

Interferometría absoluta con diodos láser por barrido en banda base

José Luis Puliafito, Gabriel Antonietti, Carlos Mario Puliafito

Universidad de Mendoza, Facultad de Ingeniería, Instituto de Alta Frecuencia y Microondas,
Paseo Dr. Emilio Descotte 750 (5500), Mendoza, Argentina

jose.luis.puliafito@um.edu.ar

Recibido el 7 de Junio de 2013 y aprobado el 20 de Octubre de 2013

Resumen

Se presentan los fundamentos de un método alternativo de interferometría absoluta con diodos láser, basado en la modulación directa de la intensidad del haz láser (a través de la corriente del diodo), mediante una señal de frecuencia variable (barrido en banda base). Aunque en alguna medida dicho método puede considerarse una variante de la interferometría absoluta superheterodina, presenta la importante diferencia que no requeriría múltiples fuentes láser o diodos láser especiales sintonizables, eventualmente con un impacto positivo en la reducción de la complejidad y el costo del instrumento. Algunos ensayos preliminares sobre un banco experimental de interferometría con diodo láser, desarrollado en el contexto de un Trabajo Final de Ingeniería de la Universidad de Mendoza, han mostrado que el método aquí presentado es realizable.

PALABRAS CLAVE: MEDICIÓN DE DISTANCIAS - DIODO LÁSER - INTERFEROMETRÍA ABSOLUTA SUPERHETERODINA - BARRIDO DE FRECUENCIA EN BANDA BASE

Abstract

This paper presents an alternative method for measuring distances through absolute interferometry with laser diodes, which is based on the direct modulation of the intensity of the laser beam, through the current of the diode, with a variable frequency signal (baseband sweeping or "chirp"). Although the method can be considered a variation of the superheterodyne absolute interferometry, it presents the important difference that it does not require multiple laser sources or special tunable laser diodes, eventually with a positive impact on lowering the complexity and cost of the instrument. Some preliminary tests on an experimental bench, developed in the context of an Engineering diploma work in the University of Mendoza, have shown that the method here presented is achievable.

KEYWORDS: DISTANCE MESAUREMENT - LASER DIODE - SUPERHETERODYNE ABSOLUTE INTERFEROMETRY - BASEBAND FREQUENCY SWEEPING

Introducción

Entre las posibles formas de medición de distancia, la interferometría es una técnica imprescindible cuando se requieren exactitudes del orden del micrón o menos (Fig. 1 fuente: Laser Components GmbH). Hay diversos métodos basados en la interferencia de un haz de luz emitido por una fuente coherente espacial y temporalmente (por ello se usa preferentemente láser), y el haz reflejado por el blanco. En general todos ellos conducen a traducir una variación de distancia en variación de amplitud, sea ésta detectada en forma óptica (con un telescopio) o electrónicamente.

El grado de éxito de una medición por interferometría depende en buena medida de conocer con exactitud la longitud de onda de la fuente así como que su ancho espectral sea muy angosto. El rango de medición está limitado típicamente por la ambigüedad resultante por encima de la mitad de la longitud de onda utilizada, lo que no representa problema en mediciones que implican la determinación de irregularidades superficiales (por ej. en piezas ópticas de precisión. En ciertos tipos de medición en cambio, principalmente en ámbitos industriales, esto representa una limitación importante, pero puede ser parcial o totalmente superada utilizando una extensión del concepto

interferométrico o por la combinación de éste con alguno de los otros métodos alternativos.

Por ejemplo si el objetivo se desplaza en forma perpendicular al sensor se pueden contar la cantidad de "picos" de amplitud que resultan de la interferencia (*interferometría de desplazamiento*), pudiendo inducirse si el blanco se aleja o acerca de la fuente a través del desplazamiento espectral *Doppler* del haz reflejado; en otros casos se utiliza más de una fuente láser con diferentes longitudes de ondas (muy próximas entre sí y estabilizadas) de forma de producir una longitud de onda "sintética" (de más baja frecuencia) a partir de la mezcla de los haces (*interferometría heterodina* con múltiples longitudes de onda). También se puede producir el "barrido" en frecuencia de una fuente láser sintonizable (con diodos láser TLD¹), la que se interfiere con otra de frecuencia constante y que oficia como referencia (*interferometría por barrido en frecuencia*). Estas últimas son referidas en general como técnicas de *Interferometría Absoluta*, como contraposición a las clásicas que podrían denominarse de *Interferometría Relativa*.

El principio de medición de la *interferometría absoluta por barrido en frecuencia* es el que sigue (Fig. 2): cierto número de ondas de la luz (de la longitud de onda λ_1) corresponde

	Tiempo de vuelo	Triangulación	Interferometría
Rango de Medición	10 m a decenas de km	Algunos mm hasta 10 m	Láser estándar: 1m Láser con cavidad externa: 40m
Precisión	Menor que 1mm	0,01 % del rango de medición	Comparable con la longitud de onda del láser
Emisor	Diodo láser pulsado (850 -1650 nm)	Diodo Láser colimado (visible o infrarrojo cercano)	Diodo Láser sintonizable (sin saltos de modo)
Detector	Fotodiodo PIN (Si o InGaAs) Fotodiodo de Avalancha (APD) (Si o InGaAs)	Detector sensible a la posición (PSD) Array CCD Array de diodos	Fotodiodo

Fig. 1. Comparación entre algunas técnicas de metrología óptica. La última columna se refiere a interferometría absoluta

¹ TLD (Tunable Laser Diode): Hay distintos tipos de diodo láseres que pueden utilizarse, según sea la aplicación y el rango de sintonización deseado, entre ellos el diodo de InGaAsP / InP (sintonizable entre 900 nm de 1,6 μ m), y el diodo de InGaAsP / InAsP (sintonizable desde 1,6 μ m hasta 2,2 μ m). Estos láseres se sintonizan ya sea ajustando su temperatura o cambiando la corriente de inyección. Los cambios de temperatura permiten una sintonización > 100 cm⁻¹, pero con velocidades de cambio lentas (algunos hertzios), debido a la inercia térmica del sistema. Por otro lado, el ajuste de la corriente de inyección puede proporcionar velocidades de sintonización a tasas de hasta 10 GHz, pero está restringido a un rango de longitudes onda más pequeño (de 1 a 2 cm⁻¹). La anchura de línea láser típica es del orden de 10-3 cm⁻¹ o menos. Para lograr rangos mayores de sintonización, así como el estrechamiento de la anchura de línea, debe recurrirse a otros métodos incluyendo el uso de cavidades externas de dispersión óptica.

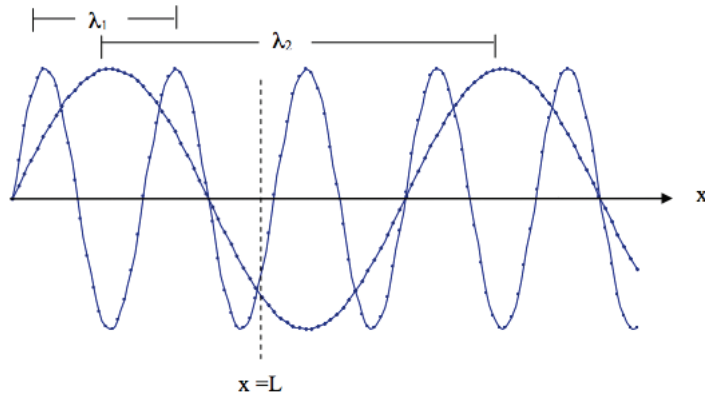


Fig. 2. Sintonización del láser que cambia continuamente su longitud de onda desde $\lambda_1 \Rightarrow \lambda_2$, permitiendo así determinar el número de picos que corresponden a L.

a la distancia L a medir. Si continuamente la longitud de onda se varía de λ_1 a λ_2 esto se puede considerar como un "estiramiento" del tren de ondas o alternativamente como un desplazamiento virtual del blanco. Durante el estiramiento cierto número de picos de ondas pasa por el punto $x = L$. Este número se puede determinar usando un interferómetro. La diferencia de fase $\Delta\phi$ que resulta del cambio de la longitud de onda permite determinar la distancia L por:

$$L = \Delta\phi / 2\pi \cdot \lambda_1 \cdot \lambda_2 / |\lambda_1 - \lambda_2| \quad (1)$$

Usando un interferómetro de Michelson, puede medirse el cambio de la fase durante el cambio de la longitud de onda. Puesto que el cambio de $\lambda_1 \Rightarrow \lambda_2$ de la longitud de onda del diodo láser es difícil de reproducir exactamente, se utiliza un segundo interferómetro de referencia para monitorear simultáneamente una trayectoria de referencia bien definida. Esto da:

$$L = L_{ref} \Delta\phi / \Delta\phi_{ref} \quad (2)$$

Alternativamente, el interferómetro de referencia se puede sustituir por un *interferómetro de regulación*, que cambia una determinada λ_1 en un incremento $\Delta\lambda$ conocido. Usando un segundo láser (el cual emite a λ_3) puede aumentarse la resolución de esta técnica, al comparar ϕ_1 con ϕ_2 y ϕ_2 con ϕ_3 . La exactitud de la técnica depende del rango de variabilidad espectral del diodo láser: cuanto más amplio sea (sin saltos de modos) más alta será la resolución de fase y por lo tanto más exacta la medida. Además, la duración de la medición debe ser tan corta como sea posible para reducir al mínimo las inexactitudes causadas por los cambios del índice de refracción o la vibración del espejo durante el estiramiento de onda. La corta longitud de coherencia, de los láseres convencionales a semiconductor, limita la utilidad de este método a distancias de hasta aproximadamente un metro.

El uso de una cavidad externa (modulada por medio de una gratina óptica), permite extender la longitud de coherencia hasta 100 m, y así medir distancias de hasta 40 m con una pre-

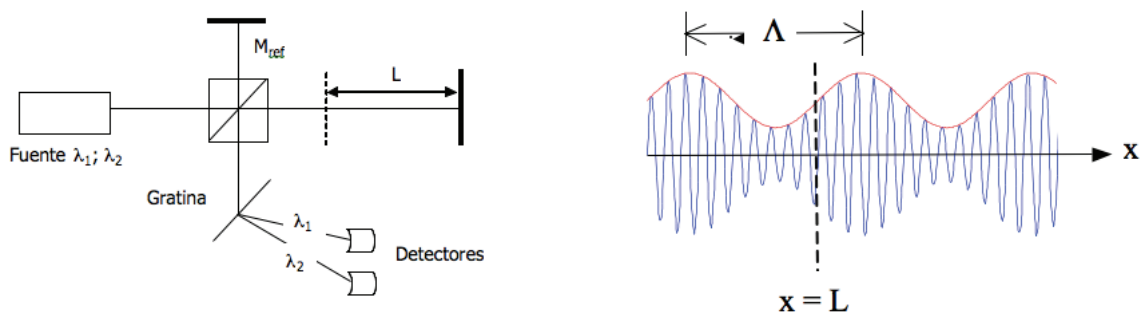


Fig. 3. Esquema de un interferómetro de dos longitudes de onda con separación óptica espacial (izq.) y resultado de la interferencia de ambas (der.)

cisión de 10^{-6} . Sin embargo, el costo actual de tales láseres de cavidad externa hace que esta técnica sea prohibitivamente costosa (Laser Components GmbH).

Como alternativa al interferómetro de barrido está el *interferómetro de múltiples longitudes de onda*. Por ejemplo, si se toman dos fuentes láser estabilizadas con longitudes de onda λ_1 y λ_2 en una configuración Michelson, y éstas luego se detectan independientemente, tras separarlas ópticamente por medio de un prisma o una gratina de difracción (Fig. 3), la detección electrónica de la diferencia de fases entre ambas señales conduce también a una longitud de onda sintética $\Lambda = \lambda_1 \cdot \lambda_2 / |\lambda_1 - \lambda_2|$ como en el anterior método (Salvadé, Y., 1999).

No obstante, este método trabaja bien sólo para diferencias de longitudes de onda grandes, es decir para longitudes de onda sintética pequeñas (<1 mm), ya que la separación espacial está limitada por la máxima resolución espectral –angular que se logra con gratinas o prismas. Más aún, este método requiere gran estabilidad de las longitudes de ondas del láser, lo que es difícil de conseguir en aplicaciones que requieren buena resolución y pequeña sensibilidad a los diversos cambios mecánico-ambientales.

Para solucionar en parte este problema, se requiere detectar la señal total de interferencia sin separación óptica de las dos longitudes de onda. Hay dos tipos de técnicas de detección que se pueden utilizar: la homodina y la heterodina. La *detección homodina* es un método estático mientras que la detección heterodina es un método dinámico. El primero tiene la ventaja a ser simple y barato, sin embargo, la resolución está limitada por las fluctuaciones de la intensidad del láser.

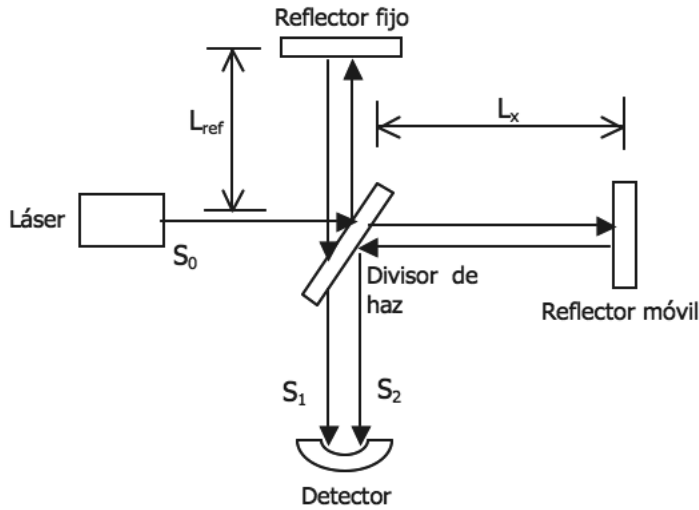
En la técnica heterodina la fase sintética es determinada midiendo las fases interferométricas en ambas longitudes de onda, y computando la diferencia. El haz de referencia tiene la frecuencia óptica ν , en tanto que el haz de medición es desplazado en una frecuencia f con respecto al anterior por medio, por ejemplo, de un modulador acusto-óptico. La detección heterodina da lugar a una señal de interferencia dependiente del tiempo a una frecuencia f . La fase interferométrica $\Delta\phi$ puede ser determinada midiendo la diferencia de fase entre una señal de la referencia, generada ópticamente o electrónicamente,

y la señal de medición. Esto permite alcanzar una interpolación de la franja de interferencia mejor que $1/1000$. Este método proporciona una medida rápida y trabaja también para superficies ásperas, ya que permite una detección limitada en ruido de disparo (*shot noise*), incluso para energías ópticas bajas en el brazo de medición del interferómetro. Sin embargo, según lo mencionado, la técnica se puede utilizar solamente para las diferencias relativamente grandes de longitud de onda ópticas y así longitudes de onda sintéticas pequeñas.

La detección superheterodina es una variante de la heterodina que permite alta resolución en longitudes de onda sintéticas arbitrarias, y además sin necesidad de estabilidad interferométrica en las longitudes de onda ópticas λ_1 y λ_2 , o la separación óptica de estas longitudes de onda. Esto es de gran importancia en aplicaciones industriales en rangos de distancias grandes con resolución submilimétrica. Ambas longitudes de onda se utilizan para iluminar simultáneamente un interferómetro de Michelson. A diferencia del método heterodino, cada longitud de onda es desplazada por una frecuencia diferente, típicamente $f_1 = 40.0$ MHz y $f_2 = 40.1$ MHz. Esta genera una señal con frecuencia $f = (f_1 - f_2)$ que permite medir directamente la diferencia de fase de valor $\Delta\phi_{12} = 4\pi L/\Lambda$, que es ahora solamente sensible a la longitud de onda sintética.

La fuente de un interferómetro de múltiple-longitud de onda (MWI) debe producir un espectro de emisión apropiado que consista en varias longitudes de onda discretas y estabilizadas. Como hemos señalado anteriormente, el rango de no-ambigüedad está dado por la diferencia de frecuencia óptica. La estabilidad y la calibración de la fuente limitarán la exactitud absoluta de la medida. Por otra parte, la distancia máxima que se puede medir por MWI está limitada por la longitud de coherencia de la fuente. Además, la medida de la distancia en superficies ásperas está limitada por la energía de la fuente debido a la dispersión de la luz. El diseño y la realización de la fuente son así de una gran importancia, puesto que el funcionamiento del instrumento estará dado por sus características (coherencia, estabilidad, energía) (Salvadé, Y., 1999).

En lo que sigue analizamos una posible alternativa de interferometría absoluta también ba-



Frecuencia de emisión láser
 $S_0 \rightarrow \omega_0 = 2\pi c/\lambda_0$

Frecuencia de modulación
 $\omega_m = \omega_m(t) \begin{cases} \omega_{m1} = \omega_m(t_1) \\ \omega_{m2} = \omega_m(t_2) \end{cases}$

Tiempos de tránsito
 $S_1; S_2 \rightarrow \begin{cases} \tau_1 = 2L_{ref}/c \\ \tau_2 = 2L_x/c \end{cases}$

Fig. 4. Esquema interferométrico de Michelson con modulación lineal de amplitud del láser con barrido de frecuencia en banda base

sada en la modulación de la intensidad del haz láser pero en este caso directamente a través de la corriente del diodo láser, con una señal de frecuencia variable, es decir haciendo un "barrido en banda base". Aunque en alguna medida dicho método puede considerarse una variante de la interferometría absoluta superheterodina (por barrido o por múltiples longitudes de onda), presenta la importante diferencia que no requeriría múltiples fuentes láser o diodos láser especiales sintonizables, lo que puede tener un impacto positivo en la reducción de la complejidad y costo del instrumento. Algunos ensayos preliminares sobre un banco experimental de interferometría con diodo láser, desarrollado en el contexto de un Trabajo Final de Ingeniería de la Universidad de Mendoza, han mostrado que el método aquí presentado es realizable.

Análisis del Concepto Interferométrico

Partimos de un esquema interferométrico del tipo de Michelson, como se muestra en la Figura 4; a diferencia de la interferometría clásica supongamos aquí una modulación lineal de amplitud del láser (AM) con una frecuencia de "barrido" $\omega_m = \omega_m(t)$.

La emisión del láser S_0 tiene la forma indicada por la ec. (3). Esta forma se preservará hasta arribar al divisor de haz, en el que se produce una reflexión parcial del haz hacia el reflector fijo (brazo de referencia), en tanto que la parte restante continúa su propagación hacia el reflector móvil o blanco (brazo de medición):

$$S_0 = I_0 \{ \text{sen } \omega_0 t + \frac{1}{2} \text{sen } (\omega_0 - \omega_m) t + \frac{1}{2} \text{sen } (\omega_0 + \omega_m) t \} \quad (3)$$

Una vez que los haces son reflejados por el reflector fijo y el reflector móvil, se produce en el divisor de haz un nuevo haz recombinado, dado por la suma de señales $S_1 + S_2$ con retardos distintos τ_1 y τ_2 respectivamente:

$$S_1 = I_1 \{ \text{sen } \omega_0 (t - \tau_1) + \frac{1}{2} \text{sen } (\omega_0 - \omega_{m1}) (t - \tau_1) + \frac{1}{2} \text{sen } (\omega_0 + \omega_{m1}) (t - \tau_1) \} \quad (4 a)$$

$$S_2 = I_2 \{ \text{sen } \omega_0 (t - \tau_2) + \frac{1}{2} \text{sen } (\omega_0 - \omega_{m2}) (t - \tau_2) + \frac{1}{2} \text{sen } (\omega_0 + \omega_{m2}) (t - \tau_2) \} \quad (4 b)$$

El detector de señales producirá una señal S_d que es proporcional a la potencia lumínica recibida $(S_1 + S_2)^2$ de forma que:

$$S_d = (S_1 + S_2)^2 = S_{12} + S_2^2 + 2 S_1 S_2 \quad (5)$$

siendo $2S_1 S_2 = 2(a_1 + b_1 + c_1)(a_2 + b_2 + c_2)$ el término interferométrico buscado. Se puede conformar una tabla de componentes (Tabla 1), teniendo en cuenta que el producto $S_1 S_2$ arroja términos del tipo $\text{sen} \alpha \cdot \text{sen} \beta$, que se expanden con la forma $\frac{1}{2} \{ \cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha - \beta) \}$.

El detector y su correspondiente amplificador constituyen por sí mismos un filtro pasabajo que elimina las componentes con frecuencias del orden de ω_0 ; esto nos permite descartar di-

Término	Amplitud	Argumento tipo $(\alpha + \beta)$	Argumento tipo $(\alpha - \beta)$
$a_1 \bar{a}_2$	$2 I_1 I_2$	$2\omega_0 t - \omega_0 (\tau_1 + \tau_2)$	$\omega_0 (\tau_2 - \tau_1)$
$a_1 b_2$	$I_1 I_2$	$2\omega_0 t - \omega_{m2} t - \omega_0 (\tau_1 + \tau_2) + \omega_{m2}\tau_2$	$\omega_{m2} t - \omega_0 (\tau_1 - \tau_2) - \omega_{m2}\tau_2$
$a_1 c_2$	$I_1 I_2$	$2\omega_0 t + \omega_{m2} t - \omega_0 (\tau_1 + \tau_2) - \omega_{m2}\tau_2$	$-\omega_{m2} t - \omega_0 (\tau_1 - \tau_2) + \omega_{m2}\tau_2$
$b_1 \bar{a}_2$	$I_1 I_2$	$2\omega_0 t - \omega_{m1} t - \omega_0 (\tau_1 + \tau_2) + \omega_{m1}\tau_1$	$-\omega_{m1} t - \omega_0 (\tau_1 - \tau_2) + \omega_{m1}\tau_1$
$b_1 b_2$	$\frac{1}{2} I_1 I_2$	$2\omega_0 t - (\omega_{m1} + \omega_{m2}) t + \omega_{m1}\tau_1 + \omega_{m2}\tau_2$	$-(\omega_{m2} - \omega_{m1}) t + \omega_{m1}\tau_1 - \omega_{m2}\tau_2 + \omega_{m1}\tau_1$
$b_1 c_2$	$\frac{1}{2} I_1 I_2$	$2\omega_0 t + (\omega_{m2} - \omega_{m1}) t + \omega_{m1}\tau_1 - \omega_{m2}\tau_2$	$-(\omega_{m1} + \omega_{m2}) t + \omega_{m1}\tau_1 - \omega_{m2}\tau_2 + \omega_{m1}\tau_1$
$c_1 \bar{a}_2$	$I_1 I_2$	$2\omega_0 t + \omega_{m1} t - \omega_0 (\tau_1 + \tau_2) - \omega_{m1}\tau_1$	$\omega_{m1} t - \omega_0 (\tau_1 - \tau_2) - \omega_{m1}\tau_1$
$c_1 b_2$	$\frac{1}{2} I_1 I_2$	$2\omega_0 t + (\omega_{m1} - \omega_{m2}) t + \omega_{m1}\tau_1 + \omega_{m2}\tau_2$	$(\omega_{m1} + \omega_{m2}) t + \omega_{m1}\tau_1 - \omega_{m2}\tau_2$
$c_1 c_2$	$\frac{1}{2} I_1 I_2$	$2\omega_0 t + (\omega_{m1} + \omega_{m2}) t + \omega_{m1}\tau_1 - \omega_{m2}\tau_2$	$(\omega_{m1} - \omega_{m2}) t + \omega_{m1}\tau_1 - \omega_{m2}\tau_2$

Tabla 1. Determinación de las componentes del término interferométrico $2S_1 S_2 = 2 (a_1 + b_1 + c_1) (a_2 + b_2 + c_2)$

N°	Término	Componente
1	$a_1 a_2$	$2 I_1 I_2 \cos [\omega_0 \delta\tau]$
2	$a_1 b_2 + a_1 c_2$	$2 I_1 I_2 \cos [\omega_0 \delta\tau] \cos [\omega_{m2} (t - \tau_2)]$
3	$b_1 a_2 + c_1 a_2$	$2 I_1 I_2 \cos [\omega_0 \delta\tau] \cos [\omega_{m1} (t - \tau_1)]$
4	$b_1 b_2 + c_1 c_2$	$I_1 I_2 \cos [\omega_0 \delta\tau] \cos [\delta\omega_m (t + \tau_1) + \omega_{m2} \delta\tau]$
5	$b_1 c_2 + c_1 b_2$	$I_1 I_2 \cos [\omega_0 \delta\tau] \cos [(\omega_{m1} + \omega_{m2}) (t - \tau_1) - \omega_{m2} \delta\tau]$

Tabla 2. Componentes agrupadas a la salida del detector del término interferométrico $2S_1 S_2 = 2 (a_1 + b_1 + c_1) (a_2 + b_2 + c_2)$

chas componentes y reagrupar términos según la relación trigonométrica $\cos(\alpha+\beta)\cos(\alpha-\beta) = 2 \cos\alpha \cos\beta$. Haciendo además $\delta\tau = \tau_2 - \tau_1$ y $\delta\omega_m = \omega_{m1} - \omega_{m2}$ obtenemos la Tabla 2.

Un aspecto de interés inmediato, que resulta de la Tabla 2, está dado por el hecho que todas las componentes (incluso la primera que es un nivel de continua) tienen amplitudes que dependen de la fase diferencial $\omega_0 \delta\tau$ (como corresponde a la interferometría relativa clásica), con lo cual puede rescatarse la información de posición relativa del espejo móvil con un orden de precisión micrométrico. El otro aspecto de interés es que las cuatro últimas componentes poseen factores de tiempo que dependen en forma diversa de la frecuencia de modulación, además de depender de los tiempos de retardos correspondientes. Para una mejor visualización y comprensión de la información contenida por dichos factores de tiempo, se han representado en la Figura 5 (para un conjunto de parámetros cualquiera), no sólo los factores del tiempo relevantes de las últimas cuatro componentes de la Tabla 2, sino también sus composiciones parciales y total.

A pesar que la composición total de las últimas cuatro componentes (último gráfico de la Fig. 5) posee gran riqueza, hay información redundante. Es evidente que la envolvente de la suma de la segunda y tercera (gráfico superior de la Fig. 5) es el factor de tiempo de baja frecuencia correspondiente a la cuarta componente (gráfico intermedio de la Fig. 5). A primera vista surge que para rescatar información relevante de la posición del espejo móvil, esta vez con unidades de medida mucho mayores (órdenes de resolución milimétricos y centimétricos), se-

ría suficiente con aislar la cuarta componente, o eventualmente detectar la suma de la segunda y tercera; pero esto trae ventajas y desventajas que hay que apuntar en cada caso.

La primera opción (aislar la cuarta componente) puede realizarse mediante un filtro pasabaja, a la salida del detector, con frecuencia de corte superior igual a la frecuencia diferencial $\delta\omega_m = |\omega_{m1} - \omega_{m2}|_{\max}$, determinada por la longitud máxima Lx_{\max} a medir. Esta opción es simple de implementar, ya que la separación de frecuencia con las componentes de mayor frecuencia es grande. Sin embargo, tiene eventualmente el inconveniente de su pobre separación con la componente de continua, la cual además puede contener ruido de muy baja frecuencia, producto de las vibraciones del blanco, que pueden confundirla con la componente de señal que deseamos detectar.

La segunda opción también es posible colocando un filtro pasabanda cuya frecuencia de corte inferior sea algo menor a ω_{\min} y cuya frecuencia de corte superior sea apenas superior a ω_{\max} , aunque además debe cumplir que $2\omega_{\min}$ sea suficientemente menor a ω_{\max} . Este requerimiento algo estricto, restringirá en alguna medida la operación del instrumento, pero tiene la ventaja de su buena separación con la continua.

Ya que las primeras dos opciones poseen ciertas limitaciones, no podemos descartar totalmente la propia posibilidad de utilizar la señal completa; el último gráfico muestra que la componente de frecuencia $\delta\omega_m$ también puede detectarse por el "conteo" de picos de frecuencia ω_m entre dos picos de baja intensidad. Tomando las

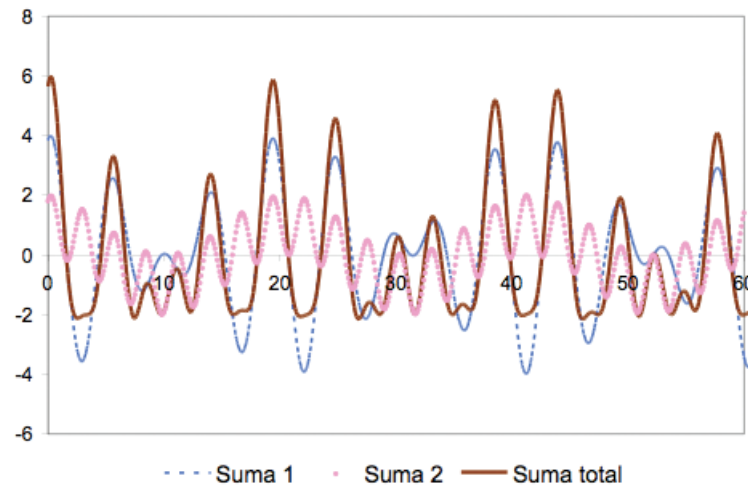
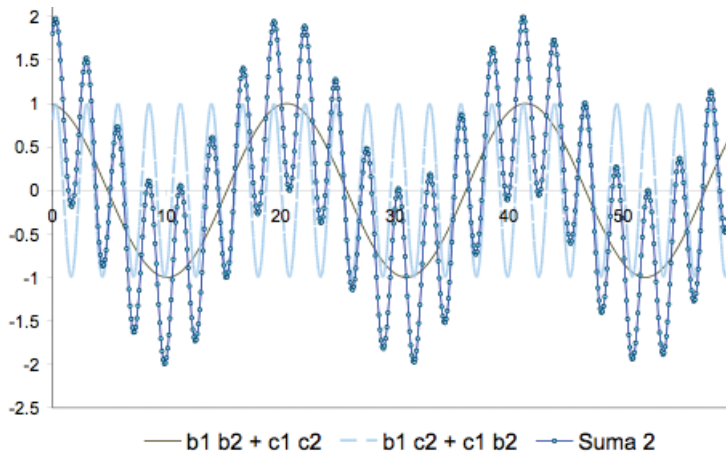
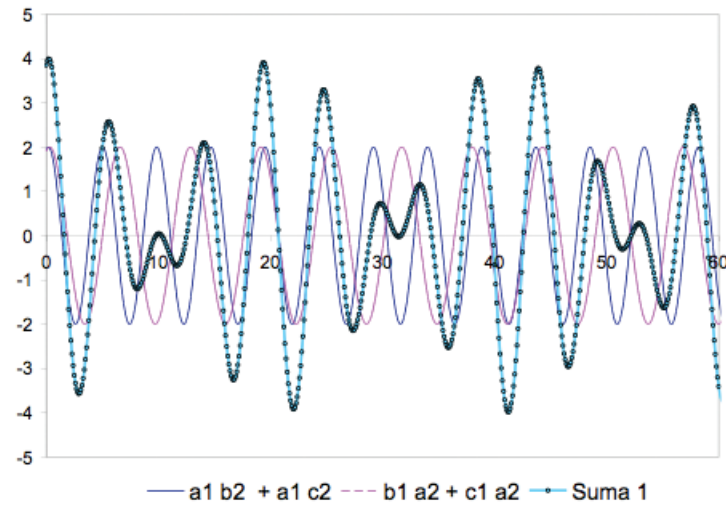


Fig. 5. Representación de componentes de la tabla 2 y su composición parcial y total

precauciones apropiadas, este método reportaría la ventaja de ser insensible a la componente de continua sin introducir las restricciones a la operación de la segunda opción; la mayor desventaja de este método radicaría en el ancho de banda del amplificador del fotorreceptor, el que debería ser suficientemente grande comparado

con $2\omega_{mmax}$ para evitar distorsión de fase entre componentes, conllevando un compromiso delicado entre ruido, estabilidad y ganancia.

Las tres opciones de detección de información en órdenes grandes de distancia se resumen en el cuadro comparativo (Tabla 3).

	Método de detección	Condiciones	Ventajas	Desventajas
1	Componente de baja frecuencia: $\delta\omega_m$	Filtro pasabajo con frecuencia de corte $\omega_c = \omega_{m1} - \omega_{m2} _{max}$	Simple y permite amplificadores de baja frecuencia	Separación pobre con la componente de continua con sensibilidad a vibraciones
2	Componente suma de frecuencias: ω_{m1} y ω_{m2}	a) Filtro pasabanda con frec. de corte $\omega_{cinf} < 2\omega_{mmin}$ $\omega_{csup} > \omega_{mmax}$ b) Mantener una relación de excursión de barrido $2\omega_{mmin} \ll \omega_{mmax}$	Buena separación con la componente de continua, que lo hace insensible a vibraciones e iluminación externa	La condición (b) restringe algo la operación del instrumento. Requiere amplificador de ancho de banda grande
3	Composición total	Ancho de banda del amplificador $BW > 2\omega_{mmax}$	Permite detección directa de distancia por conteo de picos	Amplificador de ancho de banda grande

Tabla 3. Comparación entre posibles técnicas de detección en órdenes grandes de distancia

En la Figura 6 observamos el esquema optoelectrónico general de un instrumento interferométrico como el discutido. Para evaluar algunas otras condiciones y elementos propios del método propuesto, analizaremos aquí la primera opción que consiste en detectar la frecuencia diferencial $\delta\omega_m = \omega_{m1} - \omega_{m2}$.

Para ello comencemos suponiendo que la frecuencia de modulación es producida por un generador de barrido controlado por una rampa con período T_B (señales 1 y 2 de la Figura 3), esto es:

$$\omega_m(t) = (\omega_{mmax} - \omega_{mmin}) t / T_B + \omega_{mmin}$$

válido para $0 \leq t < T_B$ (6)

Esto implica que las frecuencias de modulación de las señales provenientes de los brazos de medición y de referencia que se reencuentran en el divisor de haz serán:

$$\omega_{m1}(t) = (\omega_{mmax} - \omega_{mmin})(t - \tau_1) / T_B + \omega_{mmin}$$

(7 a)

$$\omega_{m2}(t) = (\omega_{mmax} - \omega_{mmin})(t - \tau_2) / T_B + \omega_{mmin}$$

(7 b)

de modo que:

$$\delta f_m = f_{m1} - f_{m2} = (f_{mmax} - f_{mmin})(\tau_2 - \tau_1) / T_B = (\Delta f_m / T_B) \cdot \delta\tau$$

(8)

con $\Delta f_m = f_{mmax} - f_{mmin}$ el ancho de barrido de modulación y $\delta\tau = \tau_1 - \tau_2$ el retardo diferencial entre señales. Ya que $\tau_1 = 2 L_{ref} / c$ y $\tau_2 = 2 L_x / c$ tenemos que:

$$\delta f_m = (2 \Delta f_m / T_B c) \cdot \delta L$$

(9)

con δf_m la frecuencia diferencial expresada en Hz.

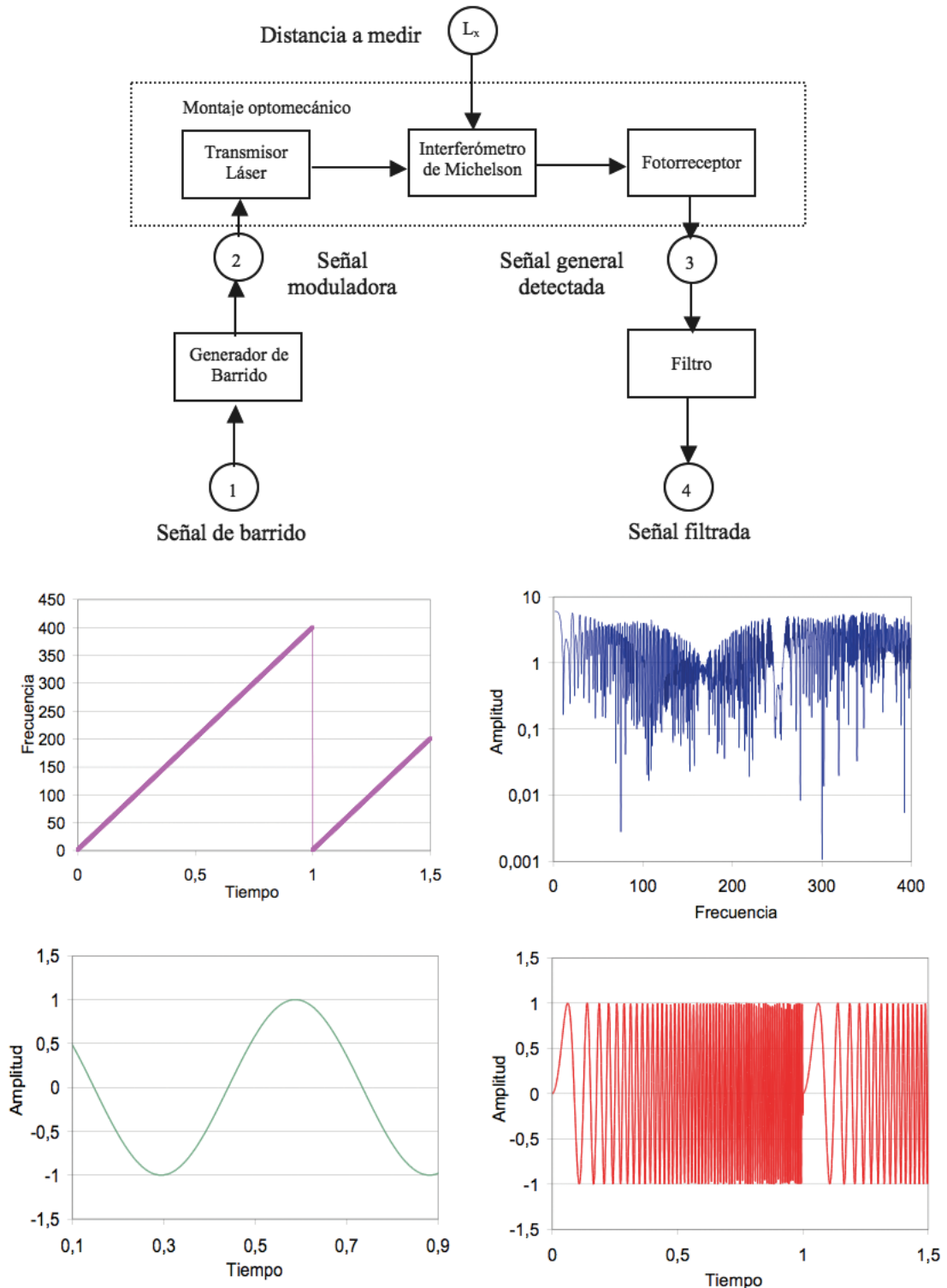


Fig. 6. (Arriba) Diagrama general de bloques de un instrumento interferométrico con sus distintas partes. (Abajo) Señales simuladas en los puntos notables del instrumento para una cierta distancia a medir, y según el siguiente orden: Superior Izquierda (1)- Rampa de Barrido; Inferior Izquierda (2)- Señal de modulación con frecuencia variable; Superior Derecha (3)- Espectro de frecuencia (amplitudes) de la señal interferométrica detectada (completa); Inferior Derecha (4)- Componente de baja frecuencia de la señal interferométrica.

Parámetros	Δf_m [Hz]	1,00E+08
	T_s [seg]	1,00E-06
	c [m/seg]	3,00E+08

δL [m]	δf [Hz]	Duración [seg]
1	6,67E+05	3,00E-06
0,1	6,67E+04	3,00E-05
0,01	6,67E+03	3,00E-04
0,001	6,67E+02	3,00E-03
0,0001	6,67E+01	3,00E-02
0,00001	6,67E+00	3,00E-01

Tabla 4. Estimación de la frecuencia diferencial y duración de la medida para distintos órdenes de resolución, con ciertos parámetros de barrido

A los fines de tener una idea de los límites del método, se muestra en la Tabla 4 una estimación por medio de la ecuación (9) de la frecuencia diferencial y duración de la medida para distintos órdenes de resolución, tomando ciertos parámetros de barrido que son en principio practicable; la duración de la medida se ha estimado como el doble del período de la frecuencia diferencial.

Como puede observarse en la parte inferior de la Tabla 4, distintos ordenes de resolución que van de 1 metro hasta 10 μm producen frecuencias diferenciales que se encuentran comprendidas entre 700 kHz y 7 Hz, cuando producimos un barrido de frecuencia de 100 MHz en un tiempo de 1 μs .

Aunque este amplísimo rango de discriminación resulta muy interesante y conveniente, no hay que perder de vista que va acompañado de una cierta limitación en la duración de la medición, tanto más pequeño sea el orden de resolución más grande será el tiempo necesario para determinar la medida. Por ejemplo, para determinar un orden de medida de 10 μm se requeriría alrededor de 300 mseg o más. Además, la determinación del orden inferior en

distancias máximas del orden del metro representa una resolución de medida de frecuencia de alrededor de 10^{-6} (esto es determinar 1 Hz en 1 MHz).

Hay otro punto crítico a tener en cuenta: la Tabla 4 está construida con un generador de barrido que es idealmente lineal y muy veloz. Esto exigiría un PLL (Phase Lock Loop) que enganche con precisiones y rapidez inalcanzables con circuitos analógicos.

Hay técnicas de barrido, sin embargo, que se utilizan en equipos especiales (en general de alto costo), que son muy rápidas². En general estos desarrollos se basan en técnicas DDS (Direct Digital Synthesis), que ahora pueden reducirse en costo utilizando integrados de alta performance.

Un caso de DDS integrado es el AD9858 (Analog Devices), de 32 bits con reloj de hasta 2 GHz, que permite cambios de frecuencia arbitrarios (hasta un máximo de 425 MHz) en un tiempo mínimo de 8 ns; esto permitiría realizar un barrido por pasos de 1 MHz entre 1 y 100 MHz en un tiempo algo menor que 1 μseg . Aunque no es estrictamente lineal, con

² Por ejemplo el HP / Agilent 8340B Synthesized Sweep Generator permite cambios de frecuencia del orden de 10 GHz en menos de 35 mseg.; otro ejemplo es el Espectrómetro de Microondas por Transformada de Fourier (FTMW) de Pate Lab que utiliza un generador de ondas arbitrarias (AWG) de barrido lineal muy rápido del orden de 1GHz en 2 ns.

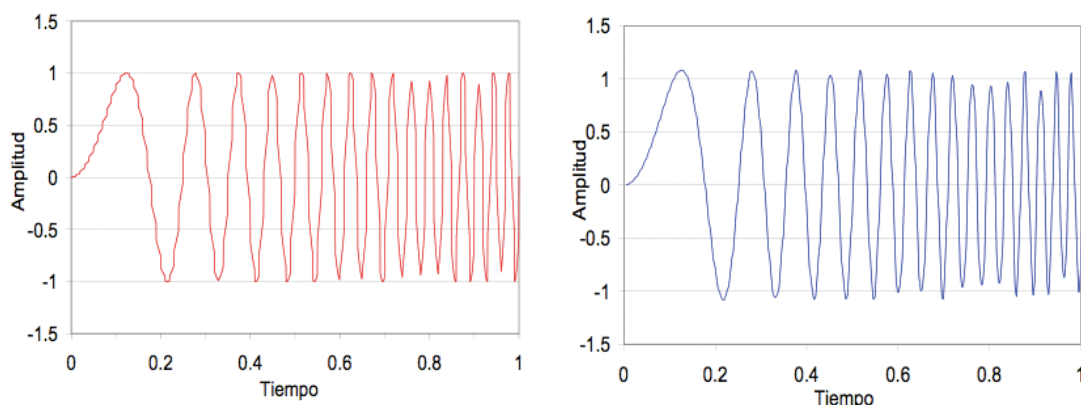


Fig.7. (Izq.): Simulación de barrido por pasos de 1 MHz desde 1 hasta 100 MHz en un tiempo de 1 μ s y su comparación con un barrido lineal. (Der.): La misma onda reconstituida por un filtro pasabajo de alrededor del doble de la frecuencia máxima.

un filtro reconstituyente adecuado se puede obtener un barrido casi sinusoidal y bastante linealizado (Fig.7).

También relacionado con el barrido, está el problema de las fases de las ondas en el fin y reinicio de la secuencia, y cómo afecta esto la propia medición de la frecuencia diferencial; hay que tener en cuenta que ésta será en general bastante más baja que la frecuencia de barrido, y por lo tanto en menos de un ciclo de la misma pueden varios inicios y fines de barrido. La Figura 8 muestra una simulación con los valores presentados en la tabla 4, para distancias diferenciales ($L_x - L_R$) de orden milimétrico, centimétrico y métrico. Nótese las discontinuidades de fase, que se presentan en la componente de baja frecuencia en los instantes correspondientes a los fines e inicio de barrido; cuanto más alta es la frecuencia diferencial (órdenes mayores), haciéndose comparable con la frecuencia de barrido ($1/T_B$), más notable es el efecto distorsivo. Idealmente, un filtro pasabajo con un tiempo de integración de alrededor de 1,5 veces el período de barrido, podría reconstituir la señal bastante bien, aunque desde luego introduciendo el retardo correspondiente.

Algunos de estos aspectos, con relación a la posible utilización de un DDS integrado como el AD9858, han sido ensayados en el contexto de otro Trabajo Final de Ingeniería independiente (Guilló Márquez R.F et al., 2012), obteniéndose los siguientes resultados:

Rango de frecuencias: 50 kHz- 420 MHz

- Resolución de frecuencias: 1 Hz
- Nivel de salida máximo: 0.5 dBm (ajustable)
- Planicidad de salida: 2 dB
- Impedancia de salida: 50 Ω
- Velocidad de salto de frecuencia: 125 MHz (in incremento por cado 8 ns)
- Transitorio de fase: fase continua
- Armónicos: menores a -30 dB
- Espurios de salida: menores a -32 dB
- Respuesta en frecuencia de la entrada de disparo: 1kHz (principalmente debido a un retardo de reinicio de barrido de 1ms)

Como puede apreciarse, en general, el AD9858 podría ser un candidato adecuado para la implementación de la unidad de barrido; el principal problema observado es el retardo de reinicio de barrido, aunque ello sólo sería una limitación en el caso que éste se reconfigurara. De cualquier forma, tanto la influencia de los errores de fase que se producen durante un barrido como a su reinicio merecen ser investigados con profundidad en relación a su aceptabilidad para el método interferométrico aquí propuesto.

En la Figura 8 también se muestran los espectros de frecuencia de amplitudes de la señal interferométrica completa y cómo estos varían en su composición en los distintos órdenes de distancia medidos. Este fenómeno pudo ser observado con el montaje que se muestra en la Figura.9, que corresponde a un Banco Experimental de Interferometría desarrollado en el contexto de una Tesis de Grado en al Facultad de Ingeniería de la Universidad de Mendoza (Antonietti, G, 2006).

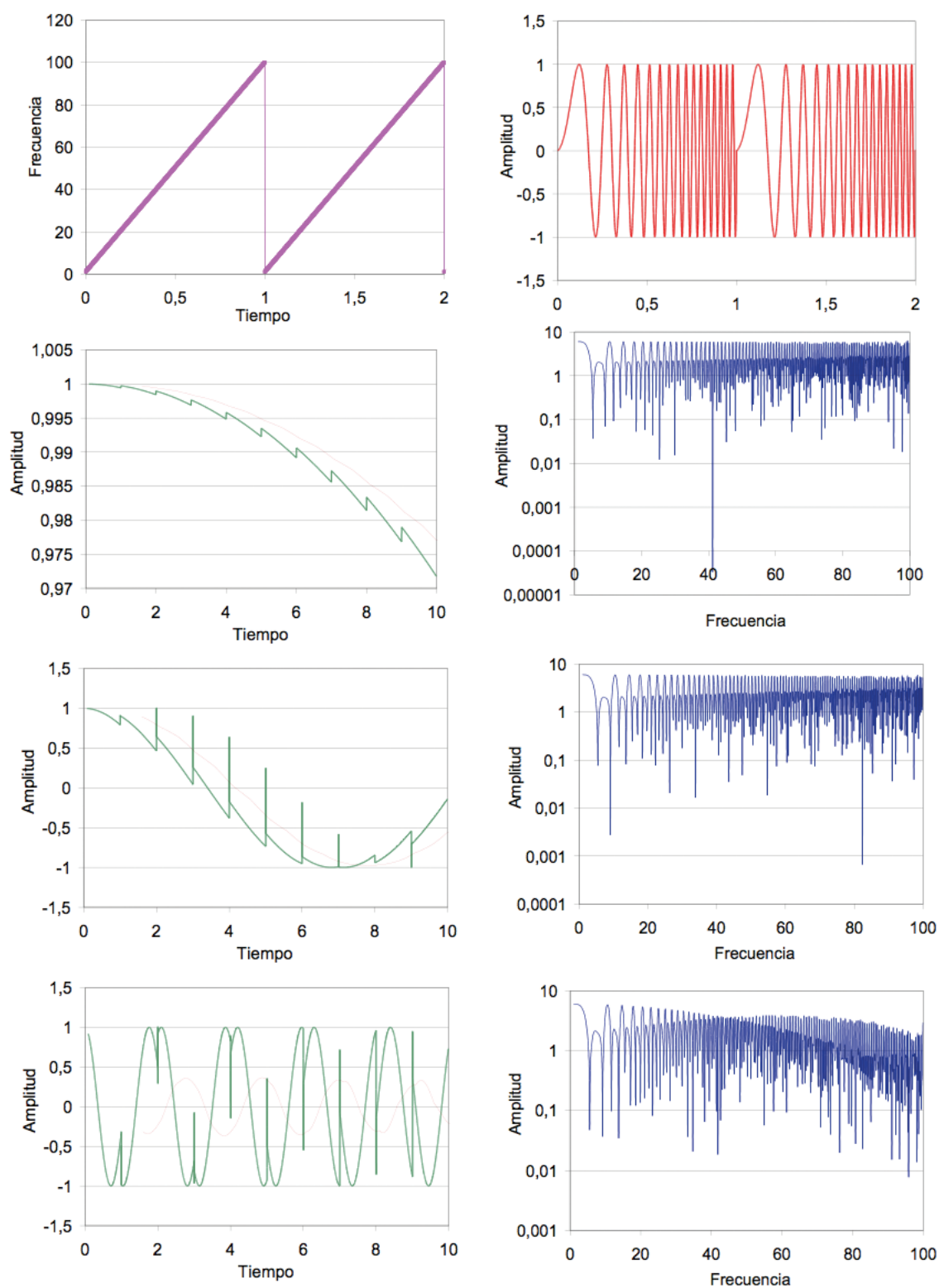


Fig. 8. Simulaciones con $T_B = 1 \mu s$ y f_m entre 1 MHz y 100MHz para distintas distancias. De arriba hacia abajo: señal de barrido y modulación resultante; componentes de baja frecuencia (cruda y con filtro de $\tau = 1,5 \mu s$) y espectros de frecuencia (señal total) para diferencias de orden milimétrico, centimétrico y métrico respectivamente.

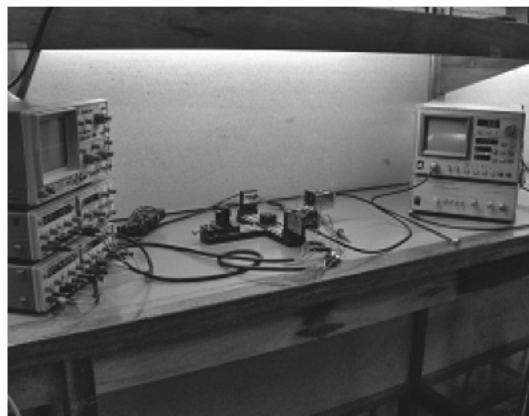
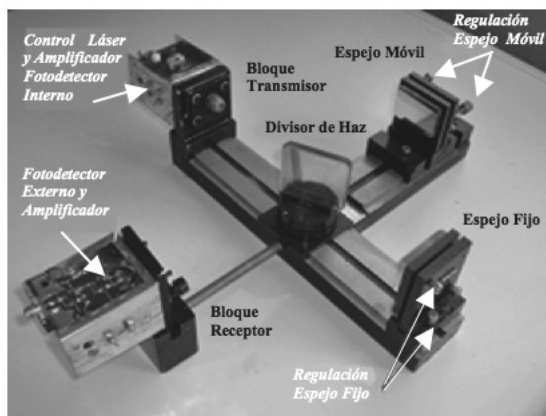


Fig.9. (Izq.): Banco Interferométrico Experimental realizado en el contexto de un Trabajo Final de grado en la Fac. de Ingeniería de la Univ. de Mendoza. (Der.): Ensayos de laboratorio utilizando un generador de barrido como modulación del láser y representación en analizador de espectro.

La idea con la que fuera desarrollado dicho banco fue la de implementar una plataforma de bajo costo para ensayar, con fines académicos, distintas técnicas interferométricas y poder compararlas entre sí. En lo que respecta a la fuente de emisión, y tras una comparación de diodos láser ofrecidos como fuente para equipos de medición ópticos, fue elegido el Sanyo DL3147-165 de AlGaInP, que trae incorporado internamente un fotodetector PIN de monitoreo de potencia. El DL3147-165 trabaja a una potencia máxima de 7 mW, y en una longitud de onda de 650 nm (rojo). Tiene una baja corriente de umbral y una alta temperatura de trabajo, entregando 5 mW a 70°C. El fotodetector externo elegido fue un fotodiodo OSD15-E de Centronics con una buena respuesta en 650 nm y una capacidad de juntura entre 80 a 390 pF lo que permite una respuesta rápida. Para el ensayo en cuestión se desarrolló una modulación directa de la corriente del diodo láser, que permitía un barrido de alta frecuencia, y se dotó a los correspondientes fotorreceptores con amplificadores de gran ancho banda (se utilizaron Amplificadores Operacionales OPA657); el resultado fue un conjunto optoelectrónico (transmisor láser-fotorreceptor) con un ancho de banda cercano a los 100 MHz.

Cuando se modulaba el láser con el generador de barrido de un Analizador de Espectro de 2 GHz, en el contexto de un ensayo con los espejos retrorreflectores correspondientes, podía observarse claramente cómo variaba la composición espectral al variar la posición del espejo

móvil, ésta se manifestaba como una "cresta" en forma de onda con frecuencia y amplitud variable. Incluso con el espejo móvil fijo, podían observarse vibraciones mecánicas y hasta la reacción del espejo frente a las ondas acústicas producidas por la voz humana. Aunque esta observación tiene carácter cualitativo (debido a limitaciones de montaje propias de un modelo optomecánico "breadboard"), demuestra claramente que el principio de la Interferometría Absoluta por Barrido en Banda Base aquí analizado es una técnica viable y que merece los esfuerzos que se destinen a una mayor experimentación.

Conclusiones

Se ha presentado y analizado un posible método de Interferometría Absoluta basado en la modulación directa de un diodo láser mediante un barrido de frecuencia en banda base de gran ancho de banda. Dicho método, que puede considerarse una variante del interferómetro de barrido así como del método superheterodino de múltiples longitudes de onda, presenta la ventaja de no requerir diodos láser sintonizables o múltiples fuentes láser, disminuyendo así el costo de la parte emisora.

Con un barrido lineal de 1 a 100 MHz en 1 useg. es posible obtener discriminaciones en una amplia gama de órdenes que van desde los 10 μ m hasta metros, sin eliminar por ello la posibilidad de realizar interferometría clásica en el orden submicrométrico. El generador de barrido pue-

de implementarse con un DDS integrado rápido (1 GSPS) de costo relativamente bajo y un filtro reconstituyente apropiado. Las discontinuidades de fase en la onda detectada, debido al inicio y fin de barrido, pueden en principio subsanarse con un filtro apropiado a la salida. La detección puede realizarse en banda angosta o en banda ancha, presentándose diversas ventajas y desventajas.

El principio de operación ha podido ser constatado cualitativamente en observaciones realizadas en un Banco Interferométrico Experimental, desarrollado en la Facultad de Ingeniería en el contexto de una Tesis de Grado de Ingeniería. Éstas demuestran que el método presentado es viable y digno de mayor investigación y desarrollo.

Referencias

- ANTONIETTI, G. 2006, Estudio Teórico-Práctico para la Implementación de un Banco Interferométrico Experimental con Diodo Láser- Tesis de Grado de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones en la Fac. de Ingeniería de la Universidad de Mendoza. Agosto 2006, Mendoza, Argentina.
- GUILLÓ MÁRQUEZ, R.F.; PULIAFITO C.M.; ALIQUÓ, P.G.; PULIAFITO, J.L., 2012 Implementación de un sintetizador de banda ancha mediante tecnología DDS- Proyecciones Vol. 10 N° 2, octubre 2012. Universidad Tecnológica Nacional, Buenos Aires, Argentina.
- Laser Components GmbH - Application note p65: Non-Contact Laser Distance Measurement.
- SALVADÉ, Y., 1999, Distance Measurement by Multiple-Wavelength Interferometry – Thèse à la Faculté des Sciences, Institut de Microtechnique - Université de Neuchâtel.