



# Watímetro de muestreo con shunt capacitivo para la medición de potencia cuando las ondas están distorsionadas

R. García, A. Regueiro, H. Laiz<sup>(1)</sup>  
Centro de Investigación y Desarrollo en Física (CEFIS)  
<sup>(1)</sup> Subgerencia de Laboratorios de Referencia

## I. INTRODUCCIÓN

Existe un interés creciente en la medición de potencia y energía eléctrica cuando las ondas de tensión y corriente son no sinusoidales. Ejemplos de esto son la demanda de una mayor exactitud en la medida de las pérdidas en vacío de los transformadores de potencia y la determinación del consumo en lámparas de descarga.

Estos requerimientos motivaron el diseño de un nuevo watímetro para la medición de potencia cuando la tensión y la corriente están distorsionadas. Su principio de funcionamiento se basa en el muestreo no simultáneo de las tensiones en la carga y en un shunt capacitivo (Figura 1). Dado que generalmente la corriente tiene mayor distorsión que la tensión, el trabajar con un shunt capacitivo produce una menor carga para los conversores analógico-digitales dado que:

- La tensión sobre el shunt capacitivo ( $U_c$ ) tiene menor distorsión que la corriente
- El factor de cresta de  $U_c$  esta mas cerca del de una onda senoidal
- $U_c$  no tiene flancos abruptos.
- El error de fase debido al factor de pérdidas del shunt capacitivo es independiente de la frecuencia para capacitores de polipropileno.

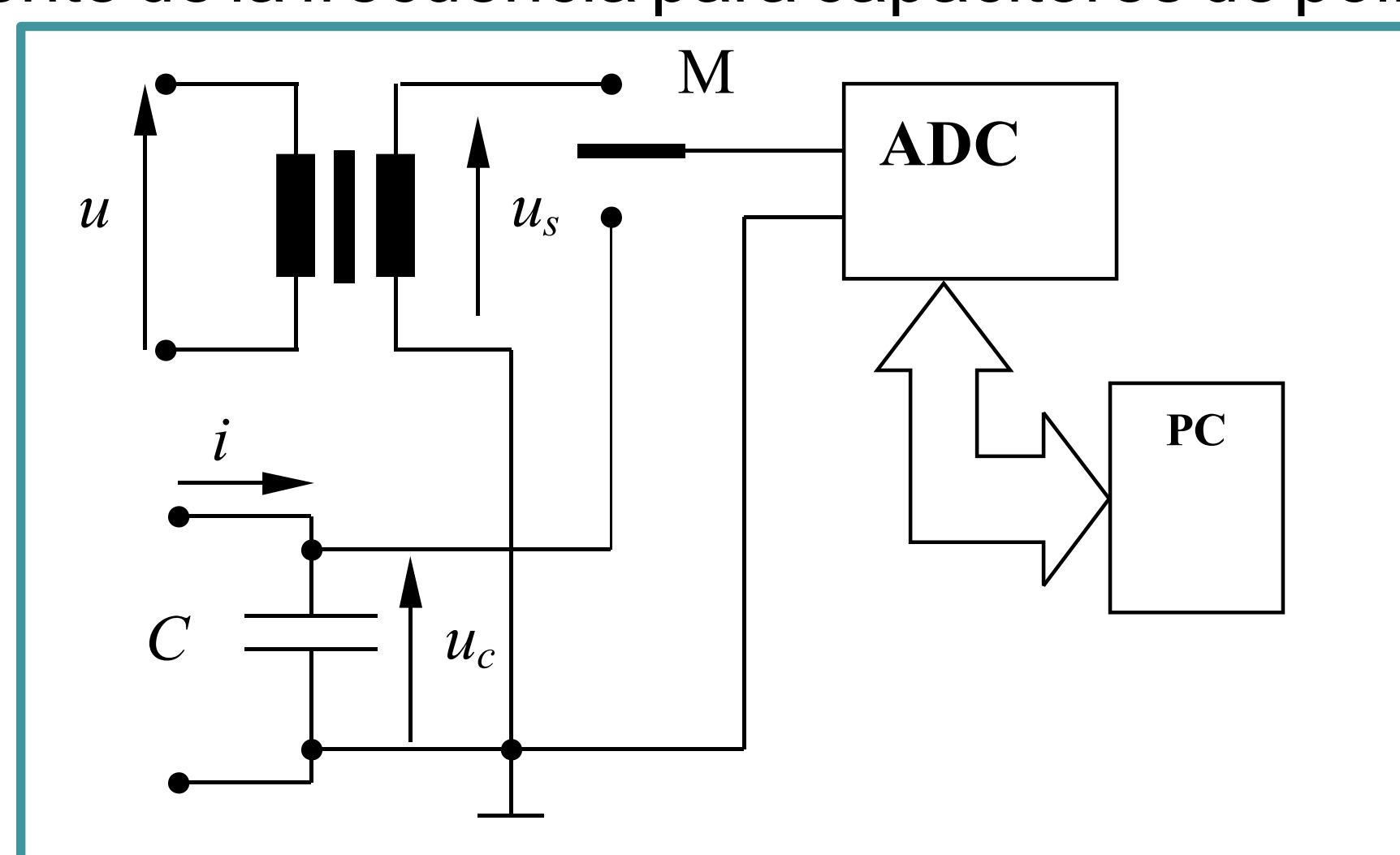


Figura 1. Esquema del watímetro (ADC=conversor analógico-digital)

La Figura 2 muestra la corriente y tensión en un shunt capacitivo en un circuito simple que contiene un triac y una carga resistiva.

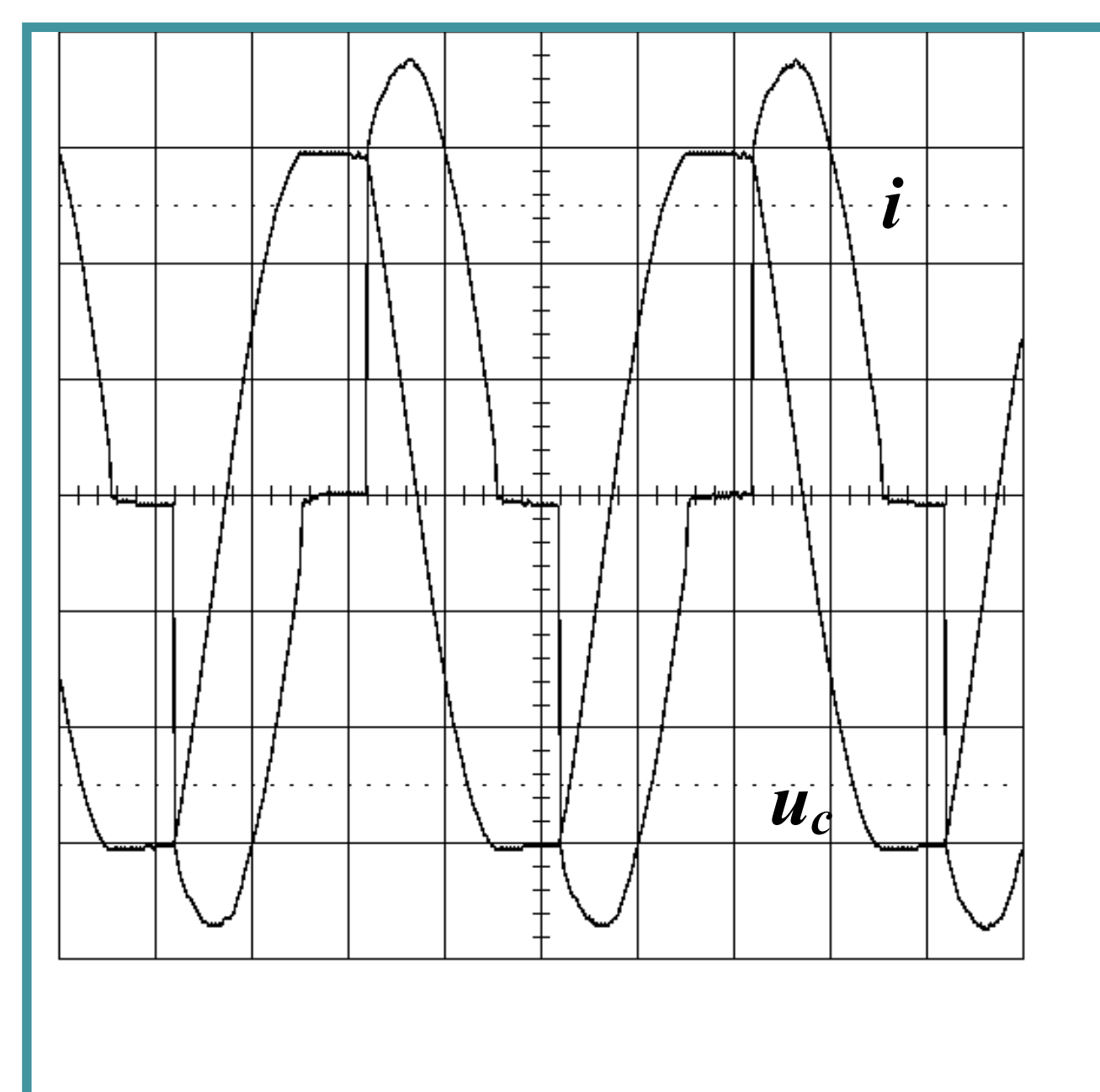


Figura 2.  $i$  (corriente) y  $u_c$  (tensión sobre c) En el circuito con el triac y carga resistiva.

## I. PRINCIPIO DE MEDICIÓN

La energía  $E$  suministrada a carga entre dos instantes  $t_1$  y  $t_2$  es

$$E = \int_{t_1}^{t_2} u \cdot i \cdot dt = \int_{q_1}^{q_2} u \cdot dq \quad (1)$$

si  $u$  e  $i$  son funciones periódica con la misma frecuencia  $f$ , la energía suministrada en un ciclo es

$$E = \int u \cdot dq \quad (2)$$

y la potencia es

$$P = f \cdot \int u \cdot dq \quad (3)$$

La Figura 1 presenta un circuito capaz de medir potencia de acuerdo a la ecuación (3). Si

$$du_c = \frac{dq}{C} \quad (4)$$

y reemplazando en la ecuación (3)

$$P = C \cdot f \cdot \int u \cdot du_c \quad (5)$$

Las tensiones  $u$  y  $u_c$  son adquiridas por un ADC y la ecuación (5) es calculada numéricamente.

## II. ESTRATEGIA DE MUESTREO Y RESULTADOS DE MEDICIÓN

Transformada Discreta de Fourier (DFT)

La potencia de acuerdo a la ecuación (5) se calcula usando DFT. El ADC muestrea 40 períodos del canal de tensión ( $u_i$ ) y luego 40 períodos en el canal de corrientes ( $u_c$ ). El multiplexor M se encuentra enganchado a la tensión preservando la información sobre la fase entre ambas señales. Cuando la frecuencia fundamental se encuentra entre 40 y 65 Hz, un circuito PLL ajusta la frecuencia de muestreo a unas 200 veces la frecuencia de la señal. Para frecuencias fundamentales mayores la frecuencia de muestreo es fijada a 16.384 Hz. Si  $U_i$  e  $I_i$  son la  $i$ -ésima componente harmónica de la corriente y la tensión, la potencia puede ser calculada como

$$P = \sum_{i=1}^n \text{Re}(U_i \cdot I_i^*) \quad (6)$$

usando un shunt capacitivo la potencia de cada harmónica  $P_i$  es

$$P_i = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \text{Re}(k_i \cdot U_{s_i} \cdot (j \cdot i \cdot C_i \cdot U_{c_i})^*) \quad (7)$$

Donde  $f$  es la frecuencia fundamental,  $k_i$  es la relación del transformador de tensión,  $U_{s_i}$  es la tensión en el secundario del transformador,  $C_i$  la capacidad a la frecuencia ( $if$ ),  $i$  es el índice de la armónica y  $U_{c_i}$  es la tensión en el capacitor para la armónica  $i$ .

Calibrando cada componente del sistema se obtiene

$$k_i = k_n \cdot (1 + \alpha_{ki} + j \cdot \beta_{ki}) \quad ; \quad C_i = C_n \cdot (1 + \alpha_{ci} + j \cdot \beta_{ci}) \quad (8)$$

$$U_{s_i} = U_{s_{mi}} \cdot (1 + \alpha_{ui} + j \cdot \beta_{ui}) \quad ; \quad U_{c_i} = U_{c_{mi}} \cdot (1 + \alpha_{li} + j \cdot \beta_{li}) \quad (9)$$

Donde  $k_n$  y  $C_n$  son los valores nominales de la relación del transformador de tensión y la capacidad respectivamente y  $\alpha_{ki}$ ,  $\beta_{ki}$ ,  $\alpha_{li}$  y  $\beta_{li}$  son las correcciones reales e imaginarias para la armónica  $i$ . El factor de pérdida de  $C_i$  no esta incluido en esta corrección, pero es tenido en cuenta en la incertidumbre.  $U_{s_{mi}}$  y  $U_{c_{mi}}$  son las tensiones medidas con el ADC y  $\alpha_{ki}$ ,  $\beta_{ki}$ ,  $\alpha_{li}$  y  $\beta_{li}$  las correcciones reales e imaginarias para la armónica  $i$  debido a imperfecciones en el sistema de adquisición de datos.

Reemplazando las ecuaciones (8) y (9) en la ecuación (7) y luego de un poco de manipulación algebraica obtenemos

$$P_i = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot i \cdot C_n \cdot k_n \cdot [(1 + \alpha_{ki} + \alpha_{ci} + \alpha_{ui} + \alpha_{li}) \cdot (A \cdot D - B \cdot C) + (\beta_{ki} - \beta_{li} + \beta_{ci} - \beta_{ui}) \cdot (A \cdot C + B \cdot D)] \quad (10)$$

Donde A.B.C y D son la parte real e imaginaria del DFT de  $U_{c_{mi}}$  y  $U_{s_{mi}}$  respectivamente, i.e.  $U_{c_{mi}} = A + jB$  y  $U_{s_{mi}} = C + jD$ .

El instrumento fue comparado a 50 Hz cn un watímetro térmico que posee una incertidumbre de  $80 \mu\text{W}(\text{VA})^{-1}$  a esa frecuencia. Se midieron diferencias de 0.05 y  $1 \text{ mW}(\text{VA})^{-1}$  con factor de potencia 1 y 0.5 respectivamente. También fueron medidas las diferencias entre los dos instrumentos con una distorsión del 40% en la 3<sup>ra</sup>, 5<sup>ta</sup>, 7<sup>ma</sup>, 11<sup>ra</sup> y 25<sup>ta</sup> armónica, juntamente con la corriente fundamental.

Hasta 3.5 kHz el instrumento fue comparado con un watímetro comercial de banda ancha que tiene un limite error de  $5 \text{ mW}(\text{VA})^{-1}$  a esas frecuencias. Los resultados de dicha comparación se muestran en la Figura 3.

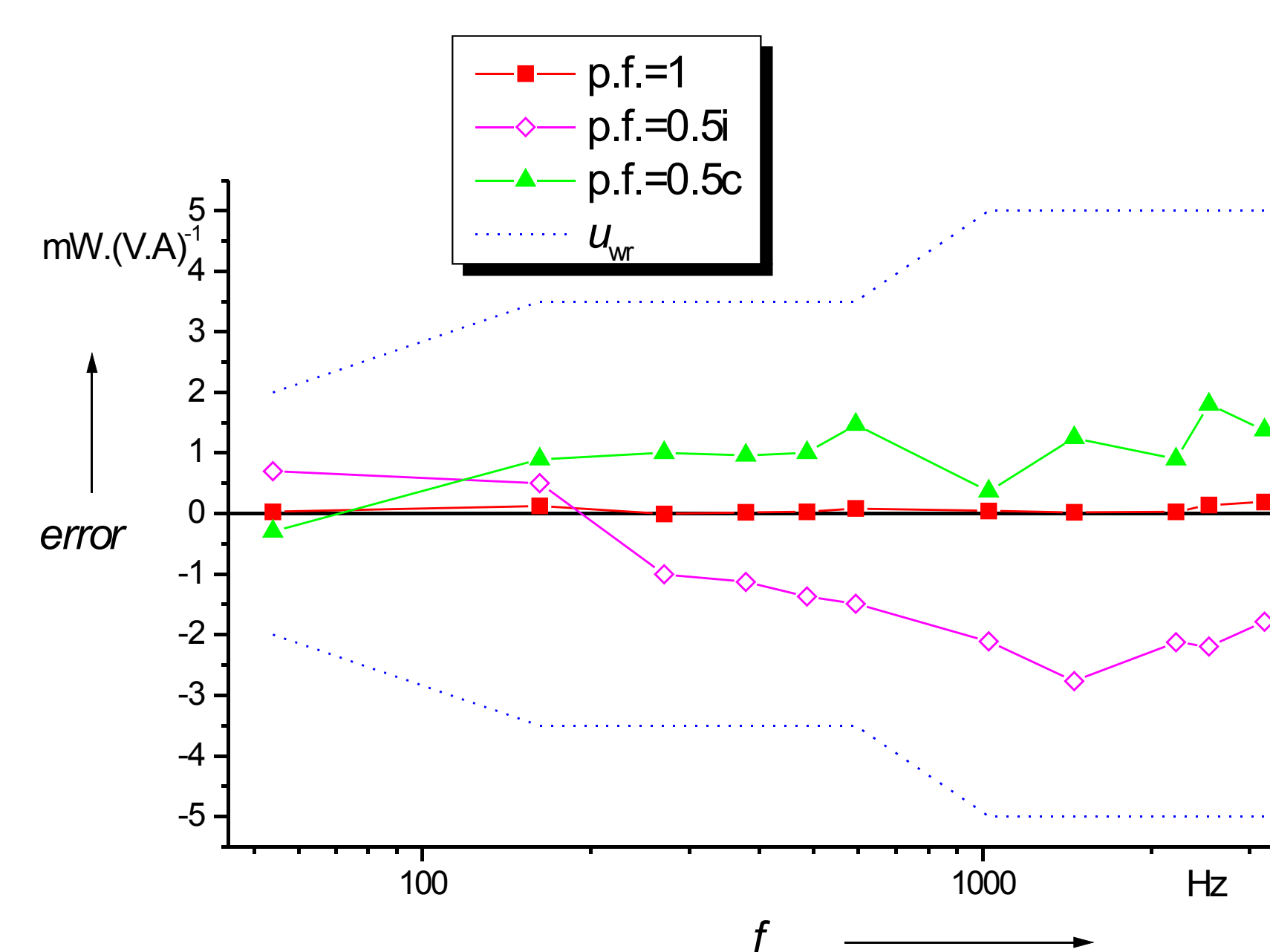


Figura 3. Error de medición de un watímetro de banda ancha contra el instrumento propuesto.  $u_w$  es el límite de error admisible para el watímetro de banda ancha

## III. CÁLCULOS DE INCERTIDUMBRE

Como ejemplo de la evaluación de incertidumbres la Tabla I muestra los calculos a 2.5 kHz con factor de potencia = 0.5 inductivo.

Uncertainty Source	Symbol	Value	Type	Interval (±)	$u_i$	$v_i$	$c_i$	% contrib		
correction of voltage transformer (in phase)	$\alpha_k$	0.0	BN	1.00E-04	5.000E-05	50	13.798	W	0%	
correction of voltage transformer (in quadrature)	$\beta_k$	0.0	BN	1.00E-04	5.000E-05	50	-23.886	W	1%	
correction of the capacitor (in phase)	$\alpha_c$	0.0	BN	3.00E-04	1.500E-04	50	13.798	W	4%	
correction of the capacitor (in quadrature)	$\beta_c$	0.0	BN	3.00E-04	1.500E-04	50	-23.886	W	11%	
correction of the voltage channel of the board (in phase)	$\alpha_v$	0.0	BR	2.50E-04	1.443E-04	50	13.798	W	3%	
correction of the voltage channel of the board (in quadrature)	$\beta_v$	0.0	BR	2.50E-04	1.443E-04	50	-23.886	W	10%	
correction of the current channel of the board (in phase)	$\alpha_i$	0.0	BR	2.50E-04	1.443E-04	50	13.798	W	3%	
correction of the current channel of the board (in quadrature)	$\beta_i$	0.0	BR	2.50E-04	1.443E-04	50	-23.886	W	10%	
correlation between $\alpha_v$ and $\alpha_i$ (rst)			BR	1.443E-04	50	19.513	W	7%		
correlation between $\beta_v$ and $\beta_i$ (rst)			BR	1.443E-04	50	33.780	W	20%		
DFT real component of $U_{c_{mi}}$	A	-1.584	V	5.00E-06	2.500E-06	V	0.000	VX3	0%	
DFT imaginary component of $U_{c_{mi}}$	B	-0.915	V	5.00E-06	2.500E-06	V	30.159	VX3	0%	
DFT real component of $U_{s_{mi}}$	C	3	V	5.00E-06	2.500E-06	V	50	4.599	VX3	0%
DFT imaginary component of $U_{s_{mi}}$	D	0	V	5.00E-06	2.500E-06	V	50	-7.962	VX3	0%
Type A	-	0	W	A	6.000E-03	W	19	1.000	W	30%
<b><math>P_i</math></b>		<b>13.798</b>	<b>W</b>	<b>2.1E-02</b>	<b>0.011</b>	<b>0</b>	<b>155</b>	<b>100%</b>		

$$P_i = 13.798 \text{ W} \pm 0.021 \text{ W}$$

Tabla I. Calculos de incertidumbre a 2.5 kHz, 120 V, 230 mA y factor de potencia = 0.5i.

## IV. CONCLUSIONES

El nuevo watímetro presenta una promisoría respuesta en frecuencia y linealidad. Los cálculos de incertidumbre demuestran que pueden ser usado con incertidumbres por debajo de  $1 \text{ mW}(\text{VA})^{-1}$  hasta 2.5 kHz con trazabilidad a patrones nacionales de tensión, transferencia ac, capacidad y frecuencia. Los resultados presentados han sido obtenidos utilizando componentes de bajo costo. El instrumento es apropiado para medición de potencia con corrientes altamente distorsionadas.