es debido a la gran cantidad de componentes electrónicos que influyen en el error. Los vatímetros basados en este principio son calibrados contra otros vatímetros trazables directamente. Por otro lado, por su pequeño tamaño, es frecuente el uso como elementos transferidores en intercomparaciones.

Capítulo 4

Nuevo sistema de medida propuesto

4.1 Introducción

Tradicionalmente, como sistema patrón primario del factor de potencia se usa un conjunto formado por un voltímetro, un amperímetro y un vatímetro. El valor del factor de potencia real PF_a está definido según IEC [29] por

$$PF_a = \frac{P}{V_{rms}I_{rms}} \quad (4.1.1)$$

donde P es la potencia activa, V_{rms} e I_{rms} los valores eficaces de la tensión y la corriente. Una de las aplicaciones más frecuentes de este parámetro, es como evaluador del aprovechamiento de las redes eléctricas de potencia. Con ondas sinusoidales, coincide con el coseno del ángulo entre la tensión y la corriente. Esta definición es aplicable a circuitos monofásicos aun con ondas distorsionadas. En [30] se discuten otras definiciones propuestas, que si bien coinciden cuando las ondas son sinusoidales, difieren frente a ondas distorsionadas. Sin embargo, se muestra en ese trabajo las ventajas de la definición (4.1.1) y, por tanto, la conveniencia de mantenerla en el campo de trabajo citado.

Por otro lado, existen sistemas de medida del factor de potencia en forma directa. Éstos están basados en instrumentos electromecánicos o electrónicos con detección de los cruces por cero de las ondas. Estos últimos miden el ángulo entre la tensión y la corriente y calculan el coseno del mismo. En general, no son de alta precisión. La distorsión en las ondas de corriente y de tensión los afecta en forma significativa. Por este motivo no se han desarrollado medidores patrones basados en estos principios.

Sin embargo, en esta tesis se propone un nuevo método original aplicable a medidores electrónicos del factor de potencia, basado en la medición del tiempo entre cruces por cero de las ondas. Este método disminuye la influencia de la distorsión y permite mediciones con muy bajos errores, aun con ondas distorsionadas.

El desarrollo de un equipo de medida directa del PF permite su uso como vatímetro de

alta precisión, si se utiliza junto con un voltímetro y un amperímetro (o en lugar de este último instrumento, un resistor shunt). Esta técnica invierte el problema en la medición del factor de potencia, a partir de la medida de la tensión, la corriente y la potencia. El sistema propuesto asigna el papel de unidad básica al PF, y agregando la medida de la tensión y la corriente, permite medir la potencia. Este método no requiere de ningún dispositivo que multiplique tensión por corriente, causa fundamental de los errores de vatímetros convencionales. Todo el sistema basa su precisión en la del voltímetro y un resistor (necesario para la medida de la corriente). De todas formas, estos dos elementos primarios son imprescindibles, cualquiera sea el tipo de vatímetro, según lo visto en el capítulo 2.5.

4.2 Aportes originales

La Fig. 4.2.1 muestra un diagrama esquemático del sistema propuesto. La tensión y corriente de entrada son acondicionadas mediante los bloques: Transductor de tensión y corriente y enviadas al bloque Medidor de fase. Éste computa el factor de potencia mediante un Contador Universal que mide la relación de tiempos entre el desfasaje de las ondas y el período de ellas. Un voltímetro de alta precisión mide los valores rms de la tensión y corriente, necesarios para el cálculo de la potencia. En cada bloque se detallan los trabajos originales publicados, que sustentan esta tesis. Estos se discuten en detalle en los capítulos correspondientes. Igualmente, en lo que sigue se describe resumidamente los aportes originales de cada uno, relacionado con cada bloque.

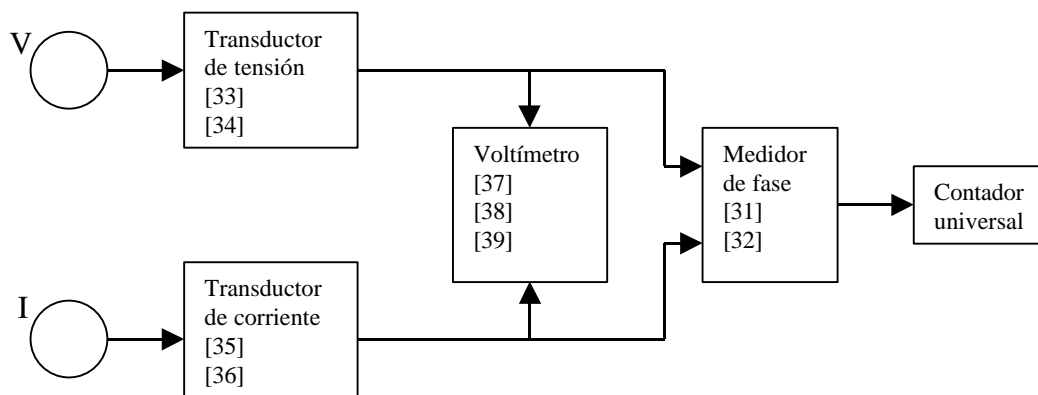


Fig. 4.2.1 Diagrama esquemático del nuevo sistema patrón de medida de potencia basado en un medidor de alta precisión del factor de potencia

4.2.1 Transductor de tensión

Transformadores de tensión y divisores resistivos se utilizan como elementos de escala que adaptan las tensiones de entrada (hasta más de 200 V) a las bajas tensiones que requieren los circuitos electrónicos (0.5 V). Ambos sistemas han sido desarrollados en los trabajos [33] al [36].

En [33] se propone un método original para incrementar la precisión de transformadores de tensión, usando un circuito electrónico auxiliar. Este método está basado en la generación de una tensión de compensación que se suma a la tensión de salida; computada a partir del comportamiento del modelo matemático del transformador. Esta compensación es efectiva en amplitud y fase, e independiente del régimen de carga y de la tensión de uso. Requiere del modelado experimental previo del transformador. En este trabajo se muestran resultados experimentales en los que el método logra reducciones del orden de 100 veces en los errores originales del transformador, tanto en amplitud como en fase.

En [34] se muestra un nuevo método para incrementar la precisión de divisores inductivos. Estos dispositivos son similares a transformadores de medida de tensión, pero poseen relación variable entre 0 y 1. El método anteriormente propuesto para transformadores de medida no es aplicable, dado que el modelo del componente varía al variar el ajuste de la relación. En este caso, se propone un nuevo sistema basado en la reducción de la corriente magnetizante. Se utiliza un sistema de control que sensa dicha corriente y genera un flujo magnético auxiliar que tiende a disminuirla. En la corroboración experimental se logran errores inferiores a $5 \mu\text{V/V}$.

En [35] se presenta un nuevo método para evaluar la performance de divisores resistivos de baja tensión y resistores shunt, al variar la frecuencia de trabajo. La metodología actual está basada en el uso de puentes de comparación requiriéndose, por tanto, divisores patrones. Sin embargo, dado que los divisores no materializan ninguna magnitud física (la relación es independiente del sistema de unidades), desde el punto de vista teórico no es necesario el uso de patrones. Se propone en este trabajo un método original para realizar dicha medida, basado en la respuesta al escalón. Se describe el método, se proponen

algoritmos para el cálculo de la incertidumbre en la medida y se muestran aplicaciones experimentales. Este método es aplicable también a resistores shunt de medida de corriente.

En [36] se propone un novedoso generador de escalones, que logra tiempos de establecimiento menores a 1 ns. Estos cortos tiempos son necesarios en la caracterización de los divisores, al usar el método descrito anteriormente.

4.2.2 Transductores de corriente

La medida de la corriente se realiza mediante un resistor shunt, convirtiendo de esta forma dicha magnitud en una tensión de valor adecuado para los circuitos electrónicos. Los trabajos [35 y 36] han sido aplicados para la medida de estos resistores. El sistema mejora con el uso de transformadores de corriente. Para esto se propone un nuevo método para reducir los errores de transformadores de medida de corriente mediante un sistema que reduce la corriente magnetizante, principal causa de error a bajas frecuencias. El sistema utiliza el modelado del transformador a compensar, y a diferencia de los sistemas propuestos hasta el momento, no requiere de ningún arrollado ni núcleo auxiliar. Por esto, tiene la ventaja que es posible aplicarlo a transformadores y pinzas de corriente convencionales ya construidos.

4.2.3 Medidor de fase

En [31] se analizan los errores que afectan a los distintos tipos de medidores de factor de potencia, por efecto de distorsión en las señales. Se concluye que los modernos sistemas electrónicos, propuestos hasta el presente, tienen muy grandes errores aun con señales con baja distorsión (1%). Se propone un nuevo método que reduce dicha influencia en más de 100 veces. Se muestran corroboraciones experimentales, con ondas altamente distorsionadas (20%).

En [32] se propone un método original para la medida de la potencia eléctrica, basado en la medición del factor de potencia, la tensión y la corriente. Este sistema no ha sido usado

hasta el momento como patrón de alta precisión por los altos errores asociados al medidor de factor de potencia. Se propone un nuevo sistema, desarrollado a partir del trabajo citado anteriormente, que logra incertidumbres en el orden de $10 \mu\text{W}/\text{W}$; valores nunca antes alcanzados con sistemas de este tipo. Precisiones como la citada están en los niveles de los mejores patrones nacionales existentes. La ventaja de este método, frente a los usados actualmente, consiste en la facilidad de implementación y de trazabilidad a los patrones del voltio y el ohmio; y en sus posibilidades de futuro.

4.2.4 Voltímetro rms

Se explora la posibilidad de uso de termistores para el diseño de transferidores AC/DC. Los transferidores de mayor precisión están basados actualmente en termocuplas asociadas a un fino alambre resistivo. Sin embargo, presentan grandes dificultades de fabricación y son muy delicados respecto a sobrecargas y robustez. Los termistores asociados a resistores de mayor masa tienen grandes ventajas, relacionadas con menores efectos secundarios (Thomson, Peltier), mayor variación con la temperatura, robustez y soporte de sobrecargas. El trabajo evalúa los errores que se obtienen con dispositivos de este tipo, comparándolos con transferidores convencionales. Este trabajo está basado en trabajos previos sobre termistores, ya publicados, los que se describen seguidamente.

En [37] se analizan los diversos modelos matemáticos propuestos para representar la relación resistencia-temperatura en termistores NTC. Frente al modelo más simple de dos parámetros, han sido propuestos en las últimas cinco décadas mejores modelos, de tres parámetros. En este trabajo se investigó dichos modelos, evaluándose sus resultados, contra datos experimentales. Pese a que varios autores aducen mejoras de precisión de 10 veces frente a modelos anteriores, este trabajo muestra que dichas mejoras no sobrepasan el orden de 2 a 3 veces, en el mejor de los casos. Los errores que condujeron a sus autores a esas sobre-valoraciones fueron encontrados en cada uno de los trabajos analizados. En contraposición a lo aceptado actualmente, se concluye que todos los modelos de 3 parámetros propuestos en las últimas décadas son básicamente equivalentes. Se propone el uso de uno de ellos (actualmente poco utilizado) por su simplicidad matemática, lo que

facilita su inclusión en modelos teóricos complejos que incluyan circuitos con componentes activos.

En [38], como continuación del trabajo citado anteriormente, se analiza la influencia de los modelos matemáticos de termistores sobre el diseño de circuitos linealizadores. Como ejemplo, se discute un circuito particular publicado basado en conversores tensión frecuencia. Se muestra que los errores experimentales mostrados en dicho trabajo pueden ser reducidos 10 veces, simplemente cambiando en las ecuaciones de diseño el modelo matemático del termistor. Eso conduce a distintos valores en los componentes del circuito, pero no implica ningún otro cambio. Una corroboración experimental avala el análisis. El circuito fue reproducido, usando el mismo tipo de termistor que el autor utilizó. Sólo los valores de algunos resistores y capacitores fueron cambiados de acuerdo con nuestra propuesta. Los errores bajaron en el orden previsto y las formas de las curvas de error (temperatura-frecuencia) analizadas muestran claramente que eran debidas al pobre modelo matemático usado.

En [39] se investigó sobre una gran cantidad de circuitos electrónicos propuestos para linealizar la característica de los termistores NTC. Diversos circuitos han sido propuestos, pero no se encontró en la literatura ninguna evaluación comparativa de los mismos. Algunos son relativamente simples, pero otros son de complejo diseño y ajuste. Como base de la comparación se usó la performance de circuitos pasivos, que utilizan sólo resistores. Se concluyó que los circuitos pasivos tienen todos un similar índice de calidad; y sorprendentemente un gran porcentaje de circuitos activos publicados no lograban mejores índices. Se propone calificar este tipo de linealizadores, comparando su precisión contra circuitos pasivos.

4.3 Medidor de factor de potencia de alta precisión

4.3.1 Introducción

Los medidores de factor de potencia directos son muy afectados por la distorsión de las ondas. Un análisis, comparando diversos tipos de instrumentos, ha sido presentado por el autor en [31]. Instrumentos electromecánicos basados en bobinas cruzadas muestran, por

su principio teórico de funcionamiento, mejor performace que instrumentos electrónicos. En [40] Millar desarrolla las ecuaciones que rigen el comportamiento de los primeros.

Múltiples trabajos tratan sobre la medición electrónica del desfase entre ondas sinusoidales. En general, están basados en el principio de detectar los cruces por cero de las señales de entrada y medir el tiempo entre cruces. Sobre este principio básico existen varias mejoras. Rudkin [41] propone un método para eliminar la influencia de la componente continua y de los armónicos pares en la medida. Siuzdak [42] estudia el problema del ruido presente en las señales de entrada y cómo esto afecta la detección de los cruces por cero. Una buena discusión de los errores que afectan a este tipo de instrumentos, en particular la distorsión armónica, fue expuesta por Mc. Kinney [43].

4.3.2 Errores debidos a distorsión en las ondas de tensión y corriente

Una de las condiciones usuales de funcionamiento de las redes de potencia es bajo ondas de tensión prácticamente sinusoidal y onda de corriente distorsionada, dado que reglamentos nacionales [44] imponen a las empresas eléctricas límites en la distorsión armónica de la tensión alrededor del 5%. En condiciones de tensión sinusoidal, el factor de potencia real será

$$PF_a = \cos \phi_1 \frac{I_1 / \sqrt{2}}{I_{rms}} \quad (4.3.1)$$

pues la potencia vale $P = \frac{1}{2} V_1 I_1 \cos \phi_1$. De (4.1.1) y (4.3.1) se concluye

$$PF_a = \cos \phi_1 (1 - D^2)^{1/2} \quad (4.3.2)$$

siendo D la distorsión armónica de la corriente, definida por $D = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} (I_n / \sqrt{2})^2}{I_{rms}^2}}$.

Es simple ver que en estas condiciones, los medidores de bobinas cruzadas responden al coseno del ángulo comprendido entre la componente fundamental del desarrollo armónico de la corriente, y la tensión. Por lo tanto, la relación entre el factor de potencia medido por

el instrumento de bobinas cruzadas PF_c y el real será

$$\frac{PF_c}{PF_a} = \frac{1}{(1 - D^2)^{1/2}} \quad (4.3.3)$$

El error (en por uno) E_c , referido a fondo de escala, está dado por $E_c = (PF_c/PF_a - 1)PF_a$. La Fig. 4.3.1 muestra la evolución del error contra la distorsión en corriente D , a $PF_a = 1$. Si D alcanza el 30%, los errores estarán alrededor del 5%. Este resultado se aplica a cualquier otro instrumento que sólo responda a la componente fundamental de la corriente. En cambio, para medidores electrónicos basados en la detección de cruces por cero, el error puede llegar a valores tan altos como el 50% con la misma distorsión en la corriente (tal como se muestra seguidamente).

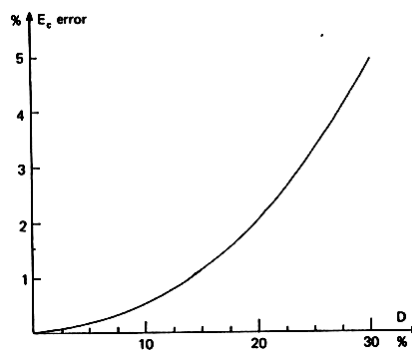


Fig. 4.3.1. Error de medidores de factor de potencia electromecánicos, en función de la distorsión en la corriente. La onda de tensión es sinusoidal.

Pese a lo anterior, los medidores electromecánicos tienen grandes limitaciones tecnológicas para poder lograr instrumentos de este tipo adecuados para usarse como patrones, por lo cual su uso ha sido prácticamente abandonado en el campo de alta precisión.

En lo concerniente a instrumentos electrónicos basados en la detección de cruces por cero, pequeñas distorsiones en las ondas provocan errores muy grandes en el factor de potencia. Para calcular exactamente los errores cometidos por este concepto, debería conocerse la amplitud y ángulo de fase de cada armónico en cada caso. Esta información, en general, no está disponible por lo cual no es posible calcular exactamente estos errores.

Sin embargo, es posible acotar los mismos cuando la distorsión no es muy grande. Multiplicando y dividiendo por $V_1 I_1$ en el segundo miembro de la ecuación (4.1.1), y desarrollando la potencia media como sumatoria de la potencia media de cada uno de los armónico; el factor de potencia real se puede expresar como

$$PF_a = \frac{P_1}{V_1 I_1} \frac{V_1 I_1}{V_{rms} I_{rms}} \left(1 + \sum_2^m \frac{V_n I_n \cos \mathbf{j}_n}{P_1} \right) \quad (4.3.4)$$

donde V_1 e I_1 son las componentes fundamentales de la tensión y la corriente, y P_1 la potencia media debida a dichas componentes. V_n e I_n son las restantes componentes armónicas. El número m es el mayor orden de armónico considerado. El primer factor ($P_1/V_1 I_1$) es igual al coseno del ángulo entre los componentes fundamentales de tensión y corriente ($\cos \mathbf{j}_1$). Este es el único factor que intenta medir el tipo de instrumento que simplemente detecta los cruces por cero, dado que supone ondas sinusoidales. Una cota del error de dicha medida [43], se puede obtener mediante las siguientes consideraciones.

En primer lugar se analizará la influencia de una componente de continua sumada a la onda sinusoidal. Si una de ellas posee cierta componente de continua (V_{dc}) superpuesta a la senoide (valor de pico V_{ac}), aparece un error en la estimación del pasaje por cero de la senoide. La Fig. 4.3.2 muestra este efecto.

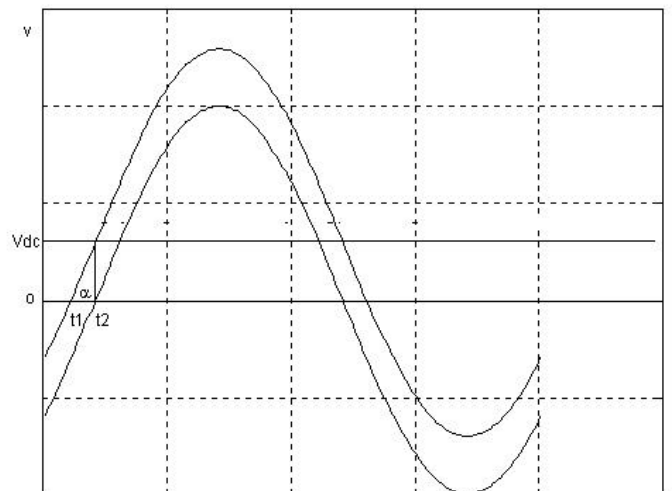


Fig. 4.3.2 Corrimiento del cruce por cero causado por el efecto de la componente continua.

La onda superior es la senoide más el valor de continua, y la inferior la misma senoide

sin componente continua alguna. La diferencia entre los tiempos de cruce por cero, t_2 y t_1 , vale $Dt=t_2-t_1$. Considerando la figura prácticamente triangular, con base en el segmento t_1 , t_2 , y altura V_{dc} , se tiene que $\tan a= V_{dc}/Dt$, pero también es igual a la pendiente de la senoide en el origen, o sea, $V_{ac}2p/T$, siendo T el período de la onda. De estas igualdades surge que el ángulo de error $2pDt/T$ es igual a V_{dc}/V_{ac} .

Si en lugar de una componente continua, la señal superpuesta a la senoide es un componente armónico, se puede hacer un análisis similar suponiendo un peor caso en el cual el máximo de la onda del armónico pasa por el cero de la onda fundamental. Alrededor de este punto, la senoide del armónico se puede aproximar por una recta horizontal, con lo que se derivaría una ecuación similar. En lugar de aparecer V_{dc} , aparecerá V_n . En general, tomando en cuenta todos los armónicos de las ondas de tensión y corriente, quedará la siguiente relación

$$|\Delta j| \leq \sum_{n=2}^m (I_n / I_1) + \sum_{n=2}^m (V_n / V_1) \quad (4.3.5)$$

donde $|\Delta j|$ es el módulo de la diferencia angular, en radianes, entre el ángulo medido por el instrumento y el ángulo j_1 comprendido entre las ondas fundamentales. El error máximo E_I , referido a fondo de escala ($\cos j = 1$), será

$$E_I = \cos(j_1 + \Delta j) - \cos j_1 \quad (4.3.6)$$

La Fig. 4.3.3 muestra la evolución del error relativo $E_I/\cos \phi_1$, para distorsiones armónicas en la corriente del 10% (curva b) y 30% (curva a), y onda de tensión sinusoidal. El error depende del valor del factor de potencia real. Para $Pf \approx 0.5$, los errores relativos pueden llegar hasta un 50%, con distorsión en la corriente del 30%. En el caso que también la onda de tensión fuera distorsionada, se sumaría el error producido por ésta. Si la distorsión fuera del mismo orden que la de corriente, el error total máximo se duplicaría. Aun en aplicaciones de laboratorio, con ondas prácticamente sinusoidales, los errores son excesivos si se considera usar este tipo de instrumento como medidor de factor de potencia patrón. Fuentes de tensión y corriente de laboratorio poseen distorsión armónica del orden del 0.1% [45]. El error E_I , en este caso, podría llegar a 2000 ppm a factor de potencia 0.5.

Por tanto, sólo el error en la medida del primer factor de la ecuación (4.3.4), muestra que este tipo de instrumento, tal como existe hasta el presente, es inaplicable en mediciones de precisión. Sin embargo, en esta tesis se propone un método que filtra las señales de entrada, para reducir sustancialmente la incertidumbre causada por estos errores.

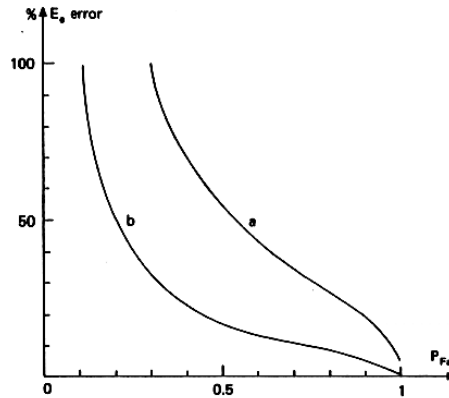


Fig. 4.3.3. Error E_1 , de medidores del factor de potencia basados en detección de cruces por cero, para una distorsión armónica en la corriente del 10% (curva b) y 30% (curva a). La onda de tensión es sinusoidal.

El segundo factor de la ecuación (4.3.4), $V_1 I_1 / (V_{rms} I_{rms})$, es posible calcularlo midiendo los valores rms y las componentes fundamentales de la tensión y de la corriente. Este factor depende únicamente de la distorsión armónica de las ondas (Dv: tensión, Di: corriente). Es fácil ver que

$$V_1 / V_{rms} = (1 - Dv^2)^{1/2} \quad (4.3.7)$$

$$I_1 / I_{rms} = (1 - Di^2)^{1/2} \quad (4.3.8)$$

Si la distorsión es significativa, es necesario medir los valores de esas relaciones (o en su defecto la distorsión de las ondas) e introducir este segundo factor en el cómputo del PF. Sin embargo, en calibraciones de laboratorio con generadores sinusoidales de baja distorsión, este factor puede asumirse igual a uno sin que se cometan grandes errores. Las ecuaciones (4.3.7) y (4.3.8) permiten calcular el error E_2 , referido a fondo de escala, cometido por desestimar este factor (o sea, tomarlo igual a 1). Su valor es

$$E_2 = PFa [1-(1-Dv^2)^{1/2} (1-Di^2)^{1/2}] \quad (4.3.9)$$

Si $Dv=0$ y $Di=0.1$, el error E_2 serán menor al 0.3% alrededor de factor de potencia 0.5. Esto muestra que este segundo factor produce errores mucho menores que el primer factor, a igual distorsión.

El último factor de la ecuación (4.3.4) depende del desarrollo armónico de la tensión y la corriente. Obviamente, si la distorsión en la tensión es nula, este tercer factor es igual a uno. Sólo con distorsiones tanto en la onda de corriente como en la de tensión, su valor difiere de la unidad. Una evaluación del mismo requiere conocer los espectros completos de ambas ondas. En [31] este autor analiza el caso en que el espectro de la onda de tensión está correlacionado con el de corriente, mediante el modelo de la red. Para esto, todo el sistema eléctrico previo al punto de medida de la potencia es sustituido por su equivalente Thévenin de tipo inductivo-resistivo. Se demuestra, en dicho trabajo, que el error cometido E_3 (en por uno) por asumir que el tercer factor vale exactamente uno está dado por la simple ecuación

$$E_3 = r Di^2 \quad (4.3.10)$$

Donde $r=R/(V_{rms}/I_{rms})$ es el valor en por uno de la resistencia del equivalente Thévenin de la red. Es interesante notar que el error no depende de la inductancia de la red. El error es nulo cuando la tensión es sinusoidal, o cuando $r=0$. En este último caso, la tensión puede ser distorsionada por efecto de la inductancia de Thévenin. Este error (en las condiciones estudiadas) es siempre mayor o igual a cero. Para un determinado valor de r , el error depende exclusivamente de la distorsión Di , cualquiera sea la forma de onda. Para $r=0.03$ (valor usual en redes de distribución) este error es inferior a 0.003, para valores de distorsiones en la corriente del 30%. Esto es, el error E_3 es menor a 0.3% aun con ondas de corriente con distorsión del 30%.

En casos en que las distorsiones de las ondas no están correlacionadas, tal como sucede en calibraciones de laboratorio, aún es posible acotar el error E_3 . Dicho error, referido a fondo de escala, vale aproximadamente

$$E_3 = \sum_2^m \frac{V_n I_n \cos \mathbf{j}_n}{V_{rms} I_{rms}} \quad (4.3.11)$$

Se asumió que $V_1 I_1 = V_{rms} I_{rms}$, lo cual constituye un error de segundo orden. El valor de E_3 se puede acotar observando que

$$2 \frac{V_n I_n}{V_{rms} I_{rms}} = \left(\frac{I_n}{I_{rms}} \right)^2 + \left(\frac{V_n}{V_{rms}} \right)^2 - \left(\frac{I_n}{I_{rms}} - \frac{V_n}{V_{rms}} \right)^2 \quad (4.3.12)$$

por lo tanto

$$\frac{V_n I_n}{V_{rms} I_{rms}} \leq \frac{1}{2} \left[\left(\frac{I_n}{I_{rms}} \right)^2 + \left(\frac{V_n}{V_{rms}} \right)^2 \right] \quad (4.3.13)$$

usando (4.3.11) y (4.3.13) se concluye

$$|E_3| \leq \frac{1}{2} (D_v^2 + D_i^2) \quad (4.3.14)$$

Esta ecuación da una cota del error producido por la desestimación de este tercer factor. Para un valor del 10% de distorsión en corriente y distorsión nula en tensión, este error es menor al 0.5%; similar valor al error del segundo factor. Pero, a diferencia del segundo factor, el valor calculado por (4.3.14) es una cota, pudiendo ser una estimación pesimista en muchos casos.

4.3.3 Sistema de medida propuesto

La implementación de un sistema de medida que elimina los errores E_1 y E_2 fue mostrada por este autor en [31]. Para eso, el sistema dispone de filtros pasabajos y de un sistema de medida de los valores rms y de las componentes fundamentales de las ondas de tensión y corriente. La Fig. 4.3.4 muestra un diagrama de bloques. Los filtros dejan pasar sólo las componentes fundamentales y los instrumentos miden los valores necesarios para calcular el segundo factor de (4.3.4).

Este sistema se implementó de acuerdo al diagrama de bloques de la Fig. 4.3.5. Este diagrama es similar al de la Fig. 4.3.4, pero utiliza un solo filtro pasabajos y un solo

voltímetro. El diagrama de la Fig. 4.3.4 requiere que los dos filtros estén perfectamente apareados tanto en su ganancia de tensión como en el desfase introducido en la banda de paso. También los 2 voltímetros y los 2 amperímetros deberían ser de gran precisión, para no introducir errores significativos. Estas condiciones son difíciles de lograr.

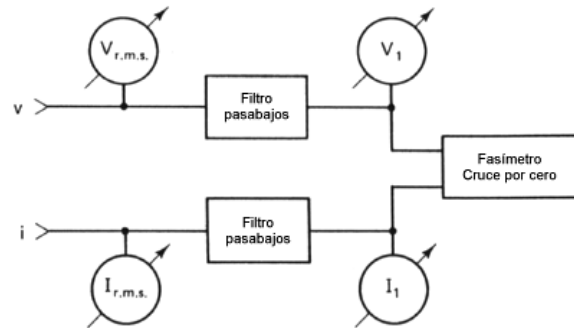


Fig. 4.3.4. Diagrama de bloques del sistema propuesto. Los filtros dejan pasar sólo las componentes fundamentales y los instrumentos miden los valores necesarios para calcular el segundo factor de (4.3.4).

Se propone, en cambio, utilizar un solo sistema de filtro y medida, el cual debe conmutarse entre las dos entradas. Como referencia fija de fase se utiliza una de las señales de entrada (la tensión, en la referida figura). Esta señal de referencia puede contener armónicos, sin que por ese hecho se introduzcan nuevas fuentes de error. Eso es así, porque los cruces por cero de esa señal sólo se usan como referencia del origen de la coordenada de tiempos. El único requisito para dicha señal, es que sea periódica y estable, lo cual se cumple al usar una de las propias señales de entrada. La conmutación y el procesamiento se automatizan mediante el control de una computadora.

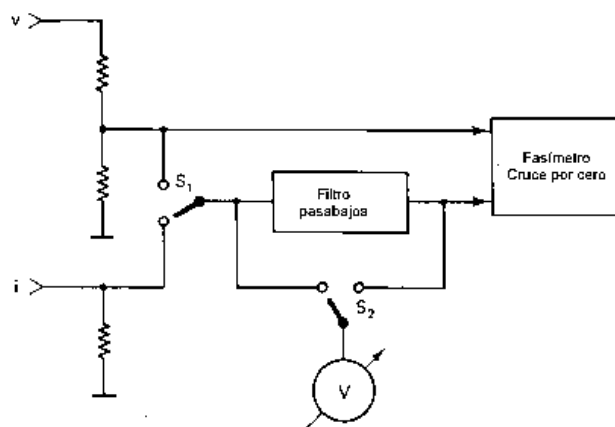


Fig. 4.3.5. Diagrama de bloques del instrumento implementado.

El tercer factor de la ecuación (4.3.4) queda sin compensar, pero debe tenerse en cuenta que el error por ello es muy pequeño en casos reales. En efecto, de acuerdo a lo analizado previamente, si la onda de tensión posee distorsión baja (0.1%) el error introducido por este factor es despreciable. Igualmente es así, si la distorsión en la tensión es producida por caídas de tensión en impedancias de la red del tipo inductivas puras. Sólo impedancias internas de la red del tipo resistiva producen distorsiones que apartan al tercer factor del valor unitario.

El propósito inicial del desarrollo de este sistema, consistió en utilizarlo en mediciones con grandes distorsiones, en las que no se requería muy alta precisión. Sin embargo, se muestra en [32] que mejorando el filtro y el procesamiento electrónico, es posible usarlo como patrón primario en condiciones de laboratorio de baja distorsión.

Descripción

La Fig. 4.3.6 muestra una fotografía del equipo desarrollado. El filtro usado es del tipo Tchebyscheff de orden 6, con distintas frecuencia de corte entre 70 Hz y 7 kHz, lo cual permite el uso en un rango entre 50 Hz y 5 kHz. La atenuación medida al tercer armónico es de 200 veces y es mayor para los restantes armónicos. Todos los operacionales son tipos de muy bajo ruido, dado que éste afecta la medida en similar forma que los armónicos, aunque sin correlación con la señal a medir.

La salida del filtro ataca un circuito detector de cruces por cero de alta velocidad, incluido en el bloque “Fasímetro Cruce por cero”. Este circuito está basado en un operacional rápido, con bloqueo de la componente continua y un recortador. El bloqueo es necesario para eliminar errores provenientes de tensiones de offset. Un circuito similar, se usa en el canal de referencia.

Las salidas de los recortadores se conectan a un Contador Universal, usando aislación óptica. Esto permite desvincular las conexiones de tierra, condición imprescindible para lograr bajos errores. El contador es un instrumento comercial, que trabaja como fasímetro, del tipo de cruces por cero. Mediante una interfase IEEE 488, una computadora automatiza toda la medida.

Se tomaron precauciones para desvincular totalmente los dos canales. Pequeñas interferencias entre canales producen errores significativos, tal como se muestra en el

capítulo 4.3.5. Los generadores usados son de tipo comercial para uso de laboratorio, con distorsiones inferiores a 0.1% en el rango de audio frecuencias.

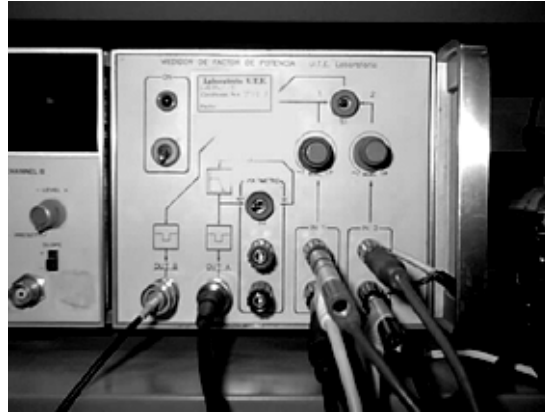


Fig. 4.3.6 Fotografía del sistema medidor de factor de potencia

4.3.4 Sistema patrón de referencia

Con el sistema de medida propuesto, es posible medir potencia mediante el agregado de un voltímetro. El sistema propuesto presenta la ventaja de su simple implementación y su amplia respuesta en frecuencia. Referente a este último aspecto, es común evaluar vatímetros por su performance al variar la frecuencia. Vatímetros patrones con errores menores a 100 ppm a 50 Hz, pueden llegar hasta errores del 1% si la frecuencia llega a 2 kHz. Otros en cambio, mantienen bajos errores al variar la frecuencia. Sin embargo, por ser los vatímetros sistemas no lineales, la respuesta en frecuencia por si sola no es un índice de la aptitud de medida de ondas no sinusoidales. Una mala respuesta en frecuencia generalmente implica errores grandes cuando las ondas poseen distorsión. El recíproco no es cierto. Casi todos los sistemas de medida, tienen problemas con determinadas formas de onda, aunque tengan amplia respuesta en frecuencia.

La mayor ventaja del ensayo en frecuencia es su simplicidad, dado que generadores de formas de onda arbitrarias y de muy alta estabilidad no son comunes.

4.3.5 Análisis de fuentes de errores

Para ensayos con ondas sinusoidales de baja distorsión ($<0.1\%$), los errores que presenta

el sistema propuesto son muy bajos. En particular, no es necesario tener en cuenta el segundo y tercer factor de la ecuación (4.3.4). Considerarlos con valor unitario, produce errores inferiores a 1 ppm de acuerdo a las ecuaciones (4.3.9) y (4.3.14).

El error del primer factor de la ecuación (4.3.4) se calcula a partir de la (4.3.6) y (4.3.9). La influencia de los armónicos pares se elimina promediando los tiempos entre cruces por cero, con las ondas cruzando subiendo y bajando [41]. La atenuación medida del filtro al tercer armónico es de unas 200 veces. Asumiendo un peor caso, en que toda la distorsión de las fuentes (0.1%) es producida por dicho armónico, la distorsión a la salida se atenuaría al 0.0005%. Esto equivale, según (4.3.5) a un ángulo $\Delta j = 10 \text{ mrad}$, lo cual conduce a un error máximo de 10 ppm, en medidas cercanas a factor de potencia nulo. A factor de potencia unitario, este error es despreciable.

Existen otros errores de carácter tecnológico derivados de la implementación electrónica del sistema. Es necesario cuidar en extremo la realimentación parásita de señales entre la entrada y la salida de cada canal, y entre los canales. En particular, debe cuidarse la disposición de las conexiones a tierra, los blindajes de los cables y la separación de las fuentes de alimentación. Efectivamente, si una fracción ΔV_1 de la señal del canal 1 se sumara a la señal del canal 2: V_2 , se originaría un error [43] en la fase del cruce por cero que podría llegar a

$$\Delta j = \frac{\Delta V_1}{V_2} \quad (4.3.15)$$

Este valor corresponde al peor caso, donde ambas señales están en cuadratura. Midiendo cerca de factor de potencia nulo, el error en la medida de la potencia iguala (en por uno) al valor dado por (4.3.15). Esto es, debe limitarse la diafonía entre canales a más de 120 dB si se pretende limitar esta fuente de error a menos de 1 ppm.

Los transductores de tensión y transductores de corriente usados constituyen otra fuente de errores, y son tratados en el capítulo 4.4. Para facilitar la calibración, dichos transductores son externos al equipo y permiten una calibración independiente.

4.4 Medida de tensión

De acuerdo con lo visto en el Capítulo 2.5, la trazabilidad de un sistema medidor de potencia eléctrica está basada, entre otras unidades, a la tensión. El sistema propuesto implementa la medida de la tensión mediante un voltímetro independiente. Esto asegura un simple sistema de calibración de dicho componente. No es necesario desarme alguno de partes internas al patrón. Sólo es necesario calibrar periódicamente el instrumento en tensión alterna, en las escalas de uso. Para esta operación se usa, como patrón primario, conversores térmicos.

Han sido usados, para este fin, dos modelos de voltímetros de las marcas FLUKE y HP [46, 47]. El primero usa un conversor térmico interno para las medidas en alterna, mientras que el segundo utiliza un digitalizador y un algoritmo de cálculo del valor rms. Ambos poseen errores similares (del orden de $100 \mu\text{V}/\text{V}$) en los rangos de tensión y frecuencias usados. Estos valores son altos, comparados con los objetivos de precisión que se pretenden lograr en el sistema de medida de potencia, más teniendo en cuenta que el error del voltímetro influye en forma doble, en el error de la potencia. Por esto, para ambos se han estudiado métodos de reducción del error. En el primero, se midió la variación del error en función del rango y su correlación con la linealidad. Sobre la base de calibraciones frecuentes (menores a 24 h) y correcciones de linealidad, es posible reducir la incertidumbre a unas $25 \mu\text{V}/\text{V}$.

En el segundo voltímetro, es posible cambiar el algoritmo de cálculo del valor rms, por otro externo. Esa facilidad se usó para incorporar un programa [21] que disminuye el error en baja frecuencia (50 Hz a 60 Hz). La incertidumbre queda limitada a unas $10 \mu\text{W}/\text{W}$, si las ondas son sinusoidales (como es el caso). Igualmente se requiere calibraciones frecuentes, para mantener esa exactitud.

Una mejor performance se lograría usando como voltímetro, directamente los conversores térmicos. Esto, de hecho, es realizado por la mayoría de los vatímetros patrones nacionales. Agrega la dificultad de la operación del conjunto y la necesidad de todo un sistema de calibración alterna-continua incorporado al instrumento. En sistemas tales como los basados en sumadores, deben medirse distintos valores de tensión (suma y resta) los que dependen no sólo de los valores de tensión y corriente de entrada, sino

también del ángulo entre ellos. Por esto, el sistema se torna complejo y sus errores aumentan. El punto de trabajo del transferidor varía ampliamente entre cada medida.

Una ventaja del sistema propuesto, es que sólo se debe medir el valor de tensión y corriente de entrada, por lo que el punto de trabajo del transferidor es fijo en cada medida. Ajustando adecuadamente las constantes de los transductores de tensión y transductores de corriente, todas las medidas se realizan en el mismo punto de trabajo. Éste puede elegirse dentro de la zona de mayor precisión del transferidor.

La exploración del desarrollo de un transferidor basado en termistores, se describe en el Capítulo 5.

4.5 Divisores de tensión y resistores shunt de corriente

En [35] se presenta un método para caracterizar el comportamiento de divisores resistivos de tensión de baja frecuencia y resistores shunt de medida de corriente, basado en sus respuestas al escalón. Este método permite calcular los errores en amplitud y desfasaje, necesarios para determinar el error total del sistema de medición de potencia.

4.5.1 Introducción

Divisores resistivos de baja tensión y shunts de medida de corriente, son necesarios para los acondicionadores de las señales de entrada. En particular, en vatímetros y medidores de factor de potencia es necesario conocer los errores, tanto en amplitud como en desfasaje. El rango de frecuencias de interés, para esta aplicación, abarca la frecuencia industrial y sus armónicos. Esto es, el rango de audio frecuencias.

Por ser la relación de división una magnitud adimensionada, es posible calibrar divisores sin necesidad de usar un patrón de referencia. Se propone, en este capítulo, un método basado en la respuesta al escalón. El mismo consiste en la aplicación de un escalón de tensión de tiempo de establecimiento muy corto, y el registro de la forma de onda de la respuesta del divisor. En base a esta respuesta, se calculan los errores en baja frecuencia. Esta técnica no se ha usado en divisores de baja tensión y baja frecuencia, aunque sí es utilizada en divisores de alta tensión para ondas de impulso [48]. En ese campo, la finalidad es evaluar los errores en amplitud, ante formas de ondas de impulso de muy corta duración. No se requiere alta precisión en la medida. Incertidumbres del orden del 1% son aceptables en este campo de la tecnología.

Por el contrario, en este capítulo se deriva un método por el cual a partir del conocimiento, con precisión moderada de la respuesta en un amplio rango de frecuencias, se calcula el comportamiento a bajas frecuencias con muy baja incertidumbre. Funciona como una especie de canje de frecuencia por incertidumbre.

En el caso de resistores shunts, la aplicación del método propuesto requiere de la construcción de un divisor donde el shunt es una de las ramas (la de salida) y un resistor auxiliar, la otra. Si bien esta calibración usa un resistor auxiliar como elemento de referencia, puede elegirse el valor más conveniente para éste, de forma de minimizar los

efectos de las capacidades e inductancias parásitas. Esto es importante, pues el valor de los resistores shunt para corrientes entre 1 A y 10 A (como las requeridas por el sistema analizado) es menor a 1 Ω . Tan bajos valores presentan altos efectos por las inductancias parásitas.

El método propuesto resulta útil para determinar muy pequeñas variaciones de las características del resistor shunt, en función de la frecuencia, tanto en magnitud como en desfasaje. Típicamente del orden de la parte por millón en módulo y del microradian en desfasaje, a frecuencia industrial.

4.5.2 Descripción del método

Los divisores de tensión resistivos son, generalmente, combinación de elementos lineales. En este desarrollo se usa esta hipótesis. Si bien, en ciertos resistores hay efectos no lineales significativos, tales como el efecto pelicular y alinealidades en los materiales conductores y aislantes; tales efectos pueden ser despreciados en el tipo de resistores usados para este sistema (film metálico con sustrato cerámico). Bajo la hipótesis de linealidad, la respuesta operacional del divisor es [48]

$$H(p) = \frac{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + \dots}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 + \dots} \quad (4.5.1)$$

Bajo excitación sinusoidal, la variable compleja p se convierte en $j\omega$, y a bajas frecuencias puede despreciarse los términos de mayor orden. Para el análisis del desfasaje basta considerar los términos de primer orden. Entonces queda

$$H(j\omega) = \frac{1 + j\omega a_1}{1 + j\omega b_1} \quad (4.5.2)$$

El desfasaje d causado por esta transferencia, asumiendo que tanto ωa_1 como ωb_1 , son mucho menores a 1, es

$$d = \omega(a_1 - b_1) \quad (4.5.3)$$

por otra parte, la diferencia $b_1 - a_1$ se puede computar, a partir de la respuesta al escalón unitario $g(t)$. En [48] se muestra que esta diferencia es igual al parámetro T , definido como

$$T = \int_0^{\infty} (1 - g(t)) dt \quad (4.5.4)$$

De (4.5.3) y (4.5.4) se concluye que

$$\mathbf{d} = -\mathbf{w}T \quad (4.5.5)$$

El error en amplitud ϵ , causado por la variación del módulo de la relación de división en función de la frecuencia (tomando como referencia su valor a corriente continua), bajo las mismas hipótesis anteriores, vale

$$\mathbf{e} = \mathbf{w}^2 (a_1^2 - b_1^2 - 2a_2 + 2b_2)/2 \quad (4.5.6)$$

En este caso es necesario incluir términos de segundo orden (a_2 y b_2), dado que aparecen relacionados con los de primer orden. También en este caso es posible ver que \mathbf{e} está relacionado a un parámetro de la respuesta al escalón T_s [48], definido como

$$T_s^2 = 2 \int_0^{\infty} t(1 - g(t)) dt - T^2 \quad (4.5.7)$$

por la relación

$$T_s^2 = b_1^2 - a_1^2 + 2(a_2 - b_2) \quad (4.5.8)$$

Por tanto

$$\mathbf{e} = -T_s^2 \mathbf{w}^2/2 \quad (4.5.9)$$

Los parámetros T y T_s fueron propuestos, entre otros, para la evaluación de divisores de impulso de alta tensión. T representa la suma de las áreas A_i mostradas en la Fig. 4.5.1. Las áreas sobre el nivel unitario tienen signo negativo, y las que están por debajo, signo positivo. T_s también está relacionado con las áreas A_i , aunque de forma más compleja.

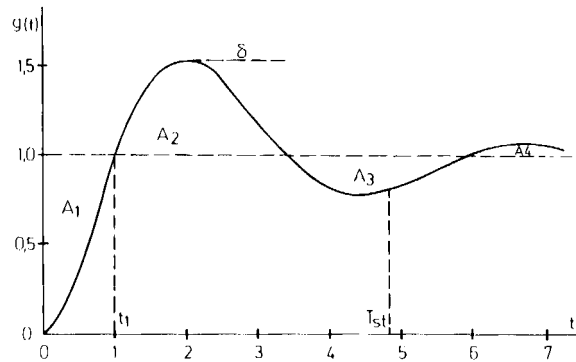


Fig. 4.5.1 Respuesta al escalón. T es la suma de las áreas A_i .

T es ampliamente usado en ese campo, pero T_s no lo es. La no aceptación del parámetro T_s es debido a que su evaluación es muy sensible a pequeñas variaciones del valor de régimen y al ruido presente en la zona de régimen de la respuesta al escalón [49]. Esta zona se define como la zona de la respuesta al escalón, a partir del tiempo t_z , donde termina la respuesta oscilatoria. Esta alta sensibilidad provoca gran incertidumbre en los valores calculados de T_s .

Las actuales normas sobre divisores de impulso usan, en lugar del parámetro T_s , otros parámetros que igualmente evalúan el comportamiento frente a ondas de impulso. Sin embargo, para evaluar la respuesta frente a ondas sinusoidales en baja frecuencia es imprescindible el uso de T_s .

Para evitar el problema descrito, proponemos sustituir la zona de régimen ($T > T_z$) de la respuesta medida $g(t)$, por la función $g_s(t)$ calculada como

$$g_s(t) = \frac{1}{t - t_z} \int_{t_z}^t g(t) dt \quad (4.5.10)$$

Esta función realiza un promedio móvil sobre toda la zona de régimen, disminuyendo la incidencia del ruido. Como valor de régimen, se propone tomar el último valor de $g_s(t)$, dado que evalúa el promedio de toda la zona de régimen.

Actualmente, el cálculo de T y los restantes parámetros se realiza mediante programas que computan los datos obtenidos por adquirentes digitales. En este trabajo se usa el programa descrito en [50]. Se evaluó el programa contra un conjunto de curvas de respuesta que formaron parte de una intercomparación internacional de este tipo de

programas. Para analizar la influencia de la elección del valor de t_z , éste fue variado $\pm 10\%$ del valor inicial. Para todas las curvas usadas, la variación de T_s fue menor a 2 ns, lo cual equivale a una variación en e de 1 ppm a 10 kHz (despreciable a 50 Hz). Esta baja influencia muestra la estabilidad del método propuesto.

4.5.3 Estudio experimental

Se discute la compensación de un divisor de relación 270:1 de 500 V y 270 k Ω , para uso con ondas de frecuencia industrial (50 Hz y armónicos hasta 5 kHz). La configuración es coaxial, estando dispuesto los resistores sobre el eje de un tubo metálico, el cual constituye el borne de referencia (común de entrada y salida). Esto apantalla totalmente el divisor, eliminando problemas causados por variación de capacidades parásitas a objetos cercanos y minimiza problemas causados por ruidos e interferencias externas. Pero, por otro lado, agrega capacidades parásitas a tierra. Estas capacidades limitan el rango de frecuencias de uso, afectando la relación de división y el desfasaje en función de la frecuencia. Para compensar en parte estos efectos se usó un blindaje cilíndrico que cubre parcialmente al resistor de entrada [51], cuyo largo se ajustó para la mejor performance, de acuerdo al método descrito.

La respuesta al escalón, del divisor sin ningún tipo de compensación, tiene los siguientes parámetros: $T=-33$ ns, $T_s=48j$ ns (nótese que T_s puede ser tanto real como imaginario puro). Entonces, el ángulo de desfasaje vale 2000 μ rad a 10 kHz, y 10 μ rad a 50 Hz. El error en amplitud llega a 5 ppm a 10 kHz. A 50 Hz, es despreciable.

La Fig. 4.5.2 muestra la respuesta al escalón con el mejor ajuste del blindaje, de forma de obtener el menor desfasaje. Los parámetros son: $T=-2$ ns, $T_s=41$ ns. Esto equivale a un desfasaje de 130 μ rad a 10 kHz y menor a 1 μ rad a 50 Hz. Los errores en amplitud prácticamente no varían (dependen de T_s^2) siendo del orden de 3 ppm a 10 kHz. A 50 Hz son despreciables. Es interesante notar que este análisis muestra que, a diferencia de lo expuesto en [51], existen diferentes ajustes del blindaje si lo que se busca es minimizar los errores en amplitud o en fase.

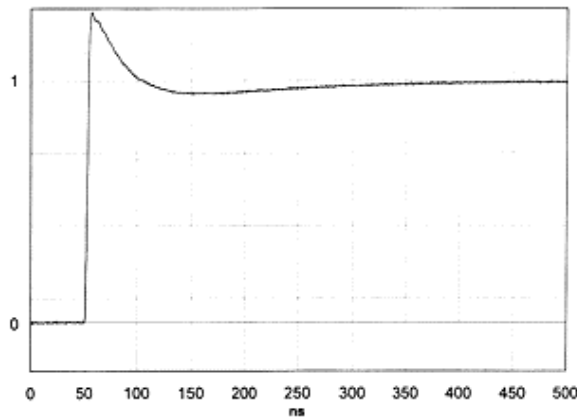


Fig. 4.5.2 Ajuste del divisor analizado, para lograr el menor valor de T .

4.5.4 Incertidumbres del método

Uno de los factores de incertidumbre, proviene del ancho de banda limitado del osciloscopio usado, asociado a la forma de onda no ideal del generador de escalones. El generador utilizado ha sido descrito en [36]. Para lograr bajas inductancias y capacidades parásitas es necesario que sus dimensiones físicas sean pequeñas. El generador desarrollado es de tipo coaxial de tan sólo 3 mm de diámetro y 20 mm de longitud total. Esta construcción conduce a muy pequeñas inductancias parásitas. Se evaluó la respuesta del conjunto generador-osciloscopio, conectando directamente el generador a la entrada del osciloscopio (10 bits, BW=300 MHz). Su tiempo de subida es menor a 1 ns. Los parámetros de respuesta para el conjunto valen $T_g=0.04$ ns y $T_{s_g}=0.7$ ns. Esto agrega a la transferencia del divisor ensayado, la transferencia del sistema generador-digitalizador. Es fácil ver que los valores totales de los parámetros del divisor, incluyendo la respuesta del conjunto generador-digitalizador (T_t y T_{s_t}), son

$$T_t = T + T_g \quad (4.5.11)$$

$$T_{s_t}^2 = T_s^2 + T_{s_g}^2 \quad (4.5.12)$$

Las diferencias entre los parámetros totales medidos y los parámetros reales del divisor son T_g y $T_{s_g}^2$. Estos valores pueden tomarse como una cota de incertidumbre debida a esta fuente de error. Para el conjunto generador osciloscopio analizado, los valores medidos equivalen a cotas de incertidumbre de 0.01 μ rad en desfasaje a 50 Hz, y 2.5 μ rad a 10 kHz. La incertidumbre en el error de amplitud es mucho menor a 1 ppm aun a 10 kHz.

Una segunda fuente de incertidumbre proviene de los errores de digitalización. Estos aparecen por la cuantificación de la señal y dependen de la cantidad de bits del conversor analógico-digital y de sus características de linealidad y de respuesta dinámica. Para evaluar estas influencias, se propone definir una zona límite alrededor de la curva de respuesta medida $g_m(t)$ en base a las características del instrumento usado. A partir del error debido a la digitalización de la señal, se define esa zona sumando y restando dicho valor a los valores medidos. Se elige una nueva respuesta (dentro de dicha zona) que presente las mayores variaciones de los parámetros T y T_s , de donde se calcula la incertidumbre por este efecto.

La máxima variación en T se obtiene observado que de acuerdo a la ecuación (4.5.4), los valores extremos de T corresponden a los valores extremos $g(t)$. Cuando $g(t)$ es máximo en el intervalo de tiempo considerado, el valor calculado por la ecuación referida será mínimo; dado que $g(t)$ interviene con signo negativo. Por el contrario, cuando $g(t)$ adopte el valor mínimo posible, el T calculado será máximo. Esto es, la curva de peor caso dentro de la zona límite coincide con uno de los bordes de dicha zona.

Para este cálculo el valor unitario debe mantenerse igual al valor medido, de otra forma T no tendría variación alguna. Este método de cálculo es conservativo. Entonces, la variación es

$$T - T_m = -\int_0^{t_f} (g(t) - g_m(t)) dt \quad (4.5.13)$$

siendo t_f el tiempo final de la respuesta medida y T_m el valor calculado a partir de la respuesta medida.

Para el parámetro T_s , la curva de peor caso es distinta. En base a (4.5.4) y (4.5.7), la variación de T_s es

$$T_s^2 - T_{sm}^2 = 2 \int_0^{t_f} (g(t) - g_m(t))(T_m - t) dt \quad (4.5.14)$$

En este caso, la selección del peor caso depende del valor de T_m . Si T_m es negativo, $g(t)$ debe seleccionarse como una de las curvas límites de la zona. Pero si T_m es positivo, el peor caso se obtiene seleccionando $g(t)$ como una de esas curvas límites hasta el tiempo T_m (por

ejemplo, la curva límite superior) y el otro límite (la inferior) desde T_m al tiempo final t_f . Cuando T_m es positivo, siempre es menor que t_f y debe cambiarse de curva límite dentro del tiempo de la medida.

Para el instrumento usado [52], el error por digitalización fue estimado en 0.1% del fondo de escala. La zona límite se define como la zona entre dos curvas paralelas a la curva medida (por encima y debajo).

Una tercera fuente de incertidumbre proviene del cómputo de los valores de nivel cero y nivel unitario de la respuesta medida. La respuesta medida debe normalizarse entre cero y uno. El nivel antes del comienzo del transitorio debe corresponder a cero, y el nivel al final debe corresponder a uno. Ya han sido analizados los métodos de promediación usados, pero quedan dependientes de la cantidad de muestras tomadas. Se calcula la influencia de este factor variando un 10% la cantidad de muestras usadas en estos cálculos, y computando la variación correspondiente en los niveles cero y unitario. Con los nuevos valores, el programa calcula las variaciones en T y T_s y finalmente la influencia en el desfase y la magnitud.

Para los divisores analizados en este trabajo, esta fuente de error puede despreciarse frente a las anteriores. La tabla 4.5.1 muestra el cálculo de incertidumbre tipo B para el divisor analizado.

TABLA 4.5.1 Estimación de incertidumbre para divisor resistivo de 270 k Ω .

CONCEPTO	ΔT (ns)	ΔT_s^2 (ns ²)
Respuesta gen.-digitalizador	0.04	-0.5
Error por digitalización	1.9	2200
Variación nivel cero, unitar.	0.0	0.0
INCERTIDUMBRE COMBINADA	1.9	2200

Por tanto, a 50 Hz la incertidumbre en desfase es de 0.6 μ rad y la incertidumbre en módulo, despreciable.

4.5.5 Resistores shunt

Para la aplicación del método propuesto a la calibración de resistores shunt usados como transductores de corriente a tensión, es necesario el uso de otro resistor auxiliar para formar un divisor de tensión, que se ensaya con el procedimiento descrito. El resistor shunt se conecta a la rama de salida, mientras que otro resistor, a la rama de entrada. Este resistor auxiliar debe tener características conocidas, y en tal sentido actúa como resistor patrón. Sin embargo, a diferencia de sistemas de calibración convencionales, el resistor auxiliar puede ser de un valor muy diferente al valor del shunt. Esto se aprovecha eligiendo valores que minimicen los efectos de capacidades e inductancias parásitas. En casos usuales, donde el valor de los resistores shunts es inferior a 1Ω , el valor óptimo del resistor auxiliar ronda los 50Ω . En valores mucho más altos, las capacidades parásitas tienen una influencia significativa, mientras que en valores más bajos, se tornan más importantes las inductancias parásitas. Este componente puede caracterizarse en base a parámetros geométricos. A partir de las capacidades e inductancias parásitas calculadas se definen límites de error en la evaluación del shunt. Otra alternativa, a desarrollar en futuros trabajos, es usar como resistor auxiliar un cable coaxial. Su impedancia característica se usaría como resistencia de la rama de entrada del divisor. La longitud debe ser suficiente para que no existan reflexiones durante todo el tiempo que abarque la respuesta al escalón. En general, longitudes de 100 m permiten ensayos de $1 \mu\text{s}$, suficiente para capturar todo el transitorio de la respuesta.

Una ventaja adicional del método propuesto, es que el generador de escalones puede inyectar baja energía en los resistores, aun usando altas corrientes. Esto se logra distanciando el tiempo entre disparos. Dado que con los valores propuestos la mayor parte de la energía se disipa en el resistor auxiliar, esto permite el uso de resistores de pequeñas dimensiones, disminuyendo los valores de sus componentes parásitos.

En el caso de ensayo de resistores shunt, debe agregarse al cómputo de incertidumbres analizado previamente para divisores, la incertidumbre del resistor auxiliar de la rama de entrada, y la incertidumbre proveniente de las inductancias parásitas debidas a los conectores necesarios para formar el divisor. Para el resistor auxiliar usado en este trabajo, tanto T como T_s valen 0.8 ns . Se propone cuantificar la incertidumbre por inductancias

parásitas, agregando otro conector adicional en serie al existente. La variación de los parámetros T y Ts se toman como valor de la incertidumbre por este concepto.

La tabla 4.5.2 muestra la estimación de incertidumbre para la medida de un resistor shunt de 4 bornes, General Radio de 1Ω . Los valores computados a 380 Hz son $\delta=276 \mu\text{rad}$ y $\epsilon=0.039 \text{ ppm}$. Las incertidumbres para cada parámetro son $23 \mu\text{rad}$ y 10^{-4} ppm , respectivamente. Para comparar este método con métodos tradicionales, este resistor fue medido en el PTB a dicha frecuencia, usando un complejo puente de alterna [13]. La diferencia está dentro de las incertidumbres de ambos métodos.

TABLA 4.5.2 Estimación de incertidumbre para resistor shunt de 1Ω .

CONCEPTO	ΔT (ns)	ΔTs^2 (ns ²)
Respuesta gen.-digitalizador	0.04	0.5
Error por digitalización	8.6	130
Variación nivel cero, unitar.	0.0	0.0
Inductancias parásitas	4.5	18
Resistor auxiliar de 50Ω	0.8	0.8
INCERTIDUMBRE COMBINADA	9.7	130

A 50 Hz, la incertidumbre en desfasaje es de $3 \mu\text{rad}$ y la incertidumbre en módulo, es despreciable.

4.6 Transformadores de corriente

La incorporación un transformador de corriente que reduzca la corriente de entrada al sistema posee varias ventajas. Una de las ventajas consiste en la aislación galvánica que ofrece, disminuyendo los errores provenientes de bucles de tierra. Otra, la posibilidad de cambiar el valor del resistor shunt de medida de corriente por el valor más ventajoso. Los errores de los resistores shunt dependen del valor y la potencia disipada. En general, se obtienen los mejores comportamientos en corriente alterna con valores del orden de los cien ohm y potencias de pocos milivatios.

Usando un transformador de corriente el resistor shunt puede ser de valor más elevado y menor potencia. Esto es así, pues la tensión del transductor de corriente está fijada (entre 0.5 V y 1 V) por los circuitos electrónicos. Cuanto menor sea la corriente por dicho resistor, menor es la potencia disipada (y el calentamiento) y mayor es su valor. Ambos efectos contribuyen a disminuir la incertidumbre introducida por el shunt.

Dado que las corrientes de entrada de vatímetros cubren rangos de varios amperios, una solución para poder usar resistores de estos valores consiste en el uso de transformadores de medida de corriente. Estos adaptan las altas corrientes de entrada, a las bajas corrientes necesarias para el resistor shunt. A su vez bajan la potencia disipada. Pero, por otro lado, introducen nuevas fuentes de error.

Para el diseño del transformador se ha evaluado desarrollar un nuevo método para reducir los errores de transformadores de medida de corriente, mediante un sistema que disminuye la corriente magnetizante. Esta corriente es la principal causa de error a bajas frecuencias. El sistema utiliza el modelado del transformador a compensar y, a diferencia de los sistemas existentes hasta el momento, no requiere de ningún arrollado ni núcleo auxiliar. Por esto, tiene la ventaja, sobre otros métodos propuestos, que es posible aplicarlo a transformadores y pinzas de corriente convencionales ya construidos.

Se propone este nuevo método de compensación electrónica de transformadores de corriente, en el Capítulo 6.

4.7 Transformadores y divisores de tensión compensados electrónicamente.

En [33] y [34] se presentan sistemas originales de compensación electrónica para disminuir los errores de transformadores de medida de tensión y divisores inductivos. Los métodos están basados en la reducción de la corriente magnetizante (en el primero) y la compensación del error mediante el uso de una fuente de tensión auxiliar (en el segundo). Ambos métodos logran reducciones de más de 100 veces en el error original del transformador y son aptos para el sistema de patrón de potencia propuesto. Sin embargo, el primer método, agrega la propiedad de aumentar la impedancia de entrada. Esto reduce la corriente de entrada al circuito voltimétrico y, por tanto, caídas de tensión en los circuitos de conexión, eliminando esta fuente de error. Se analiza en detalle dicho primer método, por su incorporación al sistema.

4.7.1 Introducción

El uso de divisores inductivos de corriente alterna y transformadores de medida de alta precisión, es necesario como elemento de ajuste de escala de las tensiones de entrada, a las bajas tensiones usadas por los dispositivos electrónicos. Estos equipos trabajan generalmente sin carga, es decir, con corriente de salida muy baja. Sin embargo, aun en este caso existen corrientes indeseadas por el arrollado primario. Esto se debe, en bajas frecuencias (frecuencia de red y armónicos), a la corriente magnetizante necesaria para la magnetización del núcleo y para suministrar las pérdidas de energía en el hierro.

Estas corrientes parásitas producen caídas de tensión en las impedancias serie de los arrollados, lo cual se refleja como errores de los dispositivos. Las técnicas convencionales de compensación utilizan dobles arrollados y doble núcleo magnético. De esta forma, un conjunto suministra la corriente magnetizante, disminuyendo la corriente circulante por el otro arrollado que es usado para la medida [55]. Esta técnica requiere de grandes y pesados núcleos y de arrollados especiales. Por otro lado, la corriente total de entrada de estos dispositivos sigue siendo alta, debido a la corriente circulante por el arrollado auxiliar.

Han sido propuestos varios métodos de compensación electrónica para transformadores

de medida de tensión. En [56] se propone un método que elimina los errores debidos a las caídas de tensión producidas por la corriente de carga. Sin embargo, no compensa los errores producidos por la corriente magnetizante, siendo éste el caso de los divisores inductivos. Anteriormente [34], este autor ha propuesto un método que compensa tanto los errores debidos a la corriente de carga, como a la corriente magnetizante. Este método fue propuesto para uso en transformadores de relación fija. Si bien es posible de aplicar a divisores de relación variable, es engorroso de usar dado que la compensación depende de la relación de división seleccionada. Esto implicaría cambiar valores de los componentes del circuito compensador, para cada relación.

En [57] se propone un método electrónico que intenta disminuir la corriente magnetizante. Sin embargo, los circuitos propuestos no logran una compensación exacta, ni siquiera desde el punto de vista teórico. Esto lleva a que los errores no puedan ser disminuidos significativamente. Este método fue propuesto para régimen sinusoidal, por lo que el siguiente análisis es en régimen fasorial. El transformador utiliza un arrollado auxiliar (de N_a vueltas) a través del cual se hace pasar una corriente (I_a) producida por un amplificador electrónico, de forma que se cumpla

$$I_a = \frac{kI_p - V_a}{R + R_a + j\omega L_a} \quad (4.7.1)$$

siendo k el coeficiente de amplificación del amplificador electrónico que genera la corriente I_a , e I_p la corriente por el arrollado primario (la cual se trata de disminuir). N_p es el número de espiras del primario, V_a la tensión inducida en el arrollado auxiliar, R_a y L_a la resistencia e inductancia de este arrollado, y R un resistor externo conectado en serie con el arrollado auxiliar. Las únicas corrientes que circulan por los arrollados del transformador son I_p e I_a (el arrollado secundario está en vacío). Por tanto, la fuerza magneto-motriz total F necesaria para el transformador, vale

$$F = N_p I_p + N_a I_a \quad (4.7.2)$$

Sustituyendo I_a queda

$$F = N_p I_p \left(1 + \frac{N_a}{N_p} \frac{k - V_a / I_p}{R + R_a + j\omega L_a} \right) \quad (4.7.3)$$

En la compensación propuesta se trata de minimizar R_a , L_a y V_a , de forma de tratar de lograr que se cumpla

$$F = N_p I_p \left(1 + \frac{N_a k}{N_p R} \right) \quad (4.7.4)$$

La fuerza magneto-motriz F necesaria para el transformador sólo depende de la tensión aplicada y es independiente del circuito de compensación. Por lo tanto (4.7.4) muestra que la corriente I_p se podría disminuir, en la medida que el factor $N_a k / (N_p R)$ pudiera hacerse suficientemente grande. Sin embargo, las condiciones necesarias para este método son contrapuestas. Por un lado, para que se cumpla la ecuación (4.7.4) es necesario disminuir R_a , L_a y V_a , para lo cual debe reducirse el número de espiras N_a . Por otro lado, reducir N_a significa reducir el factor referido. Tampoco es una buena solución incrementar la amplificación electrónica k , pues ello implica que el amplificador electrónico deba ser de mayor potencia, pudiendo llegarse a potencias inaceptables para uso en instrumentos. Tampoco puede disminuirse arbitrariamente el resistor R , pues cobran relevancia R_a y L_a , dejando de ser válida la compensación.

Por otro lado, el factor ωL_a aumenta con la frecuencia, por lo cual aunque esta impedancia resulte baja a 50 Hz, puede llegar a valores inaceptables a frecuencias mayores. Este factor desfasa la corriente de compensación respecto a la corriente I_p , degradando el sistema de compensación.

Todo esto hace que la reducción de los errores no sea muy grande, aun usando amplificadores de relativa alta potencia. En el ejemplo mostrado por dichos autores, el transformador tiene las siguientes características: $N_p=1250$ espiras, área del núcleo 54 cm^2 , diámetro medio 14 cm, permeabilidad magnética relativa 10^5 . El amplificador electrónico debe entregar 30 V con una corriente $I_a=1\text{A}$ (30 W de potencia de salida, que se disipa casi en su totalidad en el resistor R). Aun con estas condiciones, los errores se reducen sólo unas 12 veces a 50 Hz. Esto implica gran tamaño, peso, gran disipación de calor y altos costos en los circuitos electrónicos, lo cual pone en duda la utilidad de este método.

4.7.2 Método propuesto

La Fig. 4.7.1 muestra el principio de funcionamiento de la compensación propuesta. Ésta funciona con forma de ondas arbitrarias, por lo cual en el siguiente análisis las variables son funciones temporales. Para disminuir la corriente por el primario (i_p) se usa un amplificador de corriente de 2 etapas, de forma de imponer en el arrollado auxiliar una corriente (i_a) proporcional a la corriente del primario. La primera etapa produce una tensión proporcional a la corriente i_p , mientras que la segunda está conectada como amplificador de transconductancia. Por lo tanto:

$$i_a = A i_p \quad (4.7.5)$$

Una ecuación similar a la (4.7.2) es válida para régimen instantáneo. Combinándola con la anterior queda

$$f = N_p i_p (1 + A N_a/N_p) \quad (4.7.6)$$

donde f es la fuerza magneto-motriz instantánea.

Por este método i_p puede reducirse ampliamente, con tal de elegir altos valores del factor $A N_a/N_p$. Esto tiene un límite práctico dado por la estabilidad del circuito. Sin embargo, con componentes comunes es posible alcanzar valores de $A N_a/N_p$ del orden de 200, reduciéndose la corriente magnetizante en la misma proporción. La potencia necesaria del amplificador electrónico es tan solo la demandada por la excitación del núcleo de hierro (del orden de 1 VA para este ejemplo). Todos los componentes activos del circuito electrónico se limitan a 2 amplificadores operacionales y 2 pequeños transistores. La impedancia total de entrada del divisor se ve incrementada en el mismo factor $A N_a/N_p$, dado que la corriente se reduce en ese valor y el arrollado auxiliar es alimentado por una fuente independiente. Esto permite que el dispositivo tenga muy alta impedancia de entrada y que no genere errores significativos por cargar al circuito al cual es conectado.

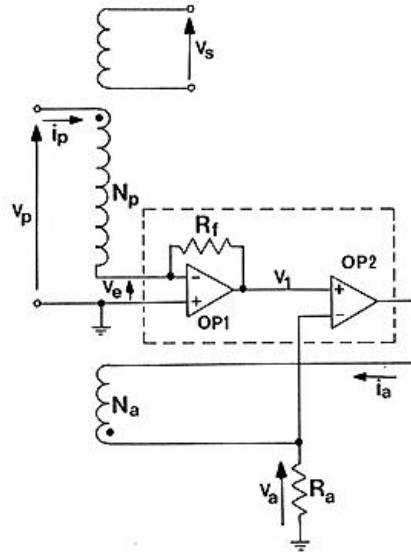


Fig. 4.7.1 Esquema del método de compensación de transformadores y divisores inductivos propuesto.

4.7.3 Efectos perturbadores

Grado de compensación de la corriente magnetizante.

La corriente por el arrollado primario queda reducida en el factor $A N_a/N_p$; por lo que las caídas de tensión en las impedancias de los arrollados se reducen en el mismo factor. En el caso de transformadores, toda la caída de tensión se refleja en el error. En divisores existe una compensación parcial, pues la corriente magnetizante atraviesa tanto el arrollado de entrada como parcialmente, los de salida. Esto provoca caídas de tensión tanto en la tensión de entrada como en la de salida, cancelando en parte este error. La relación entre el valor de la corriente magnetizante y el error depende del diseño del divisor y del valor de ajuste. En particular, del tipo de conexión y de la carga que representan las distintas etapas para la etapa anterior. Esto debe analizarse en cada caso.

Efecto de las capacidades parásitas

Al reducirse la corriente de magnetización comienzan a cobrar importancia las corrientes debidas a las capacidades parásitas, aun en bajas frecuencias. Éstas imponen un límite a la reducción de la corriente primaria, en este método de compensación. Las corrientes

capacitivas circulan entre zonas de cada etapa y entre diferentes etapas. No es posible evaluar sus efectos sólo con medidas de la corriente circulante en los extremos de los arrollados. Las corrientes capacitivas atraviesan distintos arrollados, variando a lo largo de los mismos.

Para atenuar este efecto, es posible utilizar alguna de las técnicas propuestas para reducir la influencia de dichas capacidades [58], aunque en este trabajo no han sido usadas.

Efecto de la dispersión del flujo magnético

Aparecen errores en estos dispositivos, debido a que no todo el flujo magnético está confinado dentro del núcleo. Parte del flujo se cierra por el aire y concatena cierta cantidad parcial de espiras. La determinación de estos errores requiere del cálculo del flujo disperso, para cada caso particular. La importancia de este efecto depende de la permeabilidad del material del núcleo y del tipo de bobinado usado. El método de compensación propuesto mejora el comportamiento por estos efectos. Efectivamente, el flujo de dispersión es producido sólo por las corrientes circulantes por el arrollado auxiliar, dado que por los restantes arrollados la corriente es prácticamente nula. Dicho arrollado se bobina inmediatamente sobre el núcleo magnético y posee una sola capa. De esta forma, se reduce el flujo disperso a un valor mínimo.

Sin embargo, debe tenerse en cuenta que una vez compensados los efectos de las corrientes magnetizantes, cobran relevancia estos problemas menores, constituyéndose en un límite para el descenso de los errores.

Errores debidos a los circuitos electrónicos del compensador

Actualmente son de uso común y de bajo costo, amplificadores operacionales con ganancias en d.c. (A_o) de $2 \cdot 10^6$, producto de ganancia por ancho de banda de 60 MHz, ruido propio menor a $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ y tensiones de offset (V_{off}) menores a $10 \text{ } \mu\text{V}$. Con estas características, los errores introducidos por los amplificadores electrónicos son despreciables.

Sin embargo, existe una pequeña componente de corriente continua a la salida del circuito, la cual se debe, fundamentalmente, a la tensión de offset del primer operacional.

Las corrientes continuas de polarización de los integrados no producen errores significativos, por las bajas impedancias conectadas a las entradas. En estas condiciones, es fácil ver que la relación de corriente continua I_{dc} a corriente alterna I_{ac} (valor eficaz) sobre el arrollado compensador, vale

$$\frac{I_{dc}}{I_{ac}} = \frac{V_{off}}{R_p i_p} \quad (4.7.7)$$

siendo R_p la resistencia del arrollado primario. Esto conduce en muchos casos a porcentajes bajos de componente continua en el flujo magnético generado por la corriente auxiliar, lo cual desplaza ligeramente el ciclo magnético de operación sin afectar los errores.

Sólo si la resistencia R_p es muy baja, la componente continua puede llegar a ser relevante. En este caso es posible bloquear la componente continua en el amplificador. El bloqueo, usando un capacitor serie, produce un cierto desfasaje de la señal, degradando la compensación. Esto puede ser evitado mediante el agregado de un capacitor, de valor apropiado, en paralelo con el resistor R_f .

La incidencia de la frecuencia en los errores de los amplificadores, puede calcularse modelando la respuesta de los operacionales como la de un pasabajos. La frecuencia de corte del operacional usado (OP27) está alrededor de 10 Hz, y la ganancia disminuye a razón de 20 dB/década. Para frecuencias mayores a 50 Hz, la tensión en la entrada de cada operacional está en cuadratura con el de salida, siendo los ángulos opuestos entre las 2 etapas. Esto conduce a una compensación parcial. Es fácil ver que la tensión de salida V_a , sobre el resistor R_a vale

$$V_a = -I_p R_p \left(1 - \frac{\omega^2 t^2}{A_o^2} \right) \quad (4.7.8)$$

donde t es la constante de tiempo del pasabajos y A_o la ganancia en corriente continua. La expresión $\omega^2 t^2 / A_o^2$ genera un error que impide lograr una expresión del tipo (4.7.5). Sin embargo, éste es del orden de 10^{-8} , aun para frecuencias de 1 kHz. Este valor es bajo, con relación a las otras fuentes de error.

En los amplificadores reales es necesario incorporar realimentaciones adicionales para lograr un funcionamiento estable, y eventualmente bloqueo para la componente continua. Para cada caso deberá analizarse la relación particular entre V_a e I_p . El apartamiento de la

relación ideal degrada la compensación, pero sólo ligeramente, dado que ésta es una fuente de error de segundo orden.

Otra fuente de error adicional, se produce por la pequeña tensión que aparece entre las entradas del primer operacional (OP1). Esto agrega una tensión espuria a toda la primera etapa. La influencia (en el caso de divisores) es máxima al seleccionarse el ajuste en el primer escalón (relación 0.1). El valor de dicha tensión error (V_e) es

$$V_e = V_1 \frac{1 + j\omega t}{A_o} \quad (4.7.9)$$

donde V_1 es la tensión de salida del primer operacional. En el prototipo estudiado, V_1 vale 3 V cuando la tensión de entrada es la máxima (70 V). En ese punto, la tensión V_e es de 5 μ V a 50 Hz. Esto representa alrededor de 0.1 ppm del total, pero 1 ppm de la tensión del primer escalón. Si la tensión de entrada varía, el error porcentual se mantiene aproximadamente constante, dependiendo de la linealidad de las características magnéticas del núcleo. Tampoco aumenta apreciablemente con la frecuencia, dado que al aumentar la frecuencia baja la corriente de excitación y, por consiguiente, la tensión V_1 . En los casos que esta fuente de error sea relevante, es posible compensarla mediante el uso de un amplificador operacional como seguidor, entre la entrada de OP1 y la entrada del divisor (ver Fig. 4.7.2).

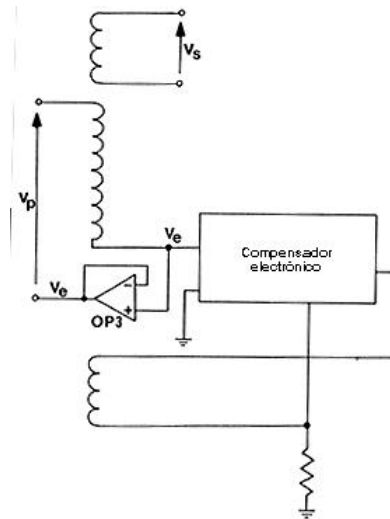


Fig. 4.7.2 Compensación de la tensión de entrada del amplificador OP1

4.7.4 Evaluación

Se diseñó y construyó un divisor de 3 etapas, de acuerdo al método propuesto. El circuito se muestra en la Fig. 4.7.3. En esta configuración, la corriente magnetizante pasa sólo por la primera etapa. Por tanto, los principales errores son debidos a las caídas de tensión en los arrollados de esta etapa. En los restantes, la corriente es prácticamente nula.

Los máximos errores aparecen al ajustar la primera etapa del divisor en cero. En este caso, el divisor opera como un transformador, donde el primario lo constituye la primera etapa, y el secundario las restantes. Por el primario aparece una caída de tensión, por circulación de la corriente i_p , mientras que en los restantes arrollados (que trabajan como el secundario del transformador sin carga) no se produce ninguna caída, dado que sus corrientes son nulas.

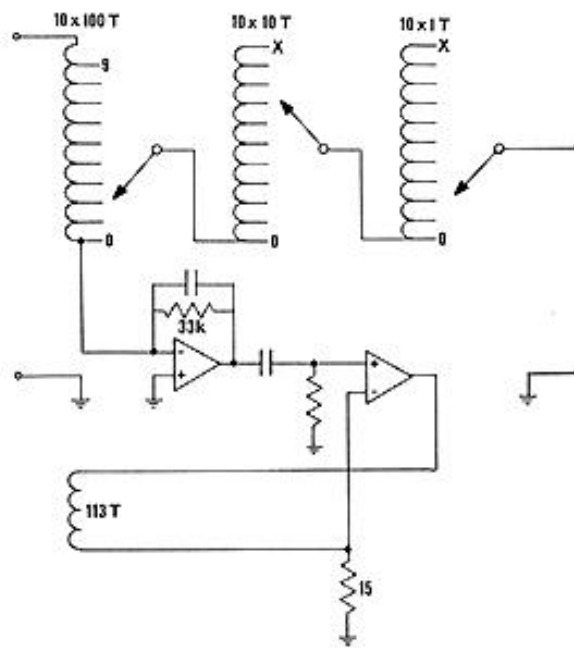


Fig. 4.7.3 Circuito total del compensador propuesto

La Fig. 4.7.4 muestra el aspecto exterior del prototipo ensayado. Una de las ventajas de este método de compensación es el reducido tamaño que se logra, comparado con soluciones tradicionales de doble núcleo. Sus principales características constructivas son:

Núcleo: toroidal de 6.6 cm de diámetro externo, 2.6 cm de altura y 3 cm² sección. Chapa tipo ORSI 97 ($\mu_{rel}=40\ 000$ aproximadamente).

Arrollados: Primera etapa: 1000 espiras, en 10 secciones, tipo cordón. Resistencia: 38Ω , diámetro del alambre: 0.2 mm (igual para todas las etapas). Segunda etapa: 100 espiras, tercera: 10 espiras, en 10 secciones cada una.

Bobinado auxiliar: 113 espiras, directamente sobre el núcleo, 1 capa, diámetro del alambre: 0.7 mm.

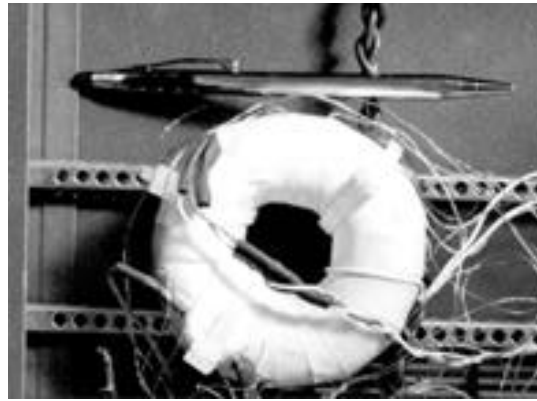


Fig. 4.7.4 Foto del divisor compensado electrónicamente, desarrollado

Se ensayó el comportamiento del divisor con y sin el circuito de compensación conectado. La tabla 4.7.1 muestra la corriente magnetizante I_p contra la tensión aplicada (frecuencia: 50 Hz) en la primera etapa. La corriente fue medida en la entrada de alto potencial del arrollado. La segunda columna, de la referida tabla, muestra los valores relevados con el compensador conectado. La tercera columna, muestra los valores de la corriente suprimiendo el circuito compensador. Al conectar dicho circuito, la corriente disminuye unas 200 veces.

La compensación electrónica se diseñó con una ganancia en corriente $A=2200$. Esto da un factor: $A N_a/N_p=250$. En la realidad, la corriente disminuyó algo menos por los efectos de las capacidades parásitas en la primera etapa y entre la primera y la segunda.

TABLA 4.7.1 Corriente de entrada del divisor, en función de la tensión primaria aplicada. Segunda columna: compensador electrónico conectado. Tercera columna: compensador sin conectar.

TENSIÓN APLICADA (V)	CORRIENTE CON COMPENSADOR (μ A)	CORRIENTE SIN COMPENSADOR (mA)
5	3	
0.6		
10	5	0.9
20	8	1.4
40	17	2.5
70	24	5.2

La tabla 4.7.2 muestra el error medido, al variar la tensión entre 5 V y 70 V, con y sin el circuito de compensación conectado. La relación usada es 0.0X (primera etapa en cero, segunda en 10), lo cual corresponde al peor caso. Los resultados indican el error relativo referido a la relación unitaria según [59], en fase (e_p) y en cuadratura (e_q) con la tensión de entrada, y en módulo.

El circuito compensador disminuye el módulo del error en unas 170 veces. Este valor concuerda con lo esperado, teniendo en cuenta la incertidumbre del divisor patrón usado (clase 1 ppm).

TABLA 4.7.2 Error del divisor, en función de la tensión primaria aplicada. Segunda columna: compensador electrónico conectado. Tercera columna: compensador sin conectar.

TENSIÓN APLICADA (V)	ERROR CON COMPENSADOR (ppm)			ERROR SIN COMPENSADOR (ppm)		
	e_p	e_q	módulo	e_p	e_q	módulo
5	0.4	-2.4	2.4	150	-350	380
10	0.4	-1.9	1.9	150	-270	310
20	0.4	-1.4	1.5	140	-190	240
40	0.3	-1.1	1.1	140	-130	190
70	0.1	-0.9	0.9	130	-110	170

La tabla 4.7.3 muestra los errores medidos para las 3 etapas, en función del ajuste de cada una. La tensión de entrada es 50 V, 50 Hz. Estos resultados muestran que en todas las etapas, el divisor cumple con los requisitos de error de clase 5 ppm establecidos en la norma IEC [59].

TABLA 4.7.3 Errores de las 3 etapas del divisor, con el circuito compensador conectado.
Todos los valores están expresados en ppm.

Ajuste	Primera etapa	Segunda etapa	Tercera etapa
1	0.8	0.4	2.9
2	0.8	0.2	2.7
3	1.0	0.9	2.8
4	1.0	1.8	3.0
5	0.9	2.2	3.0
6	0.9	2.3	2.9
7	0.9	2.5	3.1
8	1.1	2.4	3.2
9	1.8	2.5	3.3
X	---	1.0	3.1

Aunque este trabajo está destinado a compensar errores que aparecen en bajas frecuencias, igualmente se ensayó el prototipo a 500 Hz. Los errores de la primera etapa, a 500 Hz con tensión aplicada de 50 V, se mantienen dentro de la clase 5 ppm.

Capítulo 5

Transferidores térmicos basados en termistores

5.1 Introducción

Se estudia en este capítulo la utilización de termistores para el diseño de transferidores AC/DC. Los transferidores de mayor precisión, actualmente, están basados en sensores de termocuplas del tipo unijuntura y multijuntura. En los transferidores unijuntura, una sola termocupla está fijada en el centro de un fino alambre usado como calefactor. Éste es recorrido, alternativamente, por la corriente alterna a medir y por una corriente continua de tal valor que la temperatura sea la misma. Los mayores errores de transferencia entre AC y DC aparecen por los efectos Thomson y Peltier [60] durante la aplicación de la corriente continua. Por estos efectos, la distribución de temperatura cambia respecto a la existente en alterna, y por lo tanto varía la temperatura medida por la termocupla, aunque ambas corrientes tengan igual valor eficaz. Estos efectos pueden reducirse si se disminuye la temperatura (la temperatura de trabajo usual en estos conversores ronda los 500 °C). Pero en este caso aparecen otros problemas. Bajar la temperatura aumenta el error en la medida de la misma. La tensión generada por la termocupla vale alrededor de 7 mV a corriente nominal para conversores convencionales [61]. Por consiguiente, esta tensión debe medirse con exactitud de unos pocos nanovoltios para lograr determinar el valor de la temperatura correspondiente a variaciones de pocas partes por millón en la corriente de entrada. Una disminución en la temperatura media de funcionamiento, bajaría aún más dicha tensión, aumentando los errores.

Una solución ha sido propuesta mediante conversores multijunturas [62]. En éstos, la temperatura del alambre calefactor es medida por un conjunto de termocuplas distribuidas a lo largo del mismo, las que se conectan en serie. Esto permite obtener tensiones de salida adecuadas, aun con temperaturas relativamente bajas en el alambre. La desventaja de este sistema radica en la dificultad de construcción. La fabricación es de tipo artesanal y actualmente ya no se sigue fabricando.

Otros dispositivos están siendo propuestos recientemente. Uno de ellos [10] sustituye el sensor de temperatura por un sensor basado en un transistor de silicio. Este dispositivo tiene la ventaja que es posible incorporarlo en una fabricación automática con

miras a reducir los costos. Sin embargo, en el estado actual, el costo sigue alto y la exactitud no alcanza a la de los transferidores convencionales multijuntura.

El uso de termistores, asociados a resistores de mayor masa, disminuiría los efectos Thomson y Peltier, por permitir medir variaciones de temperatura más bajas. Los termistores poseen un coeficiente de variación con la temperatura 10 veces más alto que los sensores resistivos y salidas de tensión del orden del voltio. Todo esto contribuye a posibilitar tensiones de salida altas, aun trabajando a bajas temperaturas (del orden de 70°C). Sin embargo, generan un nuevo problema debido a la alta alinealidad de su curva resistencia-temperatura [37]. En las décadas de 1950-1960 se propusieron conversores basados en termistores [64, 65]. Esos trabajos no lograban mejorar la performance de conversores convencionales, y el uso de termistores para esta aplicación fue abandonado. Pero, en el presente existen termistores muy estables, mejores sistemas electrónicos de medida y control, y un conocimiento más profundo sobre las alinealidades de estos componentes. Todo ello justifica volver a evaluar estos sistemas basados en termistores, analizando su competitividad tanto en precisión como en costo.

5.2 Sistema propuesto

Se propone un sistema de medida en puente, donde dos termistores forman dos ramas del puente mientras que las otras dos están formadas por resistores fijos. Ambos termistores son calefaccionados, uno por la corriente a medir y el otro por un sistema de control que impone una corriente calefactora tal que la diferencia en la salida del puente sea nula. Con este sistema, es posible reducir la influencia de la variación de la temperatura ambiente, así como las alinealidades de las características de los termistores. La Fig. 5.1 muestra el circuito propuesto. El conjunto R_5, R_1 es uno de los dispositivos calefactor-termistor, mientras que el R_6, R_2 , es el otro. El primero es calentado por la corriente de entrada del dispositivo, mientras que el segundo lo es por una corriente producida por el sistema de control. Este último está formado básicamente por el amplificador de ganancia A . En la medida que A sea grande, la diferencia de tensiones $V_2 - V_1$ será pequeña y la tensión (continua) de salida V_{out} será aproximadamente igual al valor eficaz de la tensión de entrada v_{in} . Se propone usar el dispositivo como transferidor. Esto es, aplicar a la entrada en forma sucesiva las tensiones de continua y alterna a comparar; de manera que a la salida siempre

se obtenga el mismo valor. Dado que la comparación no es simultánea, debe asegurarse la estabilidad de todos los elementos que intervienen en el sistema. Los factores que afectan en mayor medida a este sistema son la variación de la temperatura ambiente, la variación de la ganancia del amplificador, y la estabilidad de las fuentes de alterna y continua a comparar. Este último factor afecta por igual a todos los sistemas transferidores, dado que también los basados en convertidores convencionales realizan medidas secuenciales. De todas formas, las actuales fuentes comerciales de laboratorio alcanzan estabilidades mejores a la parte por millón en el período de varios minutos necesario para la medida. En lo que sigue se analizará la influencia de la variación de la temperatura ambiente en la tensión de salida del convertidor propuesto, lo cual constituye la principal fuente de error en estos dispositivos.

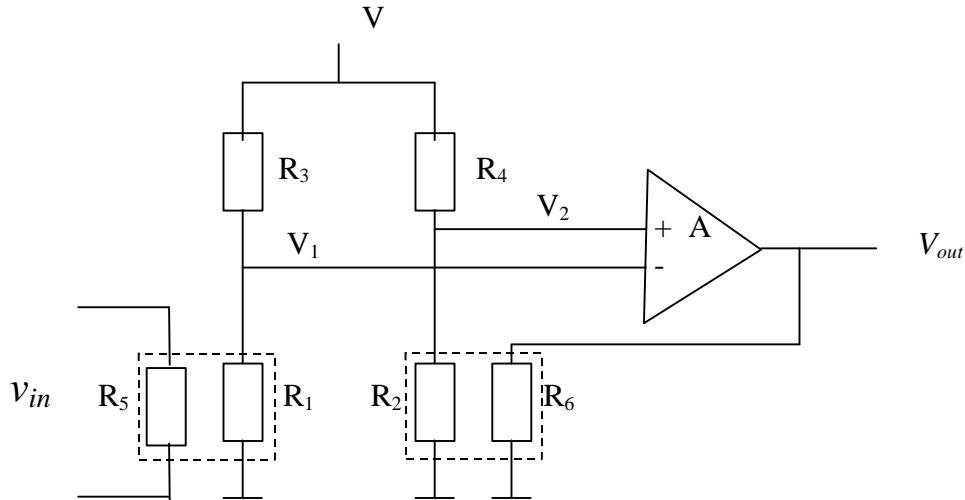


Fig. 5.1 Circuito propuesto de convertidor basado en termistores

5.3 Influencia de la temperatura ambiente

Las temperaturas T_1 y T_2 que alcanzan cada conjunto calefactor-termistor están dadas por

$$T_i = \frac{P_i}{H_i} + T_a \quad (5.1)$$

donde i es 1 o 2 según el conjunto analizado. T_a es la temperatura ambiente, H_i es el coeficiente de transmisión de calor entre el dispositivo y el medio, y P_i la potencia aplicada al mismo. Se propone modelar los termistores mediante la ecuación propuesta por Bosson-Gutmann-Simmons [66], la cual se aproxima al comportamiento real unas 10 veces mejor que la convencional ecuación exponencial, sin introducir mayores complicaciones analíticas [39]. Por tanto

$$R_i = A_i e^{\frac{B_i}{T_i + q_i}} \quad (5.2)$$

La tensión de salida del dispositivo conversor (V_{out}) vale

$$V_{out} = AV \left(\frac{R_2}{R_2 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_3} \right) \quad (5.3)$$

donde V es la tensión continua de alimentación. La potencia eléctrica disipada en el resistor R_6 , vale

$$P_2 = \frac{A^2 V^2}{R_6} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_3} \right)^2 \quad (5.4)$$

Por otro lado, dicha potencia se disipa al ambiente según la ecuación (5.1) (se desprecia la potencia generada en el propio termistor). Entre (5.1) y las ecuaciones (5.2) y (5.4) queda

$$H_2(T_2 - T_a) = \frac{A^2 V^2}{R_6} \left(\frac{1}{1 + \frac{R_4}{A_2} e^{\frac{-B_2}{T_2 + q_2}}} - \frac{1}{1 + \frac{R_3}{A_1} e^{\frac{-B_1}{T_1 + q_1}}} \right)^2 \quad (5.5)$$

La relación entre la tensión de entrada v_{in} y la temperatura T_1 del primer conjunto es

$$T_1 = T_a + \frac{v_{in}^2}{R_5 H_1} \quad (5.6)$$

En forma similar, aplicando un balance de potencias al segundo conjunto, se obtiene

$$V_{out} = \sqrt{R_6 H_2 (T_2 - T_a)} \quad (5.7)$$

A partir de las ecuaciones (5.5), (5.6) y (5.7) es posible calcular la dependencia de V_{out} con la temperatura ambiente, derivando las mismas respecto a T_a . Derivando (5.6) se sigue

$$\frac{\partial T_1}{\partial T_a} = 1 \quad (5.8)$$

Con esta ecuación y derivando (5.5) respecto a T_a se obtiene

$$\frac{\partial T_2}{\partial T_a} = \frac{1 + \frac{K_1 R_3 B_1}{R_1 (T_1 + q_1)^2 \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)^2}}{1 + \frac{K_1 R_4 B_2}{R_2 (T_2 + q_2)^2 \left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right)^2}} \quad (5.9)$$

siendo K_1

$$K_1 = \frac{2A^2 V^2}{R_6 H_2} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_3} \right) \quad (5.10)$$

En la ecuación (5.9) los sumandos unitarios pueden despreciarse, tanto en el numerador como en el denominador. Los valores centrales de diseño del prototipo experimental son: $V=1$ V, $A=1000$, R_1 a R_6 iguales (1 k Ω), B_i aproximadamente 5100 K y T_i+q_i ronda los 400 K. La potencia nominal disipada en cada resistor calefactor es de 25 mW y la constante de transferencia térmica H_i vale $6 \cdot 10^{-4}$ WK $^{-1}$. Los segundos sumandos del numerador y denominador son unas 100 veces mayores que la unidad. Más aun, el despreciar el sumando unitario produce similares variaciones en el numerador y denominador, lo cual genera un error de segundo orden. Al despreciar dichos sumandos, queda

$$\frac{\mathcal{I}T_2}{\mathcal{I}T_a} = \frac{R_3 R_2 B_1 (T_2 + \mathbf{q}_2)^2 \left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right)^2}{R_4 R_1 B_2 (T_1 + \mathbf{q}_1)^2 \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)^2} \quad (5.11)$$

Dado que las temperaturas de ambos conjuntos resistor-termistor son similares, al igual que las constantes \mathbf{q}_i , es posible linealizar los factores cuadráticos sin introducir mayores errores en el desarrollo. Queda, de esta forma

$$\frac{\mathcal{I}T_2}{\mathcal{I}T_a} = \frac{R_3 R_2 B_1}{R_4 R_1 B_2} \left(2 \frac{T_2 + \mathbf{q}_2}{T_1 + \mathbf{q}_1} - 1 \right) \left(2 \frac{1 + \frac{R_4}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_1}} - 1 \right) \quad (5.12)$$

Por otro lado, derivando la ecuación (5.7) respecto a T_a queda

$$\frac{\mathcal{I}V_{out}}{\mathcal{I}T_a} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_6 H_2}{T_2 - T_a}} \left(\frac{\mathcal{I}T_2}{\mathcal{I}T_a} - 1 \right) \quad (5.13)$$

Evaluando esta ecuación, con los valores centrales de diseño

$$\frac{\mathcal{I}V_{out}}{\mathcal{I}T_a} = 0.06 \left(\frac{\mathcal{I}T_2}{\mathcal{I}T_a} - 1 \right) \quad (5.14)$$

La condición ideal es que V_{out} no dependa de la temperatura, y por lo tanto su derivada respecto a la temperatura ambiente sea nula. Eso se obtendría si el último factor valiera cero, o sea si $\mathcal{I}T_2/\mathcal{I}T_a = 1$. El valor $\mathcal{I}T_2/\mathcal{I}T_a$ está dado por la ecuación (5.11) y depende de múltiples factores; en particular de lo bien apareados que estén los 2 termistores. Para estimar los errores por efecto de variación de la temperatura ambiente, acotaremos los factores que componen la ecuación (5.11).

El primer factor R_3/R_4 es un parámetro constante que se elige en el diseño. El segundo factor es R_2/R_1 . De la ecuación (5.3) se concluye

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \left[1 + \frac{V_{out} R_2}{AVR_4} \left(1 + \frac{R_4}{R_2} \right) \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \right] \quad (5.15)$$

En tercer lugar, se puede evaluar el factor $\frac{B_1 T_2 + q_2}{B_2 T_1 + q_1}$ a partir de la ecuación del modelo del termistor (5.2). Dividiendo las resistencias de ambos termistores queda

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{A_2 e^{\frac{B_2}{T_2 + q_2}}}{A_1 e^{\frac{B_1}{T_1 + q_1}}} \quad (5.16)$$

Dado que el cociente R_2/R_1 es muy próximo a 1, sólo se comete un error de segundo orden linealizando esta última ecuación.

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{A_2}{A_1} \left[1 + \frac{B_2}{T_2 + q_2} \left(1 - \frac{B_1 T_2 + q_2}{B_2 T_1 + q_1} \right) \right] \quad (5.17)$$

Despejando el último término y sustituyendo R_2/R_1 por el valor de la ecuación (5.15)

$$\frac{B_1 T_2 + q_2}{B_2 T_1 + q_1} = 1 - \frac{T_2 + q_2}{B_2} \left\{ \frac{R_4 A_1}{R_3 A_2} \left[1 + \frac{V_{out} R_2}{AVR_4} \left(1 + \frac{R_4}{R_2} \right) \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \right] - 1 \right\} \quad (5.18)$$

Por otra parte, el último factor de (5.12) se puede evaluar a partir de (5.3). De esta última ecuación se concluye que

$$\frac{1 + \frac{R_4}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_1}} = 1 - \frac{V_{out}}{AV} \left(1 + \frac{R_4}{R_2} \right) \quad (5.19)$$

Finalmente, sustituyendo las ecuaciones (5.15) y (5.19) en la ecuación (5.12) queda

$$\frac{T_2}{T_1} = \left[1 + \frac{V_{out} R_2}{AVR_4} \left(1 + \frac{R_4}{R_2} \right) \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \right] \left[-\frac{B_1}{B_2} + 2 \frac{B_1 (T_2 + q_2)}{B_2 (T_1 + q_1)} \right] \left[1 - 2 \frac{V_{out}}{AV} \left(1 + \frac{R_4}{R_2} \right) \right] \quad (5.20)$$

El primer y tercer factor del segundo miembro de (5.20) se aproximan a 1 si el coeficiente de amplificación A toma valores grandes. Con los valores centrales de diseño, el primer factor queda $1+20/A$, mientras que el segundo $1-20/A$. Por esto, el producto de ambos vale aproximadamente $1-400/A^2$. El apartamiento del valor 1 del segundo factor depende de lo similar que sean los 2 termistores. Para evaluar el segundo factor usamos (5.18), lo cual queda

$$\frac{\mathcal{T}_{T_2}}{\mathcal{T}_{T_a}} = \left(1 - \frac{400}{A^2}\right) \left\{ 2 - \frac{B_1}{B_2} - 2 \frac{T_2 + q_2}{B_2} \left[\frac{R_4 A_1}{R_3 A_2} \left(1 + \frac{4V_{out}}{A}\right) - 1 \right] \right\} \quad (5.21)$$

Esta última ecuación permite evaluar el apartamiento de la derivada de T_2 respecto a la temperatura ambiente, del valor unitario; y por tanto valorar el error por el efecto de variación de dicha temperatura. Si A fuera infinito y los termistores idénticos, se elegiría $R_3=R_4$ con lo cual $\mathcal{T}_{T_2}/\mathcal{T}_{T_a}=1$ y el error por variación de la temperatura ambiente sería nulo. La amplificación A y los valores R_3, R_4 son parámetros elegidos, pero la diferencia entre los parámetros de cada termistor debe evaluarse en base a los datos de los mismos. Para los termistores usados, la diferencia entre sus resistencias es menor al 2% cuando la temperatura varía entre 0°C y 80°C [67]. La ecuación (5.16) vincula dicha diferencia con los parámetros A_i, B_i y q_i de cada termistor. En [39] se muestra que existe una fuerte correlación entre los parámetros B y q del modelo usado, dada por

$$q = aB - c \quad (5.22)$$

Para el tipo de termistor usado, los valores de a y c son: $a=0.018$, $c=49$ K. Evaluando (5.16) a igual temperatura T para ambos termistores, queda

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{A_2 e^{\frac{B_2}{T+q_2}}}{A_1 e^{\frac{B_1}{T+q_1}}} \quad (5.23)$$

Si $B_1=B_2$, toda la diferencia entre R_1 y R_2 (2%) deberá atribuirse a la diferencia entre A_1 y A_2 . Esto constituye un peor caso para la diferencia entre los parámetros A_i . En este caso

$$\left| \frac{A_1}{A_2} - 1 \right| \leq 0.02 \quad (5.24)$$

Por otro lado, si asumimos $A_1=A_2$, toda la diferencia entre resistencias de los termistores deberá atribuirse a diferencias entre los parámetros B_i . Usando (5.23) queda

$$\frac{(T - c)|B_1 - B_2|}{(T + aB_1 - c)(T + aB_2 - c)} \leq 0.02 \quad (5.25)$$

Evaluando esta ecuación, la máxima diferencia $|B_1 - B_2|$ se produce a la máxima temperatura T de trabajo, siendo la diferencia (en K)

$$|B_1 - B_2| \leq 9 \quad (5.26)$$

Mediante (5.22) se concluye

$$|q_1 - q_2| \leq 0.16 \quad (5.27)$$

Sustituyendo estos resultados en la (5.21), y tomando los valores centrales de diseño se concluye que

$$\left| \frac{T_2}{T_a} - 1 \right| \leq 8.10^{-3} \quad (5.28)$$

Sustituyendo este valor en la (5.14) se obtiene $\frac{\Delta V_{out}}{\Delta T_a} = 5.10^{-4} \text{ VK}^{-1}$. Dado que la tensión de salida nominal es $V_{out}=5 \text{ V}$, es necesario reducir la variación de la temperatura ambiente que rodea al conversor a 0.01 K si se desea que los errores por este concepto estén en el orden de 1 ppm. Obsérvese que en dicho control de la temperatura ambiente sólo es necesario lograr alta estabilidad, no importando el valor en sí mismo. Tampoco es necesario que dicha estabilidad se mantenga a largo plazo. Basta con el tiempo necesario para una medida. Éste es del orden de unos 5 minutos. Estos requisitos se logran con un simple

control de temperatura pasivo, basado en colocar el convertor dentro de una masa metálica, aislada térmicamente del medio ambiente. Dichos elementos han sido dimensionados, resultando una cilindro de bronce de 1 kg, y una aislación de espuma plástica expandida de 2 cm de espesor.

5.4 Evaluación experimental

Se construyó un prototipo de acuerdo al sistema descrito en el capítulo anterior. Se muestran seguidamente los resultados primarios obtenidos. Se comparó este convertor contra un convertor convencional de tipo simple juntura basado en sensores de tipo termocupla de simple juntura. La Fig. 5.2 muestra los datos medidos durante un período de 3 h. La secuencia de medida usada para cada punto fue: V^+ , V_{ac} , V^- , V_{ac} , V^+ . La salida del convertor basado en termistores fue de 7 V aproximadamente, mientras que la salida del convertor convencional era de 7 mV. Por esta gran diferencia, cada sistema fue medido con un voltímetro diferente; en lugar de medir sólo la tensión diferencial entre ambos.

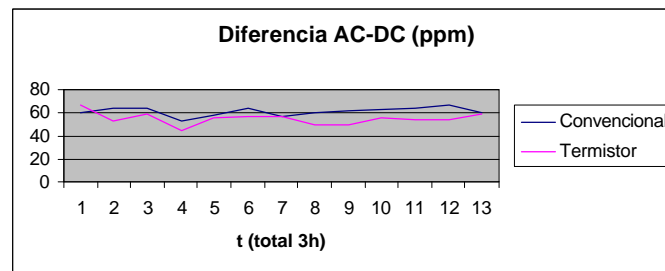


Fig. 5.2 Comparación del convertor propuesto contra un convertor convencional.

A partir de estos datos, fueron calculadas [68] las incertidumbres tipo A (estadísticas) para las medias, en 1.4 ppm para el sistema propuesto, y 0.7 ppm para el sistema convencional. La incertidumbre tipo B del sistema convencional es de 5 ppm; y la diferencia entre las medias, de -6 ppm. Estos valores forman un conjunto coherente con los valores de incertidumbres calculados y medidos. La Fig. 3.5.2 muestra detalles constructivos del prototipo.



5.3 Detalles constructivos del prototipo evaluado.

Capítulo 6

Sistema electrónico de reducción de errores para transformadores de medida de corriente

6.1 Introducción

Los transformadores actuales de medida, incluyendo pinzas amperimétricas, tienen errores que provienen de diferentes fuentes. La fuente principal, a frecuencias bajas, es el efecto de la corriente magnetizante necesaria para mantener el flujo magnético; porque esta corriente fluye a través de la rama magnetizante reduciendo de esta manera la corriente de salida. Este efecto produce errores de relación y errores de desplazamiento de fase. La corriente magnetizante real no es conocida durante el proceso de diseño del transformador, porque depende del valor real de la carga conectada al bobinado secundario. La técnica de diseño de transformadores convencional, para conseguir errores pequeños, está basada en la reducción del valor del máximo de esta corriente, usando núcleos magnéticos grandes para conseguir una impedancia magnetizante alta [63]. Alambres de gran sección también son usados para reducir la resistencia serie de los bobinados. Otra técnica usa dobles núcleos y dobles bobinados secundarios [53]. Se usa un juego núcleo-bobinado con el propósito de magnetizar el núcleo, y el otro para medición. Ambas técnicas tienen la desventaja que conducen a grandes, pesados y costosos transformadores, si la exactitud que se necesita es alta.

Otros autores propusieron métodos electrónicos para reducir la corriente magnetizante. En la referencia [54], un bobinado auxiliar se usa para medir el flujo magnético, y un dispositivo del control electrónico lo reduce. Este método se ha usado ampliamente, pero la desventaja principal es que necesita un diseño de transformador especial, por lo cual no es posible aplicarlo a los transformadores convencionales.

Por otro lado, el método propuesto en este trabajo computa la corriente magnetizante, midiendo sólo la corriente y la tensión de salida del transformador. No se necesita ningún núcleo ni arrollado auxiliar. Por esto, el método puede aplicarse a transformadores convencionales, incluso a transformadores en servicio.

6.2 Descripción del método

La Fig. 6.1 muestra esquemáticamente el modelo equivalente del transformador (referido al bobinado secundario). Z_1 y Z_2 representan las impedancias serie. En este tipo de transformadores, la impedancia serie secundaria Z_2 es principalmente resistiva (igual a R_2). Su componente inductivo generalmente puede despreciarse [63]. La rama magnetizante tiene un componente inductivo L_m en paralelo con uno resistivo R_m (debido a las pérdidas magnéticas), siendo los dos componentes no-lineales. Z_L representa la impedancia de la carga, externa al transformador. Este método de compensación acepta que esta impedancia pueda tener componentes resistivos, capacitivos, inductivos, e incluso comportamiento no-lineal.

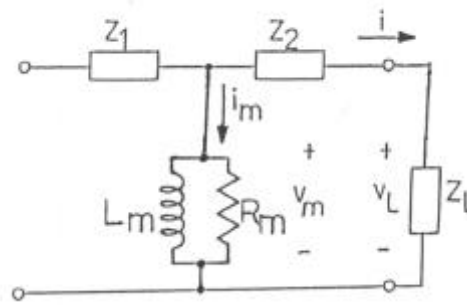


Fig. 6.1 Modelo equivalente del transformador real.

La corriente i_m a través de la rama magnetizante vale

$$i_m(t) = \frac{v_m(t)}{R_m} + \int_0^t \frac{v_m(\mathbf{t})}{L_m} d\mathbf{t} \quad (6.1)$$

donde v_m es la tensión en la rama magnetizante. Dado que esta tensión depende de la corriente de salida i real y el valor de la carga, la corriente magnetizante variará según las condiciones externas.

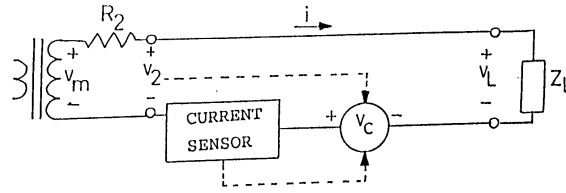


Fig. 6.2 Diagrama de bloques del sistema de reducción de errores propuesto.

El sistema compensador propuesto se muestra en el diagrama de bloques de la Fig. 6.2. Un sensor mide la corriente del secundario del transformador y envía esta información a una fuente de tensión controlada (v_c). Esta fuente también recibe información de la tensión de salida del transformador v_2 . El valor de la tensión v_m sobre la rama magnetizando vale

$$v_m = v_2 + iR_2 \quad (6.2)$$

Por otro lado

$$v_2 = v_L - v_c \quad (6.3)$$

De las ecuaciones (6.1), (6.2) y (6.3) se concluye que controlando la tensión v_c , es posible reducir v_m a cero, y entonces anular la corriente i_m . Para conseguir esto, la fuente controlada debe generar el valor

$$v_c = v_L + iR_2 \quad (6.4)$$

Esto se logra automáticamente si el control electrónico produce una tensión v_c de forma tal que la tensión v_2 tenga el valor

$$v_2 = ki \quad (6.5)$$

siendo k un parámetro de diseño del control. El valor de la tensión en la rama magnetizante será

$$v_m = ki + iR_2 \quad (6.6)$$

La constante k se impone igual a $-R_2$. De esta manera, el valor de la tensión v_m es cero, y la corriente i_m también es cero según la ecuación (6.1). Este método cancela la fuente de error analizada.

Las ecuaciones (6.1) a (6.6) son válidas para valores instantáneos. Así, este método compensador puede aplicarse a cualquier forma de onda de corriente. Bajo condiciones sinusoidales, este sistema compensa errores de relación, así como los errores de desplazamiento de fase.

6.3 Ejemplos de aplicación

El sistema propuesto puede implementarse usando diferentes dispositivos electrónicos, basados en técnicas analógicas o digitales. La Fig. 6.3 muestra un ejemplo de circuito.

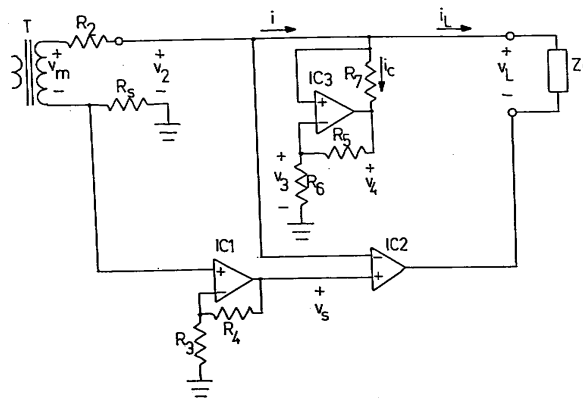


Fig. 6.3 Circuito simplificado del compensador.

T es el transformador a ser compensado. La corriente de salida es sensada por el resistor shunt R_s , y esta información se envía al amplificador operacional IC1. El amplificador operacional IC2 sensa la tensión v_2 . A la salida de IC1, la tensión v_s vale

$$v_s = -R_s \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) i \quad (6.7)$$

Por otro lado

$$v_m = iR_2 + v_2 + iR_s \quad (6.8)$$

El amplificador IC2 impone que la tensión v_s iguale a la tensión v_2 , para cualquier carga Z_L . Entonces

$$v_m = i \left(R_2 - \frac{R_3 R_4}{R_3} \right) \quad (6.9)$$

Para lograr que la tensión v_m se anule, los resistores R_3 y R_4 deben ser elegidos de acuerdo a

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_3}{R_2} \quad (6.10)$$

Como R_2 es la resistencia de un bobinado, ella depende de la temperatura de ese bobinado. Generalmente es de cobre, por lo que varía 0.4%/K aproximadamente. Para evitar esta influencia se propone compensar tal variación usando un termistor NTC. Éste se conecta en serie con el bobinado secundario, reduciendo el coeficiente de temperatura total. La influencia de la propia resistencia del termistor también queda compensada, al agregar su valor a R_2 .

En diseños de transformadores de medida convencionales, la relación de espiras real (T_a) es ligeramente más alta que su valor nominal (T_n), aumentando la corriente de salida. Esto se hace para compensar la reducción de la corriente de salida producida por la corriente magnetizante. De esta manera, se logran errores menores.

Pero, al usar el compensador electrónico propuesto, esta diferencia entre T_a y T_n no es necesaria. Más aun, si la relación es diferente de su valor nominal, una nueva fuente de error aparece. Dado que este método se propone para ser aplicado incluso a transformadores comerciales (no especialmente diseñados para él), es necesario incluir otra compensación para eliminar este efecto. El circuito asociado al amplificador operacional IC3 compensa este error. En este circuito, IC3 impone que v_3 iguale a v_2 . Por otro lado

$$v_4 = \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right) v_3 \quad (6.11)$$

Finalmente, la corriente de compensación i_c toma el valor

$$i_c = \frac{v_2 - v_4}{R_7} \quad (6.12)$$

Combinando las ecuaciones (6.5), (6.11) y (6.12)

$$i_c = \frac{-ikR_5}{R_6R_7} \quad (6.13)$$

Los valores R_5 , R_6 y R_7 son seleccionados de acuerdo a la siguiente ecuación

$$\frac{R_5}{R_6R_7} = \frac{1}{k} \left(\frac{T_n}{T_a} - 1 \right) \quad (6.14)$$

En esta forma, la corriente de salida i_L (igual a $i - i_c$) vale

$$i_L = i \frac{T_n}{T_a} \quad (6.15)$$

Esta ecuación muestra que la corriente de salida retorna a su valor nominal. Esta compensación es teóricamente exacta, e independiente de la corriente de funcionamiento real y el valor de la impedancia Z_L .

Por otro lado, en los transformadores originalmente diseñados para ser usados con la técnica de compensación propuesta, la relación de espiras puede ser la nominal. Por tanto, no es necesario compensar por la diferencia en la relación de espiras. El uso del circuito asociado al amplificador operacional IC3 no es necesario en ese caso.

TABLA 6.1 Errores de una pinza amperimétrica con y sin el dispositivo compensador.

Corriente (A)	Carga (Ω)	SIN COMPENSACIÓN		CON COMPENSACIÓN	
		Error de relación (%)	Desfasaje (minutos)	Error de relación (%)	Desfasaje (minutos)
0.5	10	0.42	126	-0.02	-0.8
2.5	10	0.39	120	-0.01	-0.8
10	10	0.35	102	-0.01	-0.9
10	100	-1.2	240	-0.01	-0.9
50	10	0.34	77	0.01	-0.9

El circuito compensador de la Fig. 6.3 fue aplicado a una pinza amperimétrica (100 A, relación 1:1000). La Tabla 6.1 muestra los errores con y sin la compensación, para diferentes condiciones de funcionamiento. Los errores en relación disminuyeron alrededor de 35 veces y el desplazamiento de la fase se reduce más de 100 veces con una carga de 10 Ω . La influencia de la variación de la carga en el sistema compensando fue medida a 10 A. Variando la carga entre 10 Ω y 100 Ω , la variación del error en relación fue menor que 10 $\mu\text{A/A}$ y la variación del desplazamiento de la fase, más pequeña que 20 μrad . Sin el dispositivo compensador, estas variaciones son tan grandes como 2% y 2°. La reducción de error de relación con carga de 100 Ω , está alrededor de 120 veces, y la reducción de los errores por desfasaje es mayor de 250 veces.

TABLA 6.2 Respuesta en frecuencia de la pinza amperimétrica con el dispositivo compensando.

Frecuencia (Hz)	Error (%)
50	0.0
100	-0.1
1000	-0.1
3000	-0.2
5000	-0.3

La respuesta en frecuencia, usando el compensador, se muestra en Tabla 6.2. El error en relación es más pequeño que 0.1% a 1 kHz y 0.3% a 5 kHz. Este rango de frecuencias es suficiente para medidas a frecuencia industrial, hasta el armónico 100.

Utilizando el mismo sistema de compensación se construyó un transformador de medida de corriente, con características aptas para el vatímetro patrón desarrollado. Éstas son:

Relaciones de transformación: 1, 2, 5, 10A/0.01A

Tensión de salida: 1 V

Precisión: 1 μ A/A, 5 μ rad

La Fig. 6.4 muestra los detalles constructivos del mismo.

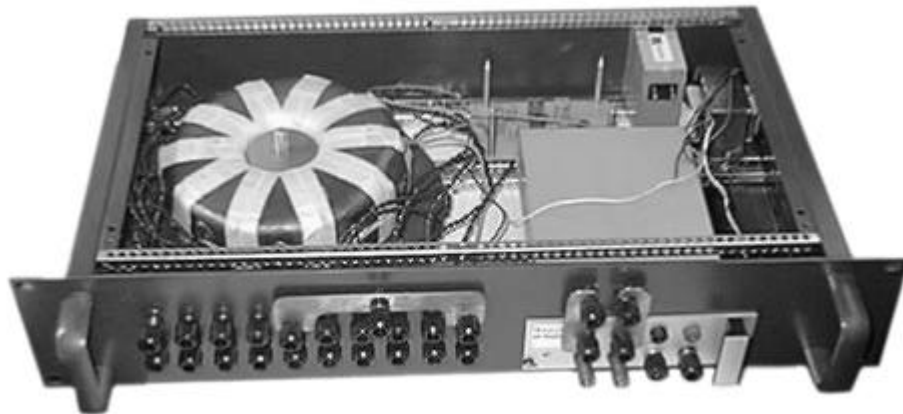


Fig. 6.4 Detalles constructivos del transformador de corriente diseñado para el vatímetro patrón.

Este transformador es cargado por un resistor patrón de 100 Ω con las siguientes características:

Valor dc: 99.9997 Ω (incertidumbre 3 $\mu\Omega/\Omega$)

Variación con la temperatura: <1 ($\mu\Omega/\Omega$)/K

Desfasaje a 50 Hz: -6 μ rad (incertidumbre 6 μ rad)

Variación del módulo a 50 Hz: -2.2 10^{-8}

6.5 Conclusiones

Un método de compensación para transformadores de medida de corriente y pinzas de corriente, que aumenta su precisión, fue propuesto. Un dispositivo electrónico externo reduce la corriente magnetizante. El método no requiere de ningún bobinado auxiliar o dobles núcleos en el transformador. Dado que no se requiere transformadores especiales, pueden compensarse transformadores comerciales. El dispositivo computa la corriente a través de la rama magnetizante, a partir de medidas de la corriente y la tensión de salida. Con esta evaluación, una fuente de tensión controlada reduce esa corriente. Los diferentes parámetros del circuito de control se seleccionan teniendo en cuenta la resistencia secundaria del transformador. Si la relación de espiras real es diferente a la nominal, se propone un dispositivo electrónico para compensar esta diferencia. Este sistema está basado en sustraer una corriente proporcional a la corriente de salida.

Una corroboración experimental muestra una reducción de más de 100 veces en los errores de una pinza de corriente comercial (relación 1000:1). Esta mejora es válida para un rango de corriente entre 0.5 A y 50 A, con una carga que varía de 0 a 100 Ω . Con el mismo circuito compensador fue diseñado y construido un transformador con primarios entre 1 A y 10 A y corriente secundaria nominal de 10 mA, apto para el vatímetro patrón desarrollado.

Capítulo 7

Evaluación general y conclusiones

Se presentó un sistema de medida de potencia de alta precisión con la finalidad de ser usado como nuevo Patrón Nacional de Potencia Eléctrica del Sistema Metrológico del Uruguay. Está basado en un medidor de factor de potencia directo. La potencia es, por tanto, computada a partir del factor de potencia y de los valores rms de la tensión y la corriente. El medidor del factor de potencia de alta precisión está basado en la detección de cruces por cero de las señales de entrada. Se analizaron las fuentes de error más significativas. Éstas corresponden a errores introducidos por el sistema de medida del factor de potencia, más errores debidos a los transductores de entrada de tensión y corriente, y por la medida de la tensión rms.

La Fig. 7.1 muestra una foto del sistema completo. Éste comprende novedosos dispositivos para la reducción de estos errores. Para los transductores inductivos de tensión se presentó un método de compensación electrónica que disminuye la corriente por el arrollado primario. Ésta es la principal fuente de error que afecta a divisores inductivos y transformadores de medida de tensión, a bajas frecuencias. Esto permite diseñar transformadores y divisores de tensión con muy bajos errores y muy alta impedancia de entrada. En particular, divisores de 120 V a 1 V con incertidumbres menores a $3 \mu\text{V}/\text{V}$.

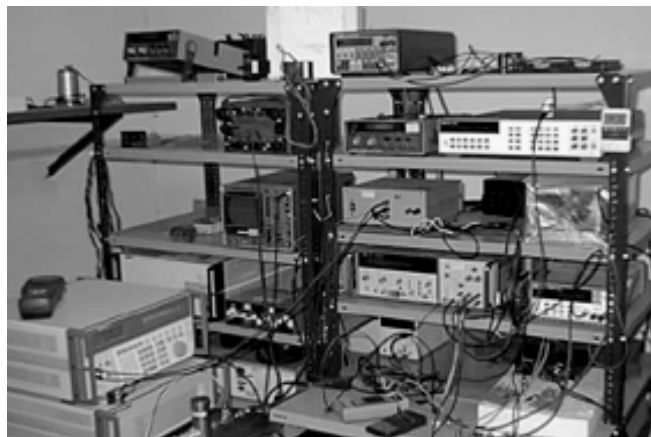


Fig. 7.1 Foto del sistema completo patrón primario de medida de potencia

Para los resistores shunt de la entrada de corriente, y los divisores resistivos de tensión

de la entrada de tensión, se presentó un nuevo método que posibilita usar la respuesta al escalón como evaluación absoluta del comportamiento en bajas frecuencias. Se muestra que los errores en amplitud y desfasaje pueden calcularse a partir del análisis de dicha respuesta. Para la generación de la función escalón, se diseñó un pequeño generador de tipo coaxial con tiempos de subida inferiores a 1 ns, sin oscilaciones posteriores. Este método permite determinar las variaciones en magnitud y desfasaje, en función de la frecuencia. Se propone el mismo como alternativa a ensayos tradicionales, con la ventaja de ser un método de calibración absoluto, que no requiere de un divisor patrón como referencia. El único instrumento usado, además del propio generador, es un osciloscopio. La performance de todo el conjunto osciloscopio-generador es evaluada en el mismo ensayo. Para el prototipo de divisor resistivo de tensión usado, la incertidumbre en desfasaje es inferior a $0.6 \mu\text{rad}$ a frecuencia industrial y despreciable en amplitud. Para el shunt de corriente analizado, la incertidumbre en desfasaje es de $3 \mu\text{rad}$, y despreciable en amplitud.

Los errores asociados al medidor propuesto para computar el factor de potencia, dependen de la distorsión en las ondas de tensión y corriente. Las fuentes usadas en el sistema tienen distorsión armónica inferior al 0.1%. La incertidumbre que produce estos niveles de distorsión, en el resultado de potencia, es de 10 ppm. Otros errores en este medidor ocurren por diafonía entre los dos canales, detección de los cruces por cero y errores debidos al contador de tiempos. Todos estos fueron evaluados en menos de 1 ppm a frecuencia industrial.

La medida de tensiones rms se efectúa usando un voltímetro de muestreo, comandado por un programa externo. La incertidumbre en la medida de la tensión es de 10 ppm. Dado que la relación entre tensión y potencia es cuadrática, la influencia del voltímetro en el resultado de potencia es del orden de 20 ppm. Con transferidores térmicos convencionales este error baja a 10 ppm (incertidumbre del transferidor 5 ppm), y sería posible reducirlo más con transferidores basados en termistores.

Todo el análisis de cómputo de incertidumbres está basado en la referencia [68]. Ésta guía internacional ha unificado la metodología de expresión de incertidumbres entre distintos laboratorios, permitiendo comparar resultados bajo iguales bases. Los distintos factores de incertidumbre fueron divididos entre clase A (estimados por métodos estadísticos) y clase B (estimados por otros métodos). La tabla 7.1 muestra la evaluación de

incertidumbres tipo B para el sistema completo. Todos los valores fueron analizados en los capítulos correspondientes a cada componente. En la tabla se muestra la influencia en el valor de potencia final, de cada uno de esos factores. Algunos afectan al sistema fundamentalmente por desplazamientos de fase, mientras que otros lo afectan por incertidumbres en la amplitud. A factor de potencia unitario, las incertidumbres con mayores influencias son debidas a incertidumbres en la amplitud; mientras que a factores de potencia bajos, tienen mayor relevancia las incertidumbres en la fase. En todos los casos están expresadas en partes por millón de fondo de rango.

Tabla 7.1 Cómputo de incertidumbre tipo B del sistema propuesto de medida de potencia ($\mu W/W$ del fondo de rango).

Factor de potencia:	0	0.5	1
Divisor resistivo (fase)	1	1	0
Divisor de tensión inductivo (amplitud)	0	2	3
Transformador de corriente (amplitud)	0	1	1
Resistor shunt 1 Ω (fase)	3	2	0
Resistor shunt 100 Ω (amplitud)	0	2	3
Transferidor térmico (amplitud)	0	5	10
Medidor de factor de potencia (fase)	10	8	0
Incertidumbre combinada	11	10	11

Los valores de incertidumbre tipo A fueron estimados a partir de mediciones repetidas. Para cada factor de potencia indicado en la Tabla 7.1 se realizaron medidas por más de 15 h, conectándose en paralelo el sistema propuesto con el sistema basado en un sumador detallado en el capítulo 3.2. La Fig. 7.2 muestra los valores medidos en distintos factores de potencia, a 100 V, 1 A, 50 Hz. Existen 3 fuentes de ruido independientes: la propia del sumador, la del sistema propuesto y el ruido producido por los generadores de alterna. Basándose en 3 mediciones es posible separar dichas fuentes de ruido y estimar las incertidumbres tipo A para el sumador y el sistema propuesto por separado. Estas mediciones son: la salida directa del sumador (lo cual incluye su propio ruido y el ruido de los generadores), la salida del sistema propuesto (ruido propio y de los generadores), y la diferencia entre la salida del sumador y la del sistema propuesto. Esta última medida elimina el ruido de los generadores, quedando sólo el ruido de los sistemas de medida. La Tabla 7.2

muestra los resultados. Las incertidumbres tipo A fueron calculadas para el valor de la media calculado sobre 4 h de mediciones; mientras que para las diferencias entre las medias de ambos sistemas (sistema sumador menos sistema propuesto) fueron tomados todos los valores. La columna 4 muestra estas diferencias. A factor de potencia unitario, la discrepancia entre ambos sistemas es inferior a $1 \mu\text{W}/\text{W}$. A factores de potencia menores aparecen, en algunos puntos, diferencias del orden de $40 \mu\text{W}/\text{W}$. Dicho valor está comprendido por las incertidumbres tipo B de ambos sistemas, siendo la incertidumbre predominante la del sistema sumador.

Tabla 7.2 Comparación de incertidumbres tipo A, y valores medios entre el sistema propuesto y el basado en un sumador.

Factor de potencia	Incertidumbre sistema sumador ($\mu\text{W}/\text{W}$)	Incertidumbre sistema propuesto ($\mu\text{W}/\text{W}$)	Diferencia entre medias ($\mu\text{W}/\text{W}$)
0 c	4.0	1.6	-1
0 i	4.8	2.5	-41
0.5 c	3.2	1.6	1
0.5 i	3.0	3.3	-37
1	3.9	0.0	0

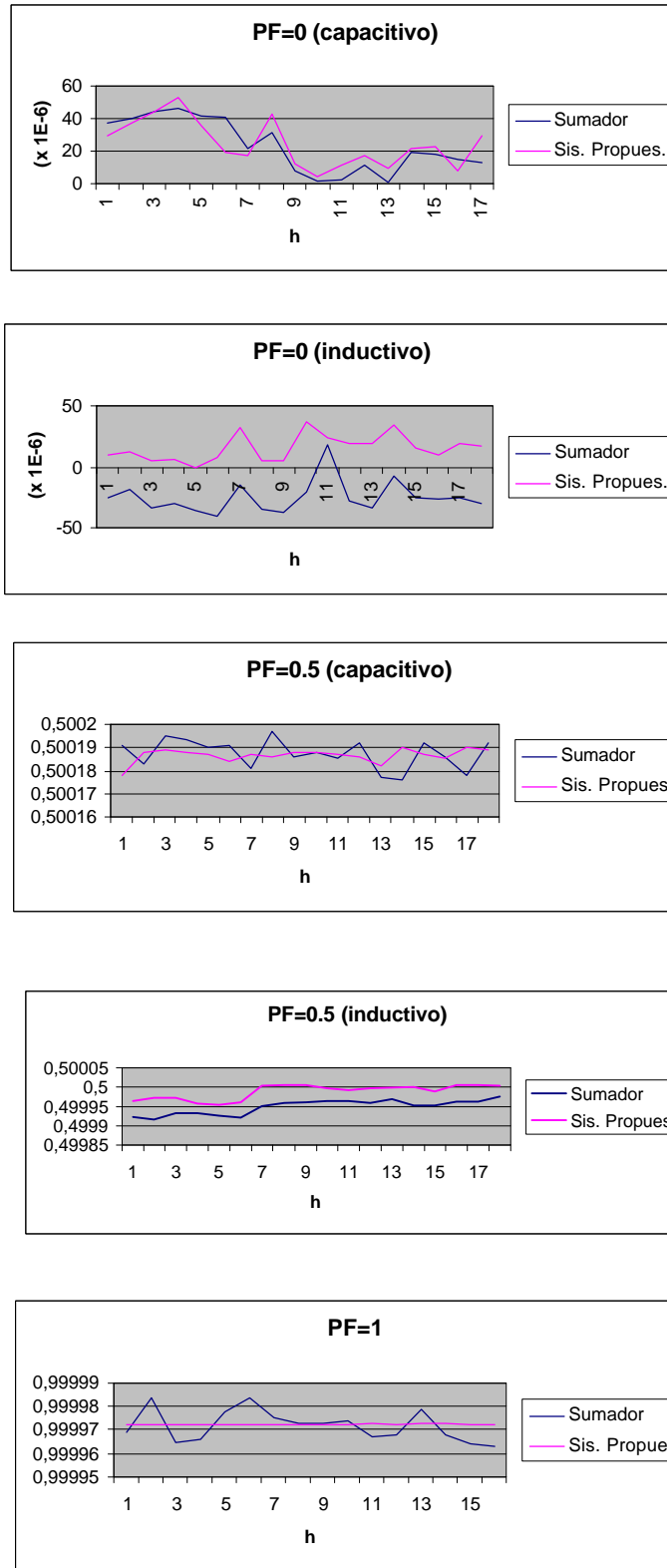


Fig. 7.2 Comparación entre sistema propuesto y sistema basado en un sumador, a distintos factores de potencia.

Los valores de incertidumbre tipo A se combinan cuadráticamente con los de tipo B, dando incertidumbres totales según muestra la tabla 7.3.

Tabla 7.3 Comparación de incertidumbres combinadas totales del sistema propuesto.

Factor de potencia	Incertidumbre sistema propuesto ($\mu\text{W}/\text{W}$)
0 c	11
0 i	11
0.5 c	10
0.5 i	11
1	11

Con este nuevo sistema se mejora el Patrón de Potencia Nacional del Uruguay, el cual reside hasta el momento en el vatímetro basado en un sumador descrito en el capítulo 3.2. El nuevo sistema logra incertidumbres menores a la del sumador. En un próximo paso, se incorporarán transferidores térmicos basados en termistores con menor incertidumbre para la medida de tensión y se reducirá la incertidumbre en el medidor de factor de potencia usando filtros pasabajos de corte más abruptos. Ambos factores son las principales fuentes de incertidumbre en este sistema. Se estima que su reducción permitirá llegar a valores del orden de $5 \mu\text{W}/\text{W}$.

Capítulo 8

Referencias

- [1] FLUKE, "Calibration, philosophy in practice," pp. 4.3-4.4, 1994.
- [2] D. B. Newell, R. L. Steiner, E. R. Williams, A. Picard, "The next generation of the NIST Watt balance," CPEM 98, pp. 108-109, Washington D.C., USA, 1998.
- [3] B. D. Josephson, *Phys. Lett.*, No 1, pp. 251-253, 1962.
- [4] R. Popel., "The Josephson effect and voltage standards," *Metrologia*, vol. 29, 153-174, 1992.
- [5] D. Reymann, J. P. Lo-Hive, G. Genevès, "A comparison of one volt Josephson junction array voltage standard driven by a common microwave," *Metrologia*, vol. 31, 35- 37, 1994.
- [6] N. Belecki, R. Dziuba, B. Field, B. Taylor, "Guidelines for implementation the new representation of the volt and ohm effective January 1, 1990," NIST, Tech. Note 1263, 1998.
- [7] B. P. Kibble, "Present state of the electrical units," *IEE Proc. A*, vol. 138, pp. 187-197, 1991.
- [8] P. Bergalli, "Patrones resistivos de efecto cuántico Hall (QHE)," *Disertación presentada a la Facultad de Ingeniería del Uruguay, curso Laboratorios de calibraciones y medidas eléctricas*, 1997.
- [9] M. Klonz, T. Weimann, "Novel multijunction thermal converter in planar technique for AC current, voltage, power and optical radiation," *Physica Scri.*, vol. 41, pp. 718-721, 1990.

- [10] FLUKE, Application note: Design and evaluation of the 792A AC/DC transfer standard.
- [11] J. Vreede, "CCE intercomparison of ac-dc transfer standards," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. MI-42, pp. 99-108, 1993.
- [12] F. Delahaye, T. Witt, B. Jeckelmann, B. Jeanneret, "Comparison of quantum Hall effect resistance standards of the OFMET and the BIPM," *Metrologia*, 32, pp. 385-388, 1996.
- [13] G. Ramm, "Calibración de resistencias de medición de corriente alterna," PTB-E41s, 1992.
- [14] G. Goffin, G. Marchal, "Etude théorique de l'emploi du thermocouple pour la mesure de précision de la puissance en courant alternatif". *Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens*, vol. 20 , pp. 595-600, 1946.
- [15] J.J Hill, "A precision thermo-electric wattmeter for power an audio frequencies", *IEEE Paper 246 1M*, pp 61-68, 1958.
- [16] F. Bombi and D. Ciscato, "A New DC-AC Digital Power and Energy Meter", *IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-19, pp 57-61, 1970.
- [17] G. Schuster, "Thermal measurement of AC power in comparison with the electrodynamic method", *IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM 25 pp, 529-533, 1976.
- [18] G. Shuster, "Thermal instruments for measurement of voltage, current, power and energy at power frequencies" *IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. IM-29, pp 153-157, 1980.

- [19] L. Erard, R. Knosp, R. Soucek, "Improvement in the use of the thermal wattmeter principle: application to a broad-band device for nonsinusoidal waveform", IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-34, pp 375-380, 1987.
- [20] P. Braga, D. Slomovitz, "Rms voltmeter based power and power-factor measuring system," Int. J. Electronics, vol. 75, No 3, pp. 561-565, 1993.
- [21] R.L Swerlein, "A 10 ppm accurate digital AC measurement algorithm", HP Co, 1991.
- [22] W.J. Moore, E. So, "A current-comparator-based system for calibrating active/reactive power and energy meters," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol 32, pp. 147-149, 1983.
- [23] A.C. Corney, "A traceable mains-frequency power standard," CPEM 98, pp. 281-282, Washington, USA, 1998.
- [24] F.J. Clarke, J. Stockton, "Principles and theory of wattmeters operating on the basis of regulary spaced samples pairs," J. Phys. E., vol. 15, pp. 645-652, 1982.
- [25] G. Stenbakken, "A wideband sampling wattmeter," IEEE PAS., vol 103, pp. 2919-2925, 1984.
- [26] A. Rondoni, A. Musetti, W. Schenck, "Voltímetro y Wattímetro de muestreo con AT-DSP2200," Proyecto de fin de carrera, Facultad de Ingeniería, Universidad de la República del Uruguay, 1997.
- [27] G. Stenbakken, "High-accuracy sampling wattmeter," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 41, pp. 974-978, 1992.
- [28] R. Bergeest, P. Seyfried, "Evaluation of the response of time-division multipliers to AC and DC input signals," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 24, pp. 296-299, 1975.
- [29] IEC, Electricity, Electronics and Telecommunications Multilingual Dictionary, vol. 1, 1992.

- [30] D. Slomovitz, "Análisis de definiciones de potencia reactiva y potencia aparente desde el punto de vista de una empresa eléctrica," Disertación presentada a la Universidad de la República del Uruguay, Facultad de Ingeniería, curso de Doctorado, 1999.
- [31] D. Slomovitz, "Behaviour of power-factor meters under non-sinusoidal current and voltage," *Int.J.Electronics*, vol. 70, pp.827-838, 1991.
- [32] D. Slomovitz, C. Faverio, "Power standard based on a high precision power-factor meter," *CPEM 98 (Conference on Precision Electromagnetic Measurements)*, pp. 542-543, Washington D.C., USA, 1998.
- [33] D. Slomovitz, "Electronic compensation of inductive voltage dividers and standard voltage transformers," *IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-47, pp. 465-468, Abril 1998.
- [34] D. Slomovitz, "Electronic compensation of voltage transformers," *IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-37, pp 652-654, 1988.
- [35] D. Slomovitz, P. Bergalli, J. Fernández, "Evaluation of low-frequency voltage dividers, using the step response," *CPEM 98*, pp. 319-320, Washington D.C., USA, 1998.
- [36] J. Fernández, D. Slomovitz, "Desarrollo de un generador de step rápido para pruebas de divisores de tensión de impulso," *Electrotécnica (Argentina)*, pp. 233-240, Diciembre 1995.
- [37] D. Slomovitz, "The temperature/resistance curve of NTC thermistors," *Test and Measurement World*, pp. 73-79, Mayo 1987.
- [38] D. Slomovitz, G. Gómez, "Influence of resistance-temperature models of thermistors on the behaviour of linearizing circuits," *International Journal of Electronics*, vol. 69, pp. 691-696, 1990.

- [39] D. Slomovitz, J. Joskowicz, "Error evaluation of thermistor linearizing circuits," *Measurement Science & Technology*, vol. 1, pp. 1280-1284, 1990.
- [40] N. P. Millar, "Crossed-coil power-factor meters," *Transaction on Electrical Engineering*, vol. 63, pp. 294-301, 1944.
- [41] A. Rudkin, "A new approach to phase measurement," *Marconi Inst.*, vol. 14, pp.105-108, 1974.
- [42] J. Siuzdak, "A noise resistant phasemeter with synchronous detection," *Int. J. Electronics*, vol. 57, pp. 737-743, 1984.
- [43] J. Mc. Kinney, "Digitized low-frequency phasemeter assembled from logic modules," *Jour. Resear. NBS*, vol. 71, pp. 227-238, 1967.
- [44] R. Arseneau, G. T. Heydt y M. J. Kempker, "Application of IEEE Standard 519-1992 Harmonic Limits for revenue billing meters," *IEEE Trans. Pow. Del.*, vol. 12, pp. 346-353, 1997.
- [45] FLUKE, Manual de instrucciones del calibrador 5500.
- [46] FLUKE, Manual de instrucciones del multímetro 8506A.
- [47] HP, Manual de instrucciones del multímetro 3458.
- [48] Hyltén-Cavallius, *High Voltage Laboratory Planning*, Basel, HAEFELY, Ch.9, pp. 186-216, 1988.
- [49] J. Rungis, K. Schon, "The evaluation of impulse divider response parameters," *IEEE Trans. Pow. Del.*, Vol 3, No 1, pp. 88-95, Jan 1988.
- [50] W. Mandl, L. Trigo, "Study on the step-response-parameters in impulse dividers,"

Dissertation submitted to Fac. de Ingeniería, Univ. Rep., Montevideo, Uruguay, Apr. 1997.

[51] F. Hermach, E. Williams, "Thermal voltage converters for accurate voltage measurements to 30 megacycles per second," AIEE Trans., pt. 1, vol. 79, pp. 200-206, Jul. 1960.

[52] TEKTRONIX, Manual de instrucciones del osciloscopio 11402A.

[53] N. Klusters, W. Moore, "The compensated current comparator; a new reference standard for current-transformer calibrations in industry," IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement, pp 107-114, Jun. 1964.

[54] T. Souders, "Wide-band two-stage current transformers of high accuracy," IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement, pp 340-349, vol. 21, 1972.

[55] T. Deacon, J. Hill, "Two-stage inductive voltage dividers," Proc. IEE, vol. 115, no. 6, pp. 888-892, June 1968.

[56] P. Sankaran, P. Kanagasabapathy, V. Murti, "Electronic error-compensation of a voltage transformer," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-28, no. 1, pp. 86-88, March 1979.

[57] M. D'Apuzzo, M. Savastano, "Simulation of electronically compensated voltage transformers," Proceeding of 3rd European Simulation Congress, pp. 645-9, Sept. 1989.

[58] J. Melcher, "Programmable precision IVD for audio frequency range," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-42, no. 2, pp. 627-629, Dec. 1993.

[59] IEC, "Inductive voltage dividers," Standard 618, 1978.

[60] B. Inglis, "Standards for AC_DC transfer," Metrologia, vol. 29, pp. 191-199, 1992.

- [61] FLUKE, Manual de instrucciones del transferidor térmico 540B.
- [62] M. Klonz, T. Weimann, "Novel multijunction thermal converter in planar technique for AC current, voltage, power and optical radiation measurements," *Phis. Scripta*, vol. 41, pp. 718-721, 1990.
- [63] N. E. Mironjuk, E. I. Popov, "Calculating the errors of measurement of current transformers," *Sov. Electr. Eng.*, vol. 53, pp. 24-27, 1982.
- [64] F.C. Widdis, "The indirectly heated thermistor as a precise AC-DC transfer device," *Proc. IEE*, vol. 103, Part B, No 12, pp. 693-709, Nov. 1956.
- [65] F.C. Widdis, "The theory of Peltier and Thomson effects errors in thermal AC-DC transfer devices," *Proc. IEE*, vol. 109, Part C, pp. 328-334, 1962.
- [66] G. Bosson, F. Gutmann, L. Simmons, "A relationship between resistance and temperature of thermistors," *J. Appl. Phys.*, vol. 21, pp. 1267-1268, 1950.
- [67] Hoja de datos Termistor YSI 46007, Yellow Springs Instrument Co.
- [68] ISO, "Guide to the expression of uncertainty in measurements," 1995.

APÉNDICE A**Desarrollo del cálculo de errores para vatímetros basados en un sistema sumador.**

A1. Cómputo de la potencia por medio de la ecuación (3.2.9).

Dicha ecuación se reproduce a continuación.

$$Pot = \frac{AB}{R_{sh}} (L_1^2 - L_3^2 - L_4^2) \quad (A.1)$$

Sean los errores relativos en cada una de las lecturas del voltímetro, e_1 , e_3 y e_4 . Por diseño se elige las lecturas L_3 y L_4 aproximadamente iguales. Para el equipo descripto, esas son de 4 V. Por tanto, el voltímetro opera en el mismo punto al medir L_3 y L_4 , y comete el mismo error. Entonces, e_3 es igual a e_4 .

La potencia total, afectada por estos errores ($Poter$), será

$$Poter = \frac{AB}{R_{sh}} (L_1^2(1+e_1)^2 - L_3^2(1+e_3)^2 - L_4(1+e_3)^2) \quad (A.2)$$

Linealizando los términos de error, se tiene

$$Poter = \frac{AB}{R_{sh}} (L_1^2(1+2e_1) - L_3^2(1+2e_3) - L_4(1+2e_3)) \quad (A.3)$$

Reagrupando términos y usando (A.1)

$$Poter - Pot = \frac{AB}{R_{sh}} (e_1 L_1^2 - e_3(L_3^2 - L_4^2)) \quad (A.4)$$

Por otro lado, la potencia aparente S vale

$$S = \frac{AB}{R_{sh}} L_3 L_4 \quad (A.5)$$

Por tanto, el error relativo referido a la potencia aparente ($\frac{P_{\text{poter}} - P_{\text{pot}}}{S}$) vale

$$Error = \frac{1}{L_3 L_4} (e_1 L_1^2 - e_3 L_3^2 - e_3 L_4^2) \quad (\text{A.6})$$

sumando y restando $e_1 \left(\frac{L_3^2 + L_4^2}{L_3 L_4} \right)$, asumiendo $L_3 = L_4$, y teniendo en cuenta la expresión

(3.2.12) para el factor de potencia, se concluye

$$Error = 2(e_1 - e_3) + 2e_1 \text{Factpot} \quad (\text{A.7})$$

tal como se anticipó en la ecuación (3.2.16). Similares cálculos se aplican al desarrollo de la ecuación (3.2.17).

APÉNDICE B

Trabajos publicados por el autor, citados como referencias en esta Tesis.

- P. Braga, D. Slomovitz, "Rms voltmeter based power and power-factor measuring system," *Int. J. Electronics*, vol. 75, No 3, pp. 561-565, 1993.
- D. Slomovitz, "Análisis de definiciones de potencia reactiva y potencia aparente desde el punto de vista de una empresa eléctrica," *Disertación presentada a la Universidad de la República del Uruguay, Facultad de Ingeniería, curso de Doctorado*, 1999.
- D. Slomovitz, "Behaviour of power-factor meters under non-sinusoidal current and voltage," *Int. J. Electronics*, vol. 70, pp.827-838, 1991.
- D. Slomovitz, C. Faverio, "Power standard based on a high precision power-factor meter," *CPEM 98 (Conference on Precision Electromagnetic Measurements)*, pp. 542-543, Washington D.C., USA, 1998.
- D. Slomovitz, "Electronic compensation of inductive voltage dividers and standard voltage transformers," *IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-47, pp. 465-468, Abril 1998.
- D. Slomovitz, "Electronic compensation of voltage transformers," *IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-37, pp 652-654, 1988.
- D. Slomovitz, P. Bergalli, J. Fernández, "Evaluation of low-frequency voltage dividers, using the step response," *CPEM 98*, pp. 319-320, Washington D.C., USA, 1998.
- J. Fernández, D. Slomovitz, "Desarrollo de un generador de step rápido para pruebas de divisores de tensión de impulso," *Electrotécnica (Argentina)*, pp. 233-240, Diciembre

1995.

D. Slomovitz, "The temperature/resistance curve of NTC thermistors," *Test and Measurement World*, pp. 73-79, Mayo 1987.

D. Slomovitz, G. Gómez, "Influence of resistance-temperature models of thermistors on the behaviour of linearizing circuits," *International Journal of Electronics*, vol. 69, pp. 691-696, 1990.

D. Slomovitz, J. Joskowicz, "Error evaluation of thermistor linearizing circuits," *Measurement Science & Technology*, vol. 1, pp. 1280-1284, 1990.