

CARACTERIZACIÓN DE UN INTERFERÓMETRO DE SAGNAC POR MEDIO DE LECTURA DE FASE

G. Santiago⁽¹⁾, G. Jodor, V. Slezak, A. Peuriot y L. de Pablo Pardo

CEILAP, Zufriategui 4380 (1603), Villa Martelli, Pcia de Buenos Aires

(1) Facultad de Ingeniería, Paseo Colón 850 (1063), Capital Federal

e-mail: gsantia@tron.fi.uba.ar

Se realizó un circuito para procesamiento electrónico de la señal de salida de un interferómetro de Sagnac modulado en fase mediante un cilindro piezoeléctrico. Usualmente la fase de Sagnac (ϕ_R) es determinada por medio de un amplificador lock-in que mide la amplitud de la señal del detector la cual contiene armónicas pares (proporcionales a $\cos(\phi_R)$) e impares (proporcionales a $\sin(\phi_R)$) de la frecuencia de modulación de fase. Este método tiene sus dificultades debido a que se deben determinar las amplitudes de señales con gran precisión en mediciones separadas a dos frecuencias distintas.

El presente método consiste en aplicar un procesamiento electrónico de señal a la salida del detector, que convierta la diferencia de fase óptica, entre las dos ondas que se propagan en direcciones contrarias, en un corrimiento de fase de una señal electrónica sinusoidal de baja frecuencia respecto de la señal de la modulación de fase. Este corrimiento puede ser medido directamente con un reloj electrónico o medidor de fase.

Se presenta la comparación de los resultados obtenidos por los dos métodos.

We present a circuit for electronic processing of the output signal from a Sagnac interferometer with phase modulation applied by a piezoelectric cylinder. The Sagnac phase (ϕ_R) is usually measured by means of a lock-in amplifier that measures the amplitude of the signal in the detector containing even harmonics (proportional to $\cos(\phi_R)$) and odd harmonics (proportional to $\sin(\phi_R)$) of the phase modulation frequency. This method presents some difficulties due to the need of precise measurement of the output signals in separate procedures at two different frequencies.

We present a method which consists in applying an electronic signal processing at the detector output, that transposes the optical phase difference between counterpropagating waves into a phase shift of a sinusoidal electronic signal relative to the phase modulation signal. This shift may be directly measured by an electronic clock or phase analyser. The comparison of the results obtained with both methods are compared in this paper.

I. INTRODUCCIÓN

Se desarrolló un circuito para procesamiento digital de la señal de un interferómetro de Sagnac (FOG), a lazo abierto y modulado en fase mediante un cilindro piezoeléctrico (PZT).

En un trabajo previo [1], desarrollado en el CEILAP, la velocidad de rotación era calculada a partir de la fase de Sagnac ϕ_R midiendo en un amplificador lock-in la amplitud de la señal del detector que contiene las armónicas pares (proporcionales a $\cos(\phi_R)$) e impares (proporcionales a $\sin(\phi_R)$) de la frecuencia de modulación de fase. Este método tiene sus dificultades debido a que se deben determinar las amplitudes de señales de alterna con gran precisión en mediciones separadas a dos frecuencias distintas.

Otro método de procesamiento, de menor costo y con salida digital sobre un amplio rango dinámico, consiste en convertir la diferencia de fase óptica, entre las dos ondas que se propagan en direcciones contrarias, en la fase de una señal electrónica sinusoidal de baja frecuencia (*detección heterodina sintética*). Esta última puede ser medida con alta precisión con un reloj electrónico o medidor de fase o con procesamiento de señales.

II. EXPERIMENTO

El método se describe a continuación. Se modula en amplitud la salida de alterna del detector del interferómetro con una llave electrónica 1 x 2 (fig. 1a)

operada a la frecuencia f_m del modulador sinusoidal de fase ($f_m=16$ kHz). Las señales en los canales 1 y 2 están defasadas en π con el giróscopo en movimiento (fig. 1b).

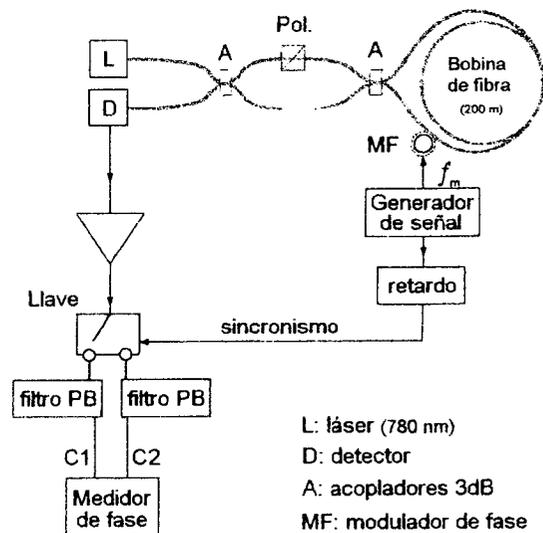


Figura 1a

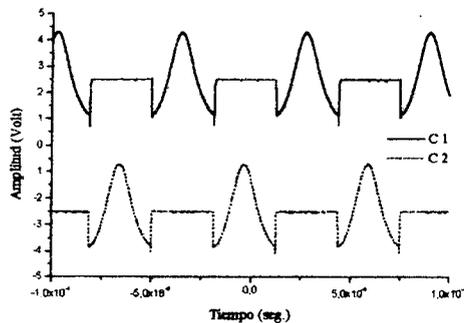


Figura 1b

La fase de la conmutación debe ser de 90° referida a la fase de la señal de modulación del FOG. La señal del FOG puede escribirse como una suma de funciones armónicas de las frecuencias $2\pi n f_m$ (con n par e impar) cuyas amplitudes son proporcionales a las funciones de Bessel de orden n de la amplitud de modulación ($J_n(\Delta\Phi_m)$) y al $\cos(\Phi_R)$ o $\sin(\Phi_R)$ según n sea par o impar respectivamente. El producto de esta señal por la serie de Fourier, que representa la onda cuadrada producida por la llave electrónica, da como resultado una forma de onda que contiene armónicas en todos los múltiplos de f_m con amplitudes proporcionales tanto a $\cos(\Delta\Phi_R)$ como a $\sin(\Delta\Phi_R)$. En particular, la señal de los canales 1 y 2 filtrada a la frecuencia $2f_m$ será:

$$C_1 = K_1 \cos(\phi_R) \cos(4\pi f_m t) + K_2 \sin(\phi_R) \sin(4\pi f_m t)$$

$$C_2 = K_3 \cos(\phi_R) \cos(4\pi f_m t) + K_4 \sin(\phi_R) \sin(4\pi f_m t)$$

donde las constantes K_i están determinadas por la profundidad de la modulación de fase $\Delta\Phi_m$. Ajustando esta última a un valor de 2.8 rad se consigue $K_1 = K_2 = -K_4 = K_3$ y las ecuaciones se reducen a [2]:

$$C_1 = K \cos(4\pi f_m t - \phi_R)$$

$$C_2 = K \cos(4\pi f_m t + \phi_R)$$

La medición de la diferencia de fase entre C_1 y C_2 es $2\phi_R$.

Con este método se eliminan errores de fase comunes a los dos canales inducidos por el modulador de fase, el amplificador y la llave. Se obtiene buena linealidad en un amplio rango dinámico [2-4] con un factor de escala cuya estabilidad depende de los moduladores de fase y de amplitud, de los filtros y otros componentes electrónicos. Otra fuente de error reside en el método mismo de medición del defasaje.

Para el desarrollo de este método de procesamiento de señal del FOG se construyó un circuito electrónico (fig.2) el cual incluye la llave 1x2 sincronizada con el generador de la modulación de fase, a través de un retardo ajustable.

Las señales a la salida de la llave son digitalizadas con resolución de 10 bits mediante un osciloscopio Tektronix TDS 540A y transferidas a una computadora por un interfaz GPIB (9000 muestras).

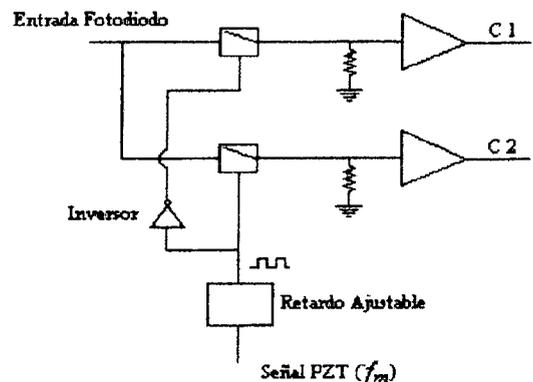


Figura 2

Se estudiaron dos procesamientos para determinar la diferencia de fase entre las dos señales. En el primero se recurrió al diseño de un filtro digital pasabanda centrado en 32 kHz. Al evaluarlo se encontró que el PZT genera componentes espúreas en el espectro muy próximas a la señal útil, debido a la presencia de alinealidades (fig 3). Esto requiere de un filtro con una banda pasante muy angosta la cual conlleva a un tiempo de establecimiento demasiado largo.

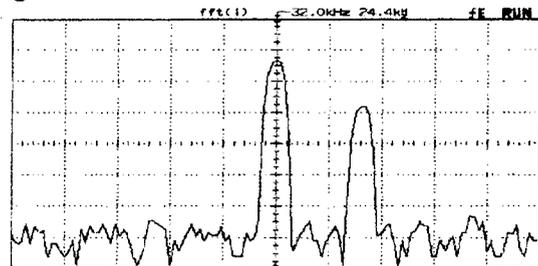


Figura 3. Ordenadas: 10 dB/div. Abscisas: 2.44 kHz/Div.

En el segundo método se buscó demodular digitalmente la señal, multiplicándola por una senoide de referencia y optimizando la fase de manera tal de maximizar el valor medio.

Este método equivale a un filtrado de ancho de banda muy angosto el cual elimina las señales espúreas anteriormente mencionadas.

Por medio de simulación numérica se encontró que este método es capaz de resolver defasajes de 10^{-4} grados, cantidad muy inferior al ruido presente en la señal.

Con el fin de evaluar estos métodos, se implementó otro esquema de detección pseudoheterodina, donde en forma analoga se puede demostrar que el defasaje de la onda a la frecuencia $2f_m$ a la salida de uno de los canales con respecto a la señal de modulación es $2\phi_R$.

Esta experiencia se realizó midiendo el defasaje de las dos señales en 32 kHz mediante un amplificador lock-in digital (SR-830 DSP) trabajando con una constante de tiempo de 100 msec. Por este método, a

diferencia del procesado digital se mide la fase de Sagnac en tiempo real, pero pierde el beneficio de ser una medida diferencial.

En la fig.4 se presenta la relación entre las medidas obtenidas por los dos métodos a distintas velocidades angulares Ω , con ampliación de la región de pequeñas Ω . Para la señal del lock-in se definió arbitrariamente la fase en cero con el instrumento en reposo. En la fig.5

se puede observar como la señal del FOG (ϕ_R) medida con el amplificador lock-in sigue las fluctuaciones de Ω , medidas al mismo tiempo con un sistema de gran precisión potenciométrico acoplado a la plataforma de rotación. La fig.6 muestra una buena linealidad entre la fase de Sagnac determinada por ambos métodos y Ω .

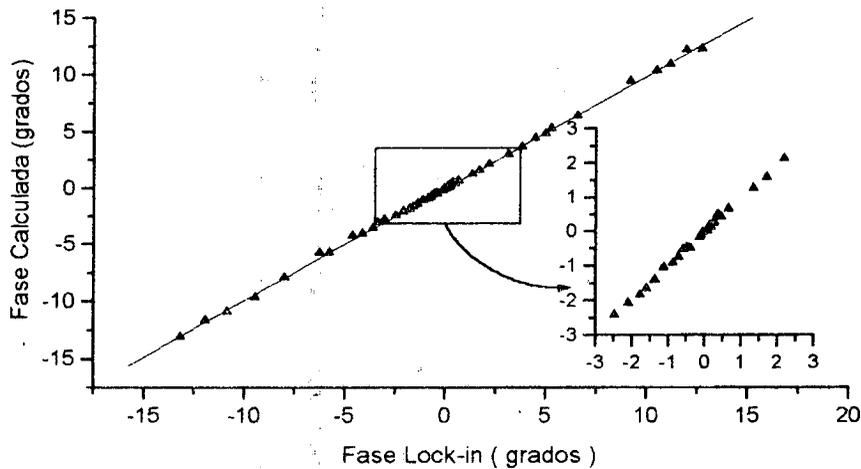


Figura 4.

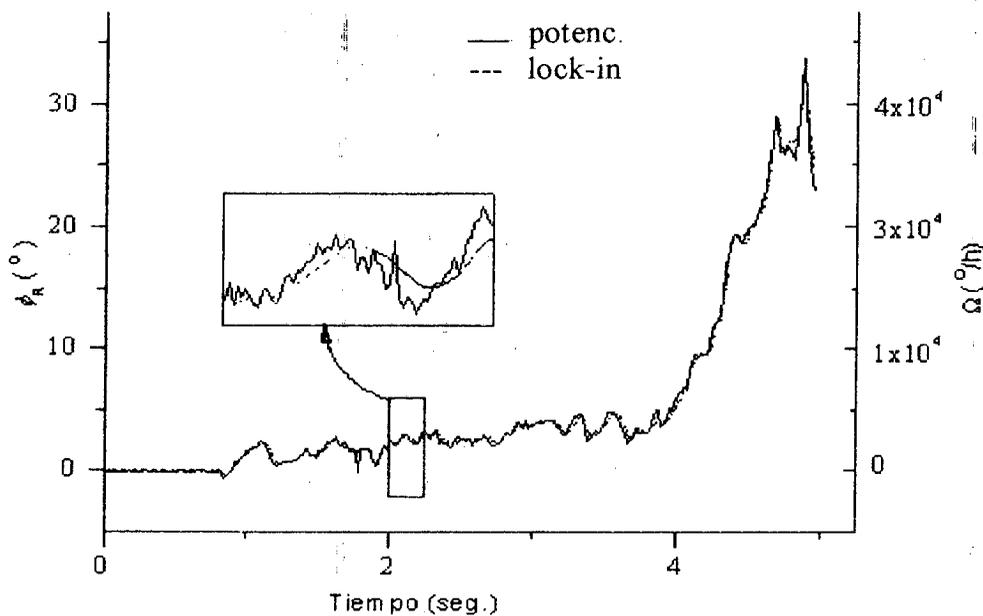


Figura 5.

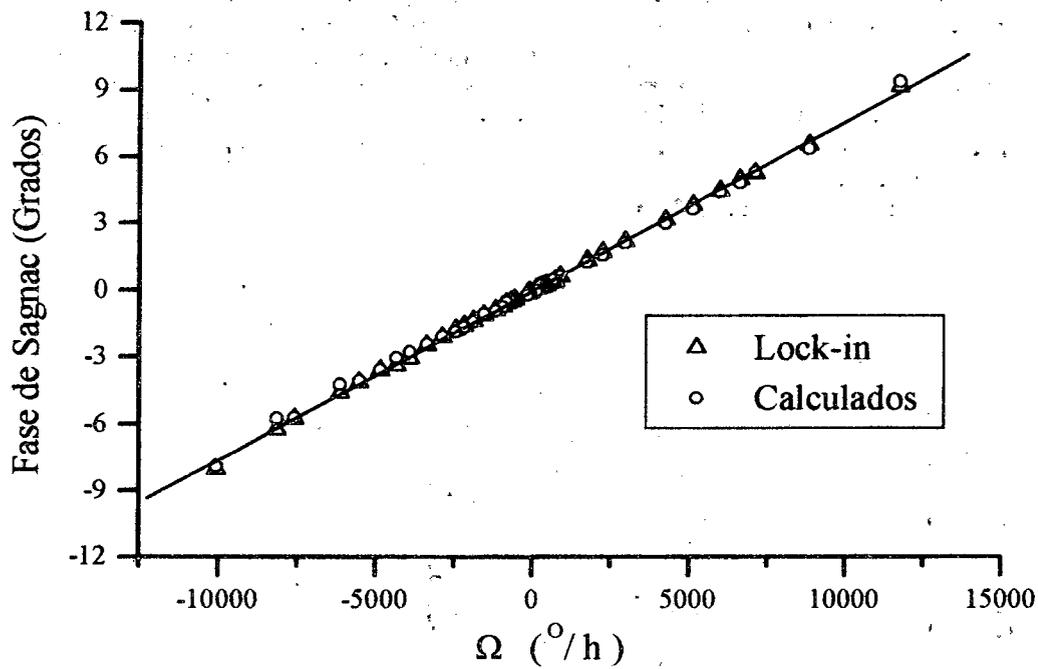


Figura 6.

III. CONCLUSIONES

El método de detección heterodina sintética para giróscopo de fibra óptica a lazo abierto presenta las siguientes características:

- Amplio rango de linealidad: $100^{\circ}/h$ a $4 \times 10^4^{\circ}/h$.
- Fácil integrabilidad de la electrónica (implementación mediante DSP).
- Linealidad muy sensible a la amplitud de modulación ($\Delta\Phi_m$).

Agradecimiento:

Agradecemos el financiamiento por parte de CITEFA y CONAE.

Referencias:

- [1] L. de Pablo Pardo, G. Jodor, A.L. Peuriot, G. Santiago y V.B. Slezak *Anales AFA* **10**, p. 92 (1998).
- [2] B.Y. Kim y H.J. Shaw: *Opt. Lett.* **9**, p. 378-380 (1984).
- [3] A.D. Kersey, A.C. Lewin y D.A. Jackson: *Electronics Lett.* **20**, p. 368-370 (1984).
- [4] W. K. Burns Ed., *Optical Fiber Rotation Sensing*, Academic Press, p. 104-108 New York (1994).