

MEDIDOR DE FACTOR DE POTENCIA, DE ALTA PRECISION

Daniel Slomovitz

UTE LABORATORIO

Resumen. En este trabajo se muestra el desarrollo de un medidor de factor de potencia basado en la detección de los cruces por cero de las ondas de tensión y corriente. Se incorporan filtros en las entradas para evitar los errores provenientes de distorsiones en las ondas de entrada.

Agregando voltímetros digitales de última generación (errores RMS inferiores a 20 ppm) es posible medir potencia con errores inferiores a 50 ppm.

Palabras clave: factor de potencia, patrón, fasímetro.

1. INTRODUCCION

La medida del factor de potencia (PF) es de gran importancia en sistemas industriales y redes de alta tensión. El contraste y la calibración de medidores de PF requiere de un sistema patrón de referencia. A estos efectos, generalmente se usa un conjunto formado por un voltímetro, un amperímetro y un vatímetro. El error total es la suma de los errores de cada instrumento. Esto presenta el inconveniente que, para lograr bajos errores, son necesarios instrumentos de muy alta precisión.

Por otro lado, existen sistemas de medida del factor de potencia en forma directa, pero en general no son de alta precisión. La distorsión en las ondas de corriente y de tensión los afecta en forma importante.

Múltiples trabajos tratan sobre la medición electrónica del desfasaje 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 [1] propone un método para eliminar la influencia de la componente continua y de los armónicos pares en la medida. Siuzdak [2] 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 [3]. Alrededor de $PF=0.5$, los errores pueden llegar hasta valores tan altos como el 10% si la distorsión en la onda de corriente es del 10%. Por este motivo no se han desarrollado medidores

patrones basados en este principio.

Sin embargo, en este trabajo se propone un método que disminuye la influencia de la distorsión y permite mediciones con muy bajos errores.

Adicionalmente, el desarrollo de un equipo de medida directa del PF permite el contraste de vatímetros, si se utiliza conjuntamente con un voltímetro y un amperímetro. Esta técnica invierte el problema en la medición del factor de potencia, a partir de la medida del voltaje, la corriente y la potencia. El sistema propuesto asigna el papel de patrón al medidor de PF, permitiendo medir potencia activa, mediante la medida del voltaje y la corriente.

2. ERRORES DEBIDOS A DISTORSION EN LAS ONDAS DE VOLTAJE Y CORRIENTE

Los medidores de factor de potencia directos, son muy afectados por la distorsión de las ondas. Un análisis, comparando diversos tipos de instrumentos, se ha presentado en [4]. En particular en lo que sigue se analizan, en detalle, los 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 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.

El valor del factor de potencia real PFA está definido por

$$PFA = \frac{P}{V_{rms} I_{rms}} \quad (1)$$

donde P es la potencia activa, V_{rms} e I_{rms} los valores eficaces del voltaje y la corriente. Ese valor se puede expresar como:

$$PFA = \frac{P_1}{V_1 I_1} \frac{V_1 I_1}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{V_n I_n \cos \phi_n}{2 P_1} (1 + \epsilon) \quad (2)$$

donde V_1 , I_1 , P_1 son las componentes fundamentales del voltaje, corriente y potencia, y V_n e I_n las restantes componentes armónicas.

El primer factor es igual al coseno del ángulo entre las componentes fundamentales de voltaje y corriente ($\cos \phi_1$). Este es el único factor que intenta medir el tipo de instrumentos basado en la detección de cruces por cero, dado que supone ondas sinusoidales.

Una cota del error de dicha medida [3], está dado por la siguiente ecuación

$$|\delta| \leq \sum_{n=2}^{\infty} (I_n/I_1) + \sum_{n=2}^{\infty} (V_n/V_1) \quad (3)$$

Donde δ es la diferencia angular, en radianes, entre el ángulo medido por el instrumento y el ángulo ϕ_1 comprendido entre las ondas fundamentales. El error máximo porcentual E_1 , referido a fondo de escala, será

$$E_1 = 100[\cos(\phi_1 + \delta) - \cos \phi_1] \quad (4)$$

La fig. 1 muestra la evolución de los errores E_1 , para una distorsión armónica en la corriente del 10% y onda de tensión sinusoidal. El error depende del valor del factor de potencia real. Alrededor de $\text{Pfa}=0.5$, los errores pueden llegar hasta valores tan altos como el 9%. 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. Sólo el error en la medida de este primer factor de la ecuación (2), muestra que este tipo de instrumento es inaplicable en mediciones en que exista una ligera distorsión armónica.

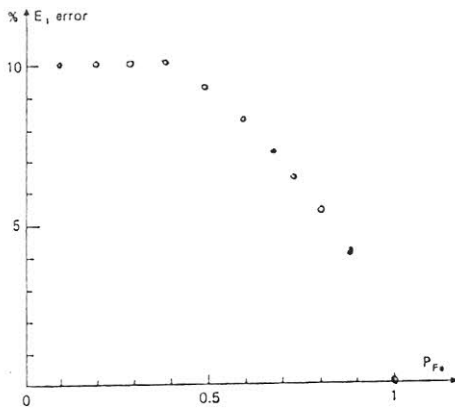


FIGURA 1

Errores E_1 , para una distorsión armónica en la corriente del 10% y onda de tensión sinusoidal.

El segundo factor, de la ecuación (2), es posible calcularlo mediante los valores RMS de las componentes fundamentales del voltaje y de la corriente. Este factor depende únicamente de la distorsión armónica de las ondas (D_v : voltaje; D_i : corriente). Es fácil ver que:

$$V_1/V_{rms} = (1 - D_v^2)^{1/2} \quad (5)$$

$$I_1/I_{rms} = (1 - D_i^2)^{1/2} \quad (6)$$

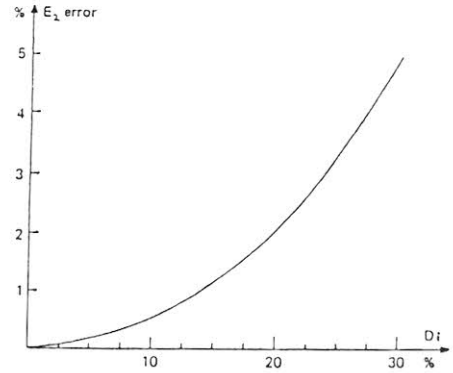


FIGURA 2

Errores E_2 contra la distorsión D_i , considerando $D_v=0$.

Las ecuaciones (5) y (6) permiten calcular el error porcentual E_2 , referido a fondo de escala, cometido por desestimar este factor (tomarlo igual a 1).

$$E_2 = 100 \text{ Pfa} [1 - (1 - D_v^2)^{1/2} (1 - D_i^2)^{1/2}] \quad (7)$$

La fig. 2 muestra la evolución de E_2 contra la distorsión D_i , considerando $D_v=0$. Si D_i es menor que 10%, los errores serán menores al 0.3%, lo cual muestra que este factor produce errores mucho más pequeños que el primero.

El último factor de la ecuación (2) depende del desarrollo armónico del voltaje y la corriente, sin embargo es posible acotar el error que se comete al desestimarlos. Dicho error porcentual, referido a fondo de escala vale aproximadamente

$$E_3 = -100 \sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_n I_n \cos \phi_n}{V_{rms} I_{rms}} \quad (8)$$

este valor se puede acotar, observando que

$$2 \frac{V_n I_n}{V_{rms} I_{rms}} = (I_n/I_{rms})^2 + (V_n/V_{rms})^2 - (I_n/I_{rms} - V_n/V_{rms})^2 \quad (9)$$

por lo tanto

$$\frac{V_n I_n}{V_{rms} I_{rms}} \leq 1/2 [(I_n/I_{rms})^2 + (V_n/V_{rms})^2] \quad (10)$$

usando (8) y (10) se concluye

$$|E_3| \leq 100 [1/2 (D_v^2 + D_i^2)] \quad (11)$$

Los valores son similares a E_2 , aunque de signo contrario, dado que E_3 es negativo. Si bien puede existir cierta compensación entre E_2 y E_3 , no pueden descontarse directamente por ser este último un valor cota.

3. SISTEMA DE MEDIDA PROPUESTO

La implementación de un sistema de medida que elimina los errores E_1 y E_2 ha sido publicada en un trabajo anterior [4]. Para eso, el sistema dispone de filtros pasabajos y un procesamiento de las magnitudes RMS y las ondas fundamentales. La figura 4 muestra un diagrama de bloques. Los filtros dejan

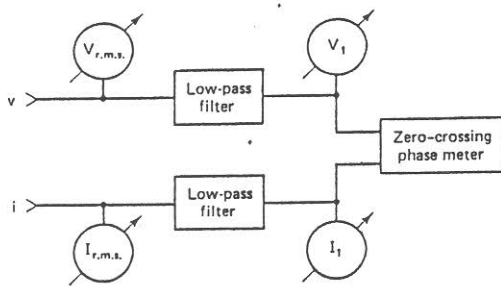


FIGURA 4

Diagrama de bloques. Los filtros dejan pasar solo las componentes fundamentales y los instrumentos miden los valores necesarios para calcular el segundo factor de (2).

pasar solo las componentes fundamentales y los instrumentos miden los valores necesarios para calcular el segundo factor. Este sistema se implementó de acuerdo al diagrama de bloques de la fig. 5. Este diagrama es similar al de la fig. 4, pero utiliza un solo filtro pasabajos y un solo voltímetro. El diagrama de la fig. 4 requiere que los dos filtros estén perfectamente apareados tanto en su ganancia de voltaje 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 importantes. Estas condiciones son difíciles de lograr.

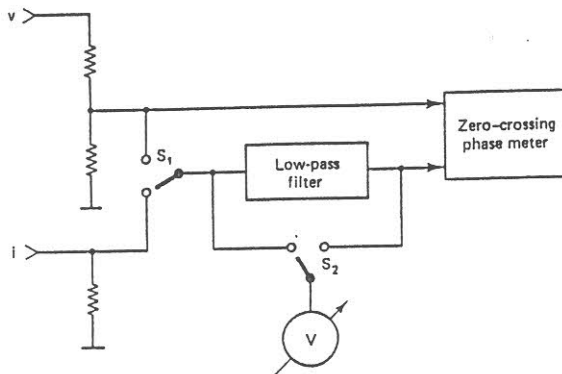


FIGURA 5

Diagrama de bloques del instrumento implementado.

Se propone, en cambio, utilizar un solo sistema de filtro y medida, el cual debe conmutarse entre las 2 entradas. Como referencia fija de fase se utiliza una de las señales de entrada. La conmutación y el procesamiento puede automatizarse.

El tercer factor de la ecuación (2) queda sin compensar, pero debe tenerse en cuenta que el error por ello es muy pequeño en casos reales. En efecto, si la onda de tensión posee distorsión muy pequeña, como ocurre en general en instalaciones de potencia [5], el error introducido por este factor es despreciable. Igualmente es así, si la distorsión en la tensión es producida por caídas en impedancias de la red inductivas puras. Solo impedancias internas de la red del tipo resistivo, producen distorsiones

que apartan ligeramente al tercer factor del valor 1. Por ejemplo, un valor de resistencia de la red del 3% produce tan solo un 0.05% de error [4], con distorsiones del 10% en la onda de corriente.

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

Descripción

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 al tercer armónico es de 200 veces y es mayor para los restantes armónicos. Todos los operacionales producen muy bajo ruido, dado que éste afecta la medida en similar forma que los armónicos.

La salida del filtro ataca un circuito detector de cruces por cero de alta velocidad. Este circuito está basado en un operacional rápido, con bloqueo de la componente continua. Esto último es necesario para eliminar errores provenientes de voltajes de offset. Un circuito similar, se usa en el canal de referencia.

Las salidas de los recortadores se conectan a un contador de tiempos usando aislación óptica. Esto permite desvincular las conexiones de tierra, imprescindible para lograr bajos errores. El contador es un instrumento comercial, que trabaja como fasímetro, del tipo detector de cruces por cero, con una precisión mejor a 1 grad. Mediante una puerta IEEE 488 es posible automatizar toda la medida.

Se tomaron precauciones para desvincular totalmente los dos canales. Pequeñas interferencias entre canales, producen errores importantes, que inhabilitan el uso del sistema como patrón

4. SISTEMA PATRON DE REFERENCIA

En el mantenimiento de patrones de potencia de baja frecuencia, se usan diversos sistemas basados en equipos muestreadores, sumadores o multiplicadores por modulación de ancho y amplitud TDM. En general se utilizan en los laboratorios, con fuentes muy estables, sinusoidales [6].

Con el sistema de medida propuesto, es posible medir potencia mediante el agregado de un voltímetro de respuesta al valor eficaz. Los errores que se logran son similares a los sistemas antes mencionados, si se usan voltímetros de última generación con errores inferiores a 20 ppm. El sistema propuesto presenta la ventaja de su simple implementación y su buena respuesta en frecuencia. Referente a este último aspecto, es común evaluar voltímetros por su performance al variar la frecuencia. Voltímetros 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 errores bajos al variar la frecuencia. Sin embargo, por ser los voltímetros sistemas no lineales, la respuesta en frecuencia no indica la aptitud de medida de ondas no sinusoidales. En realidad es este último aspecto el que más importa. Pese a esto, 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 buena respuesta en frecuencia. En particular, el sistema propuesto es muy afectado por la distorsión, aunque

su respuesta en frecuencia es excelente.

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.

5. ANALISIS DE ERRORES

Para ensayos con onda sinusoidal de baja distorsión ($\leq 0.1\%$), 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 (2). Considerarlos con valor 1, produce errores inferiores a 1 ppm de acuerdo a las ecuaciones (7) y (11).

El error del primer factor de la ecuación (2), se calcula a partir de la (3) y (4). La atenuación del filtro al tercer armónico es de una 200 veces. Asumiendo que toda la distorsión de las fuentes (0.1%) es producida por dicho armónico, a la salida se atenuaría al 0.0005% . Esto da un ángulo $\delta=5$ grad, lo cual conduce a un error menor a 10 ppm. La influencia de los armónicos pares se elimina promediando los tiempos entre cruces por cero, con las ondas cruzando subiendo y bajando [1].

Existen, por supuesto, otros errores de carácter tecnológico derivados de la implementación electrónica del sistema. Hemos encontrado que 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. Los transductores de tensión y corriente usados son resistivos, con ángulos muy pequeños de desfase. De todas formas, dichos transductores son externos al equipo.

6. EVALUACION EXPERIMENTAL

La fig. 6 muestra una foto del equipo desarrollado de acuerdo al diagrama de bloques de la fig. 5. Las fuentes usadas son comerciales del tipo de laboratorio de alta estabilidad.

Se comparó la medida del factor de potencia entre 50 Hz y 5 kHz, contra un medidor basado en un sumador. Este último se describe en [7]. La tabla I muestra los resultados. Con factor de potencia 1, las diferencias son menores a 30 ppm en todo el rango. Con factor de potencia 0 inductivo y capacitivo, a 50 Hz, las diferencias son menores a 50 ppm.

7. CONCLUSIONES

El trabajo muestra el desarrollo de un medidor de factor de potencia basado en la detección de cruces por cero. Los errores cuando las fuentes tienen bajo contenido armónico, son muy pequeños. Esto habilita el uso de este sistema como patrón de referencia. Una intercomparación entre el equipo propuesto y el sistema descrito en [7] muestra diferencias inferiores a 50 ppm entre 50 Hz y 5 kHz.

Frequency (Hz)	Difference (ppm)
57	0
220	+8
520	-1
2020	+12
5000	-28

TABLA I

Comparación del medidor de factor de potencia propuesto y un medidor basado en un sumador.

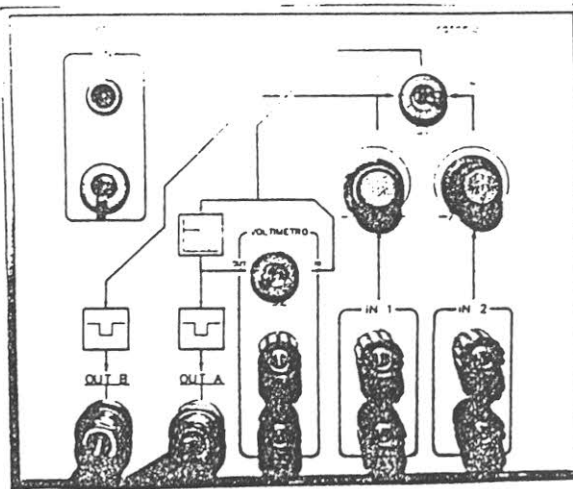
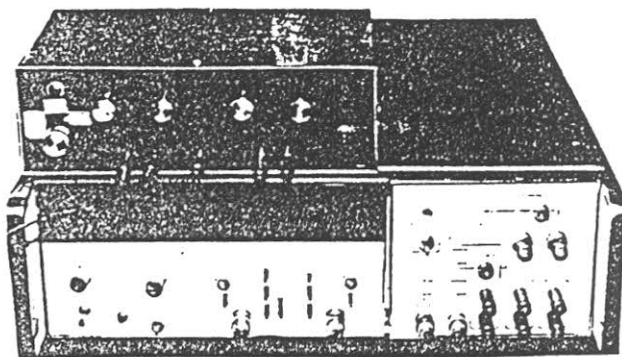


FIGURA 6

Foto del equipo desarrollado.

Referencias

- [1] A NEW APPROACH TO PHASE MEASUREMENT. A. Rudkin, Marconi Inst., 14, pp.105-108, 1974.
- [2] A NOISE RESISTANT PHASEMETER WITH SYNCHRONOUS DETECTION. J. Siuzdak, Int. J. Electronics, 57, pp. 737-743, 1984.
- [3] DIGITIZED LOW-FREQUENCY PHASEMETER ASSEMBLED FROM LOGIC MODULES. J. McKinney, Jour. Resear. NBS, 71, pp. 227-238, 1967.
- [4] BEHAVIOUR OF POWER-FACTOR METERS UNDER NON-SINUSOIDAL CURRENT AND VOLTAGE. Daniel Slomovitz, Int. J. Electronics, 70, pp.827-838, 1991.
- [5] OPTIMUM SHUNT CAPACITOR FOR POWER FACTOR CORRECTION AT BUSSES WITH LIGHTLY DISTORTED VOLTAGE. R. Saleh, A. Emanuel, IEEE Pow. Del., 2, pp. 165-173, 1987.
- [6] A POWER FACTOR STANDARD USING DIGITAL WAVEFORM GENERATION. N. Oldham, R. Turgel, IEEE Tran. Pow. App. Sys., 100, pp. 4435-4438, 1981.
- [7] RMS VOLTmeter BASED POWER AND POWER-FACTOR MEASURING SYSTEM. P. Braga, D. Slomovitz, Int. J. Electronics, 75, No 3, pp. 561-565, 1993.