



RESUMEN DEL CONTENIDO DE TESIS DOCTORAL

1.- Título de la Tesis	
Español: "Desarrollo de prototipos de sensor interferométrico en fibra óptica mono-modo mediante técnicas de modulación de fase para la medida de la rotación diferencial"	Inglés: "Development of prototypes of single-mode fiber optic interferometric sensor with phase modulation techniques for the measurement of differential rotation"

2.- Autor	
Nombre: RAMÓN JOSÉ	
Programa de Doctorado: CONTROL de PROCESOS, ELECTRÓNICA INDUSTRIAL e INGENIERÍA ELÉCTRICA	
Órgano responsable: DEPARTAMENTO de INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, de COMPUTADORES y SISTEMAS	

RESUMEN (en español)

Título de la tesis:

"Desarrollo de prototipos de sensor interferométrico en fibra óptica mono-modo mediante técnicas de modulación de fase para la medida de la rotación diferencial".

Introducción

Determinadas aplicaciones tecnológicas (navegación aeroespacial, navegación aérea, navegación submarina, posicionamiento de satélites de telecomunicaciones) requieren un sensor de rotación altamente preciso que sea capaz de medir velocidades de rotación extremadamente pequeñas (grado estratégico: $0,0001^\circ/\text{hour}$, grado de navegación: $0,001^\circ/\text{hour}$, grado táctico: $0,01^\circ/\text{hour}$, grado industrial: $0,1^\circ/\text{hour}$). Esta restricción tan exigente solamente puede ser desempeñada por un elemento basado en el comportamiento interferométrico de la luz. Para ello se utiliza el efecto Sagnac sobre una bobina de fibra óptica mono-modo, midiendo el desplazamiento de la fase óptica que resulta entre dos ondas que se mueven en contra-propagación a través de la misma cuando se ve sometida a una ratio de rotación. Para alcanzar los umbrales de detección deseados y utilizando longitudes de onda de infrarrojo cercano (850 nm, 1310 nm y 1550 nm), se hace absolutamente necesario trabajar con técnicas optoelectrónicas de detección de la señal interferométrica obtenida. Ello es debido a que los desfases obtenidos para bobinas de fibra de longitud del orden de uno o varios



centenares de m y unos 10 cm de radio son equivalentes a fracciones de longitud de onda del orden de $1/1000$, $1/10000$ o incluso $1/100000$. No es posible la resolución de un patrón de interferencia tan fino mediante técnicas puramente ópticas al uso (microcámaras CCD o CMOS).

Los sensores de tecnología más avanzada utilizados hasta la aparición de los IFOG (del inglés, Interferometric-Fiber-Optic-Gyroscopes) son los basados en tecnología MEMS (Micro-Electro-Mechanical-Sensors) cuyo umbral de sensibilidad se encuentra en el entorno de los $50^\circ/\text{hour}$. El desarrollo de la tecnología IFOG desde su primer diseño en fibra-óptica en el año 1976 (V. Vali & R.W. Shorthill) no ha cesado de perfeccionarse hasta nuestros días. Ello justifica una investigación monográfica sobre este tema en una institución española. El punto de partida supone tener en cuenta la investigación sobre tecnología IFOG realizada en países de nuestro entorno inmediato (ejemplo: Francia, Dinamarca, Italia) que han logrado proteger sus diseños por medio de derechos de patente industrial.

Objetivos de la Tesis

El desarrollo de esta Tesis Doctoral se plantea para la consecución de los siguientes objetivos generales y específicos:

- 1- Revisar los fundamentos teóricos y conceptuales de *la interferometría de la luz*, focalizando esta revisión en el estudio de *las configuraciones interferométricas* más utilizadas en las aplicaciones de *sensor interferométrico de rotación* (*interferómetro Michelson*, *interferómetro Mach-Zender* e *interferómetro Sagnac*).
- 2- Estudiar experimental y analíticamente *los interferogramas* obtenidos en una configuración típica de *interferómetro de Michelson*, dado que es el modelo teórico-experimental de referencia para el diseño preliminar de todos los sensores interferométricos.
- 3- Realizar el estudio de *las configuraciones básicas, solución de inconvenientes y características de desempeño de giroscopios interferométricos realizados en fibra-óptica mono-modo: láser de anillo de fibra-óptica (RLFOG), resonador*



pasivo de fibra-óptica (RFOG) y giroscopio interferométrico de fibra-óptica (IFOG).

- 4- Realizar el diseño y el desarrollo (teórico y experimental) de varios prototipos de giroscopio interferométrico de fibra-óptica (IFOG) con aplicación específica a la medición de la velocidad angular absoluta y del posicionamiento angular de precisión, obteniendo la caracterización paramétrica de cada uno de ellos (sensibilidad umbral, factor de escala, rango dinámico, deriva y relación señal-ruido).
- 5- Realizar un estudio detallado de nuevas y posibles aplicaciones del giroscopio de fibra óptica (IFOG) en los sistemas de control de proceso industrial, en los sistemas de posicionamiento absoluto y en los sistemas de navegación inercial autónoma en sus variantes tanto terrestre como convencional (aérea, naval, y espacial).

Resultados de investigación

La memoria de esta Tesis está dividida en dos partes a las cuales se acompañan cinco anexos finales. La primera parte de la Tesis (Capítulos 1 a 4) se dedica expresamente a realizar *una revisión teórica de la interferometría de la luz y del estado actual de la técnica* en lo que se refiere a los tipos de sensor óptico interferométrico basado en fibra-óptica utilizados en aplicaciones convencionales (medición de rotación, tensión mecánica, presión dinámica y temperatura).

La segunda parte de la Tesis (Capítulos 5 a 9) atiende específicamente la realización del *diseño y desarrollo de siete prototipos de giroscopio interferométrico en fibra-óptica mono-modo* aplicados a la *medición precisa de la velocidad angular o posicionamiento angular de precisión* en control de proceso industrial.

En el Capítulo 1 se realiza una revisión teórica de la *interferometría de la luz*, la cual es analizada tomando como referencia la configuración de *interferómetro Michelson*, por ser ésta una de las más sencillas de realización en laboratorio con patrones más fáciles de implantar mediante *software de simulación*. Análogamente, en este capítulo se estudian otras configuraciones interferométricas básicas: *interferómetro Mach-Zender e interferómetro Sagnac*.



En el Capítulo 2 se exponen los resultados de *las mediciones interferométricas* realizadas en el laboratorio utilizando una configuración típica de *interferómetro Michelson*. Consta de tres experimentos : *medida de la longitud de onda del láser, medida del índice de refracción de un cristal de vidrio de caras plano-paralelas y medida de longitudes de precisión*. El primer experimento permite determinar la longitud de onda del láser, utilizando *un interferómetro de Michelson* en la configuración apropiada. El segundo experimento tiene como objetivo la determinación del índice de refracción de un cristal de vidrio de caras planas y paralelas. Está fundamentado en que cuando la luz atraviesa un determinado espesor de vidrio, se varía el camino óptico recorrido por el rayo en proporcionalidad directa respecto del índice de refracción y del espesor de vidrio atravesado. El tercer experimento tiene como finalidad la determinación de longitudes con alto grado de precisión (en la escala de *la longitud de onda de la luz, escala nanométrica*), basándose en la interferencia producida por dos rayos luminosos que realizan un camino de ida y otro de retorno a través de los dos brazos de un interferómetro de Michelson.

En el Capítulo 3 se realiza una revisión específica del *interferómetro rotatorio de Sagnac* y del *láser de anillo*, ambos basados en *el efecto Sagnac*, que también se trata. Esta dedicación está fundamentada en que ambos dispositivos constituyen los antecedentes más próximos para el diseño de las configuraciones de partida del *giroscopio interferométrico de fibra-óptica (IFOG)* cuyo tratamiento constituye el objetivo fundamental de esta Tesis Doctoral.

En el Capítulo 4 se estudian *las configuraciones básicas, las características de desempeño y la solución de principales inconvenientes* de los *giroscopios interferométricos realizados en fibra-óptica mono-modo: láser de anillo de fibra-óptica (RLFOG), resonador pasivo de fibra-óptica (RFOG) y giroscopio interferométrico de fibra-óptica (IFOG)*.

El Capítulo 5 se dedica de forma exhaustiva a realizar el análisis de las *técnicas de modulación de fase* empleadas en el proceso de modulación-demodulación de la señal que es necesario en todas las soluciones de IFOG tanto en lazo abierto (*open-loop IFOG*) como en lazo cerrado (*closed-loop IFOG*). Dado que el desplazamiento de fase obtenido es del orden del μ -radián, se hace necesario un proceso de *modulación-demodulación de fase* de las dos ondas en contra-propagación. La modulación de fase



se lleva a cabo con un modulador de fase electro-óptico situado asimétricamente a la salida de la bobina detectora de fibra. El proceso de demodulación de fase (*PSD*, *Phase-Sensitive-Demodulation*) consiste en realizar el filtrado del primer armónico impar de la corriente del fotodiodo detector. De esta manera mediante un proceso de filtrado-amplificación en cascada, es posible extraer una señal proporcional a la ratio de rotación. Si se desea, se puede incluir un circuito integrador que, partiendo de esta señal proporciona una segunda señal proporcional al ángulo de giro durante el período temporal seleccionado.

El Capítulo 6 desarrolla el diseño de siete prototipos de giroscopio IFOG: 1) *giroscopio IFOG en lazo abierto (open-loop IFOG) con modulación sinusoidal y demodulación analógica*, 2) *giroscopio IFOG en lazo cerrado (closed-loop IFOG) con modulación sinusoidal y demodulación analógica*, 3) *giroscopio IFOG en lazo cerrado (closed-loop IFOG) con modulación sinusoidal y demodulación digital*, 4) *giroscopio DFOG (despolarización de onda) en lazo cerrado con modulación sinusoidal y demodulación analógica*, 5) *giroscopio IFOG en lazo cerrado con modulación en rampa analógica (diente de sierra) y demodulación analógica*, 6) *giroscopio IFOG en lazo cerrado con modulación en rampa digital (diente de sierra) y demodulación digital* y 7) *giroscopio IFOG en doble lazo cerrado con modulación en rampa digital (diente de sierra) y demodulación digital*. Paralelamente se realiza una comparativa de estos diseños respecto de las patentes más recientes de las firmas comerciales Honeywell Inc. (U.S.A) y Northrop-Grumman (U.S.A.).

En el Capítulo 7 se llevan a cabo, *mediante simulación por programa de computador (Spice®, Matlab-Simulink®, OptSim®)*, procesos de *caracterización de parámetros de desempeño* de varios prototipos de *giroscopio IFOG* diseñados anteriormente. Mediante la simulación de la parte electrónica, la parte de sistemas y la parte óptica de un diseño inicial de giroscopio IFOG, se desarrolla un procedimiento práctico de laboratorio para realizar la medida de las principales características de desempeño del mismo (sensibilidad umbral, factor de escala, rango dinámico y deriva).

El Capítulo 8 contempla la descripción de *nuevas y posibles aplicaciones del giroscopio de fibra óptica (IFOG) en los sistemas de control de proceso industrial y en los sistemas de posicionamiento absoluto (plataformas terrestres fijas o giratorias, robots terrestres)*. Se analizan también aquí *las principales aplicaciones actuales y futuras de este dispositivo*.



El Capítulo 9 realiza una revisión de las aplicaciones del giroscopio IFOG tanto en *los sistemas convencionales de navegación inercial autónoma (marítima, aérea, guiado de misiles y naves espaciales)* como en *nuevos sistemas de navegación inercial autónoma terrestre (vehículos automóbiles terrestres y robots terrestres)*.

El Capítulo 10 se dedica a realizar las conclusiones generales de esta Tesis Doctoral. Se enfatiza en *los fundamentos, el desarrollo de diferentes diseños de giroscopio IFOG, los esquemas de detección posibles, la comparativa de prestaciones funcionales de los mismos, la modelización del diseño y la medida de las características de desempeño más relevantes*. Aquí se recogen también las principales aportaciones de esta Tesis, así como su posible conexión con *futuros trabajos de investigación* en el área de los sensores ópticos realizados en fibra óptica mono-modal.

Se incluyen cinco anexos finales. El primero de ellos (Anexo I) recoge un análisis matemático exhaustivo del proceso de modulación-demodulación sinusoidal de fase para el giroscopio IFOG. El segundo (Anexo II) relaciona los principales parámetros característicos de las fibras ópticas mono-modo empleadas en el diseño de giroscopios IFOG. En el tercero (Anexo III) se realiza un estudio de las fuentes láser de fibra óptica (EDFA, Erbium-Doped-Fiber-Amplifier, amplificador de fibra óptica dopada con ión Er^{+3}). En este caso, la fibra óptica actúa como medio de amplificación de la luz, siendo la excitación óptica de ésta un diodo láser convencional que proporciona el bombeo óptico necesario para la inversión de población de los electrones. Este tipo de fuente es utilizada como fuente de generación de luz no coherente de banda ancha en muchos diseños de giroscopios IFOG autónomos en la longitud de onda de la 3ª ventana de transmisión de la fibra óptica (1550 nm). El Anexo IV realiza un análisis matemático de las ondas diente de sierra y triangular (desarrollos en serie de Fourier y estudio de sumas armónicas), necesarias en el proceso de diseño de los prototipos de giroscopio IFOG en lazo cerrado. Finalmente, en el Anexo V se recopilan los principales resultados derivados de la simulación óptica y electrónica de los modelos de sensor IFOG diseñados.



Conclusiones de la Tesis

Las principales conclusiones, derivadas de los estudios y trabajos de investigación desarrollados en la presente Tesis Doctoral sobre sensores interferométricos de rotación en fibra-óptica mono-modal, son las siguientes:

1. Es posible realizar el diseño de un sensor de velocidad de rotación altamente preciso ($\Omega < 0,005 \text{ }^\circ/\text{hour}$) utilizando una bobina detectora en fibra-óptica mono-modo estándar, con una longitud de uno o varios centenares de metros y diámetro de carrete de unos 10 cm. Dado que el desfase inducido por la rotación entre las dos ondas ópticas en contra-propagación a través de la bobina detectora es muy pequeño (para las longitudes de bobina típicamente empleadas es del orden de μrad), el interferograma de Sagnac obtenido no puede ser capturado mediante las cámaras de tecnología CCD o CMOS disponibles a día de hoy. Por lo tanto, al efecto de captar dicha señal, se hace absolutamente necesario utilizar un fotodetector preciso (tal como un fotodiodo P-I-N ó APD) que convierta la señal de intensidad óptica obtenida en el proceso de interferencia, en una señal eléctrica de salida en forma de fotocorriente. Posteriormente, esta señal de fotocorriente es transformada en una señal eléctrica de voltaje que es procesada mediante una electrónica analógica o digital adecuada, con el objeto de extraer la información de desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s inducido en el sistema por efecto de la velocidad de rotación.
2. La sensibilidad del medidor de rotación por efecto Sagnac basado en bobina detectora de fibra-óptica es directamente proporcional a la longitud L y al diámetro D de la misma e inversamente proporcional a la longitud de onda λ de la luz empleada. Sin embargo, altas longitudes de bobina ($L > 2000 \text{ m}$) y/o altos valores del diámetro de carrete ($D > 10 \text{ cm}$) no resultan de interés práctico para prototipos destinados a aplicaciones industriales, debido a que el umbral de sensibilidad del detector depende solamente de los parámetros electro-ópticos de la fuente de luz y del fotodetector y también a que un aumento dimensional de la bobina detectora supone un incremento proporcional en tamaño, peso y coste del modelo fabricado a partir del prototipo original.



3. El criterio básico de clasificación de los modelos de giroscopio IFOG (Interferometric-Fiber-Optic-Gyroscope) diseñados es la configuración del esquema de detección del interferograma obtenido. De acuerdo con este criterio se pueden distinguir dos configuraciones básicas: 1) *configuración en lazo abierto*, donde la señal electrónica producida por el fotodetector es demodulada en fase para obtener el desfase de Sagnac f_s proporcional a la velocidad de rotación Ω del sistema; el dispositivo de demodulación de fase es denominado PSD (Phase-Sensitive-Demodulator): para ello hace falta aplicar previamente una modulación de fase a las dos ondas ópticas en contra-propagación a través de la bobina detectora; esto último se consigue situando un modulador electro-óptico de fase en uno de los extremos de la misma, 2) *configuración en lazo cerrado*, se basa en el mismo subsistema óptico que el utilizado en la detección de lazo abierto, disponiendo adicionalmente un segundo modulador electro-óptico de fase que produce la cancelación de la fase f_s inducida por la rotación; en este caso, la señal eléctrica que activa este segundo modulador es derivada del dispositivo PSD y cierra la cadena de realimentación, conformando de esta manera un lazo de regulación. En ambos casos, el subsistema óptico es el mismo y los moduladores electro-ópticos pueden ser de tipo fibra, bobinando varias vueltas de ésta sobre un cilindro piezoeléctrico PZT (Piezo-Electric-Tube), o bien, un modulador de canal-guiaondas de niobato de Litio (LiNbO_3). Conforme se va produciendo un avance evolutivo en los costes de la tecnología de circuitos integrados ópticos, es posible incorporar al subsistema óptico del modelo IFOG un dispositivo MIOC (Multifunctional-Integrated-Optical-Circuit, Circuito-Óptico-Integrado-Multifuncional). Este dispositivo realiza varias funciones: acoplador óptico direccional, filtro polarizador y modulador de fase, contribuyendo de esta forma a minimizar el tamaño global del medidor giroscópico.
4. La modulación de la fase óptica con *onda de variación sinusoidal* solamente es apropiada para operación en esquema de detección en lazo abierto, ya que debido a la no-linealidad de la función seno, el rango dinámico de un detector en



- configuración de lazo cerrado queda restringido al mismo valor que en operación de lazo abierto. Además, para operación en lazo cerrado son necesarios circuitos de demodulación más complejos que incluyen una función de conmutación electrónica de la señal de voltaje procedente del fotodetector.
5. El esquema de detección en lazo cerrado que resulta más efectivo es el que utiliza una doble modulación de fase: *a) BIAS-phase-modulation*, con *forma de onda cuadrada* de amplitud $V_{\pi/2}$ y frecuencia $f_{bias} = 1/(2\tau)$ (τ es el tiempo de tránsito de la luz a través de la bobina detectora); el objetivo de esta primera modulación de fase es hacer trabajar el medidor giroscópico en los puntos de máxima pendiente (máxima sensibilidad) de la curva-respuesta de interferencia en ausencia de rotación del sistema, *b) FEEDBACK-phase-modulation* con forma de *onda en diente de sierra*, *onda triangular* o *rampa lineal*, de amplitud fija $V_{2\pi}$ y frecuencia f_{ramp} variable linealmente con la ratio de rotación Ω . En este esquema, la velocidad de rotación Ω es medida indirectamente por medio del desplazamiento de frecuencia $\pm \Delta f_{ramp}$ alrededor de un valor de frecuencia central $f_{central}$ de la onda en diente de sierra (rampa lineal). El dispositivo PSD necesario en este esquema puede estar basado en electrónica analógica (rampa analógica) o en electrónica digital (rampa digital de fase).
 6. Se hace absolutamente necesario utilizar una fuente de luz de banda ancha (FWHM ~ 40 nm), tal como un diodo superluminiscente (SLD, Super-Luminiscent-Diode) para reducir la deriva o variación del factor de escala del giroscopio en operación. La fuente de banda ancha asegura la estabilidad espectral y minimiza los efectos no-lineales que se producen en la fibra-óptica (fundamentalmente, el efecto Kerr no-lineal y la retrodispersión Rayleigh), contribuyendo de esta manera a minimizar el ruido de intensidad relativa de la fuente (RIN, Relative-Intensity-Noise). En cuanto al fotodetector, debe elegirse un fotodiodo P-I-N con alto valor de responsividad R ($R > 0,7$ [$\mu\text{A} / \mu\text{W}$]) y alta eficiencia cuántica ($\eta > 0,80$), por ejemplo, un fotodiodo de In-As-Ga.
 7. Un aspecto clave en el diseño de un modelo IFOG destinado a una aplicación específica lo es la elección del tipo de fibra-óptica utilizada en la confección de la



bobina detectora. Para aplicaciones con grado de desempeño bajo o mediano (automoción terrestre, robótica industrial, aeronaves teledirigidas de pequeño porte) puede utilizarse fibra-óptica mono-modo standard con $PER > 10$ dB (PER, Polarization-Extinction-Ratio). En las aplicaciones estratégicas civiles y militares de grado de navegación aero-espacial y submarina, en donde el requerimiento de sensibilidad es $< 0,001^\circ/\text{hour}$, se utiliza fibra-óptica de alta birrefringencia PMF (Polarization-Maintaining-Fiber) con $PER > 20$ dB. En cuanto a la longitud de onda λ empleada, el trabajo en la 2ª ventana de transmisión de la fibra óptica ($\lambda = 1310$ nm) es aconsejable para longitudes medianas o pequeñas de bobina detectora ($L < 1000$ m), porque el factor de atenuación es de valor 0,34 dB/Km y el coeficiente de dispersión cromática es nulo. Para altas longitudes de la bobina detectora ($L > 1000$ m) es adecuado trabajar en la 3ª ventana de transmisión de la fibra ($\lambda = 1550$ nm), en donde el factor de atenuación de la fibra es mínimo (0,20 dB / Km) aunque el coeficiente de dispersión tiene un valor de 16 ps / nm \times Km.

8. El giroscopio interferométrico IFOG (Interferometer-Fiber-Optic-Gyroscope) con bobina detectora realizada en fibra óptica mono-modo convencional (SMF, Single-Mode-Fiber) y con despolarización de la onda óptica, constituye una solución de bajo coste para aplicaciones de automoción inercial terrestre. La configuración básica de un modelo de giroscopio IFOG con despolarización de la onda de campo óptico, (DFOG, Depolarized-Fiber-Optic-Gyroscope), puede realizarse utilizando un chip en óptica integrada (IOC, Integrated-Optical-Circuit) que realiza las funciones de acoplador óptico direccional (Y-Junction) y de modulador de fase (Phase-Modulator), respectivamente. Un acoplador óptico direccional 2×2 en fibra óptica PMF (Polarization-Maintaining-Fiber) y un polarizador lineal de fibra (ambos a la entrada de la señal óptica) y dos despolarizadores Lyot en fibra óptica PMF, junto con una bobina detectora (sensing coil) en fibra óptica SMF a la salida, completan el lazo del camino óptico para las dos ondas en contra-propagación. La fuente de luz del sistema puede ser un diodo superluminiscente (SLD, Super-Luminiscent-Laser-Diode) con capacidad de regulación de la potencia óptica promedio hasta un máximo de 10 mW, trabajando en longitud de onda de 1310 nm con ancho de



banda de 40 nm (optical 3 dB bandwidth). Como fotodetector puede utilizarse un fotodiodo P-I-N de InGaAs con respuesta espectral centrada en longitud de onda de 1310 nm y responsividad típica de 0,9 $\mu\text{A}/\mu\text{W}$. La electrónica de demodulación de la señal óptica interferométrica se basa en una configuración en lazo cerrado analógico/digital y para la señal de modulación de fase puede optarse por onda analógica sinusoidal u onda en diente de sierra analógica o digital (ésta última es la preferente teniendo en cuenta el mejor desempeño en lazo cerrado).

9. Los efectos ópticos no-lineales adquieren una relevancia especial en el comportamiento de las fibras ópticas mono-modo, debido a la alta densidad superficial de potencia óptica acoplada en el área transversal del núcleo (que es de valor reducido). Estos efectos se manifiestan como fenómenos de carácter dispersivo que, en el caso de las señales ópticas en contra-propagación a través de la bobina detectora de un giroscopio IFOG, dan lugar a una disminución importante de la relación señal-ruido SNR (Signal-to-Noise-Ratio) que llega a acoplarse al fotodetector. Los principales efectos no-lineales que afectan a la señal óptica transmitida a través de la bobina detectora de un giroscopio IFOG (realizada en fibra-óptica mono-modo), son: *el efecto Kerr electro-óptico no-lineal*, causado por campos eléctricos parásitos, *el efecto Faraday magneto-óptico* inducido por *el campo magnético terrestre* circundante a la bobina detectora y los *fenómenos asociados a la birrefringencia inducida en la fibra-óptica* constituyente de la bobina. Estos últimos pueden ser debidos a varias causas: 1) gradientes importantes de temperatura a lo largo de las espiras de la bobina (*efecto Shupe-térmico*) o bien, 2) al tensionado lineal (stress), rotacional (twist) o por curvatura (bending) de la fibra-óptica. Para solucionar el efecto Shupe-térmico, se dispone el enrollamiento de la bobina detectora de manera bipolar o cuadrupolar (el número de vueltas en cada capa es múltiplo entero de 2 ó de 4, respectivamente). Para ello, se dobla por la mitad la longitud total de la bobina y se juntan las puntas, de forma que el bobinado se comienza disponiendo la primera capa en el centro del carrete y después se van disponiendo las capas sucesivas alternativamente hacia un extremo y hacia el otro del mismo. Esta disposición consigue un reparto muy uniforme de la temperatura a



lo largo de toda la longitud de fibra de la bobina, evitando gradientes elevados de la misma que pudieran causar variaciones en el índice de refracción efectivo del núcleo de la misma. El efecto Faraday se puede anular casi por completo disponiendo la bobina detectora en el interior de una caja de material ferromagnético (jaula de Faraday), la cual actúa como una pantalla electromagnética que bloquea el paso del campo magnético terrestre. El efecto Kerr no-lineal en la fibra se minimiza empleando una fuente de luz de banda ancha (broadband source), con anchura de línea espectral típica de ~ 40 nm, por ejemplo, un diodo-láser superluminiscente termoestabilizado (SLD).

10. Se han desarrollado completamente (diseño, simulación, obtención de función-respuesta de salida) los siguientes diseños opto-electrónicos de modelos IFOG:

- 1) *Diseño y desarrollo de prototipo IFOG con despolarización de onda (DFOG), configuración lazo abierto, BIAS-modulación sinusoidal de fase con frecuencia de 340,83 kHz, demodulación analógica, longitud de bobina detectora 300 m, diámetro 8 cm, $\lambda = 1310$ nm para aplicaciones de automoción inercial terrestre.*
- 2) *Diseño y desarrollo de prototipo IFOG específico con despolarización de onda (DFOG), configuración de lazo cerrado, longitud de bobina detectora 300 m, diámetro 8 cm, BIAS-phase-modulation en onda sinusoidal de 340,83 kHz, feedback-phase-modulation en onda analógica en diente de sierra de 32,59 kHz, utilizando longitud de onda de 1310 nm.*
- 3) *Diseño y desarrollo de prototipo IFOG específico con despolarización de onda (DFOG), configuración de lazo cerrado, longitud de bobina detectora 2045 m, diámetro 10 cm, BIAS-phase-modulation en onda cuadrada de 50 kHz, feedback-phase-modulation en onda analógica en diente de sierra (frecuencia central 100 kHz), utilizando longitud de onda de 1310 nm.*
- 4) *Diseño y desarrollo de prototipo IFOG específico con despolarización de onda (DFOG), configuración en lazo cerrado, longitud de bobina detectora 300 m, diámetro 8 cm, BIAS-phase-modulation en onda sinusoidal de 340,83 kHz, modulación de fase en onda analógica triangular simétrica con frecuencia de 25 kHz, utilizando longitud de onda de 1310 nm.*



Por último, resta decir que las iniciativas emprendidas en los trabajos de investigación desarrollados en la presente Tesis Doctoral, que lo fueron básicamente sobre una aplicación específica de la fibra-óptica mono-modo, como lo es la medida de la rotación diferencial de un sistema inercial, se pueden proyectar hacia futuros trabajos y líneas de investigación enfocados al estudio de otras aplicaciones de la fibra-óptica a nuevos tipos de sensor óptico o bien al perfeccionamiento de los existentes a día de hoy. *La misma configuración de sensor IFOG diseñado para la medición de velocidad de rotación es susceptible de adaptación para la medida de la inducción magnética.* Otros enfoques pueden ser, por citar dos ejemplos con amplia relevancia en aplicaciones industriales: *1) el perfeccionamiento de un sensor de medida indirecta de la intensidad de corriente continua o alterna en un conductor eléctrico, por medición directa de la inducción magnética asociada, basándose en el efecto Faraday magneto-óptico sobre la fibra óptica y 2) el desarrollo de un sensor avanzado para la medición de la vibración mecánica basado en la birrefringencia inducida en la fibra-óptica por efecto de aplicación de sollicitaciones mecánicas de carácter tensional (fuerza, torsión o curvatura) sobre la misma.*

Ramón José Pérez Menéndez

Asturias, Abril de 2016



RESUMEN (en Inglés)

Abstract

Title of the PhD Thesis:

"Development of prototypes of single-mode fiber optic interferometric sensor by means of phase modulation techniques for the measurement of differential rotation".

Introduction

Certain technological applications (aerospace navigation, air navigation, submarine navigation, communication's satellites positioning) need a highly precise rotation sensor which be able to measuring extremely small rotation speeds (strategic grade: $0,0001^\circ/\text{hour}$, navigation grade: $0,001^\circ/\text{hour}$, tactical grade: $0,01^\circ/\text{hour}$, industrial grade: $0,1^\circ/\text{hour}$). Such a high demanding restriction can only be satisfied by an element based on the interferometric behaviour of light. For this purpose it is used the Sagnac effect on a single-mode optical fiber coil, by measuring the resulting optical phase shift between two optical waves that move in counter-propagation directions across the fiber when rotation ratio is applied to system. To reach the desired detection thresholds and using near infrared wavelengths (850 nm, nm 1310 and 1550 nm), it becomes absolutely necessary working with optoelectronic techniques for detection the related interferometric signal. It is because the phase shifts obtained for one or several hundreds of meters of fiber coil length (and having close 10 cm radius each one) are equivalent to $1/1000$, $1/10000$ or even $1/100000$ fraction wavelength. There is not possible the resolution of such a thin interference pattern by means of classical optical techniques to the use (CCD or CMOS micro-cameras).

The more advanced sensor technology used until the appearance of the IFOG (Interferometric-Fiber-Optic-Gyroscopes) are based on MEMS technology (Micro-Electro-Mechanical-Sensors) whose sensibility threshold is around $50^\circ/\text{hour}$. The development of IFOG technology from his first design on optical fiber in the year 1976 (V. Vali and R.W. Shorthill) has not stopped to being perfected until our days. It justifies a monographic investigation on this topic in a Spanish institution. The starting



point supposes bearing in mind the investigation on IFOG technology realized in countries of our immediate environment (example: France, Denmark, Italy) that have managed to protect his designs by means of industrial patent rights.

Thesis objectives

The development of this PhD Thesis is considered for the attainment of the following general and specific objectives:

- 1- To check the theoretical and conceptual essentials of *light interferometry*, focusing this review on the study of *interferometric configurations* more used in *sensor applications, specifically in rotation sensors (Michelson, Mach-Zender and Sagnac interferometry)*.
- 2- To study experimentally and analytically *the interference patterns* obtained in a typical configuration of *Michelson interferometer*, since it is the theoretical and experimental reference model for all the preliminary interferometric sensor designs.
- 3- To realize *the analyse of basic configurations, disadvantages' solution and typical performance of interferometric gyroscopes realized on single mode optical fibre: Ring Laser Fiber Optic Gyroscope (RLFOG), Passive Resonator Fiber Optic Gyroscope (RFOG) and Interferometric Fiber Optic Gyroscope (IFOG)*.
- 4- To realize *the design and the development (theoretical and experimental) of several prototypes of interferometric fiber optic gyroscope (IFOG) with specific application to the measurement of the absolute angular speed and of the precision angular position, obtaining their parametric performance characterization (threshold sensitivity, scale factor, dynamic range, drift and Signal-to-Noise-Ratio)*.
- 5- To realize a detailed study of *new and possible applications of IFOG sensor for industrial control process, absolute positioning systems and autonomous inertial navigation systems (in his two variants, both terrestrial and conventional: air, marine and spatial)*.



Results of the research

The memory of this PhD Thesis is divided in two parts to which five final annexes are accompanied. The first part of the Thesis (Chapters 1 to 4) devotes specifically to realize *a theoretical review of light interferometry and an analyse of the current state-of-the-art referring to all interferometric fiber optic sensors used in conventional applications (measurement of rotation, mechanical tension, dynamic pressure and temperature).*

The second part of this Thesis (Chapters 5 to 9) attends specially to the achievement *of design and development of nine prototypes of interferometric fiber optic gyroscope applied to precise measurement of angular speed or angular position for industrial control process.*

In Chapter 1 it is realized a theoretical review of *light interferometry*, which is analyzed taking *Michelson interferometer as reference*, since this configuration is one of the simplest for laboratory mounting and for more easy interference pattern computer simulations. Similarly, in this chapter other interferometric configurations are analysed: *Mach-Zender interferometer and Sagnac interferometer.*

In Chapter 2 *the results of interferometric measurements* obtained in the laboratory (*using a typical Michelson interferometer*) are exhibited. It consists of three experiments: *1) measurement of the wavelength of the laser, 2) measurement of the index of refraction of a glass crystal of flat-parallel faces and 3) measurement of precision lengths.* The first experiment allows to determine the laser wavelength using *a Michelson interferometer* on the appropriate configuration. The second experiment takes as the objective the refraction index determination for a flat and parallel faces glass crystal. It is based on that when light crosses a certain glass thickness, changes the optical path covered by light beam in direct proportionality with regard to refraction index and to thickness of crossed glass crystal. The third experiment takes as a purpose the precise length determinations (in the scale of *light wavelength*, that is to say, *nanometric scale*), being based on the interference produced by two light beams that realize a round trip across the two arms of an Michelson interferometer.

In Chapter 3 it is realized a specific review of the *rotary Sagnac interferometer* and of



the *ring laser* both based on *the Sagnac effect*, which also talks each other. This dedication is based that both devices constitute the most close precedents for *the design of IFOG (Interferometric Fiber Optic Gyroscope)* whose treatment constitutes the fundamental objective of this PhD Thesis.

In Chapter 4 it is realized the study of *the basic configurations, the performance characteristics and the solution of principal disadvantages of all interferometric gyroscopes realized on single mode optical fiber: Ring-Laser-Fiber-Optic-Gyroscope (RLFOG), Passive-Resonator-Fiber-Optic-Gyroscope (RFOG) and Interferometric-Fiber-Optic-Gyroscope (IFOG).*

Chapter 5 devotes completely to realize *the analysis of phase modulation techniques used in modulation-demodulation process for the interferometric signal* that is necessary in all the IFOG configurations, i.e. *open-loop IFOG* and *closed-loop IFOG*. Since the obtained phase shift performs the μ -rad order, it becomes necessary a *phase modulation-demodulation process for two counter-propagating optical waves*. The phase modulation process is carried out by means of an electro-optical phase modulator placed asymmetrically at the output of fiber optic coil. The phase demodulation process (*PSD, Phase-Sensitive-Demodulation*) consists of filtering the first odd harmonic of photodiode detector current. In this way by means of a filtering-amplification cascade process it is possible to extract an electric signal proportional to rotation ratio. If it is wished, it is possible to include an integration circuit which departing from this signal provides a second signal proportional to draft angle experienced by the system during a chosen period time.

Chapter 6 develops the design of seven IFOG prototypes: 1) *IFOG model in open loop configuration (open-loop IFOG) with sinusoidal phase modulation and analogue demodulation*, 2) *IFOG model in closed loop configuration (closed-loop IFOG) with sinusoidal phase modulation and analogue demodulation*, 3) *IFOG model in closed loop configuration (closed-loop IFOG) with sinusoidal phase modulation and digital demodulation*, 4) *DFOG gyroscope (optical wave depolarization) in closed-loop configuration with sinusoidal phase modulation and analogue demodulation*, 5) *IFOG model in closed-loop configuration with analogue ramp phase modulation (serrodyne phase modulation) and analogue demodulation*, 6) *IFOG model in closed-loop configuration with digital ramp phase modulation and digital demodulation*, 7) *IFOG model in double closed-loop configuration with digital ramp phase modulation and digital demodulation*. In parallel of this design process it is realized a comparative



between these models and the most recent IFOG patents from commercial signatures like Honeywell Inc. (U.S.A) and Northrop-Grumman (U.S.A).

In Chapter 7 it is carried out, *by means of computational simulations (Spice®, Matlab-Simulink®, OptSim®), performance parameters characterization* for several IFOG prototypes designed previously. By means of electronic simulation (MultiSim®) for electronic subsystem, block-diagram simulation (Matlab-Simulink®) for the whole system and optical simulation (OptSim®) for optical subsystem, it is possible the determination of main performance parameters of IFOG model analysed (threshold sensitivity, scale factor, dynamic range and signal drift).

Chapter 8 contemplates the description of *new and possible applications of IFOG sensor on industrial control systems and absolute positioning systems (terrestrial platforms, terrestrial robots)*. Here it is also analyzed *the principal current and future applications of this device*.

Chapter 9 realizes a review of IFOG applications so much in *conventional inertial navigation systems (marine, air, missiles and spacecraft guidance)* as in *new autonomous inertial navigation systems (terrestrial automotive vehicles and terrestrial robots)*.

Chapter 10 devotes itself to realize the general conclusions of this PhD Thesis. There is emphasized in *the essentials, the development of different IFOG designs, the possible detection schemes, the comparative of functional performance of the same ones, the design modeling and the measurement of the more important performance parameters*. Here the main contributions of this Thesis are gathered also, as well as his possible connection with *future research works* in the field of single mode fiber optical sensors.

Five final annexes are included. The first one of them (Anexo I) gathers an exhaustive mathematical analysis of sinusoidal phase modulation-demodulation process for IFOG gyroscope. The second one (Anexo II) relates the typical parameters of single mode optical fibers used in IFOG gyroscopes' design. In the third one (Anexo III) it is realized a study of optical fibre laser sources (EDFA, Erbium-Doped-Fiber-Amplifier, optical fibre amplifier doped with ión Er^{+3}). In this case, the optical fibre acts like a medium of light amplification, being the optical excitement of optical fiber a conventional laser that provides the necessary optical pumping for population inversion of the electrons. This type of light is used like light generation source for incoherent broadband source



light in several designs of autonomous IFOG gyroscopes in the 3rd transmission window of optical fibre (1550 nm wavelength). The Anexo IV realizes a mathematical analysis of sawtooth and triangular waves (Fourier series and harmonic sums), both necessary in closed-loop IFOG prototypes' configuration when processing its design. Finally, in the Anexo V it is compiled the main results derived from optical and electronic simulations of IFOG sensor designed models.

Thesis conclusions

The principal conclusions derived from the studies and research works developed in the present PhD Thesis on IFOG sensors are the following ones:

1. It is possible to realize the design of a highly precise rotation ratio sensor (threshold sensitivity: $\Omega < 0,005^\circ/\text{hour}$) using a sensing coil made in standard single mode optical fiber, with a length of one or several hundreds meters and diameter close to 10 cm. Since the phase shift induced by the rotation between the two counter-propagating optical waves across the sensing coil is very small (for the typically used coil's lengths it performs the μrad order), the obtained optical Sagnac interferogram isn't be able to receive by means of CCD (or CMOS) technology-based cameras available today. Therefore, for appropriately receiving such a interferometric signal, it becomes absolutely necessary using a precise photodetector (such as P-I-N photodiode or APD, Avalanche-Photo-Diode). This device can turn the optical interference signal at its input into a photocurrent electrical signal at its output. Later, this photocurrent signal is transformed into a voltage electrical signal which can be processed by means of a suitable analogue or digital electronics, in order to extract the information of f_s Sagnac phase shift induced by the rotation on the system.
2. The rotation ratio sensitivity of Sagnac effect-based IFOG sensor is directly proportional to L length and to D diameter of the fiber sensing coil and inversely proportional to the λ light-wavelength. Nevertheless, high coil lengths ($L > 2000$ m) and/or high diameter coil values ($D > 10$ cm) do not prove to practical interest for industrial prototypes' applications. It is because the detector's threshold sensitivity



depends only on the light-source and photodetector's optical parameters. On the other hand a dimensional increase of sensing fiber coil supposes a proportional increase in size, weight and cost of a model made from the original prototype.

3. The basic classification criterion for the designed IFOG (Interferometric-Fiber-Optic-Gyroscope) models is the interference-detection configuration scheme. In accordance with this criterion, two basic configurations can differ: 1) *open-loop configuration*, where the electronic signal produced by photo-detector is phase-demodulated to obtaining the f_s Sagnac phase shift proportional to rotation rate Ω of the system; the phase-demodulation device is named PSD (Phase-Sensitive-Demodulator): it is necessary to apply previously a phase-modulation to two counter-propagating optical waves across the sensing fiber coil; the above mentioned is obtained placing an electro-optical phase modulator in one of fiber coil ends, 2) *closed-loop configuration*, is based on the same optical subsystem as used on open-loop detection scheme, by arranging additionally a second electro-optical phase-modulator which produces the phase-cancellation of the ϕ_s Sagnac phase-shift applied to system by rotation rate; in this case, the electrical signal that activates this second phase-modulator is derived from PSD device and it allows the feedback-chain closure, shaping this way a conventional closed-loop control configuration. In both cases, the optical subsystem is the same and the electro-optical modulators can be made of optical fiber, by wrapping several tens of fiber on a Piezo-Ceramic-Tube cylinder (PZT, Piezo-Electric-Tube), or using a lithium-niobate' channel (LiNbO_3) wave-guide phase-modulator. As integrated optical circuits technology is cost-decreasing, it is possible to incorporate into the IFOG model' optical subsystem a MIOC device (Multifunctional-Integrated-Optical-Circuit). This device realizes several functions: optical directional coupler, polarization-filter and phase-modulator helping this way to minimize the gyroscopic global size.

4. Phase-modulation process with *sinusoidal waveform* is only suitable for open-loop detection-scheme, since that due to sine-function non-linearity, the dynamic range



- of a closed-loop configuration has the same value as in open-loop configuration. Also, for closed-loop operation, more complex demodulation circuits are necessary that include an electronic-switching function for voltage signal coming from photodetector current.
5. The more effective closed-loop detection scheme is one which uses a double phase-modulation: *a) BIAS-phase-modulation, with square-wave whose amplitude and frequency are, respectively, $V_{\pi/2}$ and $f_{bias} = 1 / (2 \tau)$ (being τ the transit time of light across the fiber coil); the objective of this first phase-modulation process is to have working the gyroscope at that points of maximum interference-response-curve slope (maximum sensitivity) when no rotation rate is applied to the system, b) COMPENSATION-phase-modulation with sawtooth/triangular waveform or linear phase-ramp (in both cases, amplitude = constant = $V_2 \pi$ and $f_{ramp} =$ frequency, linearly variable with the rotation rate Ω). In this second scheme, the rotation rate Ω is measured as image of sawtooth (linear ramp) frequency shift $\pm \Delta f_{ramp}$ about its f_{center} central value. The PSD device needed in this scheme can be based on analogue electronics (analogue voltage-ramp) or on digital electronics (digital phase-ramp, generated with wired or micro-programmable logic-based circuits).*
 6. Using a broadband light source (like a SLD, Super-Luminiscent-Laser-Diode, with FWHM ~ 40 nm) becomes absolutely necessary to reducing scale-factor drift of the gyroscope in operation. The broadband source assures the spectral stability and minimizes the non-linear effects which take place in optical fibre (non-linear Kerr effect and Rayleigh backscattering, fundamentally). This way it is possible to reduce the light-source RIN (RIN, Relative-Intensity-Noise). And as regards the photodetector, a P-I-N photodiode must be chosen with high responsivity value ($R > 0,7$ $\mu\text{A} / \mu\text{W}$) and high quantum efficiency ($\eta > 0,80$), for example, an In-As-Ga photodiode.
 7. Choice of single-mode fiber optic type used for sensing coil is a key issue for a specific IFOG gyroscope application. For example, low or medium performance-grade applications (terrestrial automotive, industrial robotics, small unmanned aircrafts and others) can be satisfied by using single-mode standard optical fiber,



named SMF (with $PER > 10$ dB, $PER = \text{Polarization-Extinction-Ratio}$). For civil and military strategic applications (strategic-grade, such as spacecrafts and absolute satellite positioning where threshold sensitivity request is $\leq 0,0001^\circ/\text{hour}$) or navigation-grade (aircrafts, submarine, autonomous underwater vehicles, with threshold sensitivity $\leq 0,001^\circ/\text{hour}$) high birefringence fiber is used, named PMF (Polarization-Maintaining-Fiber, $PER > 20$ dB). Concerning the λ used wavelength, it is suitable working in the 2nd transmission window of optical-fibre ($\lambda = 1310$ nm) for medium/short sensing coil lengths ($L < 1000$ m), because the fiber attenuation-factor has a low value (close to 0,34 dB/Km) and the chromatic dispersion coefficient is null. For high sensing coil lengths ($L > 1000$ m) it is convenient to working at the 3rd transmission-window of optical-fibre ($\lambda = 1550$ nm), where the attenuation-factor of the fibre has its minimal value (0,20 dB/Km), although the dispersion coefficient has a value of 16 ps/nm \times Km.

8. The IFOG gyroscope (Interferometer-Fiber-Optic-Gyroscope) with sensing coil realized in standard single-mode optical fibre (SMF, Single-Mode-Optical-Fiber) and with depolarization of optical wave, constitutes a solution of low cost for inertial terrestrial-automotive applications. The basic IFOG gyroscope model configuration with optical field wave depolarization (named DFOG, Depolarized-Fiber-Optic-Gyroscope), also can be made using an integrated optics chip (IOC, Integrated-Optical-Circuit). This IOC realizes simultaneously two functions: directional coupler (Y-Junction) and PM (Phase Modulator). To complete the design it is needed an optical 2×2 directional coupler (made on PMF fiber), a fiber linear-polarizer (both of them at the input of the optical signal) and two Lyot depolarizers (made on PMF fiber) plus a sensing coil (made on SMF), the two last ones placed at the output of optical signal. The light source of the system can be a superluminescent laser-diode (SLD, Super-Luminiscent-Laser-Diode, broadband source with FWHM ~ 40 nm optical 3 dB bandwidth) whose average optical power can be controlled up to 10 mW level (although it is advisable working at a level less than 1 mW) being employed at 1310 nm wavelength (2nd transmission-window). As for photo-detector can be used an InGaAs P-I-N photodiode (spectral response centered at



1310 nm wavelength, responsivity $0,9 \mu\text{A}/\mu\text{W}$). The electronic signal demodulation circuitry is based on an analogue closed-loop configuration and for phase-modulation signal it can be chosen between analogue or digital electric voltage signals (analogue: sinusoidal or serrodyne waveforms, digital: digital ramp). The best results are with closed-loop configuration and detection-scheme based on square-wave bias-phase-modulation and analog serrodyne-wave feedback-phase-modulation.

9. The non-linear optical effects (Kerr-effect, Rayleigh-backscattering) acquire a special relevancy for single-mode optical-fiber behavior. This is basically due to the high density of optical power coupled to core-fiber cross-section (core diameter for single-mode fiber is close to $10 \mu\text{m}$). These effects show like dispersion phenomena which, in case of counter-propagating optical waves crossing the net surface of the optical fiber-core on sensing coil' IFOG gyroscope, give place to an important SNR decrease (SNR, Signal-to-Noise-Ratio) coupled to photo-detector. The main non-linear effects which affect to optical signal transmitted across the IFOG gyroscope fiber coil are: 1) *the non-linear opto-electric Kerr effect, caused by parasites electrical fields coupled into the fiber*, 2) *the magneto-optic Faraday effect induced by the terrestrial magnetic field surrounding to sensing fiber coil* and 3) *induced birefringence into optical-fiber of sensing coil*. This last phenomenon can be due from several causes: 1) important temperature gradients along the turns of fiber coil, *named thermal Shupe effect* or 2) to linear (stress), rotational (twist) or curvature (bending) of the optical fibre.

To solve the thermal Shupe effect, the fiber coil wrapping is realized in a bipolar/quadrupolar winding (that is to say, the number of turns in every layer of coil is an entire multiple of 2 or 4, respectively). For obtaining this distribution, the whole length of the coil doubles for its middle point and the two resultant halves are joined at the tops, so that the winding is begun arranging the first layer in the center of the spool and successive layers are going from the center alternatively towards one and other of the ends. By means of this distribution it is obtained a very uniform variation of temperature along the whole length of fibre coil, avoiding



high gradients which could cause changes in the effective refraction index of the core-fiber. The Faraday effect can be almost completely nulled by placing the sensing coil inside a ferromagnetic material box, which acts like an electromagnetic shield (Faraday box) and therefore blocking the terrestrial magnetic field. The non-linear Kerr effect inside the optical fiber is minimized using a broadband light source (spectral line-width $\sim 40 \text{ nm}$), for example, a temperature-stabilized superluminescent laser-diode (SLD, Super-Luminiscent-Laser-Diode).

10. The following optoelectronic IFOG-model designs have been developed completely:

- 1) *Design and development of IFOG prototype with optical-wave depolarization, open-loop configuration, sinusoidal bias-phase-modulation with 340,83 kHz frequency, analogical demodulation, 300 m fiber-optic coil length, 8 cm coil diameter, $\lambda = 1310 \text{ nm}$, for inertial automotive applications.*
- 2) *Design and development of specific IFOG with optical-wave depolarization (DFOG), closed-loop configuration, 300 m fiber-optic coil length, 8 cm coil diameter, sinusoidal bias-phase-modulation with 340,83 kHz frequency, analogical sawtooth-wave feedback-phase-modulation with 32,59 kHz fixed frequency, using 1310 nm wavelength.*
- 3) *Design and development os specific IFOG with optical-wave depolarization (DFOG), closed-loop configuration, 2045 m fiber-optic coil length, 10 cm coil diameter, square-wave bias-phase-modulation with 50 kHz frequency, analogical serrodyne-wave feedback-phase-modulation (100 kHz central frequency), using 1310 nm wavelength.*
- 4) *Design and development of specific IFOG prototype with optical-wave depolarization (DFOG), 300 m fiber-optic coil length, 8 cm coil diameter, closed-loop configuration, sinusoidal-wave bias-phase-modulation with 340,83 kHz frequency, feedback-phase modulation by means of adjusted symmetrical triangular-wave, using 1310 nm wavelength.*

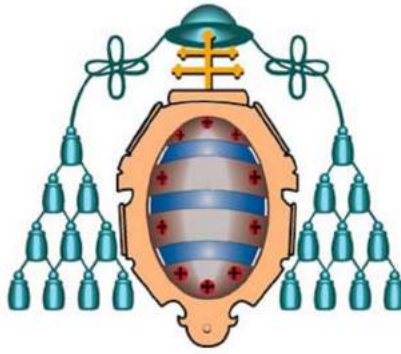
Finally, it remains to say that the initiatives tackled in the research works developed in the present PhD Thesis, which it were basically realized on a specific application of single-mode optical fiber sensor, (named: IFOG sensor, applied to inertial systems for



the measurement of differential rotation rate) can be adapted or projected towards future works and research lines. The same IFOG configuration with a few additional electronic parts can be adapted for magnetic field measurement (based on magneto-optic Faraday effect). Those could be focused on the study of other fiber-optic sensor applications to new and interesting measurable physical variables or to the improving the performance parameters of today existing fiber-optic sensors. Such a physical variables can be, for quoting two examples with wide importance in industrial applications: 1) the improving of optical fiber sensors for measuring the AC or DC current crossing an electrical conductor (by means of indirect measurement of involved magnetic induction, based on the magneto-optic Faraday effect) and 2) the development of advanced fiber optical sensors for the measurement of mechanical vibrations, based on induced birefringence in the optical fiber by effect of application of mechanical stress (force, torsion or curvature) on the fiber.

Ramón José Pérez Menéndez

Asturias, April 2016



UNIVERSIDAD DE OVIEDO

**DEPARTAMENTO de INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA,
de COMPUTADORES y SISTEMAS**

Tesis Doctoral

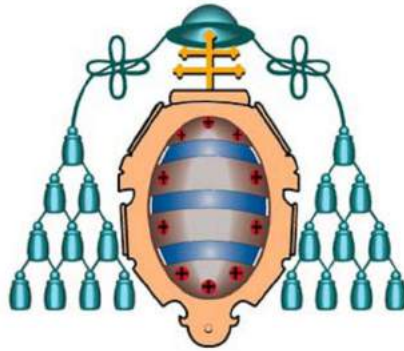
**DESARROLLO DE PROTOTIPOS DE SENSOR INTERFEROMÉTRICO
EN FIBRA ÓPTICA MONO-MODO MEDIANTE TÉCNICAS DE
MODULACIÓN DE FASE PARA LA MEDIDA DE LA ROTACIÓN
DIFERENCIAL**

Autor: D. Ramón José Pérez Menéndez

Director: D. Ignacio Alvarez García

Gijón (Asturias), Diciembre de 2015

Programa de Control de Procesos, Electrónica Industrial e Ingeniería Eléctrica



UNIVERSIDAD DE OVIEDO

**DEPARTAMENTO de INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA,
de COMPUTADORES y SISTEMAS**

Tesis Doctoral

**DESARROLLO DE PROTOTIPOS DE SENSOR INTERFEROMÉTRICO
EN FIBRA ÓPTICA MONO-MODO MEDIANTE TÉCNICAS DE
MODULACIÓN DE FASE PARA LA MEDIDA DE LA ROTACIÓN
DIFERENCIAL**

Memoria presentada para la obtención del grado de Doctor
por la Universidad de Oviedo

Autor: D. Ramón José Pérez Menéndez

Gijón (Asturias), Diciembre de 2015

Dedicatoria y agradecimientos

A Maior in Deo Gratia

A la memoria de mi padre

Agradezco a la Universidad de Oviedo el haberme proporcionado acceso a las publicaciones digitales de IEEE (Ieee-Xplore) y OSA (Open-Data-Base) para la realización de este trabajo de Tesis Doctoral, y en particular, al Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas (Área de Ingeniería de Sistemas y Automática), la disponibilidad de los programas informáticos necesarios para el desarrollo de la misma.

Agradezco, igualmente, al Profesor Ignacio Álvarez, director de la presente Tesis Doctoral, todas las orientaciones y ayudas, necesarias ambas, para el desarrollo y realización de la misma.

No sería justo por mi parte si no dedicase un agradecimiento singular a mi familia, en especial a mi madre, por haberme soportado con paciencia un buen número de disquisiciones sobre el tema de la fibra óptica, durante y a lo largo del desarrollo de la tesis, en muchas de las reuniones familiares.

Ramón José Pérez Menéndez

Resumen

El desarrollo de esta Tesis Doctoral se plantea para la consecución de los siguientes objetivos generales y específicos:

- 1- Revisar los fundamentos teóricos y conceptuales de *la interferometría de la luz*, focalizando esta revisión en el estudio de *las configuraciones interferométricas* más utilizadas en las aplicaciones de *sensor interferométrico de rotación (interferómetro Michelson, interferómetro Mach-Zender e interferómetro Sagnac)*.
- 2- Estudiar experimental y analíticamente *los interferogramas* obtenidos en una configuración típica de *interferómetro de Michelson*, dado que es el modelo teórico-experimental de referencia para el diseño preliminar de todos los sensores interferométricos.
- 3- Realizar el estudio de las *configuraciones básicas, solución de inconvenientes y características de desempeño de giroscopios interferométricos realizados en fibra-óptica mono-modo: láser de anillo de fibra-óptica (RLFOG), resonador pasivo de fibra-óptica (RFOG) y giroscopio interferométrico de fibra-óptica (IFOG)*.
- 4- Realizar *el diseño y el desarrollo (teórico y experimental) de varios prototipos de giroscopio interferométrico de fibra-óptica (IFOG) con aplicación específica a la medición de la velocidad angular absoluta y del posicionamiento angular de precisión, obteniendo la caracterización paramétrica de cada uno de ellos (sensibilidad umbral, factor de escala, rango dinámico, deriva y relación señal-ruido)*.
- 5- Realizar un estudio detallado de *nuevas y posibles aplicaciones del giroscopio de fibra óptica (IFOG) en los sistemas de control de proceso industrial, en los sistemas de posicionamiento absoluto y en los sistemas de navegación inercial autónoma en sus variantes tanto terrestre como convencional (aérea, naval, y espacial)*.

La memoria de esta Tesis está dividida en dos partes a las cuales se acompañan anexos finales. La primera parte de la Tesis (Capítulos 1 a 4) se dedica expresamente a realizar *una revisión teórica de la interferometría de la luz y del estado actual de la técnica* en lo que se refiere a *los tipos de sensor óptico interferométrico basado en fibra-óptica* utilizados en aplicaciones convencionales (medición de rotación, tensión mecánica, presión dinámica y temperatura).

La segunda parte de la Tesis (Capítulos 5 a 9) atiende específicamente la realización del *diseño y desarrollo de siete prototipos de giroscopio interferométrico en fibra-óptica mono-modo* aplicados a *la medición precisa de la velocidad angular o posicionamiento angular de precisión* en control de proceso industrial.

En el Capítulo 1 se realiza una revisión teórica de *la interferometría de la luz*, la cual es analizada tomando como referencia la configuración de *interferómetro Michelson*, por ser ésta una de las más sencillas de realización en laboratorio con patrones más fáciles de implantar mediante *software de simulación*. Análogamente, en este capítulo se estudian otras configuraciones interferométricas básicas: *interferómetro Mach-Zender e interferómetro Sagnac*.

En el Capítulo 2 se exponen los resultados de *las mediciones interferométricas* realizadas en el laboratorio utilizando una configuración típica de *interferómetro Michelson*. Consta de tres experimentos : *medida de la longitud de onda del láser, medida del índice de refracción de un cristal de vidrio de caras plano-paralelas y medida de longitudes de precisión*. El primer experimento permite determinar la longitud de onda del láser, utilizando *un interferómetro de Michelson* en la configuración apropiada. El segundo experimento tiene como objetivo la determinación del índice de refracción de un cristal de vidrio de caras planas y paralelas. Está fundamentado en que cuando la luz atraviesa un determinado espesor de vidrio, se varía el camino óptico recorrido por el rayo en proporcionalidad directa respecto del índice de refracción y del espesor de vidrio atravesado. El tercer experimento tiene como finalidad la determinación de longitudes con alto grado de precisión (en la escala de *la longitud de onda de la luz, escala nanométrica*), basándose en la interferencia producida por dos rayos luminosos que realizan un camino de ida y otro de retorno a través de los dos brazos de un interferómetro de Michelson.

En el Capítulo 3 se realiza una revisión específica del *interferómetro rotatorio de Sagnac* y del *láser de anillo*, ambos basados en *el efecto Sagnac*, que también se trata. Esta dedicación está fundamentada en que ambos dispositivos constituyen los antecedentes más próximos para el diseño de las configuraciones de partida del *giroscopio interferométrico de fibra-óptica (IFOG)* cuyo tratamiento constituye el objetivo fundamental de esta Tesis Doctoral.

En el Capítulo 4 se estudian *las configuraciones básicas, las características de desempeño y la solución de principales inconvenientes* de los *giroscopios interferométricos realizados en fibra-óptica mono-modo: láser de anillo de fibra-óptica (RLFOG), resonador pasivo de fibra-óptica (RFOG) y giroscopio interferométrico de fibra-óptica (IFOG)*.

El Capítulo 5 se dedica de forma exhaustiva a realizar el análisis de las *técnicas de modulación de fase* empleadas en el proceso de modulación-demodulación de la señal que es necesario en todas las soluciones de IFOG tanto en lazo abierto (*open-loop IFOG*) como en lazo cerrado (*closed-loop IFOG*). Dado que el desplazamiento de fase obtenido es del orden del μ -radián, se hace necesario un proceso *de modulación-demodulación de fase* de las dos ondas en contra-propagación. La modulación de fase se lleva a cabo con un modulador de fase electro-óptico situado asimétricamente a la salida de la bobina detectora de fibra. El proceso de demodulación de fase (*PSD, Phase-Sensitive-Demodulation*) consiste en realizar el filtrado del primer armónico impar de la corriente del fotodiodo detector. De esta manera mediante un proceso de filtrado-amplificación en cascada, es posible extraer una señal proporcional a la ratio de rotación. Si se desea, se puede incluir un circuito integrador que, partiendo de esta señal proporciona una segunda señal proporcional al ángulo de giro durante el período temporal seleccionado.

El Capítulo 6 desarrolla el diseño de siete prototipos de giroscopio IFOG: 1) giroscopio IFOG en *lazo abierto (open-loop IFOG) con modulación sinusoidal y demodulación analógica*, 2) giroscopio IFOG en *lazo cerrado (closed-loop IFOG) con modulación sinusoidal y demodulación analógica* y 3) giroscopio IFOG en *lazo cerrado (closed-loop IFOG) con modulación sinusoidal y demodulación digital*, 4) giroscopio DFOG (*despolarización de onda*) en *lazo cerrado con modulación sinusoidal y demodulación analógica*, 5) giroscopio IFOG en *lazo cerrado con modulación en rampa analógica (diente de sierra) y demodulación analógica*, 6) giroscopio IFOG en *lazo cerrado con modulación en rampa digital (diente de sierra) y demodulación digital* y 7) giroscopio IFOG en *doble lazo cerrado con modulación en rampa digital (diente de sierra) y demodulación digital*. Paralelamente se realiza una comparativa de estos diseños respecto de las patentes más recientes de las firmas comerciales Honeywell Inc.(U.S.A) y Northrop-Grumman (U.S.A.).

En el Capítulo 7 se llevan a cabo, *mediante simulación por programa de computador (Spice, Matlab-Simulink, OptSim)*, procesos de *caracterización de parámetros de desempeño* de varios prototipos de *giroscopio IFOG* diseñados anteriormente. Mediante la simulación de la parte electrónica, la parte de sistemas y la parte óptica de un diseño inicial de giroscopio IFOG, se desarrolla un procedimiento práctico de laboratorio para realizar la medida de las principales características de desempeño del mismo (sensibilidad umbral, factor de escala, rango dinámico y deriva).

El Capítulo 8 contempla la descripción de *nuevas y posibles aplicaciones del giroscopio de fibra óptica (IFOG) en los sistemas de control de proceso industrial y en los sistemas de posicionamiento absoluto (plataformas terrestres fijas o giratorias, robots terrestres)*. Se analizan también aquí *las principales aplicaciones actuales y futuras de este dispositivo*.

El Capítulo 9 realiza una revisión de las aplicaciones del giroscopio IFOG tanto en *los sistemas convencionales de navegación inercial autónoma (marítima, aérea, guiado de misiles y naves espaciales)* como en *nuevos sistemas de navegación inercial autónoma terrestre (vehículos automóviles terrestres y robots terrestres)*.

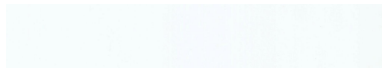
El Capítulo 10 se dedica a realizar las conclusiones generales de esta Tesis Doctoral. Se enfatiza en *los fundamentos, el desarrollo de diferentes diseños de giroscopio IFOG, los esquemas de detección posibles, la comparativa de prestaciones funcionales de los mismos, la modelización del diseño y la medida de las características de desempeño más relevantes*, para este dispositivo realizado en fibra-óptica mono-modo. Aquí se recogen también las principales aportaciones de esta Tesis, así como su posible conexión con *futuros trabajos de investigación* en el área de los sensores realizados en fibra óptica mono-modal.

Se incluyen cinco anexos finales. El primero de ellos (Anexo I) recoge un análisis matemático exhaustivo del proceso de modulación-demodulación sinusoidal de fase para el giroscopio IFOG. El

segundo (Anexo II) relaciona los principales parámetros característicos de las fibras ópticas mono-modo empleadas en el diseño de giroscopios IFOG. En el tercero (Anexo III) se realiza un estudio de las fuentes láser de fibra óptica (EDFA-Erbium-Doped-Fiber-Amplifier, amplificador de fibra óptica dopada con ión Er^{+3}). En este caso, la fibra óptica actúa como medio de amplificación de la luz, siendo la excitación óptica de ésta un diodo láser convencional que proporciona el bombeo óptico necesario para la inversión de población de los electrones. Este tipo de fuente es utilizada como fuente de generación de luz no coherente de banda ancha en muchos diseños de giroscopios IFOG autónomos en la longitud de onda de la 3ª ventana de transmisión de la fibra óptica (1550 nm). El Anexo IV realiza un análisis matemático de las ondas diente de sierra y triangular (desarrollos en serie de Fourier y estudio de sumas armónicas), necesarias en el proceso de diseño de los prototipos de giroscopio IFOG en lazo cerrado. Finalmente, en el Anexo V se recopilan los principales resultados derivados de la simulación óptica y electrónica de los modelos de sensor IFOG diseñados.

Por último, se hace necesario destacar que al final de todos los capítulos se han entresacado las principales *conclusiones* que se derivan del argumento de los mismos.

Ramón José Pérez Menéndez



Asturias, Diciembre de 2015

INDICE GENERAL

Dedicatoria y agradecimientos	iv
Resumen	vi

Parte I. Interferometría de la luz

Capítulo 1. Interferometría de la luz **14**

1.1 Principio básico de la interferometría de la luz.....	15
1.2 Interferencia de dos haces de luz: división del frente de onda.....	24
1.2.1 Interferómetro de Young.....	24
1.2.2 Interferómetro de biprisma de Fresnel.....	31
1.2.3 Interferómetro de doble espejo de Fresnel. Interferómetro de espejo de Lloyd.....	32
1.2.4 Interferómetro de Rayleigh.....	34
1.2.5 Interferómetro estelar de Michelson.....	34
1.3 Interferencia de dos haces de luz: división de amplitud de onda.....	37
1.3.1 Franjas de interferencia producidas por una placa dieléctrica plano-paralela.....	37
1.3.2 Interferómetro de Michelson.....	38
1.3.3 Interferómetro de Twyman-Green.....	43
1.3.4 Interferómetro Fizeau.....	45
1.3.5 Interferómetro Jamin.....	46
1.3.6 Interferómetro Mach-Zender.....	46
1.4 Interferencia de múltiples haces de luz. Interferómetro Fabry-Perot.....	48
1.5 Conclusiones.....	51
Referencias.....	52

Capítulo 2. Interferometría Michelson **53**

2.1 Medida de la longitud de onda del láser.....	54
2.1.1 Fundamento analítico.....	54
2.1.2 Procedimiento.....	55
2.1.3 Resultados y discusión.....	57
2.2 Medida del índice de refracción de un cristal de vidrio.....	59
2.2.1 Fundamento analítico.....	59
2.2.2 Procedimiento.....	59
2.2.3 Resultados y discusión.....	63
2.3 Medida de longitudes de precisión por recuento de paso de franjas de interferencia.....	65
2.3.1 Fundamento analítico y procedimiento.....	65
2.3.2 Medida de un paso fraccionario de franja. Método de las fracciones exactas.....	67
2.3.3 Resultados y discusión.....	71
2.4 Conclusiones.....	71
Referencias.....	73

Capítulo 3. Interferómetro Sagnac. Láser de anillo.....74

3.1 Interferómetro Sagnac.....	75
3.2 Láser de anillo.....	76
3.3 Efecto Sagnac.....	78
3.4 Medida de la velocidad angular con el interferómetro rotatorio de Sagnac.....	80
3.5 Conclusiones.....	82
Referencias.....	82

Capítulo 4. Sensores interferométricos de fibra óptica para medidas de rotación diferencial **83**

4.1 Sensor interferométrico de rotación de fibra óptica (FOG).....	84
4.1.1 Características y desarrollo tecnológico de los sensores FOG.....	84

4.1.2 Métodos de medida de ΔL	88
4.2 <i>Giroscopio Interferométrico de bobina de Fibra Óptica (IFOG)</i>	93
4.2.1 Configuración de IFOG en lazo abierto con técnica de modulación de fase.....	95
4.2.2 Configuración de IFOG en lazo cerrado con técnica de modulación de fase.....	97
4.3 <i>Giroscopio de resonador pasivo de anillo de fibra óptica (RFOG)</i>	100
4.4 <i>Giroscopio de láser de anillo de fibra óptica (RLFOG)</i>	104
4.5 <i>Comparativa de características de IFOG-RFOG-RLFOG</i>	106
4.6 <i>Conclusiones</i>	111
<i>Referencias</i>	112

Parte II. Prototipos de sensor interferométrico de rotación diferencial

Capítulo 5. Técnicas de modulación de fase para el giroscopio IFOG **115**

5.1 <i>Solución de problemas de la ratio de rotación para el giroscopio IFOG</i>	116
5.2 <i>Técnicas de modulación de fase para giroscopios IFOG</i>	119
5.3 <i>Moduladores de fase electro-ópticos</i>	126
5.4 <i>Configuración de IFOG en lazo abierto (PSD, Phase-Sensitive-Demodulation)</i>	132
5.5 <i>Configuración de IFOG en lazo cerrado (Dynamic Biasing)</i>	139
5.6 <i>Conclusiones</i>	151
<i>Referencias</i>	152

Capítulo 6. Diseño y desarrollo de prototipos de giroscopio IFOG **153**

6.1 <i>Prototipo de giroscopio IFOG en lazo abierto analógico (analog open loop IFOG)-Modelo 1</i>	154
6.1.1 <i>Diseño del prototipo</i>	155
6.1.2 <i>Cálculo y medición de parámetros del modelo</i>	160
6.1.3 <i>Optimización del modelo</i>	161
6.2 <i>Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado analógico (analog closed loop IFOG)-Modelo 2</i>	163
6.2.1 <i>Diseño del prototipo</i>	163
6.2.2 <i>Cálculo y medición de parámetros del modelo</i>	165
6.2.3 <i>Optimización del modelo</i>	166
6.3 <i>Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado digital (digital closed loop IFOG)-Modelo 3</i>	167
6.3.1 <i>Diseño del prototipo</i>	167
6.3.2 <i>Cálculo y medición de parámetros del modelo</i>	172
6.3.3 <i>Optimización del modelo</i>	173
6.4 <i>Patentes IFOG</i>	174
6.4.1 <i>Patente U.S. # 5,137,357 Honeywell Inc</i>	174
6.4.2 <i>Patente U.S. # 8,213,018 B2 Honeywell Inc</i>	177
6.4.3 <i>Patente U.S. # 4,735,506 Northrop-Grumman</i>	179
6.4.4 <i>Patente U.S. # 5,598,489 Northrop-Grumman</i>	182
6.5 <i>Prototipo de giroscopio DFOG en lazo cerrado analógico (despolarización de onda)-Modelo 4</i>	184
6.5.1 <i>Configuración del sistema óptico</i>	184
6.5.2 <i>Configuración del sistema electrónico</i>	185
6.5.3 <i>Resultados y cálculos</i>	189
6.6 <i>Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado analógico (modulación en rampa analógica)</i>	190
6.6.1 <i>Configuración electro-óptica</i>	190
6.6.2 <i>Diseño de los circuitos electrónicos (Modelo 5 y Modelo 6)</i>	194
6.6.3 <i>Parámetros de desempeño</i>	209
6.7 <i>Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado digital (modulación en rampa digital)-Modelo 7</i>	211
6.7.1 <i>Configuración del sistema óptico</i>	212
6.7.2 <i>Configuración del sistema electrónico</i>	212
6.8 <i>Prototipo de giroscopio DFOG en doble lazo cerrado digital (rampa digital)-Modelo 8</i>	218
6.8.1 <i>Configuración electro-óptica</i>	224
6.9 <i>Prototipo de giroscopio IFOG modulación en onda analógica triangular-simétrica-Modelo 9</i>	227
6.10 <i>Conclusiones</i>	230
<i>Referencias</i>	231

Capítulo 7. Medida, modelización y simulación de características de desempeño de IFOG 233

7.1 Configuración de giroscopio IFOG experimental	234
7.1.1 Componentes ópticos	234
7.1.2 Componentes electrónicos.....	235
7.2 Cálculo y medida de parámetros de desempeño	236
7.2.1 Cálculo de la relación señal-ruido SNR (Signal-to-Noise-Ratio)	236
7.2.2 Cálculo de la sensibilidad umbral (límite de detección)	241
7.2.3 Cálculo y medida del rango dinámico (dynamic range).....	241
7.2.4 Cálculo del factor de escala (scale factor).....	242
7.3 Modelización del lazo de regulación-Modelo 9	242
7.4 Simulación del lazo de regulación.....	246
7.5 Simulación del circuito óptico.....	250
7.6 Conclusiones.....	256
Referencias.....	257

Capítulo 8. Aplicaciones del giroscopio IFOG en control de proceso industrial.....258

8.1 Posicionamiento y estabilización de plataformas giratorias	259
8.2 Posicionamiento angular de brazos-robot	261
8.3 Medida de rotación diferencial	263
8.4 Girocompás óptico (localizador de N-geográfico).....	264
8.5 Detector sísmico de 3-ejes.....	266
8.5 Conclusiones.....	268
Referencias.....	268

Capítulo 9. Aplicaciones del giroscopio IFOG en sistemas de navegación inercial autónoma 269

9.1 Aplicación del giroscopio IFOG en la navegación inercial de vehículos terrestres	270
9.2 Aplicación del giroscopio IFOG en la navegación marítima	275
9.3 Aplicación del giroscopio IFOG en la navegación aérea	276
9.4 Aplicación del giroscopio IFOG en el guiado y posicionamiento de naves espaciales y satélites	280
9.5 Conclusiones.....	281
Referencias.....	281

Capítulo 10. Conclusiones generales 283

10.1 Conclusiones generales.....	284
10.2 Principales aportaciones de esta Tesis Doctoral.....	289

ANEXO I. Análisis matemático de la modulación-demodulación sinusoidal de fase para giroscopios IFOG 291**ANEXO II. Fibras ópticas utilizadas en componentes para giroscopios IFOG.....** 293**ANEXO III. Láser de fibra óptica dopada con Erblio (EDFA)** 296**ANEXO IV. Análisis matemático de la onda en diente de sierra.....** 299**ANEXO V. Resultados de la simulación óptica** 299**Lista de Figuras** 346**Lista de Tablas** 351**Referencias bibliográficas** 352**Lista de abreviaturas** 360

Parte I Interferometría de la luz

Capítulo 1. Interferometría de la luz

Capítulo 2. Interferometría Michelson

Capítulo 3. Interferómetro Sagnac. Láser de anillo

Capítulo 4. Sensores interferométricos de fibra óptica para medidas de rotación diferencial

Capítulo 1

Interferometría de la luz

1.1 Principio básico de la interferometría de la luz

1.2 Interferencia de dos haces de luz: división del frente de onda

1.2.1 Interferómetro de Young

1.2.2 Interferómetro de biprisma de Fresnel

1.2.3 Interferómetro de doble espejo de Fresnel. Interferómetro de espejo de Lloyd

1.2.4 Interferómetro de Rayleigh

1.2.5 Interferómetro estelar de Michelson

1.3 Interferencia de dos haces de luz: división de amplitud de onda

1.3.1 Franjas de interferencia producidas por una placa dieléctrica plano-paralela

1.3.2 Interferómetro de Michelson

1.3.3 Interferómetro de Twyman-Green

1.3.4 Interferómetro Fizeau

1.3.5 Interferómetro Jamin

1.3.6 Interferómetro Mach-Zender

1.4 Interferencia de múltiples haces de luz. Interferómetro Fabry-Perot

1.5 Conclusiones

Referencias

1. Interferometría de la luz

1.1 Principio básico de la interferometría de la luz

Una característica diferencial del *movimiento ondulatorio* es el fenómeno de *la interferencia*. Este ocurre cuando *dos o más movimientos ondulatorios coinciden en el espacio y en el tiempo*. La teoría de la superposición de dos movimientos armónicos simples es de aplicación al caso de dos movimientos ondulatorios de ondas armónicas o monocromáticas. Un ejemplo simple de interferencia es la que se produce en la región en la que dos ondas procedentes de una misma fuente, una incidente y otra reflejada, coinciden en el tiempo. Otro ejemplo de interferencia es el que se produce cuando un movimiento ondulatorio se halla confinado en una región limitada del espacio, tal como una cuerda en vibración cuando está fijada por sus extremos o las ondas de superficie de un líquido confinado en un canal o en un estanque. Una onda electromagnética confinada en una cavidad metálica (cavidad resonante) también produce interferencia entre la onda incidente y las ondas reflejadas en sus paredes. En estos casos de confinamiento del movimiento ondulatorio se producen *ondas estacionarias* [1].

El movimiento ondulatorio es una situación física en la que *se propaga una perturbación a través de un medio ó incluso a través del vacío*. La perturbación es el resultado de la actuación de un agente, normalmente externo al medio, que produce una vibración o agitación inicial en un punto del mismo. *La característica esencial del movimiento ondulatorio es la propagación de la perturbación inicial* que fue generada en un punto del medio hasta otros puntos alejados del mismo en un instante posterior. Para caracterizar analíticamente el movimiento ondulatorio, se elige la magnitud física representativa que varía periódicamente en el espacio y en el tiempo. Se estudian las ecuaciones dinámicas que rigen el proceso. Posteriormente estas ecuaciones permitirán cuantificar la forma de variación de la perturbación del medio en el espacio y en el tiempo. Los *movimientos ondulatorios más familiares* son los que corresponden a *ondas elásticas en un fluido* (sonido, ondas de agua, cuerda vibrante, ondas en un resorte y otras). Estos casos corresponden a situaciones en las que la variación espacial de la onda (determinada por *la longitud de onda* λ) es muy grande comparada con *las distancias intermoleculares en el medio* y entonces éste puede considerarse continuo [1], [2], [3].

La propagación de un movimiento ondulatorio puede ser representada mediante *una función* $\xi = f(x)$ en donde la variable dependiente ξ *es la magnitud física que caracteriza la perturbación* y x *es una coordenada lineal de posición*. La curva de la función $\xi = f(x - a)$, siendo a una constante positiva, tiene la misma forma que la de la curva representada por la función $\xi = f(x)$ y se encuentra desplazada hacia la derecha una cantidad igual a a . De manera similar, la curva de la función $\xi = f(x + a)$ tiene la misma forma que la de $\xi = f(x)$ encontrándose desplazada hacia la izquierda en la cantidad a . La Figura 1 muestra ambas curvas.

Poniendo $a = v t$, donde v es la velocidad y t el tiempo, obtendremos la ecuación de una onda viajera. O sea, la ecuación $\xi = f(x - v.t)$ representa una curva que *se mueve hacia la derecha con velocidad* v , denominada *velocidad de fase*. Análogamente la ecuación $\xi = f(x + v.t)$ representará una curva viajera que *se mueve hacia la izquierda con velocidad* v . Se concluye entonces que la expresión matemática $\xi = \xi(x, t) = f(x \pm v.t)$ es adecuada

para describir una perturbación viajera en la dirección del eje X. Convendremos en llamar *movimiento ondulatorio* a tal perturbación viajera y, tal como comentamos más arriba, estará caracterizado por la variación de la variable ξ en el espacio x y en el tiempo t . Esto está aclarado con dibujos esquemáticos en la Figura 2.

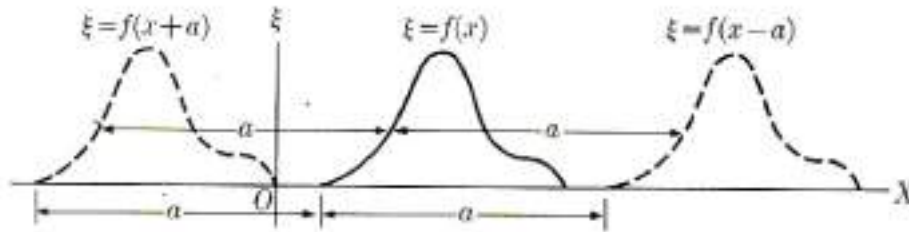


Figura 1
Traslación de la función $\xi(x)$ hacia la derecha y hacia la izquierda del eje X en una cantidad a

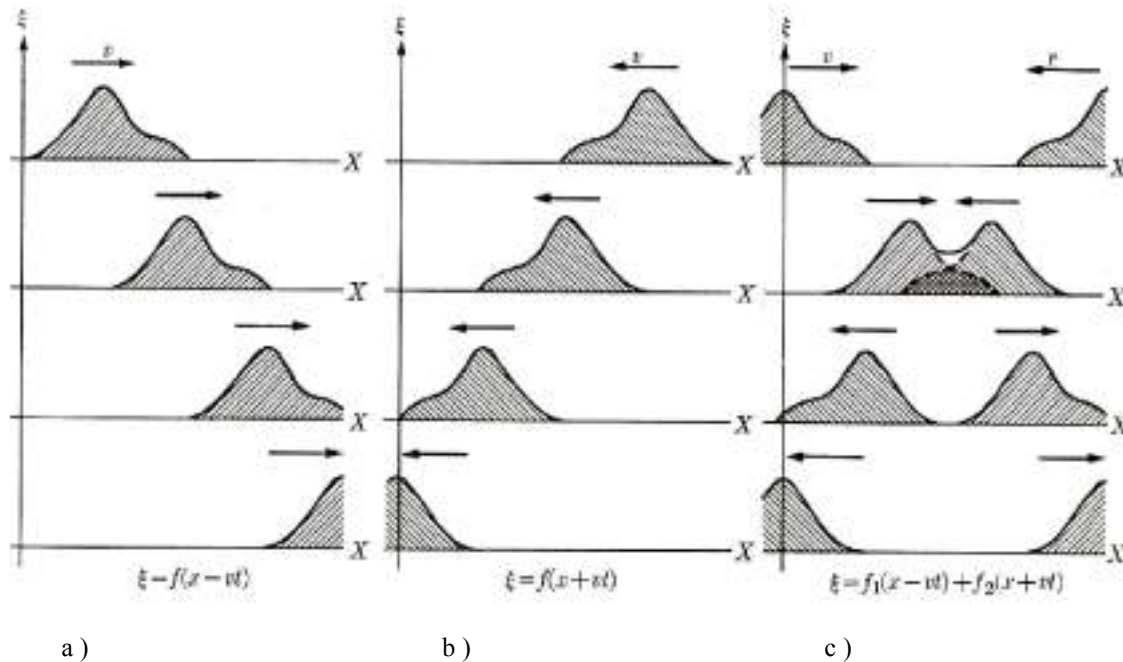


Figura 2
Propagación de una *onda viajera* $\xi(x, t)$. En a) la onda se propaga hacia la derecha del eje X. En b) se propaga hacia la izquierda del eje X. En c) se tiene la situación en la que dos ondas viajeras en direcciones opuestas $f_1(x-vt)$ en dirección +X y $f_2(x+vt)$ en dirección -X, producen una *interferencia aditiva* en el lugar donde se encuentran

Un caso especial interesante es aquel para el que *la variable ξ es una función sinusoidal* (armónica), tal como $\xi(x, t) = \xi_0 \sin k(x - vt)$ [1], [2], [3]. La cantidad k tiene un significado especial. Sustituyendo en la expresión de $\xi(x, t)$ el valor de x por $x + (2\pi / k)$, se obtiene el mismo valor. Esto es

$$\xi\left(x + \frac{2\pi}{k}, t\right) = \xi_0 \sin k\left(x + \frac{2\pi}{k} - vt\right) = \xi_0 \sin [k(x - vt) + 2\pi] = \xi_0 \sin k(x - vt) = \xi(x, t)$$

Entonces el valor $\lambda = 2\pi/k$ es el *período espacial de la onda*, denominado *longitud de onda*. Para un instante de tiempo t dado, la onda se repite espacialmente a sí misma cada longitud λ . La Figura 3 representa esta onda en función del espacio para un instante de tiempo t dado.

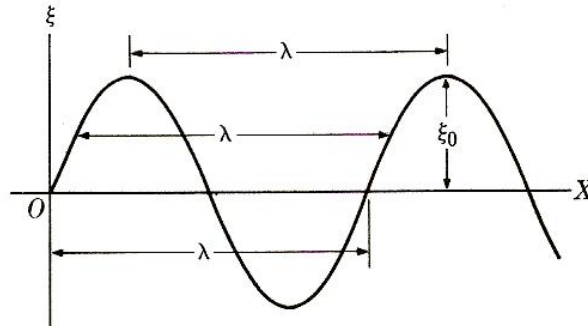


Figura 3
Onda armónica sinusoidal de longitud de onda λ y amplitud ξ_0

Por tanto, la cantidad $\lambda = 2\pi/k$ representa el *número de longitudes de onda contenidas en la distancia 2π* y se denomina *número de onda*. Alternativamente podría definirse el *número de onda* como la cantidad $1/\lambda = k/2\pi$, el cual corresponde al *número de longitudes de onda contenidas en la unidad de longitud*. Esta última cuantificación parece más lógica.

Siguiendo el razonamiento anterior, tendremos como consecuencia que una *onda sinusoidal de longitud de onda λ* propagándose hacia la derecha del eje X con velocidad v puede venir representada por la expresión

$$\xi(x, t) = \xi_0 \sin k(x - vt) = \xi_0 \sin \frac{2\pi}{\lambda}(x - vt) \quad (1.1)$$

La ecuación anterior puede escribirse en forma alternativa como

$$\xi(x, t) = \xi_0 \sin(kx - \omega t) \quad (1.2)$$

donde $\omega = kv = 2\pi v/\lambda$ es la *frecuencia angular de onda*.

Como la *frecuencia angular de onda ω* (ó *pulsación*) está relacionada con la *frecuencia temporal ν* por la expresión $\omega = 2\pi\nu$, tendremos la relación $v = \lambda\nu$ que nos da la *velocidad v de propagación de la onda* en función de la *longitud de onda λ* y de la *frecuencia temporal ν* . La onda sinusoidal representada por la ecuación (1.1) presenta dos *periodicidades*, una en el tiempo (de período T) y otra en el espacio (de período λ). La periodicidad en el tiempo está caracterizada por el *período temporal T* , el cual se puede definir como el mínimo valor en el que ha de incrementarse el tiempo t para que la curva de amplitud de la onda vuelva a tomar los mismos valores. Es decir, se ha de cumplir $\xi(x, t + T) = \xi(x, t)$. Esto implica que

$$\xi(x, t+T) = \xi_0 \sin k[x - v(t+T)] = \xi_0 \sin \frac{2\pi}{\lambda}[x - vt + T] = \xi_0 \sin \frac{2\pi}{\lambda}[x - vt - vT]$$

$$\xi(x, t) = \xi_0 \sin k(x - vt) = \xi_0 \sin \frac{2\pi}{\lambda}(x - vt) \Rightarrow \xi_0 \sin \frac{2\pi}{\lambda}[x - vt - vT] = \xi_0 \sin \frac{2\pi}{\lambda}(x - vt)$$

La última ecuación se convierte en identidad para un valor dado de x , si se cumple la condición $vT = n\lambda$, con n entero. Como el período temporal T se define para un valor mínimo no nulo de tiempo, es obvio que se cumplirán ambas condiciones para $n = 1$. Es decir, $vT = \lambda$. Tomando el valor de v de la relación $v = \lambda\nu$, se llega finalmente a $T = \frac{1}{\nu}$.

Entonces, la ecuación (1.1), que representa *la variación del valor de la perturbación de la onda en función del espacio x y del tiempo t* , puede ser *representada en función de los parámetros λ y T* de la siguiente forma

$$\xi = \xi(x, t) = \xi_0 \sin 2\pi\left(\frac{x}{\lambda} - \frac{t}{T}\right) \quad (1.3)$$

Análogamente una onda sinusoidal que se mueve en la dirección $-X$ puede ser representada por la ecuación

$$\xi = \xi(x, t) = \xi_0 \sin 2\pi\left(\frac{x}{\lambda} + \frac{t}{T}\right) \quad (1.4)$$

Resulta de interés observar *la distribución espacial de la onda $\xi(x, t)$* a intervalos sucesivos de tiempo. En la Figura 4 se ha representado la distribución espacial de $\xi(x, t)$ en los instantes $t_0, t_0 + \frac{T}{4}, t_0 + \frac{T}{2}, t_0 + 3\frac{T}{4}$ y $t_0 + T$. Se observa que si la perturbación se propaga hacia la derecha del eje X , en cada instante de tiempo se repite a sí misma en el espacio cada período espacial λ (longitud de onda). Por otro lado, la onda se repite a sí misma espacialmente en cada punto del espacio cuando haya transcurrido un período temporal de tiempo T . La razón de esto es que la onda viaja en el espacio una distancia igual a λ durante un período temporal T . Expresado matemáticamente, $\lambda = \frac{v}{\nu} = vT$.

Todos estos aspectos matemáticos de la propagación espacial de una onda armónica sinusoidal pueden ser comprobados experimentalmente mediante la observación de las *ondas gravitacionales* en la superficie del agua del mar o bien mediante las *ondas de rizado* que se producen en la superficie libre del agua de un estanque cuando por cualquier medio se produce sobre ella una perturbación puntual.

Otro aspecto importante del estudio de *los movimientos ondulatorios armónicos unidimensionales* es que todos ellos responden a *la solución general de una ecuación diferencial* del tipo

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = v^2 \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} \quad (1.5)$$

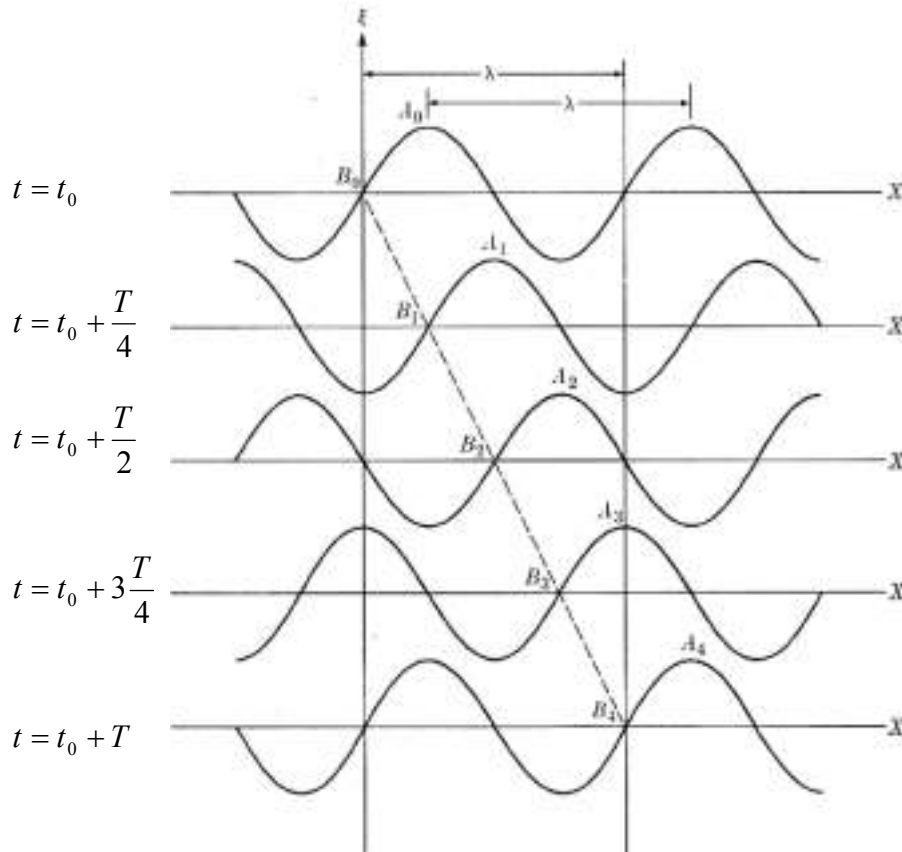


Figura 4

Onda armónica sinusoidal propagándose hacia la derecha del eje X. La onda recorre la distancia λ en el tiempo T

En esta expresión, $\xi(x, t)$ representa la perturbación, x la dimensión sobre la que se propaga la onda, t el tiempo y v la velocidad de la propagación. Esta ecuación se conoce con el nombre de *ecuación de ondas*. La solución general de esta ecuación tiene la forma

$$\xi(x, t) = f_1(x - vt) + f_2(x + vt) \tag{1.6}$$

Se puede expresar como *la superposición de dos movimientos ondulatorios que se propagan en la misma dirección pero en sentidos opuestos*. Para una onda que se propaga en un solo sentido, aparecerá una sola de las dos funciones que intervienen en la solución general. Sin embargo, el caso en el que tenemos una onda incidente propagándose según $+X$ y una onda reflejada que se propaga según $-X$ responde a la superposición de las dos funciones representada por la solución general. *La ecuación de ondas surge como resultado de las leyes dinámicas que rigen el proceso del movimiento ondulatorio.*

Todo este análisis introductorio tiene como objetivo preparar el estudio de *la interferencia de las ondas de luz*. *La luz* consiste en *la propagación de ondas electromagnéticas de determinada longitud de onda* a través de un medio material o a través del vacío [4]. *Una onda electromagnética es un movimiento ondulatorio transversal del campo electromagnético*. Por tanto, para abordar el estudio de la interferencia de ondas de luz, resulta muy útil considerar previamente *los movimientos ondulatorios transversales*, tal como hemos hecho hasta aquí. En la

Figura 5 se representa una onda electromagnética propagándose en la dirección + z cuando el campo eléctrico E varía según la dirección del eje x y el campo magnético H varía en la dirección del eje y.

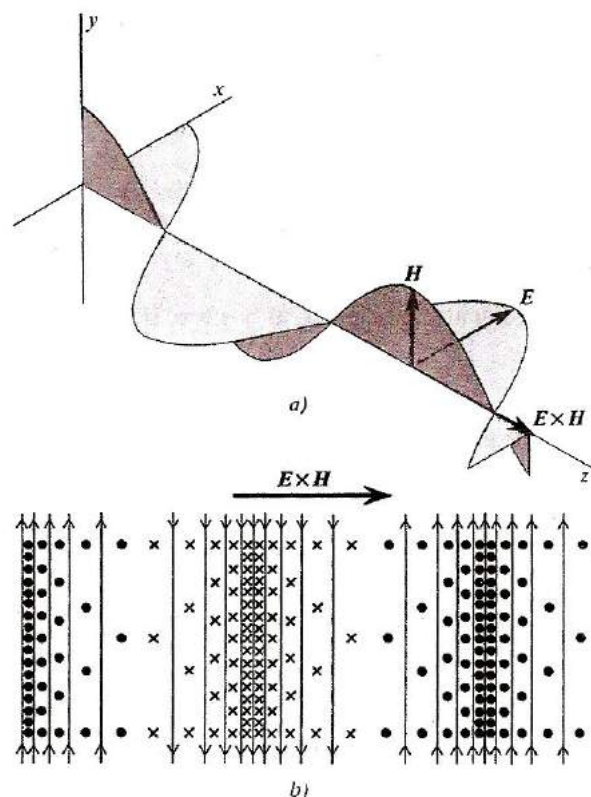


Figura 5

Vectores \mathbf{E} y \mathbf{H} representativos de una onda plana electromagnética que se propaga en la dirección + z. En a) se observa la variación espacial de \mathbf{E} y \mathbf{H} con z en un determinado instante (los dos vectores están en fase y son perpendiculares entre sí). En b) se representan las líneas de fuerza eléctrica y magnéticas vistas en el plano x z (las líneas verticales representan el campo eléctrico, los puntos representan líneas de fuerza magnética salientes del plano del papel y las cruces las líneas que entran). El vector de Poynting $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$ está dirigido en la dirección de propagación

Interferencia de dos ondas de luz producidas por dos fuentes puntuales sincrónicas

Se va a considerar el caso básico de la interferencia de dos ondas de luz producidas por dos fuentes luminosas puntuales coherentes S_1 y S_2 que oscilan en fase con la misma velocidad angular ω y con amplitudes ξ_{01} y ξ_{02} [6] [7]. Como las fuentes son puntuales, generan dos frentes de onda esféricos centrados cada uno en su respectiva fuente. Las ondas de ambos frentes pueden ser representadas en el dominio del tiempo como: $\xi_1 = \xi_{01} \sin(\omega t - k r_1)$ para la primera fuente y $\xi_2 = \xi_{02} \sin(\omega t - k r_2)$ para la segunda. Las distancias r_1 y r_2 son las longitudes respectivas desde un punto genérico P situado en el entorno de las fuentes S_1 y S_2 hasta cada una de ellas (ver la Figura 6). Aunque las fuentes S_1 y S_2 oscilen en fase, no producen la misma amplitud en P si r_1 y r_2 son diferentes. Esto es debido a que la amplitud de una onda esférica disminuye según una ley $(1 / r)$. Supongamos que la magnitud ξ que representa la elongación (amplitud) instantánea de la onda sea una propiedad escalar. Dada la analogía de la onda viajera de luz con la onda viajera superficial de agua (ambas son ondas transversales), podremos representar en ambos casos por ξ la amplitud instantánea de campo eléctrico o

bien *la elongación instantánea de un punto de la superficie por encima o por debajo de la superficie del agua*. Si comparamos las ecuaciones anteriores con la ecuación

$$\xi = A \sin (\omega t + \alpha) \quad (1.7)$$

las cantidades $k r_1$ y $k r_2$ juegan el mismo papel que *la fase inicial α* . Entonces la diferencia de fase entre los dos movimientos ondulatorios en un punto genérico P (recordando que $\lambda = 2\pi/k$) será

$$\delta = k r_1 - k r_2 = \frac{2\pi}{\lambda} (r_1 - r_2) \quad (1.8)$$

Ahora si se utiliza la *técnica de vectores rotatorios*, los dos movimientos ondulatorios que interfieren pueden ser representados por vectores de longitudes ξ_{01} y ξ_{02} , respectivamente, los cuales forman los ángulos $\alpha_1 = k r_1$ y $\alpha_2 = k r_2$ con el eje X. *La amplitud ξ_0 y la fase α del movimiento ondulatorio resultante* estarán dadas por el *vector suma resultante*. Por lo tanto, podremos expresar *la amplitud de la perturbación resultante* en P por

$$\xi_0 = \sqrt{\xi_{01}^2 + \xi_{02}^2 + 2 \xi_{01} \xi_{02} \cos \delta} \quad (1.9)$$

De la ecuación (1.9) se observa que ξ estará comprendido entre los valores $\xi_{01} + \xi_{02}$ y $\xi_{01} - \xi_{02}$, dependiendo del valor que tome el desfase angular δ entre las dos ondas interferentes. A su vez, según se desprende de la ecuación (1.8), el valor de δ depende de *la diferencia de caminos desde el punto P hasta las fuentes*, es decir, depende de $(r_1 - r_2)$. Resumiendo, podemos decir que *la onda resultante de dos ondas armónicas monocromáticas procedentes de dos fuentes coherentes respectivas S_1 y S_2 tendrá máxima amplitud cuando $\cos \delta = +1 \Rightarrow \delta = 2n\pi$, con n entero. A esta condición se le denomina *interferencia constructiva*. Análogamente, cuando $\cos \delta = -1 \Rightarrow \delta = (2n+1)\pi$ con n entero, se tendrá *mínima amplitud para la onda resultante* y la situación resultante se dirá que es de *interferencia destructiva*. Esto se puede resumir como sigue*

$$\delta = \begin{cases} 2n\pi & \Rightarrow \text{interferencia constructiva} \\ (2n+1)\pi & \Rightarrow \text{interferencia destructiva} \end{cases} \quad (1.10)$$

Definiciones equivalentes de la condición (1.10) pueden ser cualesquiera de las dos siguientes

$$\frac{2\pi}{\lambda} (r_1 - r_2) = \begin{cases} 2n\pi & \Rightarrow \text{interferencia constructiva} \\ (2n+1)\pi & \Rightarrow \text{interferencia destructiva} \end{cases} \quad (1.11)$$

$$r_1 - r_2 = \begin{cases} n\lambda & \Rightarrow \text{interferencia constructiva} \\ (2n+1)\frac{\lambda}{2} & \Rightarrow \text{interferencia destructiva} \end{cases} \quad (1.12)$$

La ecuación $r_1 - r_2 = \text{constante}$ define una hipérbola en el plano cuyos focos son S_1 y S_2 . Teniendo en cuenta que el punto P puede ser cualquiera del espacio tridimensional euclídeo que rodea las fuentes, la ecuación anterior define superficies hiperbólicas de revolución. Por consiguiente, se concluye de las ecuaciones (1.12) que en las superficies hiperbólicas cuyas ecuaciones son $r_1 - r_2 = \pm \lambda, \pm 2\lambda, \pm 3\lambda, \dots$, los dos movimientos ondulatorios interfieren reforzándose. Estas superficies se denominan superficies ventrales o antinodales. Por el contrario, en las superficies hiperbólicas cuyas ecuaciones sean $r_1 - r_2 = \pm \left(\frac{1}{2}\right)\lambda, \pm \left(\frac{3}{2}\right)\lambda, \pm \left(\frac{5}{2}\right)\lambda, \dots$, los dos movimientos ondulatorios interfieren destructivamente. En este caso estas superficies se denominan superficies nodales. El diagrama total de la interferencia de las dos ondas es una sucesión de superficies ventrales y nodales alternadas. Las hipérbolas mostradas en la Figura 6 son las intersecciones de estas superficies con un plano que pasa por el eje X (estando el eje X en la línea recta que une las dos fuentes S_1 y S_2). En la figura 7 se representa la amplitud resultante de ambas ondas tomando el eje X como línea de referencia. En la parte b) de la misma figura se representan las superficies hiperbólicas de revolución definidas por la ecuación $r_1 - r_2 = \text{constante}$ o superficies de desfase constante. En cada punto P del espacio que rodea las fuentes S_1 y S_2 , la perturbación total ξ es tal que el movimiento ondulatorio resultante tiene una amplitud característica ξ_0 dada por la ecuación (1.9), de modo que se puede escribir $\xi = \xi_0 \sin(\omega t - \alpha)$, siendo α el ángulo indicado en la Figura 7. Según esto, el resultado de la interferencia no tiene la apariencia de un movimiento ondulatorio progresivo sino la de una situación estacionaria en la cual el movimiento tiene una amplitud fija en cada punto del espacio. La razón de esto es que las dos fuentes S_1 y S_2 oscilan con la misma frecuencia y mantienen un desfase constante, y por tanto, se dice que son fuentes coherentes.

En el caso de las ondas de luz, resultará interesante expresar el valor de la intensidad luminosa I (irradiancia) de la onda resultante de la interferencia en función de las intensidades (irradiancias) de las ondas componentes (I_1, I_2) y de su desfase δ , en lugar de en función de las amplitudes de campo correspondientes. Teniendo en cuenta que la intensidad luminosa es proporcional al cuadrado de la amplitud de campo, el resultado es el siguiente

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \delta \quad (1.13)$$

Sin embargo si las dos fuentes no son de la misma frecuencia, o si su desfase no es constante en el tiempo, no se observa el diagrama de interferencia estacionario, y las fuentes se dice que son temporalmente incoherentes. Esto es lo que sucede con las fuentes de luz compuestas de la misma clase de átomos, las cuales emiten luz de la misma frecuencia pero con diferente fase. Como cada fuente contiene muchos átomos y éstos no oscilan en fase, no se observa un diagrama de interferencia definido.

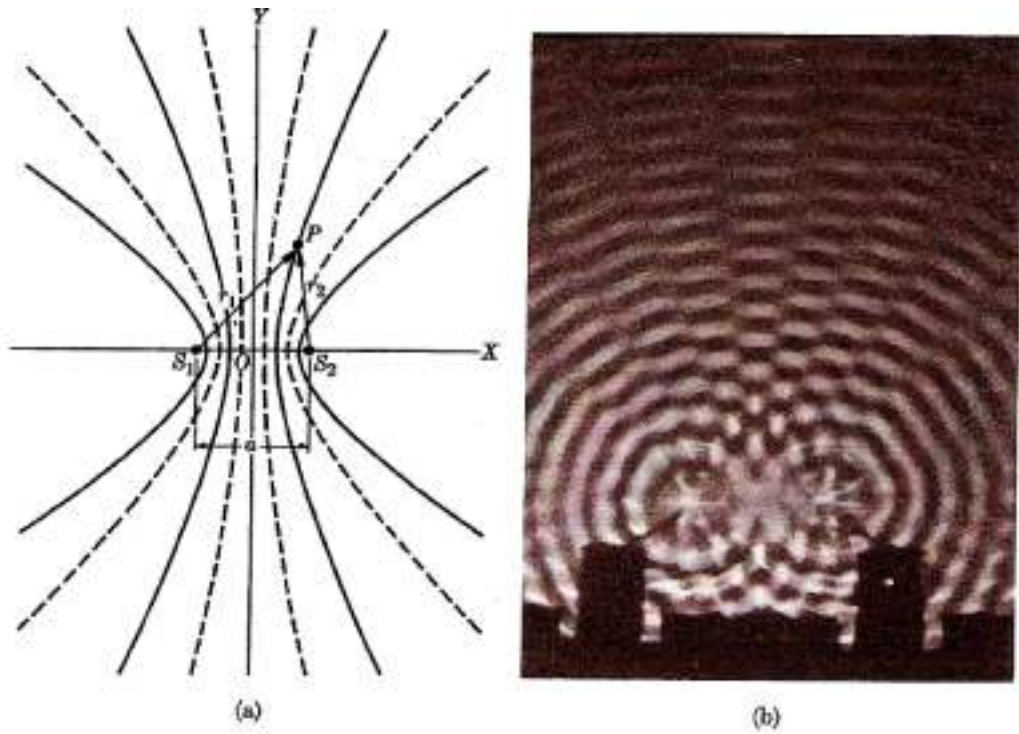


Figura 6
 En a) se representan las líneas ventrales y nodales resultantes de la interferencia de ondas producidas por dos fuentes coherentes idénticas. En b) se reproduce una fotografía del diagrama real de interferencia de ondas de agua producidas por dos fuentes sincrónicas

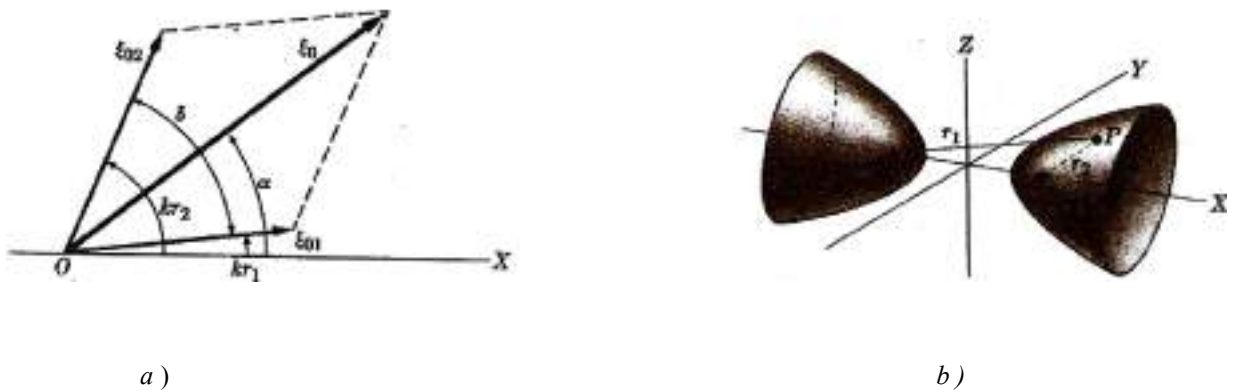


Figura 7
 En a) se representa la amplitud resultante de dos ondas sincrónicas que interfieren en un punto del espacio. El eje X se ha tomado como línea de referencia de fases. En b) se representan las superficies hiperbólicas de desfase constante para la onda resultante de dos ondas esféricas producidas por dos fuentes puntuales y coherentes, S_1 y S_2

1.2 Interferencia de dos haces de luz: división de frente de onda

Los *interferómetros* son dispositivos experimentales que permiten materializar de una forma práctica la *interferencia de ondas de luz*. Hay dos diseños básicos: *interferómetros por división de frente de onda* e *interferómetro por división de amplitud de onda* [5] [6] [7]. Los primeros se basan en *producir una división de los frentes de onda procedentes de una única fuente puntual o lineal de luz*. En los segundos se utiliza un *divisor de haz*, consistente en un *espejo semiplatado*, de manera que *una parte de la onda luminosa resulta reflejada y otra parte transmitida*. Como las ondas reflejada y transmitida tienen amplitudes menores que la que corresponde a la onda original, se puede hablar de *una división de la amplitud de la onda*. Las *configuraciones* más importantes de *interferómetros por división de frente de onda* son: *interferómetro de Young*, *biprisma de Fresnel*, *doble espejo de Fresnel*, *espejo de Lloyd*, *interferómetro de Rayleigh* y el *interferómetro estelar de Michelson*.

1.2.1 Interferómetro de Young

Thomas Young utilizó un dispositivo simple para *producir interferencia de dos ondas de luz*. El dispositivo consistía en dos pequeños agujeros o rendijas S_1 y S_2 muy cercanos practicados en una pantalla Σ detrás de la cual está colocada *una fuente puntual de luz S*. El dispositivo se representa en la Figura 8 y constituye lo que ahora se conoce como *interferómetro de Young*. La *fuente puntual S* produce *frentes de onda esféricos*. Si la posición de los dos agujeros S_1 y S_2 es tal que ambos se localizan a la misma distancia de S , entonces se encontrarán en el mismo frente de onda emitido por la fuente y, de acuerdo con *el principio de Huygens-Fresnel*, se comportarán como *fuentes secundarias coherentes emisoras de ondas en fase* cuyas *ondas interferirán en todos los puntos de la región del espacio situada a la derecha de la pantalla Σ* .

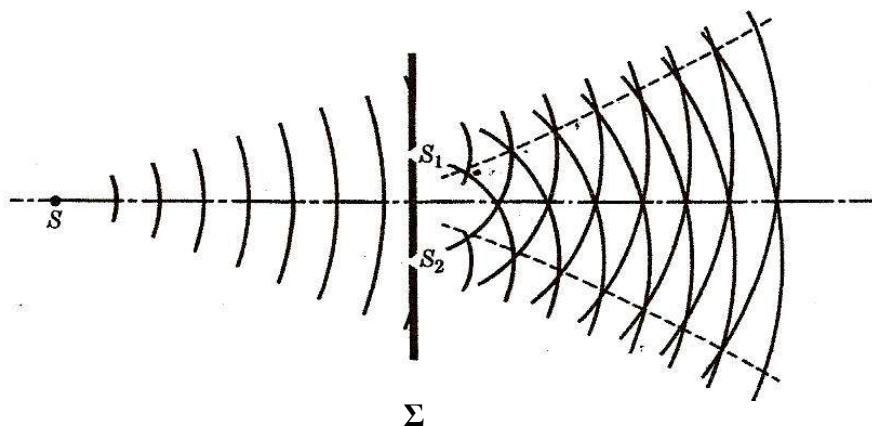


Figura 8

Diagrama de interferencia producida por dos fuentes puntuales coherentes S_1 y S_2 . Experimento de la doble rendija de Young

El *diagrama de interferencia* es observable sobre *una pantalla situada paralelamente a la pantalla Σ que contiene las rendijas S_1 y S_2* . Esto está indicado en la Figura 9 (a), en donde, además, se representa la geometría a tener en cuenta para realizar los cálculos de la superposición de las dos ondas. En la *pantalla de observación* se obtienen *una serie de franjas o bandas brillantes y oscuras dispuestas alternadamente*. Estas bandas corresponden a la

intersección de las superficies hiperbólicas ventrales y nodales con el plano de la pantalla de proyección, tal como se muestra en la parte (b) de la misma figura.

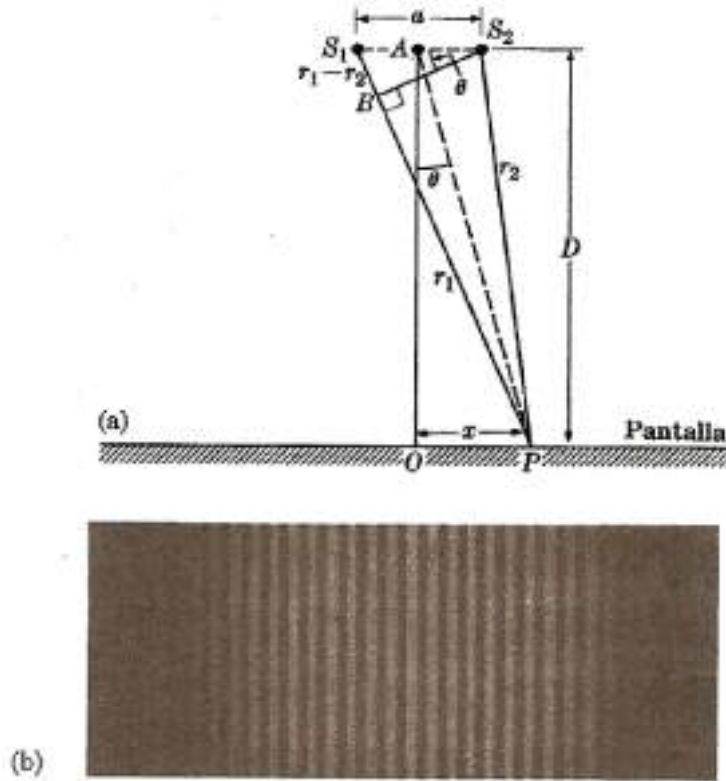


Figura 9

Interferómetro de doble rendija de Young.

(a) Dibujo esquemático de la geometría necesaria para la determinación de la intensidad de la onda resultante de la interferencia de dos ondas sincrónicas procedentes de dos fuentes coherentes muy cercanas S_1 y S_2 sobre una pantalla plana. (b) Diagrama de franjas de interferencia correspondiente a la geometría anterior (interferencia producida sobre una pantalla por un par de rendijas iluminadas por una fuente puntual de luz monocromática). Es observable claramente un desvanecimiento de las franjas cerca de los bordes de la pantalla debido a la pérdida de coherencia de la luz

Tal como se muestra en la Figura 9 (a), si la separación a de las fuentes S_1 y S_2 es pequeña comparada con la distancia D a la pantalla de proyección, se puede despreciar la influencia de la pequeña diferencia entre r_1 y r_2 y suponer que las amplitudes ξ_{01} y ξ_{02} son prácticamente iguales. Entonces la ecuación (1.9) se puede escribir como

$$\xi_0 = \xi_{01} \sqrt{2(1 + \cos \delta)} = 2 \xi_{01} \cos \frac{1}{2} \delta \quad (1.14)$$

Teniendo en cuenta la geometría de la figura y considerando que el ángulo θ es pequeño, cumpliéndose la igualdad aproximada $\theta \approx \sin \theta \approx \tan \theta = x/D$, se obtiene $r_1 - r_2 \approx a(x/D)$. Por tanto, el desfase entre las dos ondas en el punto P se puede calcular como

$$\delta = \frac{2\pi}{\lambda}(r_1 - r_2) = \frac{2\pi a x}{\lambda D} \quad (1.15)$$

La intensidad de la onda resultante en los puntos de la pantalla es proporcional a ξ_0^2 . Por consiguiente, se tiene:

$$I = I_0 \cos^2\left(\frac{\pi a x}{\lambda D}\right) \quad (1.16)$$

donde I_0 es la intensidad para $x = 0$. En la Figura 10 se representa la ley \cos^2 para la distribución de la intensidad luminosa. Los *puntos de intensidad máxima* corresponden a la condición

$$\frac{\pi a \sin \theta}{\lambda} = m \pi \Rightarrow a \sin \theta = m \lambda \text{ ó, alternativamente:}$$

$$\frac{\pi a x}{\lambda D} = m \pi \Rightarrow x = \frac{m D}{a} \lambda \text{ (} m \text{ entero positivo o negativo)} \quad (1.17)$$

La separación entre dos franjas brillantes consecutivas es $(D/a)\lambda$. Por tanto, midiendo Δx , D y a puede obtenerse la longitud de onda λ de la luz utilizada. De hecho esto constituye uno de los métodos usuales de medir interferométricamente longitudes de onda.

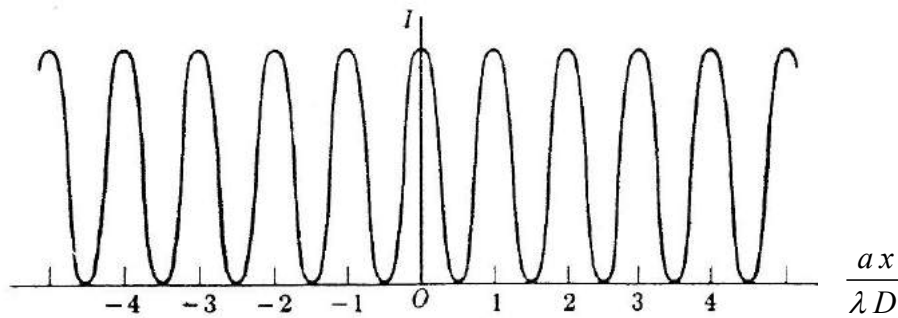


Figura 10
Distribución de la intensidad luminosa en un diagrama de interferencia producida por dos fuentes puntuales coherentes S_1 y S_2 . Se observa la variación de la intensidad en $\cos^2\left(\frac{\delta}{2}\right)$

El orden de interferencia se define como $N = \Delta p / \lambda$. Entonces la diferencia de caminos ópticos de las dos ondas en el punto P de máxima intensidad de luz es

$$\Delta p = (r_1 - r_2) \approx a \sin \theta = m \lambda \quad (1.18)$$

De acuerdo con la ecuación anterior el orden de interferencia para máximos de intensidad valdrá $N = m$ y el desfase asociado de las dos ondas en dichos puntos será $\delta = 2 m \pi$.

Los *puntos de intensidad mínima* corresponden a la condición

$$\frac{\pi a \sin \theta}{\lambda} = \frac{2 m + 1}{2} \pi \Rightarrow a \sin \theta = \frac{2 m + 1}{2} \lambda \text{ ó, alternativamente:}$$

$$\frac{\pi a x}{\lambda D} = \frac{2m+1}{2} \pi \Rightarrow x = \frac{2m+1}{2} \frac{D}{a} \lambda \quad (m \text{ entero positivo o negativo}) \quad (1.19)$$

La diferencia de caminos ópticos de las dos ondas en los puntos de interferencia destructiva será

$$\Delta p = (r_1 - r_2) \approx a \sin \theta = \frac{2m+1}{2} \lambda \quad (1.20)$$

El desfase asociado de las dos ondas en los puntos de intensidad mínima será: $\delta = (2m+1)\pi$.

Una medida conveniente del *contraste de franjas brillantes y oscuras* es el parámetro denominado *visibilidad de las franjas de interferencia* [10], que es definido mediante la relación

$$v = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} \quad (1.21)$$

Según la discusión anterior, los valores de las intensidades máxima y mínima para este caso serán $I_{\max} = I_0$ e $I_{\min} = 0$, con lo cual se tendrá para la visibilidad el valor $v = 1$. En el caso más general, se tendrá la siguiente expresión válida para el cálculo de la visibilidad de las franjas

$$v = \frac{2\sqrt{I_1 I_2}}{I_1 + I_2} \quad (1.22)$$

La Figura 11 constituye otra representación en detalle del *interferómetro Young*, destacando la geometría que es necesario tener en cuenta para la determinación del diagrama de interferencia.

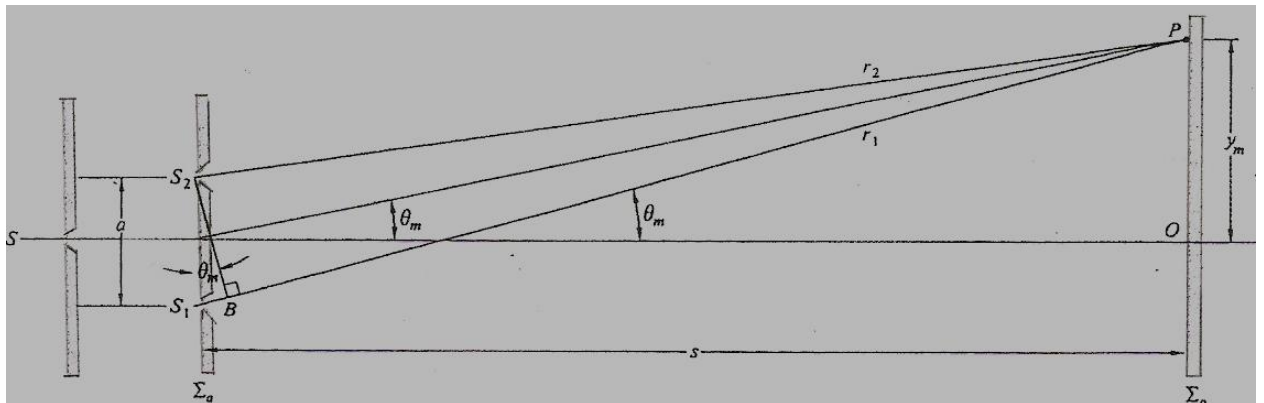


Figura 11
 Interferómetro de doble rendija de Young. (Geometría para la determinación del diagrama de interferencia)

Interferencia de ondas producidas por N fuentes puntuales sincrónicas

El caso de N fuentes sincrónicas idénticas distribuidas uniformemente sobre una línea recta se representa en la Figura 12. Para simplificar el cálculo, se puede considerar la discusión de este caso, suponiendo que se observa el movimiento ondulatorio resultante de las N fuentes, a una distancia muy grande comparada con la separación entre dos fuentes adyacentes. La separación entre dos fuentes contiguas es a . La dirección de observación del punto lejano subtende un ángulo θ con respecto a la normal de la línea recta que forma la alineación de fuentes, según se puede apreciar en la figura. De este modo, se puede suponer sin error, que los rayos que interfieren en el punto lejano son paralelos. Entre los rayos procedentes de fuentes adyacentes hay un desfase constante dado por $\delta = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) a \sin \theta$. Para obtener la amplitud de la onda resultante en la dirección de observación dada por el ángulo θ se debe evaluar la suma vectorial de N fasores (vectores rotantes), correspondiendo cada uno de ellos a cada una de las fuentes emisoras. Como las fuentes son todas de igual amplitud, sus fasores representativos tienen la misma longitud ξ_{01} y dos fasores consecutivos estarán declinados en el mismo ángulo δ . La Figura 13 representa la suma vectorial de los N fasores correspondientes a las N fuentes emisoras. Se observa que se forma una figura que corresponde a una parte de un polígono regular centrado en el punto C y de radio ρ . Esta parte del polígono contiene N lados y está comprendida por el ángulo central \widehat{OCP} que vale $N\delta$. Teniendo en cuenta la geometría, se puede calcular la amplitud resultante ξ_0 de la suma vectorial de las N ondas en función de la amplitud de una de ellas y del desfase δ entre dos fuentes sucesivas. El resultado es

$$\xi_0 = \xi_{01} \frac{\sin\left(\frac{1}{2}N\delta\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\delta\right)} \quad (1.23)$$

Por lo tanto, la intensidad de la ondas resultante, siendo proporcional a ξ_0^2 es, por lo tanto

$$I = I_0 \left(\frac{\sin \frac{1}{2} N \delta}{\sin \frac{1}{2} \delta} \right)^2 = I_0 \left(\frac{\sin\left(\frac{N\pi a \sin \theta}{\lambda}\right)}{\sin\left(\frac{\pi a \sin \theta}{\lambda}\right)} \right)^2 \quad (1.24)$$

donde I_0 es la intensidad de cada fuente. La expresión anterior da un máximo muy pronunciado, igual a $N^2 I_0$ para $\delta = 2n\pi$. Este resultado es comprensible, si se observa la Figura 13 (a), puesto que cuando $\delta = 2n\pi$, todos los vectores son paralelos y la amplitud resultante es $\xi_0 = N \xi_{01}$. La expresión $a \sin \theta = n\lambda$ concuerda con la ecuación deducida para el caso de interferencia de dos fuentes bajo hipótesis similares.

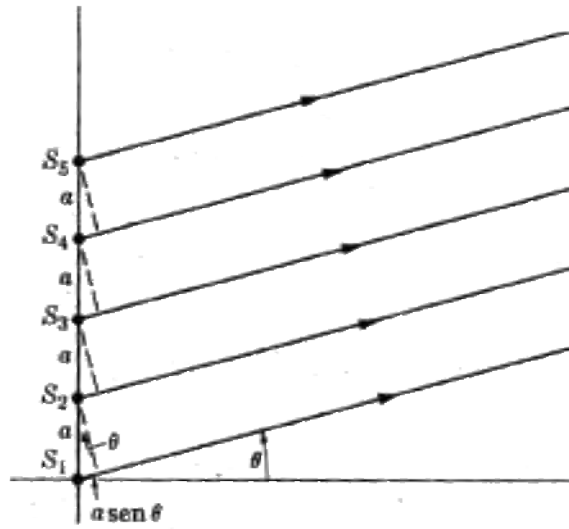


Figura 12

Disposición lineal de $N = 5$ fuentes coherentes de onda equidistantes, separación entre fuentes = a

Según la ecuación (1.24), la intensidad es nula para $(\frac{1}{2})N\delta = n'\pi$ (n' entero) tomando n' las series de valores $1, 2, \dots, (N-1)$, o bien, $(N+1), (N+2), \dots, (2N-1)$, pero excluyendo los valores $n' = 0, N, 2N, \dots$, ya que, de lo contrario, la última ecuación que corresponde a la condición de los mínimos de interferencia se transformaría en la ecuación $a \sin \theta = n\lambda$ que corresponde a la condición de los máximos de interferencia. Además, podemos destacar también que entre dos mínimos consecutivos debe haber siempre un máximo. Por consiguiente, se concluye que también hay $(N-2)$ máximos adicionales secundarios entre los máximos principales dados por la ecuación $a \sin \theta = n\lambda$. Sus amplitudes son relativamente pequeñas, especialmente si N es grande. El máximo principal corresponde a la dirección según la cual las ondas emitidas por fuentes adyacentes están en fase. Esto está representado en la Figura 13 (b).

La gráfica de (I / I_0) en función de δ se muestra en la Figura 14 para $N = 2, 4, 8$ y muy grande. Vemos que cuando N aumenta, el sistema se hace altamente direccional, porque el movimiento ondulatorio resultante es importante sólo para bandas estrechas de valores de δ , o lo que es equivalente, para bandas estrechas de valores del ángulo θ .

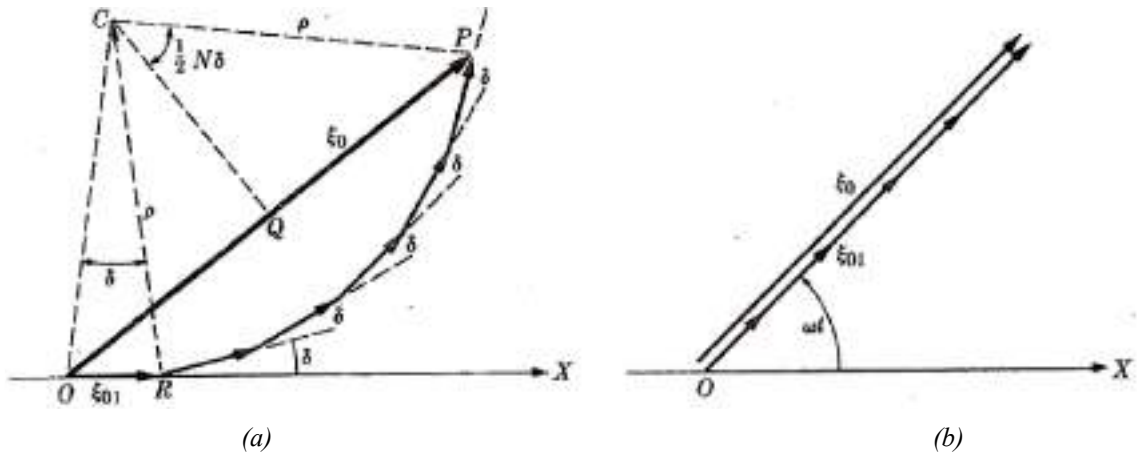


Figura 13

(a) Amplitud resultante en un punto arbitrario debida a la interferencia de ondas generadas por N fuentes coherentes equidistantes dispuestas linealmente. (b) Amplitud resultante en un punto en el que las fuentes presentan desfase nulo $\delta = 0$ en la interferencia producida por N fuentes coherentes equidistantes dispuestas linealmente

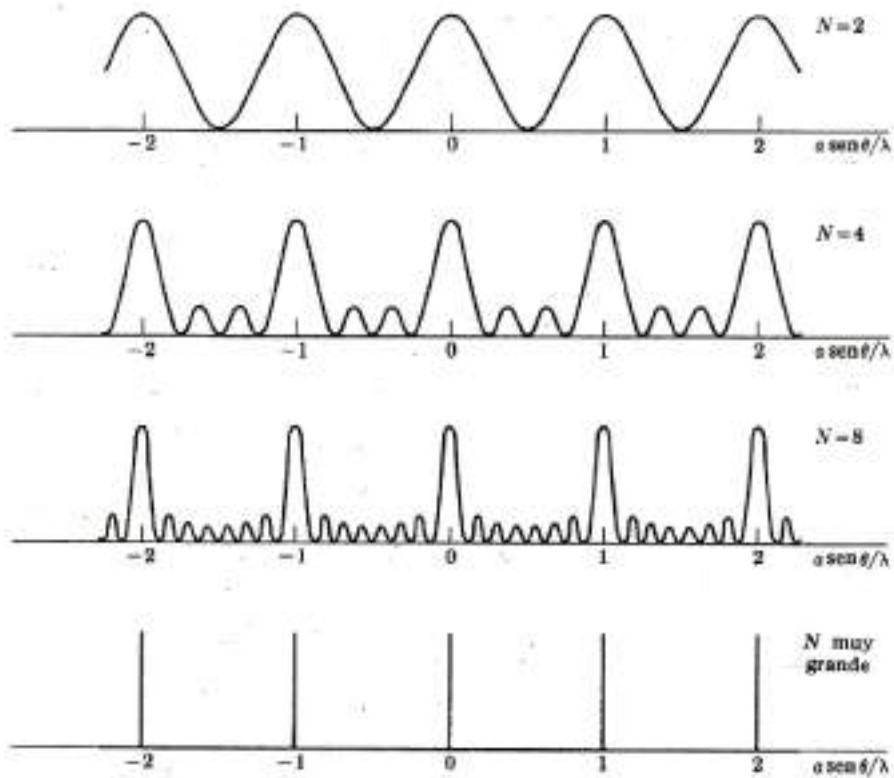


Figura 14

Intensidades normalizadas (I/I_0) del diagrama de interferencia para $N=2, 4$ y 8 y valor muy grande de fuentes emisoras dispuestas en alineación recta. (La separación a entre las fuentes se mantiene constante)

1.2.2 Interferómetro de biprisma de Fresnel

En un *interferómetro por división de frente de onda*, la división del frente de onda original da como resultado *dos frentes de onda secundarios*, los cuales se hacen interferir convenientemente en un punto posterior. El que todos los rayos de luz procedan de una única fuente asegura la *coherencia temporal* de las ondas asociadas. En este caso, la interferencia se produce por la superposición de los rayos correspondientes a cada frente de onda. El principio físico y el análisis matemático del *interferómetro de doble rendija de Young* se aplica a otros diseños más avanzados entre los que están *el biprisma de Fresnel*, *el espejo doble de Fresnel*, *el espejo de Lloyd* y *el interferómetro Rayleigh*.

El *prisma doble de Fresnel* o *biprisma de Fresnel* consiste en dos prismas unidos por las bases como se muestra en la Figura 15. Un frente de onda cilíndrico simple llega a ambos prismas. La parte superior del frente de onda se refracta hacia abajo, mientras que la parte inferior de dicho frente se refracta hacia arriba. La interferencia tiene lugar en la región de superposición de ambos frentes, a la derecha del biprisma, donde una pantalla puede recoger el patrón de franjas que se forma. De nuevo, encontramos que en esta región el sistema de frentes de onda es equivalente al producido por dos fuentes virtuales S_1 y S_2 , separadas por una distancia a la cual puede ser expresada por $a = 2d(n-1)\alpha$, siendo α el ángulo del biprisma ($s \gg a$). La separación entre franjas de interferencia está dada por $\Delta x = \left(\frac{s}{a}\right)\lambda$, donde s es la distancia entre el plano que contiene las dos fuentes virtuales (S_1 y S_2) y el plano de la pantalla de observación.

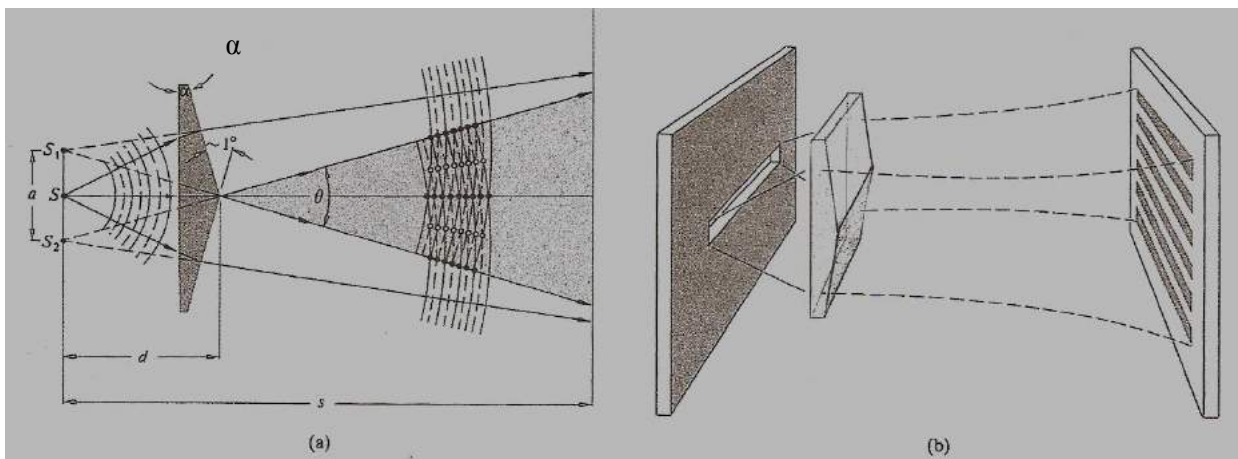


Figura 15

(a) *Interferómetro de biprisma de Fresnel* (S_1 y S_2 , fuentes virtuales separadas una distancia a).

(b) Representación de los frentes de onda de la rendija fuente y de los resultantes de la refracción en ambos prismas

1.2.3 Interferómetro de espejo doble de Fresnel. Interferómetro de espejo de Lloyd

El *espejo doble de Fresnel* consiste en dos espejos planos metalizados en primera superficie e inclinados uno respecto a otro con un ángulo θ muy pequeño, tal como se muestra en la Figura 16. Una parte del frente de onda cilíndrico procedente de la rendija S se refleja en el primer espejo, mientras que otra parte del frente de onda se refleja en el segundo espejo. Entonces se produce un patrón de interferencia en la región donde se encuentran los dos frentes de onda reflejados. Las imágenes S_1 y S_2 de la rendija S en los dos espejos se pueden considerar como *fuentes coherentes separadas*, colocadas a una separación a . De la ley de la reflexión se deduce, (como se muestra en la Figura 16a), que $\overline{SA} = \overline{S_1A}$ y también, $\overline{SB} = \overline{S_2B}$, de tal forma que $\overline{SA} + \overline{AP} = r_1$ y $\overline{SB} + \overline{BP} = r_2$. La *diferencia de camino óptico entre los dos rayos* es simplemente $(r_1 - r_2)$. Los máximos de interferencia ocurren en $(r_1 - r_2) = n \lambda$. La separación entre franjas de interferencia está dada por $\Delta x = \left(\frac{D}{a}\right)\lambda$ siendo D la distancia entre el plano que contiene las dos fuentes virtuales (S_1 y S_2) y el plano de la pantalla de observación y a la separación entre las mismas.

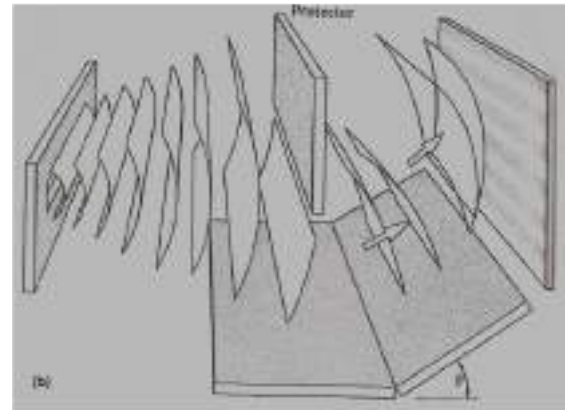
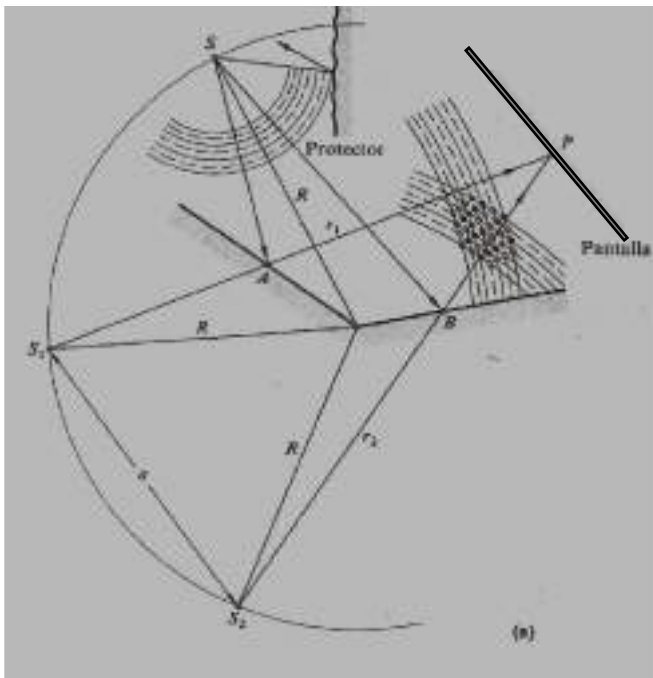


Figura 16

a) Interferómetro de espejo doble de Fresnel. (S_1 y S_2 , fuentes virtuales separadas una distancia a).

b) Representación de los frentes de onda de la rendija fuente y de los resultantes de la reflexión en ambos espejos

El *espejo de Lloyd* consiste en una *pieza plana de dieléctrico recubierto de metal (espejo)* en el cual se refleja una parte del frente de onda cilíndrico procedente de la rendija S . Otra parte del frente de onda sale directamente de la rendija y se dirige a un punto de la pantalla donde interfiere con el anterior. La Figura 17 representa la configuración de este interferómetro. La separación a entre las dos ondas coherentes es la distancia entre la *rendija real* S y su *imagen* S_1 en el espejo. El espaciado entre las franjas de interferencia está dado de nuevo por la cantidad $\Delta y = \left(\frac{s}{a}\right)\lambda$. La característica que distingue este dispositivo es que a incidencia rasante, es

decir, cuando se cumple $\theta_i \approx \pi/2$, el haz reflejado sufre un cambio de fase de π radianes (el coeficiente de reflexión para amplitudes es igual a -1). Entonces, con un cambio de fase adicional de π radianes debido a la reflexión, el cambio de fase total entre ambos frentes de onda será: $\delta = k(r_1 - r_2) \pm \pi$ y la irradiancia total de la onda resultante queda

$$I = 4I_0 \sin^2\left(\frac{\pi a y}{s \lambda}\right) \quad (1.25)$$

El patrón de franjas de interferencia que se obtiene para el espejo de Lloyd es el complementario del que se obtiene para la doble rendija de Young: la posición y del máximo de un patrón coincide con la de un mínimo del otro patrón. El borde superior del espejo es equivalente al valor $y = 0$ y será el centro de una franja oscura, en lugar del correspondiente a una franja brillante como ocurriría en el patrón de la doble rendija. Si una hoja delgada de material transparente se colocara en la trayectoria de los rayos directos que viajan directamente desde la fuente S hacia la pantalla, esta hoja tendría el efecto de producir el aumento del número de longitudes de onda necesarias para que un rayo directo alcanzara el punto de la pantalla. Entonces toda la distribución del patrón de interferencia se movería hacia arriba, justamente hasta donde el rayo procedente de la reflexión viajaría una distancia adicional antes de interferir con el rayo directo. Debido a la simplicidad inherente a este diseño, se ha utilizado prácticamente en todo el espectro electromagnético para producir interferencia. Como superficies reflectoras se han utilizado materiales tan variados como *crystal* para rayos X , *vidrio* para luz, *pantallas de alambre metálico conductor* para microondas, un *lago de agua* para láser o, incluso, *la ionosfera terrestre* para ondas de radio.

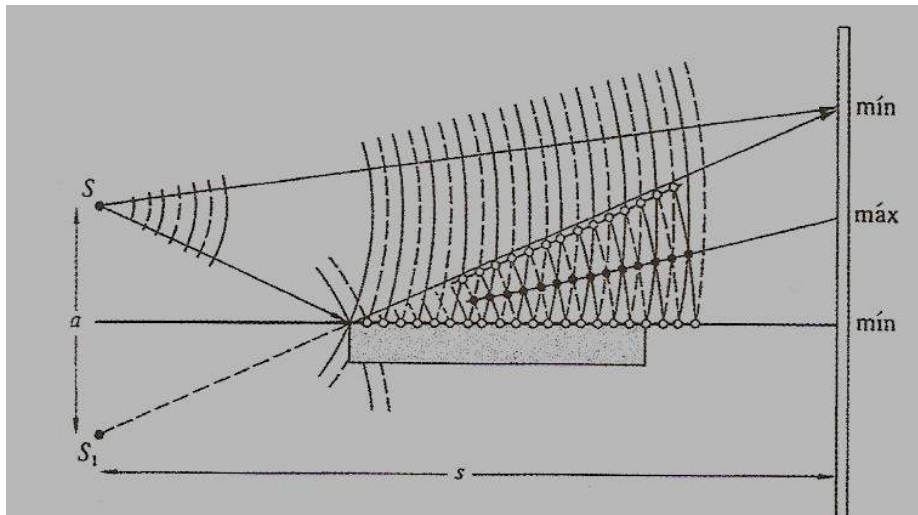


Figura 17

Interferómetro de espejo de Lloyd. S es una fuente real, S_1 es una fuente virtual, ambas separadas una distancia a . Se muestra la posición de las franjas de interferencia oscuras (mínimos, *mín*) y brillantes (máximos, *máx*)

1.2.4 Interferómetro de Rayleigh

El *interferómetro de Rayleigh* produce dos haces de rayos a partir de *una fuente única puntual o lineal*. Tal como se puede observar en la Figura 18, dos secciones de un haz luminoso colimado por la primera lente son separadas por un par de aperturas [9] [10]. Los dos rayos pasan a través de *dos células de la misma longitud* conteniendo los gases cuyos *índices de refracción* son objeto de comparación. Finalmente los dos rayos vuelven a juntarse en el *plano focal objeto de la segunda lente* produciendo un *patrón de interferencia* en dicho plano. *Dos placas de vidrio idénticas (compensadores)* se colocan verticalmente detrás de las células de gas en el camino de los rayos, de manera que los dos caminos ópticos pueden hacerse exactamente iguales inclinando una de ellas.

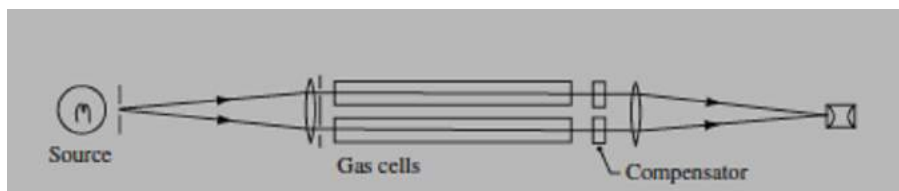


Figura 18
Interferómetro de Rayleigh mostrando sus partes constituyentes

Como los caminos ópticos de los dos rayos son iguales en el centro del campo de visión, es posible utilizar *una fuente de luz blanca*. Este interferómetro tiene el inconveniente de que las franjas de interferencia aparecen con un espaciamiento muy pequeño. Por lo tanto, deben ser visualizadas aplicando aumento. Por otro lado, para obtener franjas con buena visibilidad debe utilizarse una fuente de luz puntual o lineal. La aplicación más frecuente de este interferómetro es *la determinación del índice de refracción de un gas*. Cuando se introduce gas en una de las dos células inicialmente evacuadas, el número de franjas de interferencia que cruza un punto determinado del campo de visión estará dado por la relación

$$N = (n - 1) \frac{d}{\lambda} \quad (1.26)$$

donde n es el índice de refracción del gas y d la longitud de los tubos que forman las células de gas. Si el gas introducido en la célula consiste en una mezcla de dos gases elementales, la medida del índice de refracción de la mezcla puede ser usada para determinar su composición porcentual.

1.2.5 Interferómetro estelar de Michelson

El *interferómetro estelar de Michelson* presenta dos posibles diseños [8]. El primero de ellos fue asociado a los dos sucesivos telescopios de refracción de objetivos de 20" y 50", respectivamente, que se montaron en el observatorio astronómico de Mount Wilson. La Figura 19 representa este primer diseño, el cual consiste en cuatro espejos M_1 , M_2 , M_3 y M_4 colocados delante de la lente objetivo del telescopio. Dos haces diferenciados de luz coherente, procedentes de la estrella lejana, son recibidos respectivamente por los espejos M_1 y M_4 , de manera que son reflejados hacia los espejos M_2 y M_3 . Una nueva reflexión de los haces en estos espejos los conduce hacia la

lente objetivo del telescopio, la cual los focaliza en su plano focal F. De manera que como por construcción existe plena simetría geométrica del sistema con respecto al eje de la lente, ambos rayos interfieren constructivamente en el punto focal de la lente. En otros puntos del plano focal se obtendrá *interferencia aditiva o substractiva*, dependiendo de *la diferencia de caminos ópticos de los dos rayos*.

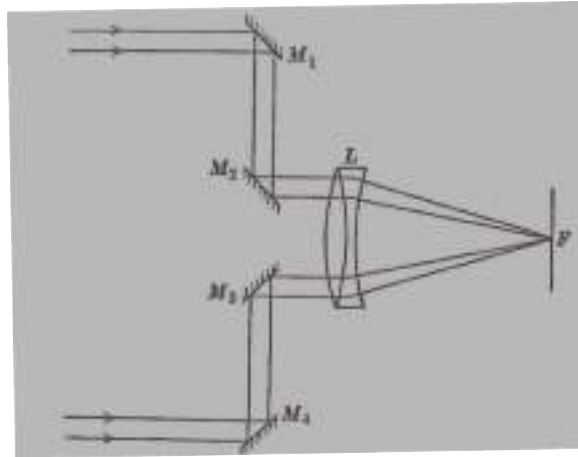


Figura 19
Interferómetro estelar de Michelson (1^{er} diseño). Dos haces de rayos en fase, procedentes de la estrella lejana son recibidos y reflejados por los espejos M_1 y M_4 hacia los espejos M_2 y M_3 , respectivamente. Después son nuevamente reflejados, incidiendo casi paralelos al eje de la lente objetivo. Esta lente los conduce al plano focal imagen donde interfieren, generando un *patrón de franjas de interferencia* en dicho plano

El fundamento de este interferómetro de división de frente de onda es el patrón de interferencia producido en una *doble rendija de Young* que se reproduce nuevamente en la Figura 20. Los círculos a línea continua y a línea de trazos representan los frentes de onda de la fuente primaria S_1 y secundarias (S_2 y S_3).

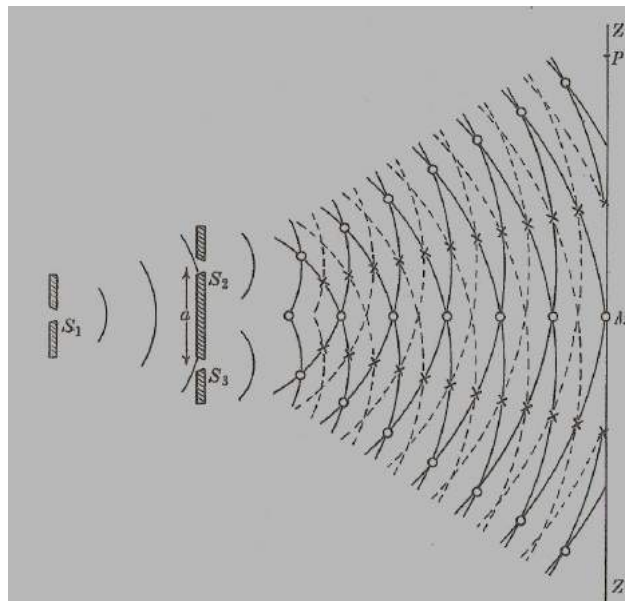


Figura 20
Doble rendija de Young. En los puntos definidos por los círculos pequeños se produce *interferencia constructiva* y en los definidos por cruces pequeñas, *interferencia destructiva*. En un plano tal como el ZZ' se obtiene un patrón de franjas de interferencia, alternativamente brillantes y oscuras

El segundo diseño de interferómetro estelar de Michelson se realizó para que pudiese ser fijado sobre el telescopio de reflexión de 100" que se construyó posteriormente en el mismo observatorio astronómico de Mount Wilson. En la Figura 21 se representa este diseño.

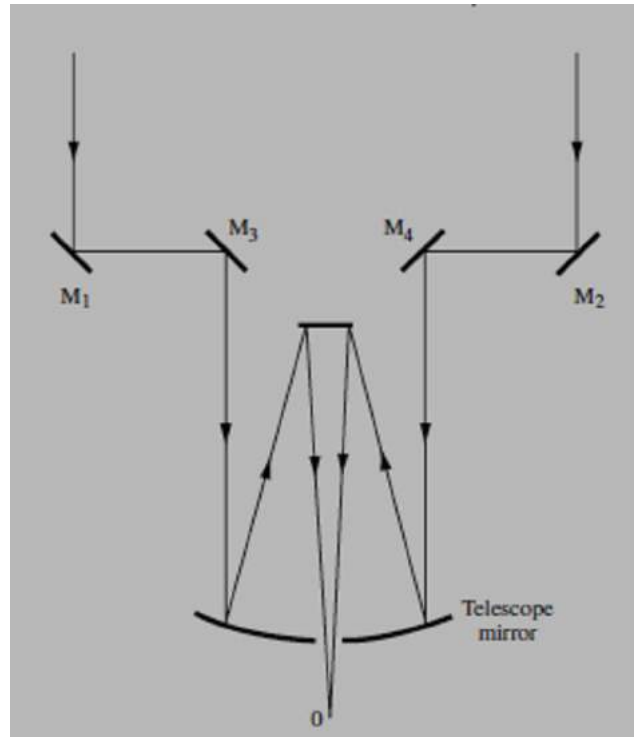


Figura 21

Interferómetro estelar de Michelson. Fue construido y montado por Michelson y Pease en 1921 sobre el telescopio de reflexión de 100" (2,5 m) en el observatorio astronómico de Mt. Wilson

Los cuatro espejos fueron montados sobre un gran soporte metálico de 6 m sobre el espejo de 2,5 m del telescopio de reflexión del observatorio astronómico de Mt. Wilson. Dos haces de luz en fase y procedentes de la estrella lejana, eran recibidos y reflejados respectivamente por los dos espejos M_1 , M_2 , cuya separación podía variarse. Estos dos haces eran de nuevo reflejados por los espejos fijos M_3 , M_4 , hacia el espejo principal del telescopio, el cual les obligaba a focalizarse e interferir entre sí en el punto O .

En este dispositivo cuando las dos imágenes de la estrella se superponen y los caminos ópticos de los dos haces se igualan, se obtiene *un patrón de franjas de interferencia rectas y paralelas*. El espaciado entre franjas viene dado por la siguiente expresión

$$\Delta x = \lambda \frac{f}{d} \quad (1.27)$$

donde f es la distancia focal del espejo del telescopio y d es la separación entre los espejos fijos M_3 y M_4 .

1.3 Interferencia de dos haces de luz: división de amplitud de onda

En los *interferómetros por división de amplitud* la luz procedente de una fuente incide sobre un espejo semitransparente que se utiliza como *un divisor de haz*. Este consiste en *un espejo semiplateado*, de manera que *parte de la onda luminosa* procedente de la fuente resulta *reflejada* y otra parte *transmitida*. Como las ondas reflejada y transmitida tienen *amplitudes menores* que la que corresponde a la *onda original*, se puede hablar de *una división de la amplitud de la onda*. Posteriormente estas dos ondas viajan hasta un mismo punto de una pantalla, donde interfieren. Un espejo semiplateado es semitransparente porque el recubrimiento metálico es muy delgado como para hacerse opaco. Puede verse a su través y al mismo tiempo produce reflexión. Una condición para que se produzca la interferencia es que no se pierda la coherencia original entre las dos ondas. Si los caminos ópticos recorridos por los dos rayos, el reflejado y el transmitido, difieren por una distancia mayor que la extensión de un tren de onda (longitud de coherencia), las ondas que interfieren en la pantalla corresponderán a diferentes trenes de onda. Por lo tanto, perderán la coherencia espacial al no existir una correlación de fase única entre ellas, y el resultado será que el patrón de franjas de interferencia se hará inestable hasta tal punto que prácticamente será inobservable. Los diseños de *interferómetro por división de amplitud de onda* que analizaremos de seguido no tendrán esta limitación (es decir, en éstos se cumplirá que *la diferencia de caminos ópticos* entre los rayos interferentes será *menor que la longitud de coherencia*). Aunque existe una gran cantidad de interferómetros de división de amplitud de onda, en esta sección describiremos los siguientes: el *interferómetro de Michelson*, el *interferómetro Twyman-Green*, el *interferómetro Fizeau*, el *interferómetro Jamin* y el *interferómetro Mach-Zender*. El *interferómetro Sagnac* será objeto de estudio del Capítulo 3 y el *interferómetro Fabry-Pérot* se considerará en la próxima sección.. En todos estos interferómetros se emplean *espejos y divisores de haz*.

1.3.1 Franjas de interferencia producidas por una placa dieléctrica plano-paralela

Un caso de *interferencia* especialmente interesante en aplicaciones ópticas es el que se produce debido a *la reflexión y a la transmisión de rayos luminosos paralelos que inciden sobre una lámina delgada transparente* cuyas *caras*, a su vez, también *son paralelas* [10]. La geometría de este caso está representada en la Figura 22.

Supongamos que la lámina tiene un espesor a y los frentes de onda de luz son ondas planas incidentes sobre ella con un ángulo de incidencia θ_i . Parte de un rayo de luz, tal como el AB, se refleja en la primera superficie según el rayo reflejado BG y otra parte se refracta según el rayo refractado BC. El rayo BC, a su vez, se refleja parcialmente en la segunda superficie de la lámina, dando lugar al rayo CD y se refracta parcialmente según el rayo CH. El rayo reflejado CD de nuevo se refleja parcialmente en D, según el rayo DK, superponiéndose con el rayo refractado en D procedente del rayo incidente FD. El rayo CD también se refracta en D, produciendo el rayo DE que se superpone con el rayo reflejado del rayo FD en la primera superficie. Análogamente, el rayo total BG también contiene contribuciones por reflexión y por refracción de rayos procedentes de arriba y de su izquierda, respectivamente. Por lo tanto ocurrirán fenómenos de interferencia a lo largo de los rayos reflejados y refractados paralelos procedentes de la reflexión y de la refracción, respectivamente. La situación es, por tanto, equivalente a la considerada en el caso de N fuentes sincrónicas alineadas, considerando N muy grande. Sin embargo existe una

diferencia respecto del caso de las N fuentes y es que los rayos que interfieren no tienen todos la misma intensidad porque en cada reflexión o refracción sucesiva la intensidad disminuye. Si no se tiene en cuenta el cambio de intensidad de los rayos interferentes, los máximos debidos a la interferencia por reflexión o por refracción ocurren cuando el desfase δ entre rayos sucesivos satisface la ecuación $\delta = 2n\pi$. Para la interferencia por reflexión, podemos calcular δ considerando los rayos AB y FD. Trazando el frente de onda BB', el desfase según DE se debe a que los caminos ópticos B'D y BCD seguidos por los rayos son diferentes y, por tanto, necesitan diferentes tiempos para ser recorridos.

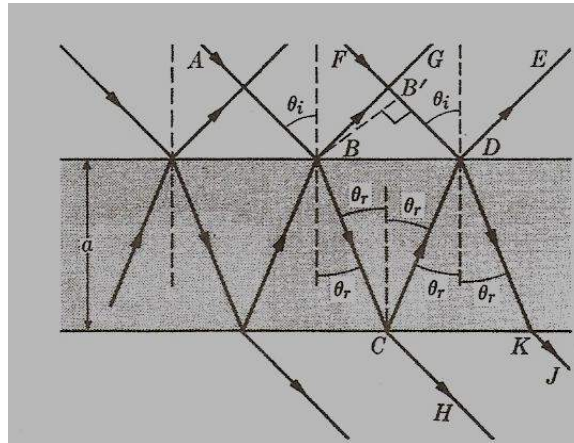


Figura 22 Interferencia de ondas planas de luz por reflexión y por transmisión en una capa delgada de material dieléctrico (franjas de interferencia producidas por una placa plano-paralela de material dieléctrico transparente)

El análisis de propagación de rayos reflejados y refractados sucesivamente en las dos caras del dieléctrico (referencia [5], pp. 313-318) conduce al siguiente resultado

$$2an \cdot \cos \theta_r = \frac{1}{2}(2N - 1)\lambda \Rightarrow \text{reflexión máxima, transmisión mínima} \quad (1.28)$$

$$2an \cdot \cos \theta_r = N\lambda \Rightarrow \text{transmisión máxima, reflexión mínima} \quad (1.29)$$

1.3.2 Interferómetro de Michelson

La configuración de un *interferómetro de Michelson* está representada en la Figura 23. Una fuente extensa (placa difusora de vidrio esmerilado iluminada por una lámpara de descarga) emite una onda, parte de la cual viaja hacia la derecha después de atravesar el divisor de haz ([10], pp 24-26). El divisor de haz en O divide la onda en dos, una parte que se transmite viajando hacia la derecha y otra hacia arriba al fondo. Las dos ondas se reflejarán en los espejos M_1 y M_2 y regresarán al divisor de haz. Parte de la onda procedente del espejo M_2 pasará nuevamente a través del divisor de haz hacia abajo y parte de la onda proveniente del espejo M_1 es desviada por el divisor de haz hacia el detector. Por tanto, las dos ondas se unen en el detector y debería producirse una interferencia.

Obsérvese que un haz pasa a través del divisor O tres veces, mientras que el otro pasa una vez únicamente. Para compensar esta diferencia de caminos en el vidrio, se introduce una placa compensadora C en el brazo OM_1 . El compensador es un duplicado exacto del divisor de haz, con excepción del plateado o película delgada sobre el divisor de haz. Este último es colocado a un ángulo de 45° de tal forma que O y C sean paralelos uno respecto de otro. Colocado el compensador en su lugar, cualquier diferencia de camino óptico se debe a la diferencia de camino real entre los dos brazos del interferómetro. El divisor de haz causa dispersión de la luz, por lo cual el camino óptico es función de λ . Por tanto, si no se incorpora el compensador, la fuente de luz debe ser cuasimonocromática. La inclusión del compensador anula el efecto de la dispersión causado por el divisor de haz, de manera que, incluso una fuente de luz con ancho de banda muy grande generará franjas de interferencia observables.

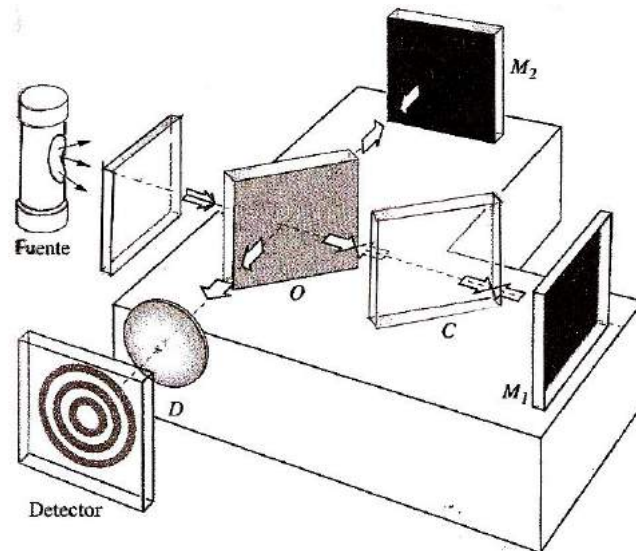


Figura 23

Interferómetro de Michelson. O es un divisor de haz, M_1 y M_2 son espejos de primera superficie, C es un compensador, D es una lente de enfoque. La fuente de luz es una lámpara de descarga

En la Figura 24 se muestra una vista superior del interferómetro, donde se puede apreciar el camino de dos rayos de luz. En la Figura 25 se representa una modificación del diseño original, en donde el espejo plano M_2 es sustituido por un espejo parabólico (su superficie es un *paraboloide de revolución* de eje E_2C). El foco de este espejo se localiza en el centro del divisor de haz (punto C). En un experimento típico, se hace incidir un haz láser de He-Ne sobre la lámina separadora S en el punto central C (onda plana monocromática de longitud de onda $\lambda = 632,8$ nm). La lámina separadora S divide en dos ondas iguales el haz, una avanzando en la dirección del espejo E_1 y la otra en la dirección del espejo E_2 . Tras reflejarse en los espejos, las ondas vuelven hacia la lámina separadora, la atraviesan y llegan a la pantalla de observación en el punto P , produciendo *interferencia*. Para entender cómo se forman en la pantalla *anillos concéntricos de interferencia brillantes y oscuros*, se hace referencia a la Figura 26.

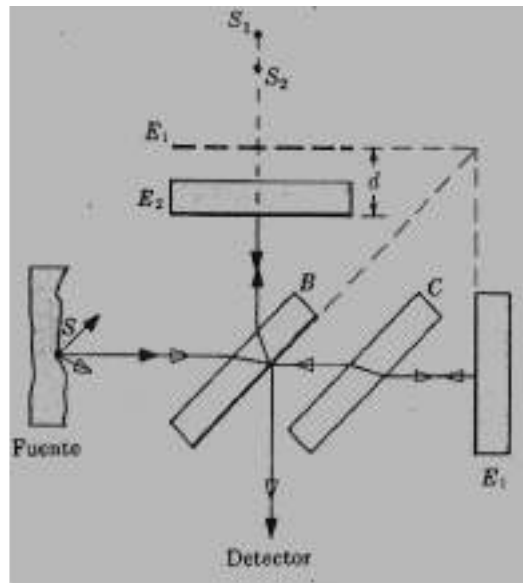


Figura 24

Vista superior del *interferómetro de espejo de Michelson*. Se puede apreciar la trayectoria de los dos rayos de luz antes de interferir en el detector. B es el divisor de haz, E₁ y E₂ espejos planos de primera superficie y C una lámina compensadora. El espejo E₁ es fijo y el E₂ se puede desplazar una distancia *d* en la dirección vertical

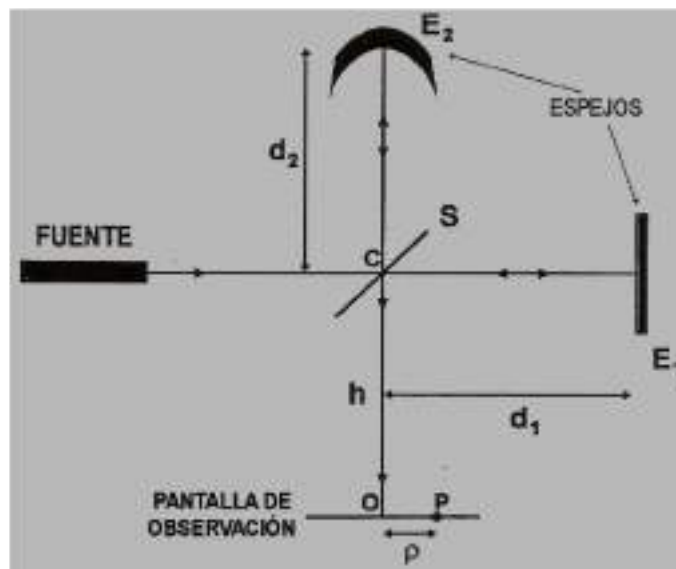


Figura 25

Interferómetro de espejo de Michelson modificado. El espejo E₂ es parabólico en lugar de plano

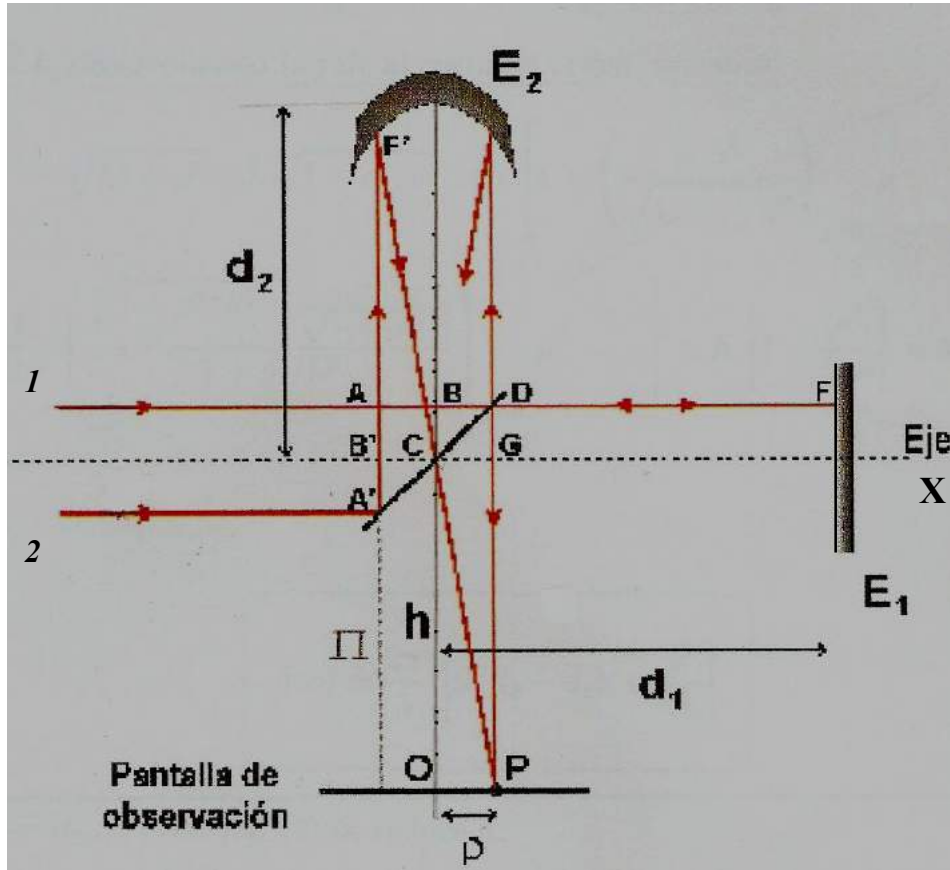


Figura 26
 Interferómetro de espejo de Michelson modificado. Diagrama relativo a cálculos de la interferencia en el punto P

La onda que llega a la pantalla proveniente del espejo E_1 es plana y paralela a la misma. Por tanto, cualquiera que sea el instante t , la fase de dicha onda en todo punto P de la pantalla será la misma. Por el contrario, la onda que llega procedente de E_2 es una onda que diverge desde el punto C , foco del paraboloide, y que tiene al eje de éste como eje de simetría de revolución. Por consiguiente, en cualquier instante t , la fase de esta onda será la misma en todos los puntos que se encuentren a la misma distancia ρ del centro O de la pantalla. Pero esta onda, al no ser plana y al ser la pantalla perpendicular a su eje de revolución, la fase de la misma cambiará con ρ . En definitiva, el desfase δ entre las dos ondas en el punto P será función de la distancia ρ . De esta manera, todos los puntos de la pantalla que se encuentren a la misma distancia ρ de O , tendrán el mismo desfase. Por tanto, se tendrán anillos de interferencia brillantes y oscuros concéntricos con O .

La determinación del desfase δ de la onda resultante de la interferencia como función de ρ en un punto genérico de la pantalla (siendo $\rho = \text{distancia } \overline{OP}$), requiere establecer en los cálculos la cantidad ρ/h como variable, y establecer una aproximación de segundo orden de la función $\delta = \delta(\rho)$, para $\rho \ll h$, siendo h la distancia entre el punto O de la pantalla y el centro C de la lámina separadora. Entonces, según se puede ver en la figura 23, los rayos que interfieren en el punto P de la pantalla son los señalados como 1 y 2. El rayo 1 se refleja

en el espejo E_1 y el rayo 2 se refleja en el espejo E_2 . En el plano Π estos dos rayos tienen la misma fase. Los caminos totales recorridos por los rayos 1 y 2 desde este plano hasta el punto P de interferencia son, respectivamente

$$\text{Rayo 1: } \overline{AB} + \overline{BD} + 2\overline{DF} + \overline{DG} + \overline{GP}$$

$$\text{Rayo 2: } \overline{A'B'} + \overline{B'F'} + \overline{F'C} + \overline{CP}$$

Además vemos que se cumple $\overline{BD} + 2\overline{DF} + \overline{DG} = 2d_1$ y $\overline{GP} = h$. Por lo tanto, el camino total del rayo 1 es $\overline{AB} + 2d_1 + h$. Por otro lado se cumple: $\overline{B'F'} + \overline{F'C} = 2d_2$ (en virtud de la propiedad de reflexión en la superficie del paraboloide de revolución: *los rayos paralelos al eje procedentes de un plano perpendicular al mismo, se reflejan en su superficie y por simetría recorren la misma distancia para alcanzar el foco*). Por otra parte, $\overline{CP} = \sqrt{h^2 + \rho^2}$. Por tanto, el camino total recorrido por el rayo 2 es $\overline{A'B'} + 2d_2 + \sqrt{h^2 + \rho^2}$.

Entonces, después de realizar cálculo, la diferencia de caminos ópticos Δ entre ambos rayos se obtiene

$$\Delta(\rho) = 2(d_2 - d_1) + \sqrt{h^2 + \rho^2} - h \quad (1.30)$$

El desfase $\delta = \delta(\rho)$, será, en definitiva

$$\delta = \delta(\rho) = \frac{2\pi}{\lambda} \left[2(d_2 - d_1) + \sqrt{h^2 + \rho^2} - h \right] \quad (1.31)$$

Como $\rho \ll h$, desarrollando la raíz con infinitésimos de segundo orden, tenemos

$$\sqrt{h^2 + \rho^2} \approx h + \frac{\rho^2}{2h} \quad (1.32)$$

$$\delta(\rho) = \frac{2\pi}{\lambda} \left[2(d_2 - d_1) + \frac{\rho^2}{2h} \right] \quad (1.33)$$

Por lo tanto, para $d_2 - d_1 = 0$, se tiene

$$\delta = \delta(\rho) = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\rho^2}{2h} \quad (1.34)$$

La intensidad de luz de la onda resultante en el punto P en función de las intensidades I_1 e I_2 de las ondas componentes es: $I = I(\rho) = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \delta$. Con la condición $d_2 - d_1 = 0$, los *máximos de interferencia* tienen lugar para $\cos \delta = +1 \Rightarrow \delta = m \cdot 2\pi$, entonces

$$\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\rho^2}{2h} = m \cdot 2\pi \Rightarrow \rho_{\max} = \sqrt{2m\lambda h} \quad (1.35)$$

Los *mínimos de interferencia* tienen lugar para $\cos\delta = -1 \Rightarrow \delta = (2m+1)\pi = \left(m + \frac{1}{2}\right)2\pi$, entonces

$$\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\rho^2}{2h} = \left(m + \frac{1}{2}\right)2\pi \Rightarrow \rho_{\min} = \sqrt{2\left(m + \frac{1}{2}\right)\lambda h} \quad (1.36)$$

Para $\lambda = 632,8 \text{ nm}$ y $h = 1 \text{ m}$, los anillos brillantes y oscuros aparecen recogidos en la Tabla 1.

TABLA 1. Interferograma Michelson (radios de los anillos de máximo y de mínimo)

m	$\rho_{\max} (\text{mm})$	$\rho_{\min} (\text{mm})$
0	0,0000	0,7955
1	1,1250	1,3778
2	1,5910	1,7788
3	1,9485	2,1045

1.3.3 Interferómetro Twyman-Green

El *interferómetro Twyman-Green* es esencialmente un *interferómetro de Michelson modificado* para utilizar *luz colimada* procedente de *una fuente puntual* ([8] pp.135-147). Se obtiene un *patrón de franjas de igual espesor* en el plano focal objeto de la lente de salida. Las dos configuraciones posibles dependen de si lo que quiere comprobar es la geometría de *un prisma* o la de *una lente*. Ambas están representadas respectivamente en la Figura 27. En este interferómetro los caminos ópticos de los dos rayos pueden hacerse casi iguales, de manera que se obtienen franjas de visibilidad buena incluso con luz de *longitud de coherencia limitada*. Mediante configuraciones muy similares del *interferómetro Fizeau*, que veremos más adelante, pueden igualmente comprobarse geometrías de prismas o lentes, respectivamente.

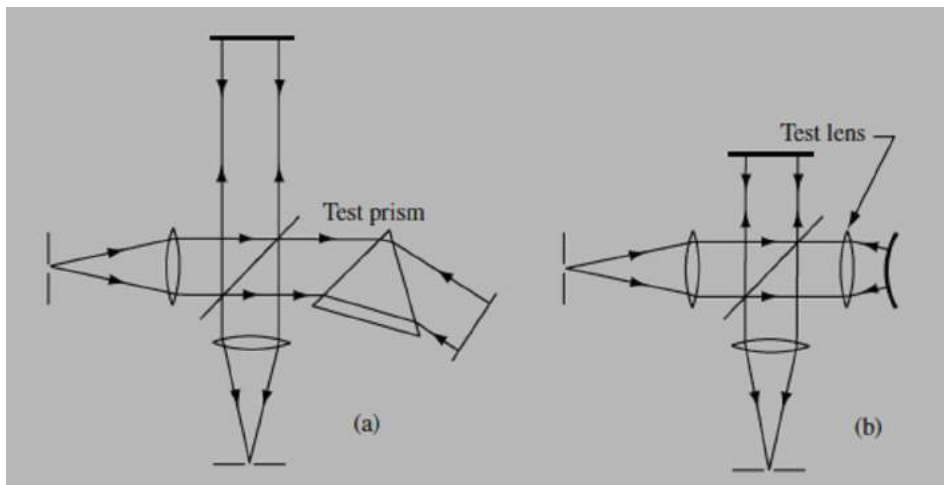


Figura 27

Interferómetro Twyman-Green (a) para comprobar la geometría de *un prisma*, (b) para comprobar la geometría de *una lente*

En la Figura 28 se muestra que este interferómetro utiliza *una fuente puntual*. Los rayos son *colimados* de forma precisa mediante *una lente plano-convexa calibrada* L_1 , colocándose el plano de proyección en el plano focal objeto de la lente de salida L_2 . El interferómetro puede considerarse ajustado cuando la imagen obtenida en el plano focal imagen de la lente coincide con la imagen de la fuente y cuando dos imágenes de la misma coinciden en una sola. El plano H donde está situado *el separador de haz* bisecta el ángulo por los planos de los espejos M_1 y M_2 .

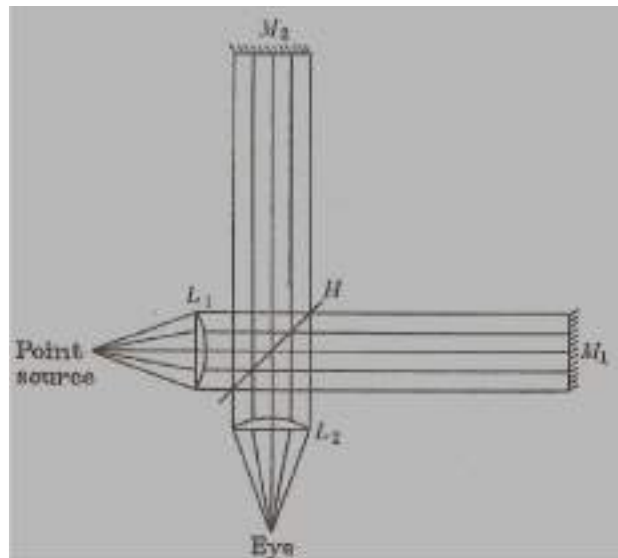


Figura 28
Configuración y geometría en el *interferómetro Twyman-Green* (véase el texto)

En la Figura 29 se muestra nuevamente el dispositivo para realizar la comprobación de la geometría de un prisma.

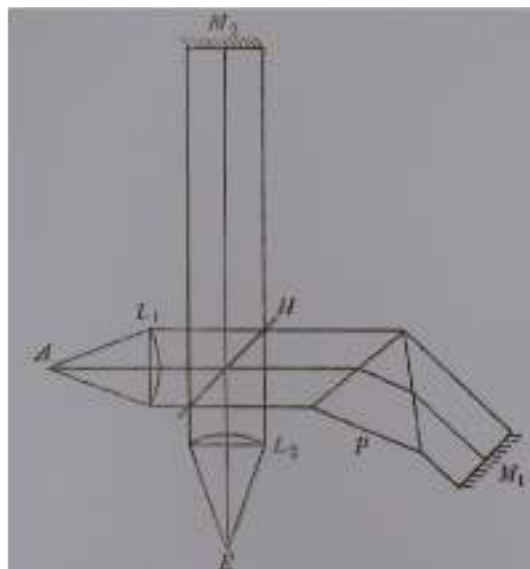


Figura 29
La fuente puntual A es colocada en el foco de *la lente calibrada* L_1 . El haz paralelo de luz se divide en la superficie *semitplateada* H . Una parte del haz pasa a través del prisma P y es reflejada normalmente por el espejo M_1 . Entonces el prisma es ajustado para mínima desviación de la geometría correcta

1.3.4 Interferómetro Fizeau

El *interferómetro Fizeau* precedió al *interferómetro Twyman-Green* en la determinación de la planitud geométrica de superficies ([9] pp. 34, 79, 81, 91, 144). La configuración de este interferómetro se puede ver en la Figura 30. El patrón de franjas de igual espesor que se forma corresponde a un *mapa de contorno de errores* de la superficie bajo ensayo. Un método simple de comprobar si la *superficie es convexa o cóncava* consiste en la aplicación de una presión discreta en un punto de ésta cercano a su borde. Si la superficie es convexa, entonces el centro de las franjas se mueve hacia este punto. En cambio, si la superficie es cóncava, el centro de las franjas se mueve separándose del punto. Se pueden medir los errores en la planitud de la superficie con una precisión de fracción de la longitud de onda de la luz empleada. Para ello es necesario inclinar ligeramente una de las placas, por ejemplo, la de referencia. De esta manera se produce una cuña de aire entre ambas placas generándose unas pocas franjas en el campo de visión.

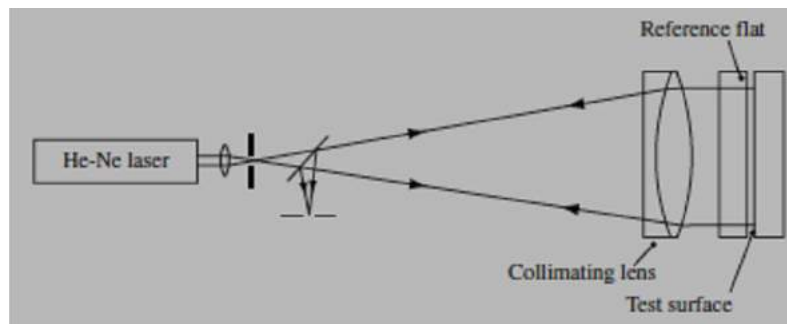


Figura 30

Interferómetro Fizeau: configuración; mediante el análisis de la forma del patrón de franjas formado se puede deducir el error en la planitud de la superficie bajo ensayo

La curvatura de las franjas circulares formadas es una medida indicativa de la desviación de la superficie de la forma plana perfecta. Esto se puede comprobar en la Figura 31 que representa el campo de visión del patrón de interferencia producido. Según esta Figura, si la longitud promedio del espaciado entre franjas es x y la distancia entre dos líneas paralelas que delimitan la franja es Δx , el *error cresta-valle de la superficie* será $\left(\frac{\Delta x}{x}\right)\left(\frac{\lambda}{2}\right)$.

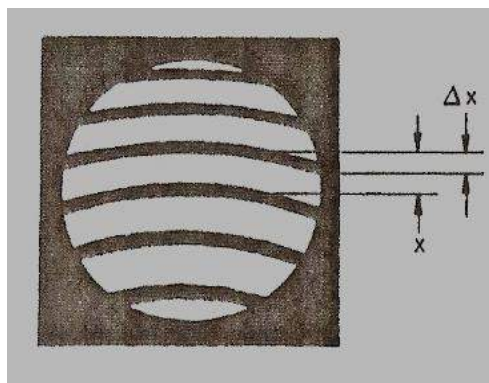


Figura 31

Interferómetro Fizeau. Patrón de franjas de interferencia, permitiendo medir el error de planitud con precisión de una fracción de la longitud de onda

1.3.5 Interferómetro Jamin

El *interferómetro Jamin* cuya configuración se representa en la Figura 32, consta de dos prismas rectangulares con superficies semiplateadas, los cuales actúan como separador y recolector de haz, respectivamente ([10] p. 108). Dos placas compensadoras se colocan, respectivamente, en el camino de cada haz de rayos. Inclinando una de ellas, es posible lograr la eculización de los los caminos ópticos de los dos haces que atraviesan las dos células de la misma longitud conteniendo los gases cuyos índices de refracción se quieren comparar. Para medidas absolutas del índice de refracción de un gas, en una de las células se hace vacío y la otra se va llenando a presión parcial del gas. De esta manera, realizando el recuento del número de franjas que cruza un determinado punto del campo de visión hasta que la cámara se haya llenado de gas con la presión parcial deseada, se podrá calcular el índice de refracción del gas a dicha presión.

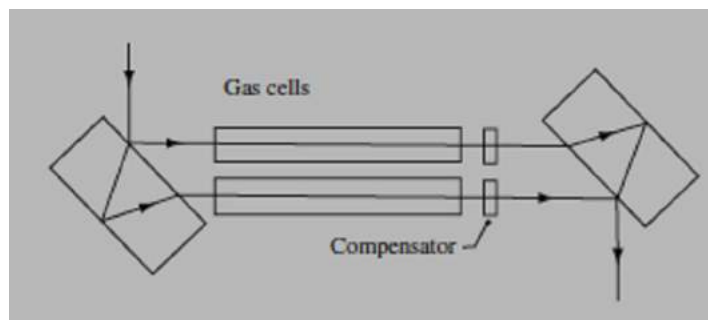


Figura 32

Interferómetro Jamin. Es utilizado para calcular indirectamente el índice de refracción de un gas o mezcla gaseosa. Se realiza el recuento del paso del número de franjas de interferencia por un punto del campo de visión, al llenar una de las cámaras con el gas (ó la mezcla de gas) analizados. La otra cámara contiene vacío o un gas de referencia (ó mezcla de gas) con índice de refracción conocido

1.3.6 Interferómetro Mach-Zender

La configuración de un *interferómetro de Mach-Zender* ([10], pp. 26-27) está representada en la Figura 33. Consiste en dos divisores de haz (B_1 y B_2) y dos espejos totalmente reflectores M_1 y M_2 (espejos de primera superficie). La luz procedente de *la fuente S* se divide en dos rayos en la superficie semirreflectante de B_1 , los cuales, después de la reflexión en los espejos M_1 y M_2 , se vuelven a reunir en la superficie semirreflectante de B_2 . El ajuste original de la posición de los divisores de haz B_1 y B_2 y de los espejos M_1 y M_2 es tal, que se encuentran aproximadamente paralelos, de manera que los caminos atravesados por los dos rayos forman un rectángulo o paralelogramo. Suponiendo que el divisor de haz B_1 es iluminado con un haz de luz colimado, éste dará lugar a dos frentes de onda planos en los dos brazos del interferómetro, que podemos designar respectivamente por W_1 y W_2 . Designamos por W'_2 la imagen del plano W_2 en la superficie reflectora de B_2 . Entonces la diferencia de fase entre los frentes de onda W_1 y W'_2 en el punto P del plano W_1 será

$$\Delta\phi = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)nd \quad (1.37)$$

donde d es la separación de W_1 y W'_2 en el punto P , y n es el índice de refracción del medio entre ellos. Si W_1 y W'_2 forman un pequeño ángulo entre ellos, se obtiene un patrón de interferencia no localizado consistente en franjas rectas igualmente espaciadas paralelas a la línea de intersección de W_1 y W'_2 .

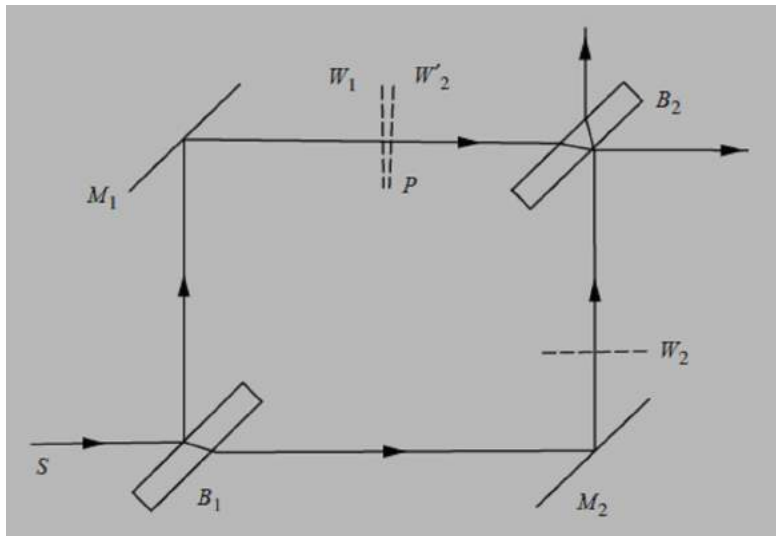


Figura 33
Interferómetro de Mach-Zehnder

Si la fuente de luz es una fuente extensa monocromática y la separación de los frentes de onda W_1 y W'_2 es pequeña, se obtiene un patrón de franjas localizadas en el punto de encuentro O de los dos rayos emergentes que proceden de un solo rayo incidente en B_1 . La posición de esta *región de localización* depende de la separación de los dos rayos al salir de B_2 así como del ángulo formado entre ellos y puede variarse cambiando estos parámetros. Todo esto puede verse analizando la Figura 34.

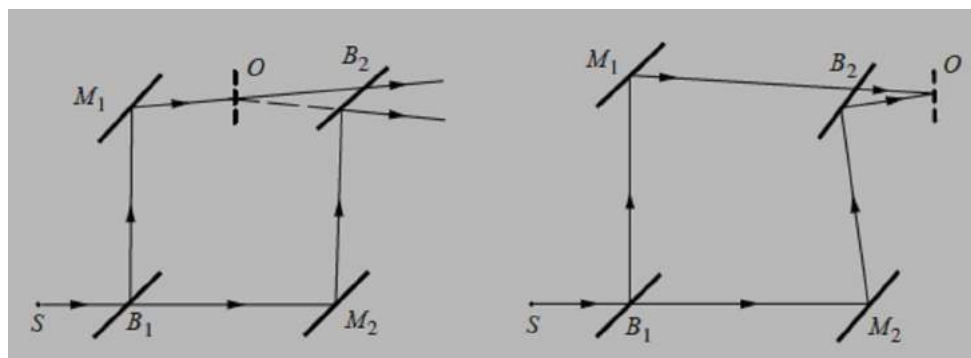


Figura 34
Interferómetro Mach-Zehnder. Localización de las franjas de interferencia

Un problema que puede surgir en este interferómetro es el ajuste para obtener franjas de buena visibilidad con una fuente de banda extensa. Esto ocurre porque el desplazamiento de un espejo tiene como consecuencia un cambio en el plano de localización y un cambio en el camino óptico de los rayos. Este interferómetro se usa extensivamente en estudios de flujo y combustión de gases, densidad de plasmas o dinámicas de difusión. (Los cambios en la presión, temperatura o concentración relativa están relacionados con cambios en el índice de refracción).

1.4 Interferencia de múltiples haces de luz. Interferómetro Fabry-Perot

El *interferómetro de Fabry-Perot* es un dispositivo cuyo principio es la *interferencia de haces múltiples* ([10], pp. 59-62). Fue construido por C.Fabry y A.Perot a finales del siglo pasado. Es de extraordinaria importancia en la óptica moderna, puesto que, aparte de ser un *dispositivo espectroscópico con alto poder de resolución*, también sirve como *cavidad resonante básica para la construcción del láser*. Tal como se indica en el diagrama esquemático de la Figura 35, el instrumento consta de dos superficies planas y paralelas, altamente reflectoras y separadas una distancia d . Ésta es la configuración más simple, aunque son posibles otras. En la práctica, *dos planos ópticos de vidrio semiplateados o aluminizados* forman las superficies reflectoras. El espacio autocontenido de aire entre estos dos planos varía desde algunos milímetros hasta varios centímetros cuando el aparato se utiliza para *interferometría*, y aún mayores cuando se emplea como *cavidad resonante de láser*. Si el espacio puede variarse mecánicamente con el movimiento de uno de los espejos el dispositivo actúa como interferómetro. Cuando los espejos se mantienen fijos y se ajustan en paralelo fijando con un tornillo algún tipo de espaciador (cuarzo o invar) al dispositivo suele llamársele *étalon* (del francés, patrón). Si las dos superficies planas y paralelas de una placa de cuarzo se pulen y se platean oportunamente, servirán como étalon. El espacio interplaca no necesariamente ha de ser aire. Los lados no plateados de las placas a menudo se realizan de manera que tengan una ligera forma de cuña (convergencia, unos cuantos minutos de arco) para reducir el diagrama de interferencia procedente de las reflexiones de esos lados.

En la Figura 36 se muestra un étalon iluminado por una fuente luminosa extensa que puede ser un arco de mercurio o un haz de láser de He-Ne cuyo diámetro mide varios centímetros. Esto se puede hacer enviando el haz dentro de la parte posterior de un telescopio enfocado al infinito. Se podrá producir luz difusa haciéndola pasar a través de una placa de vidrio esmerilado. A través del étalon se traza únicamente un rayo emitido desde algún punto S_1 sobre la fuente. Entrando por la placa parcialmente plateada, este rayo se refleja varias veces dentro del espacio entre las caras plateadas. Los rayos transmitidos son recogidos por una lente y enfocados sobre una pantalla, donde interfieren para formar un punto brillante u oscuro. Consideremos este plano de incidencia particular que contiene todos los rayos reflejados. Cualquier otro rayo emitido desde un punto diferente S_2 , paralelo al rayo original y en el mismo plano de incidencia, formará un punto en el mismo punto P sobre la pantalla. La densidad total de flujo luminoso transmitido vale

$$I_t = \frac{I_i (t \cdot t')^2}{(1 + r^4) - 2r^2 \cos \delta} \quad (1.38)$$

siendo t y t' los coeficientes de transmisión de amplitud en ambas caras de las placas, r el coeficiente de reflexión de amplitud y δ el desfase.

Las ondas múltiples generadas en la cavidad y que llegan al punto P de la pantalla, ya sea procedentes de S_1 o de S_2 son temporalmente coherentes entre sí. Pero los rayos que salen directamente de S_1 son incoherentes con respecto a los de S_2 , de modo que no hay interferencia mutua. La contribución a la irradiancia I_t en P es precisamente la suma de las contribuciones de las dos irradiancias. Todos los rayos incidentes en el espacio

separador con un determinado ángulo, resultarán en una sola franja circular de interferencia de irradiancia uniforme en la pantalla. Esto está representado en la Figura 36.

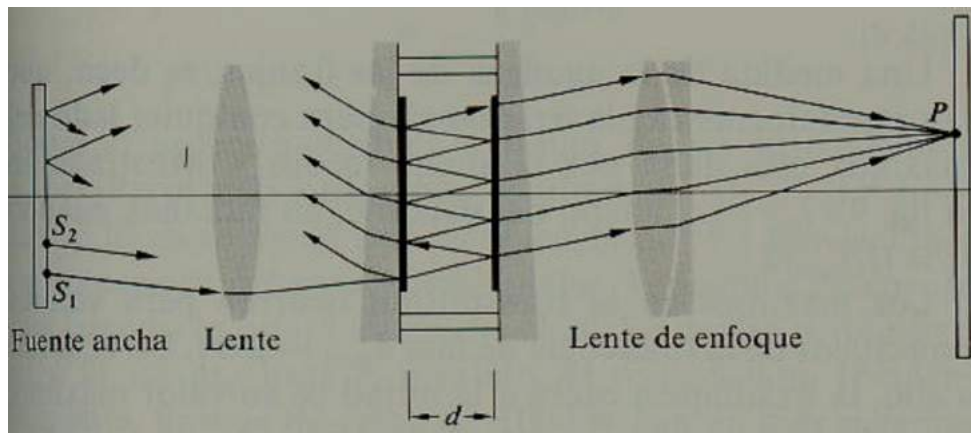


Figura 35
Interferómetro de Fabry-Perot. Esquema de las placas, fuente de luz, lentes de enfoque y pantalla para conseguir la interferencia de los rayos en el punto P

Con una fuente difusa y ancha, las bandas de interferencia serán *anillos concéntricos estrechos*, correspondientes a la distribución de *transmisión de haces múltiples*. Una *fotografía de un diagrama de interferencia obtenido* está representada en la Figura 37.

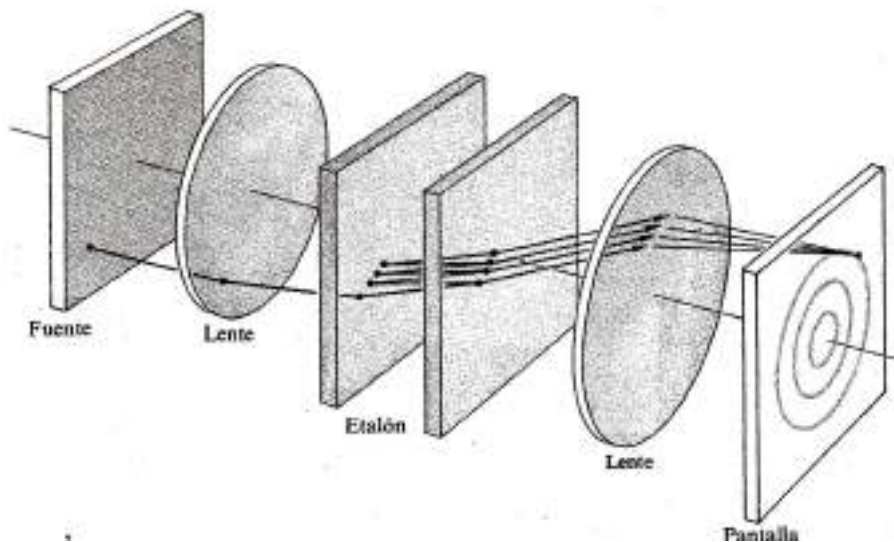


Figura 36
Interferómetro de Fabry-Perot. Esquema en perspectiva de las placas, fuente de luz, lentes de enfoque y pantalla para conseguir la interferencia de los rayos en el punto P de la pantalla

El sistema de franjas de interferencia puede observarse visualmente mirando directamente hacia el étalon, mientras se enfoca el ojo al infinito. La función de la lente convergente, que ya no sería necesaria en este caso, la realiza el ojo. Para valores grandes de d , los anillos de interferencia se hallarán muy cerca entre sí y, tal vez se necesite un telescopio para aumentar la distribución. Un monocular relativamente barato valdrá igualmente para conseguir tal objetivo, permitiendo de esta manera fotografiar las franjas localizadas en el infinito. Como es de esperar, es posible producir franjas de interferencia no localizadas usando una *fente luminosa puntual brillante*.

Las *películas metálicas parcialmente transparentes* que se emplean frecuentemente para aumentar la reflectancia ($R = r^2$), absorberán una fracción A de la densidad de flujo, esta fracción se denomina *absorbancia*. Entonces la expresión $t \cdot t' + r^2 = 1$, o equivalentemente, $T + R = 1$, donde $T = \text{transmitancia}$ y $R = \text{reflectancia}$ ha de ser sustituida ahora por $T + R + A = 1$. Las películas metálicas presentan una complicación añadida, que consiste en un desfase adicional $\phi(\theta_i)$ a tener en cuenta, que puede diferir de 0 o de π . El desfase entre dos ondas transmitidas sucesivamente es entonces

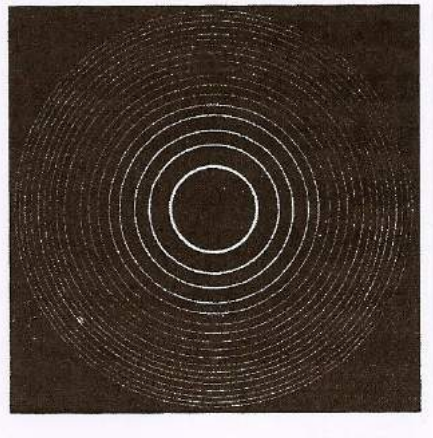


Figura 37

Interferómetro de Fabry-Perot. Diagrama de interferencia en forma de anillos concéntricos muy estrechos

$$\delta = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \right) n_f 2d \cos \theta_i + 2\phi \quad (1.39)$$

Para las condiciones que están siendo consideradas en nuestra configuración, θ_i es pequeño y ϕ puede considerarse constante. Por lo general, d es tan grande y λ_0 tan pequeño que ϕ puede omitirse. Entonces la relación entre las irradiancias transmitida e incidente es

$$\frac{I_t}{I_i} = \frac{T^2}{1 + R^2 - 2R \cdot \cos \delta} \quad (1.40)$$

1.5 Conclusiones

Las ondas son perturbaciones que tienen lugar en el seno de un medio material o incluso en el vacío. La causa de las ondas es la vibración de una fuente en el medio o bien la vibración de las cargas eléctricas en el vacío. Si la vibración es periódica, con amplitud y frecuencia definidas, se originan ondas periódicas con *amplitud, frecuencia y período* bien determinados. La periodicidad de una onda se manifiesta espacialmente (la *longitud de onda* es el período espacial) y temporalmente (el *período* temporal). A todo movimiento ondulatorio se puede asociar una *ecuación de ondas* que representa analíticamente las características esenciales de la dinámica de su propagación en el espacio. La *velocidad de propagación* del movimiento ondulatorio depende, en general, de las propiedades físicas del medio y define, junto a la frecuencia, la longitud de onda característica del mismo. Cuando la onda se propaga en un medio material dispersivo, la velocidad de propagación y la longitud de onda están relacionadas por determinadas propiedades físicas del medio. Según la geometría de su propagación espacial, las ondas pueden ser unidimensionales, bidimensionales o tridimensionales. *Las ondas electromagnéticas* son un tipo especial de ondas transversales que presentan la particularidad de poder transmitirse tanto en un medio material como en el vacío. Cuando se propagan a través del vacío, la propagación es libre, puesto que no existe interacción con materia alguna. Aunque las ondas no suponen traslación neta de las partículas materiales, sí producen *la propagación de energía y momento* a través del medio o a través del espacio.

La interferencia es un fenómeno característico de las ondas. Consiste en la superposición de dos o más ondas cuando éstas se encuentran en el mismo punto del espacio y en el mismo instante de tiempo. Para que se produzca la interferencia es necesario que las ondas mantengan una correspondencia definida de las *fases espacial y temporal*. La interferencia es un proceso básico que también tiene lugar en la difracción de las ondas, la cual se podría definir como una interferencia de múltiples ondas. *Dos fuentes puntuales sincrónicas* producen un caso típico de interferencia de ondas. En este caso, se produce una onda resultante, cuya amplitud está comprendida entre dos valores que son la suma y la diferencia de las amplitudes de las ondas componentes. En los puntos del espacio en donde la amplitud resultante es exactamente igual a la suma de las amplitudes componentes, se tiene *interferencia constructiva*. Ello ocurre cuando la diferencia de caminos desde las fuentes al punto es un múltiplo entero de la longitud de onda. Contrariamente, en los puntos en los que la amplitud resultante es la diferencia de las amplitudes componentes, se tiene *interferencia destructiva*. La condición para interferencia destructiva es que la diferencia de caminos desde las fuentes al punto sea un múltiplo entero impar de la semilongitud de onda. La interferencia ocurre si las *fuentes emisoras son coherentes* (emiten en la misma *frecuencia temporal*) y además si *la diferencia de fase temporal* entre ambas es una constante.

El experimento de la doble rendija de Young permite producir interferencia entre dos ondas de luz. Este experimento confirmó definitivamente el carácter ondulatorio de la luz. Sobre una pantalla plana y paralela al plano que contiene a las fuentes, se obtiene un diagrama de interferencia que consiste en un conjunto de franjas brillantes y oscuras dispuestas paralelamente. De la distancia entre dos franjas brillantes consecutivas, de la separación entre los planos de rendijas y de pantalla y de la separación entre rendijas, se puede deducir la longitud de onda de la luz utilizada.

N fuentes puntuales coherentes producen también un diagrama de interferencia en un plano lejano y paralelo al plano que contiene la recta formada por su alineación. Si la distancia plano pantalla – plano fuentes es muy grande respecto de la separación entre fuentes contiguas, para una dirección de observación dada se obtiene una amplitud resultante. El diagrama de difracción obtenido en función de las diferentes direcciones, tiene la propiedad de que se producen máximos principales y máximos secundarios. Los primeros corresponden a las direcciones según las cuales se cumple la condición de que las ondas emitidas por las fuentes adyacentes están en fase. Entre cada dos máximos principales hay $(N-2)$ máximos secundarios y $(N-1)$ mínimos. La amplitud de los máximos secundarios es relativamente pequeña, especialmente si N es grande. Para N muy grande, el sistema se hace altamente direccional.

Los interferómetros son dispositivos experimentales que permiten materializar de una forma práctica la interferencia de ondas de luz. Hay dos diseños básicos: *interferómetro por división del frente de onda* e *interferómetro por división de la amplitud de onda*. Los primeros se basan en producir una división de los frentes de onda procedentes de una única fuente puntual o lineal de luz. Diseños que corresponden a esta clase son: *la doble rendija de Young*, *el espejo doble de Fresnel*, *el biprisma de Fresnel* y *el espejo de Lloyd*. En los segundos se utiliza un divisor de haz, consistente en un espejo semiplatedado, de manera que parte de una onda luminosa resulta reflejada y otra parte transmitida. Como las ondas reflejada y transmitida tienen amplitudes menores que la que corresponde a la onda original, esto se puede interpretar como una división de la amplitud de la onda. Los diseños básicos que corresponden a interferómetros por división de amplitud de onda son *el interferómetro de espejos de Michelson*, *el interferómetro de Mach-Zender*, *el interferómetro de Sagnac* y *el interferómetro de Fabry-Perot*.

Referencias

- [1] F.S. Crawford. *Ondas (Berkeley Physics Course, Volumen 3)*, pp. 481-507. Editorial Reverté S.A. (1971-1974).
- [2] Elmore W. & M. Heald. *The Physics of Waves*. McGraw-Hill, New York (1969).
- [3] Main I.G. *Vibrations and Waves in Physics* (3rd Edition). Cambridge University Press (1993).
- [4] G. Monk. *Light: Principles and Experiments*. Dover Press, New York (1963).
- [5] M. Born & E. Wolf. *Principles of Optics*, pp. 286-41. Pergamon Press, Oxford (1991).
- [6] J. Sladkova. *Interference of Light*. Iliffe Books Ltd., London (1968).
- [7] S. Tolansky. *An Introduction to Interferometry*. Wiley, New York (1973).
- [8] A.C. Candler. *Modern Interferometers*, pp. 235-245. Hilger & Watts, London (1951).
- [9] P. Hariharan. *Basics of Interferometry*. Academic Press, New York (1991).
- [10] P. Hariharan. *Optical Interferometry*, pp.59-62. Academic Press, New York (1986).

Capítulo 2

Interferometría Michelson

2.1 Medida de la longitud de onda del láser

2.1.1 Fundamento analítico

2.1.2 Procedimiento

2.1.3 Resultados y discusión

2.2 Medida del índice de refracción de un cristal de vidrio

2.2.1 Fundamento analítico

2.2.2 Procedimiento

2.2.3 Resultados y discusión

2.3 Medida de longitudes de precisión por recuento de paso de franjas de interferencia

2.3.1 Fundamento analítico y procedimiento

2.3.2 Medida de un paso fraccionario de franja. Método de las fracciones exactas

2.3.3 Resultados y discusión

2.4 Conclusiones

Referencias

2. Interferometría Michelson

2.1 Medida de la longitud de onda del láser

Un haz paralelo de rayos, procedente del láser He-Ne, es desdoblado mediante un separador de haz (SH), el cual consiste en un espejo semitransparente (espejo que refleja sólo el 50% de la intensidad de luz que incide sobre él, transmitiendo el 50% restante a su través). Uno de los dos rayos (*rayo 1*), se refleja en el espejo móvil $E1$, después de atravesar la lámina compensadora L y el otro (*rayo 2*) se refleja en el espejo fijo $E2$ [1], [2], [6], [7], [8].

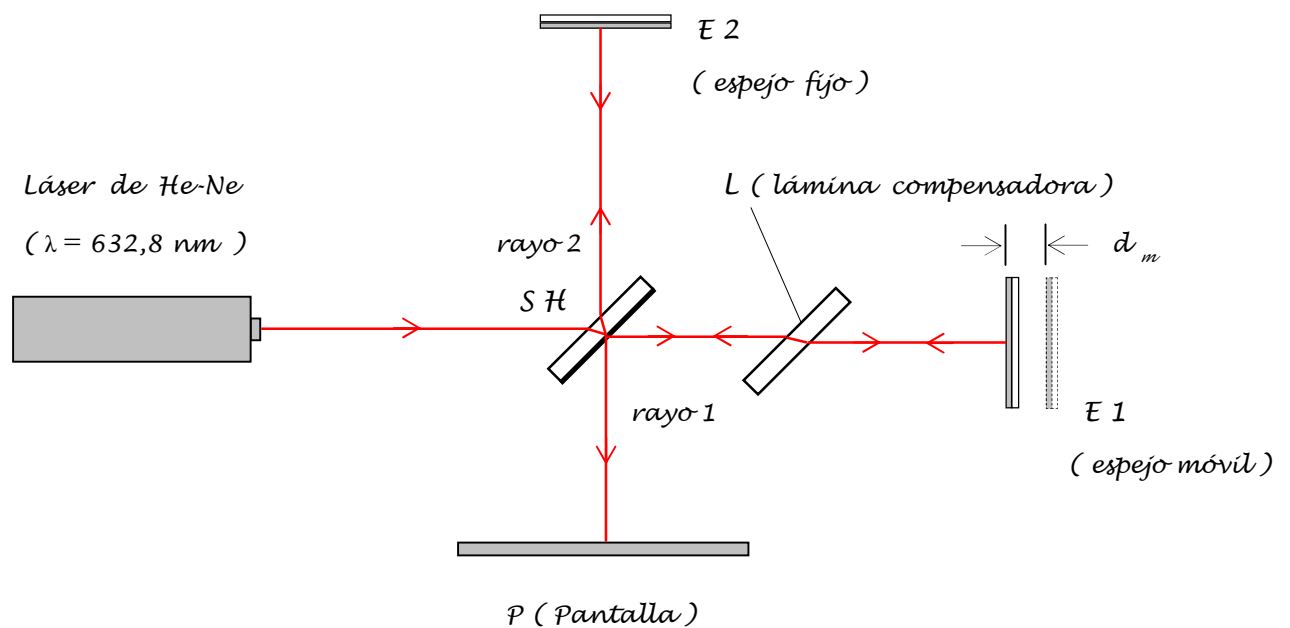


Figura 38

Interferómetro de Michelson. Relativo al dispositivo necesario para medir la longitud de onda de la radiación láser

Los espejos $E1$ y $E2$ son de reflexión en primera superficie. Después de la reflexión en los espejos $E1$ y $E2$, ambos rayos retornan al divisor de haz y salen de éste paralelamente, bien después de una nueva reflexión (*rayo 1*) o después de una nueva transmisión (*rayo 2*). Al salir paralelos pueden interferir en una pantalla plana P dispuesta apropiadamente en una posición posterior. La función de la lámina compensadora L es la de igualar los dos caminos ópticos de los rayos 1 y 2 cuando los brazos del interferómetro son iguales. Esta lámina es una copia geométrica exacta del separador de haz SH , salvo por la película reflectante de plata de éste. El sistema se representa en la Figura 38.

2.1.1 Fundamento analítico

Como los dos rayos que interfieren sobre la pantalla provienen de la misma fuente luminosa, se mantiene la correlación entre las fases de ambos y la diferencia de fase depende sólo de la diferencia de caminos ópticos recorridos por cada uno de ellos. Si se coloca una lente esférica positiva de corta distancia focal entre el láser y el separador de haces, se generará un diagrama de franjas

de interferencia que podrá ser visualizado sobre la pantalla P . El patrón de franjas de interferencia producido en la pantalla es un conjunto de anillos concéntricos alternativamente brillantes y oscuros desde el centro, tal como el mostrado en la Figura 39. El camino óptico de uno de los rayos (*el rayo 1*), se puede variar desplazando el espejo móvil EI una distancia d_m . Si dicho espejo se desplaza en $\frac{\lambda}{4}$ alejándose del separador de haces, el camino óptico total de ese rayo aumentará en $\frac{\lambda}{2}$. Las franjas de interferencia cambiarán, de modo que el radio de los máximos aumentará y ocupará la posición de los mínimos iniciales. Si el espejo EI se desplaza en una distancia adicional de $\frac{\lambda}{4}$, el nuevo sistema de franjas producido será el mismo que el original.

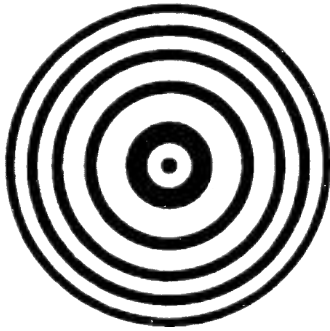


Figura 39

Patrón de interferencia producido en la pantalla P

De esta forma, moviendo el espejo EI , tendremos un diagrama de interferencia que va variando al variar la posición del espejo, y que volverá a reproducir el diagrama inicial cada vez que el espejo se mueva un múltiplo m de la semilongitud de onda de la luz utilizada. Por tanto, moviendo EI una distancia d_m y contando m , el número de veces que el patrón de interferencia vuelve a ser como el patrón inicial, se puede calcular la longitud de onda de la luz utilizada, según la ecuación

$$\lambda = \frac{2d_m}{m} \quad (2.1)$$

Si la longitud de onda λ es conocida, este mismo procedimiento puede utilizarse para medir la distancia d_m de desplazamiento del espejo EI .

2.1.2 Procedimiento

Alinear el láser y el interferómetro para observar claramente el patrón de interferencias en pantalla. Ajustar el tornillo micrométrico de forma que el brazo sea casi paralelo a la base del interferómetro, ya que así la relación entre la rotación del tornillo y el movimiento del espejo móvil EI es prácticamente lineal. Hacer una marca en forma de recta vertical sobre la pantalla. Esta marca de referencia, (ver Figura 40), debe estar en el punto medio de separación entre dos anillos consecutivos brillante y oscuro, respectivamente, y si se hace dos o tres anillos lejos del centro del diagrama de interferencia, será más fácil contar los desplazamientos de los anillos. Girar lentamente el tornillo micrométrico en sentido antihorario, y contar los anillos conforme van pasando por la marca de referencia hasta un total de m , anotando la distancia d_m recorrida por el espejo. Repetir este proceso para un conjunto de valores de m , anotando para cada valor de m la distancia total d_m recorrida por el espejo EI en cada caso (cada división del tornillo micrométrico corresponde a un desplazamiento

del espejo equivalente a $1\ \mu\text{m}$). Antes de empezar a contar el paso de las franjas por la marca de referencia es importante tener la precaución de girar una vuelta el micrómetro y continuar girando el mismo en el mismo sentido. De esta forma se conseguirá eliminar el posible error de retroceso del tornillo (*backlash*). El paso de una franja por la marca de referencia ocurrirá cuando vuelva a aparecer sobre ésta el punto medio de separación entre un anillo brillante y un anillo oscuro y este paso será obtenido como consecuencia de haber girado el tornillo micrométrico un determinado ángulo.

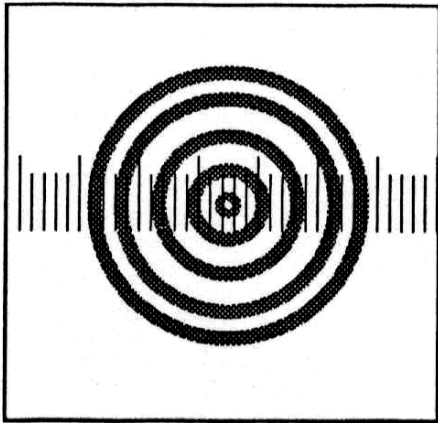


Figura 40
Marcas de referencia en la pantalla para contar el paso de las franjas de interferencia

Este giro corresponderá a un desplazamiento equivalente de $\lambda/2$ del espejo, habida cuenta que el rayo tiene que recorrer esta distancia dos veces, una en el camino de ida y otra en el camino de retorno, después de producirse la reflexión en el espejo. El recuento del paso de franjas de interferencia por la marca de referencia se puede hacer también de forma automática utilizando *un fotómetro de alta sensibilidad*. Una fibra óptica capta por uno de sus extremos los máximos de luz de los anillos brillantes que van pasando a su través y por el otro extremo se conecta al fotómetro. De esta manera se podrán detectar picos de intensidad luminosa correspondientes al centro de los anillos brillantes cuyo ancho (obtenido a una distancia de pantalla de una o varias decenas de cm) es aproximadamente de 1 mm. Se ajusta el fotómetro de manera que su rango cubra desde 0 hasta el máximo que corresponderá al centro de una franja brillante. A continuación, girando el tornillo micrométrico se harán pasar los máximos por el extremo de la fibra óptica. Por cada paso de un máximo de luz correspondiente a una franja brillante, el fotómetro detectará un impulso de luz que convertirá a impulso eléctrico de tensión y esta señal de impulsos se hace entrar en un contador electrónico que realizará el recuento de los mismos. Una vez realizado el ajuste del fotómetro y su conexión al contador, se debe comprobar que el recuento del mismo es correcto, comparando con un recuento manual del paso de un número suficiente de franjas de interferencia, por ejemplo 100 ó 150 franjas. El circuito electrónico necesario para la detección y el recuento del paso de franjas de interferencia está representado en la Figura 41. El sensor de luz es un fotodiodo de Si de unión PN, el cual presenta una sensibilidad de $0,40\ \mu\text{A} / \mu\text{W}$ a la longitud de onda de $\lambda = 632,8\ \text{nm}$ y una corriente de cortocircuito de unos $5\ \mu\text{A}$ con nivel de iluminación de 100 lux, dimensiones de cápsula $(6 \times 7,6)\ \text{mm}^2$ y área efectiva $(2,4 \times 2,4)\ \text{mm}^2$. El resto de componentes se integran para formar 3 bloques funcionales: 1) amplificador-convertidor intensidad-tensión, 2) adaptador de impedancia-seguidor de tensión y 3) contador digital de 6 dígitos decimales. El fotodiodo de Si (es la referencia S1337-33BR de Hamamatsu), junto con los dos amplificadores operacionales se integran en un único módulo, el

C6386-01 de la firma industrial Hamamatsu Photonics, con acoplamiento de la luz de entrada a través de fibra óptica. El contador digital de seis dígitos decimales y una etapa es el H7BX-A de OMRON.

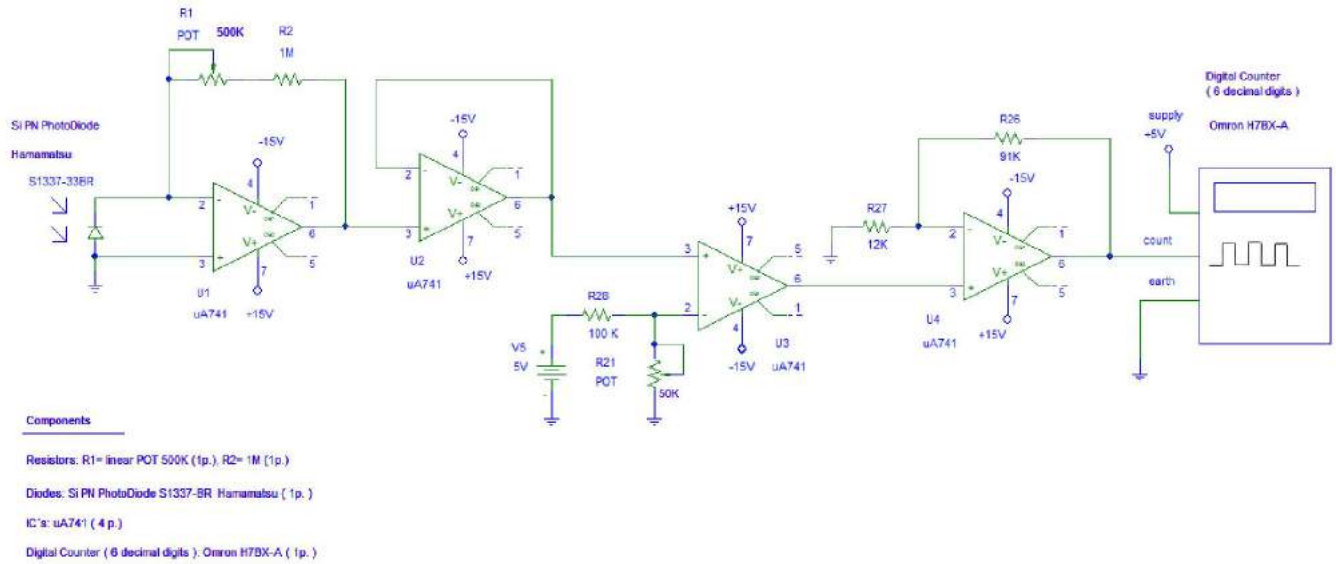


Figura 41

Circuito electrónico de detección y recuento del paso de franjas de interferencia

2.1.3 Resultados y discusión

Para medir la longitud de onda del láser, el micrómetro se posicionará en una lectura de aproximadamente 50 μm para asegurar que el movimiento se realiza en una región donde el desplazamiento es lineal. La fibra óptica se posicionará de modo que su extremo coincida con la segunda o tercera franja brillante. Luego, se seguirá moviendo lentamente el micrómetro en el mismo sentido mientras el contador cuenta los máximos (al menos 100). La distancia recorrida por el espejo móvil será igual a la diferencia entre las lecturas inicial y final del micrómetro. La longitud de onda se calculará mediante la ecuación (2.1). Estas mediciones se repiten 10 veces y se analiza la propagación de los errores de medición. Se realizan 9 mediciones consecutivas del paso de franjas, con los valores medidos de m y d_m , respectivamente que aparecen recogidos en la Tabla 2.

TABLA 2. Valores medidos de m y d_m .

m	0	5000	10000	15000	20000	25000	30000	35000	40000
$d_m (\mu\text{m})$	0	1582	3164	4746	6328	7910	9492	11074	12656

En la Figura 42 se representa d_m frente a m en un diagrama cartesiano de dos dimensiones, tal como fue obtenido representando gráficamente los 9 puntos (m, d_m) con el programa Grapher 2.0. En este mismo gráfico se representa la recta de ajuste de puntos por el método de los mínimos cuadrados (recta de regresión).

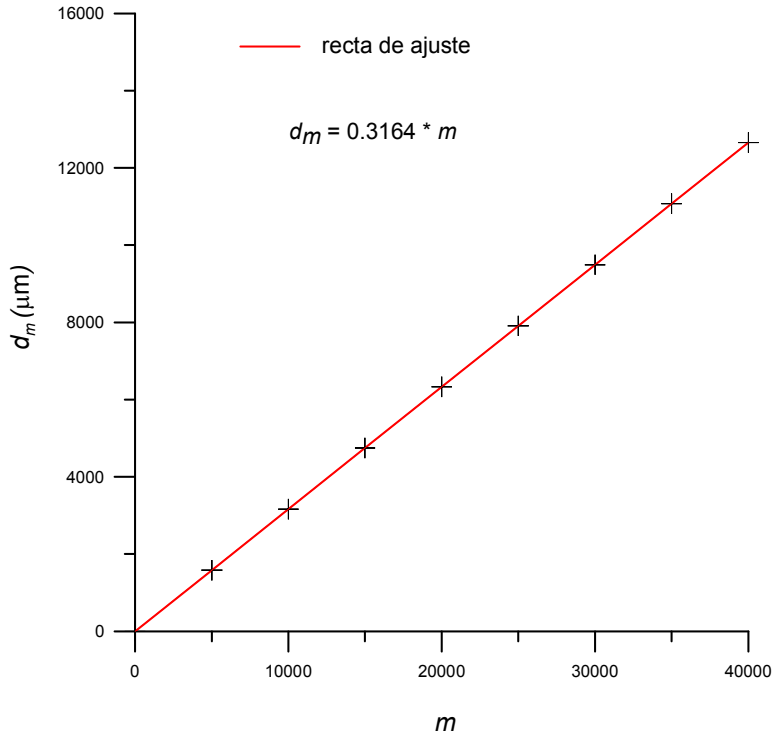


Figura 42

Representación de datos experimentales (9 puntos), d_m (μm) frente a m (*adimensional*). También se grafica la recta de ajuste

La recta de regresión obtenida es $d_m = 0,3164 m$, con $R^2 = 1$ (coeficiente de regresión). Dado que esta recta debe corresponder a la ecuación $d_m = (\lambda/2)m$, la pendiente de esta recta tiene por valor *pendiente* = $d_m/m = \lambda/2$ y de aquí podrá deducirse el valor de la longitud de onda, igualando los valores de la pendiente de la recta experimental y de la recta teórica, es decir

$$\frac{\lambda}{2} = 0,3164 \Rightarrow \lambda = 0,6328 \mu\text{m} = 632,80 \text{ nm} \pm 0,13 \text{ nm}$$

El error cometido en la determinación de λ puede ser estimado partiendo de la ecuación (2.1). Utilizando esta ecuación, podremos determinar el error propagado debido a los errores experimentales en las variables de entrada que supondremos los siguientes $\Delta d_m = \pm 0,001 \text{ mm} = \pm 1 \mu\text{m}$, $\Delta m = \pm 1$. Entonces, tomando como valores centrales $(m, d_m) = (20000, 6328 \mu\text{m})$, la estimación de $\Delta \lambda$ será

$$\lambda = \frac{2d_m}{m} \Rightarrow \Delta \lambda = \frac{2}{m} \Delta(d_m) + \frac{2d_m}{m^2} \Delta m \tag{2.2}$$

$$\Delta \lambda = \frac{2}{20000} \times 1 + \frac{2 \times 6328}{20000^2} \times 1 = \pm (0,00010 + 0,00003) \mu\text{m} = \pm (0,00013) \mu\text{m} = \pm 0,13 \text{ nm}$$

2.2 Medida del índice de refracción de un cristal de vidrio

Para medir el índice de refracción de un vidrio es necesario variar la longitud del camino óptico del rayo de luz que lo atraviesa. Esto se consigue en una configuración de interferómetro de Michelson intercalando el cristal de vidrio en uno de los brazos del interferómetro [1], [2], [6], [7], [8].

2.2.1 Fundamento analítico

Cuando un rayo de luz se propaga en un medio de índice de refracción n , su longitud de onda varía de acuerdo a la ecuación $\lambda = \lambda_0/n$, siendo λ_0 la longitud de onda de ese mismo rayo de luz cuando se propaga a través del vacío.

2.2.2 Procedimiento

En uno de los brazos de un interferómetro de Michelson se intercala una lámina de vidrio de caras planoparalelas y espesor $t = 5,59 \text{ mm}$, cuya normal a las caras forma un ángulo θ con la dirección del brazo del interferómetro, según se representa en la Figura 43. El interferómetro está iluminado con una onda plana monocromática de longitud de onda λ linealmente polarizada. En la pantalla aparece un diagrama de interferencia en forma de anillos concéntricos, alternativamente brillantes y oscuros. Posicionar la pletina de modo que su vernier esté alineado con el cero de la escala en grados que está en la base del interferómetro. Retirar la lente situada enfrente del láser y colocar la pantalla entre la placa de vidrio y el espejo móvil. Se debe girar la pletina hasta que en la pantalla se observe un único punto brillante. Ahora la placa de vidrio estará perpendicular al haz láser. Corregir el cero de la escala en grados y colocar nuevamente la pantalla y la lente. Introducir ajustes menores en el espejo fijo, de forma que las franjas de interferencia se observen en la pantalla. Rotar lentamente la pletina y contar las transiciones de franjas que aparecen al pasar de 0° a un ángulo $\theta = 10^\circ$.

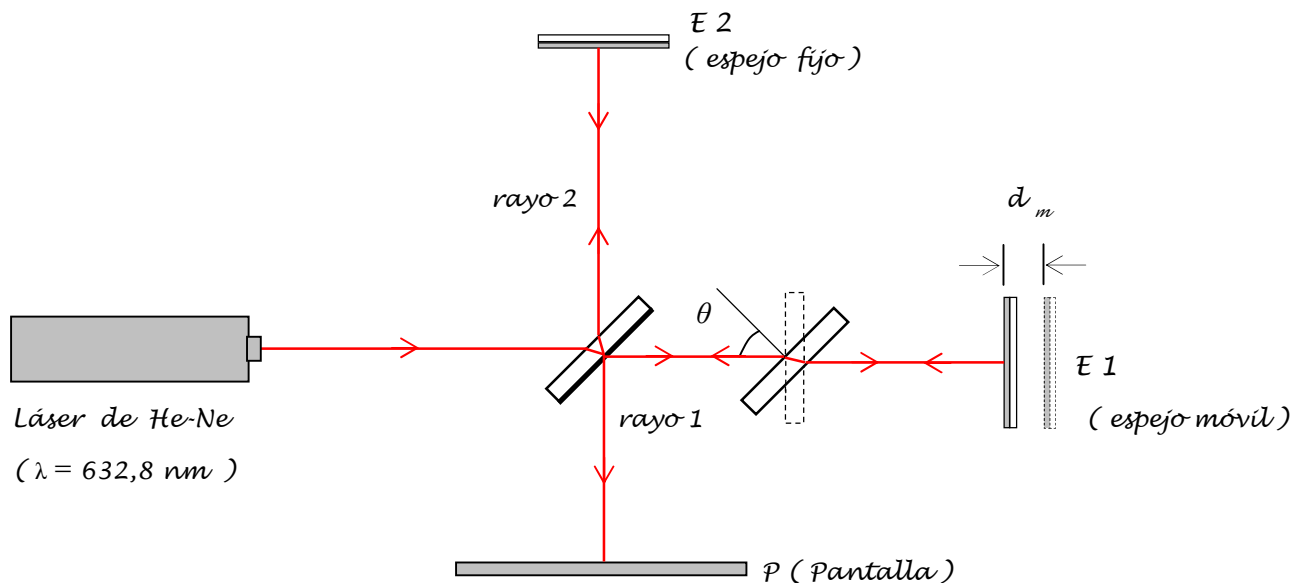


Figura 43

Interferómetro de Michelson. Determinación del índice de refracción de una lámina de vidrio de espesor t

El índice de refracción n del vidrio se puede determinar contando el número N de franjas de interferencia que realizan la transición sobre una marca fija de la pantalla al rotar la lámina de vidrio desde un ángulo $\theta = 0^\circ$ hasta $\theta = 10^\circ$. Para obtener la expresión analítica del índice de refracción, se debe obtener el desfase δ introducido por la lámina de vidrio como función del ángulo de rotación θ . Llamando d_1 y d_2 a las longitudes de los brazos del interferómetro que recorren los rayos 1 y 2, respectivamente, antes de introducir la lámina, tendremos que cuando la lámina de espesor t sea interpuesta en el brazo 1 y la normal de sus caras forme el ángulo $\theta = 0^\circ$ con la dirección de dicho brazo, los caminos ópticos recorridos por los rayos 1 y 2 antes de interferir en la pantalla, serán

$$\text{Rayo 1: } \Delta_1 = 2 (d_1 - t) + 2 n t$$

$$\text{Rayo 2: } \Delta_2 = 2 d_2$$

Por tanto, en estas condiciones la diferencia de caminos ópticos será

$$\Delta_0 = \Delta_1 - \Delta_2 = 2 (d_1 - t) + 2 n t - 2 d_2 = 2 (d_1 - d_2) + 2 t (n - 1).$$

El desfase correspondiente, valdrá

$$\delta_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta_0 = \frac{2\pi}{\lambda} [2(d_1 - d_2) + 2 t(n - 1)] \quad (2.3)$$

Cuando la lámina de vidrio rota un ángulo θ , el espesor de vidrio que debe atravesar el rayo 1 aumenta, según se puede comprobar en la Figura 44. Por consiguiente también aumentará proporcionalmente el camino óptico seguido por el rayo 1. De manera que en esta situación tendremos que el camino óptico seguido por el rayo 1 antes de llegar al punto de interferencia, será $\Delta_{1\theta} = 2 (d_1 - p) + 2 n d$. Esta expresión se puede transformar, teniendo en cuenta las relaciones métricas entre d, t, p y los ángulos θ y β . Por un lado, tenemos $d = t / \cos \beta$. Además, la relación entre p, d y los ángulos θ y β es $p/d = \cos(\theta - \beta)$, de donde se puede derivar el valor de p , que resulta ser $p = d \cos(\theta - \beta) = t \left[\frac{\cos(\theta - \beta)}{\cos \beta} \right]$.

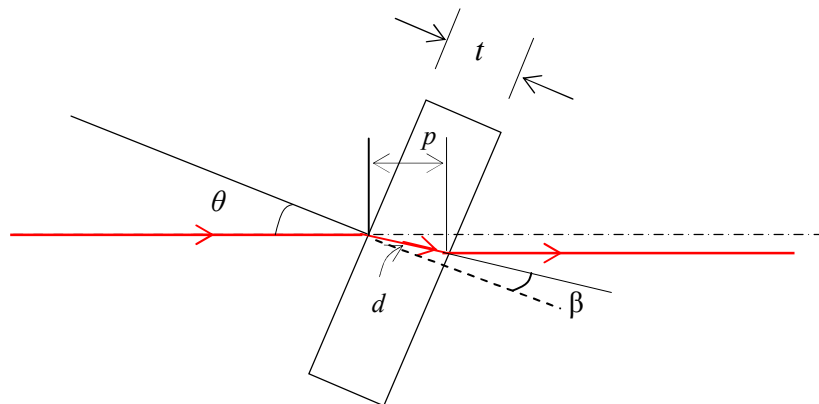


Figura 44

Relativo a cálculos para el desfase de caminos ópticos de los rayos 1 y 2 cuando la lámina de vidrio rota un ángulo θ

Teniendo en cuenta estos valores y realizando algunos cálculos intermedios, se llega finalmente a la diferencia de caminos ópticos entre los rayos 1 y 2 en estas condiciones, que es

$$\Delta_{\theta}(\theta) = 2(d_1 - d_2) + 2t \left[\frac{n}{\cos \beta} - \frac{\cos(\theta - \beta)}{\cos \beta} \right] \quad (2.4)$$

Comparando las expresiones de Δ_0 y Δ_{θ} , se puede comprobar fácilmente que la contribución del camino óptico del rayo 2 es la misma en ambos casos, habida cuenta que dicho camino no varía al pasar de una situación a la otra. Por consiguiente, el nuevo desfase entre los rayos 1 y 2 después de haber rotado la lámina de vidrio un ángulo θ es

$$\delta_{\theta}(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ 2(d_1 - d_2) + 2t \left[\frac{n}{\cos \beta} - \frac{\cos(\theta - \beta)}{\cos \beta} \right] \right\} \quad (2.5)$$

La variación del desfase entre los rayos 1 y 2 al pasar de la primera situación a la segunda, será

$$\begin{aligned} \Delta\delta(\theta) &= \delta_{\theta} - \delta_0 = \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ 2(d_1 - d_2) + 2t \left[\frac{n}{\cos \beta} - \frac{\cos(\theta - \beta)}{\cos \beta} \right] - 2(d_1 - d_2) - 2t(n-1) \right\} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Esta expresión se puede simplificar, quedando finalmente:

$$\Delta\delta(\theta) = \delta_{\theta} - \delta_0 = \frac{2\pi}{\lambda} 2t \left[n \left(\frac{1}{\cos \beta} - 1 \right) + 1 - \frac{\cos(\theta - \beta)}{\cos \beta} \right] \quad (2.7)$$

Si el valor del ángulo θ es pequeño (típicamente para valores $\theta < 10^\circ$), los ángulos β y $(\theta - \beta)$ también serán pequeños y se podrán realizar las siguientes aproximaciones

$$\cos \beta \approx 1 - \frac{\beta^2}{2} \quad \cos(\theta - \beta) \approx 1 - \frac{(\theta - \beta)^2}{2}$$

Aplicando estas aproximaciones la ecuación (2.7) se transforma en

$$\Delta\delta(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{2t}{\left(1 - \frac{\beta^2}{2}\right)} \left[n \frac{\beta^2}{2} + 1 - \frac{\beta^2}{2} - 1 + \frac{(\theta - \beta)^2}{2} \right] \quad (2.8)$$

Por otro lado la ley de Snell proporciona una relación entre los ángulos θ y β que es $\text{sen } \theta = n \text{ sen } \beta$. Cuando los ángulos son pequeños (típicamente para valores $\theta < 10^\circ$), los senos se pueden aproximar por sus propios argumentos, es decir $\text{sen } \theta \approx \theta$ y $\text{sen } \beta \approx \beta$, con lo cual la ley de Snell en este caso puede simplificarse a la ecuación $\theta = n \beta$. Con estos valores el resultado para $\Delta\delta(\theta)$, obtenido en la expresión anterior, puede simplificarse nuevamente como sigue

$$\Delta\delta(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{2t}{2n^2 - \theta^2} (n^2 - n) \theta^2 \quad (2.9)$$

Si $\theta \ll 1$, entonces $\theta^2 \ll 2n^2$ y quedará como ecuación definitiva

$$\Delta\delta(\theta) \cong \frac{2\pi}{\lambda} \frac{(n-1)}{n} t \theta^2 \quad (2.10)$$

Si el ángulo de giro θ de la lámina de vidrio es tal que hace pasar N franjas de interferencia a través de la marca de referencia en la pantalla, ello ocurrirá porque la diferencia de caminos ópticos de los dos rayos será $N\lambda$, lo que corresponde a un desfase de $2\pi N$ radianes. Igualando ambos valores, tendremos

$$\frac{2\pi}{\lambda} \frac{(n-1)}{n} t \theta^2 = 2\pi N \Rightarrow \left(1 - \frac{1}{n}\right) \theta^2 = \frac{\lambda}{t} N \quad (2.11)$$

La ecuación (2.11) es la ecuación de una parábola de eje horizontal cuando se grafica en un diagrama bidimensional (N, θ) . Tomando logaritmos en la ecuación (2.11), llegamos al siguiente resultado

$$\log N = 2 \log \theta + \log \left(1 - \frac{1}{n}\right) - \log \left(\frac{\lambda}{t}\right) \quad (2.12)$$

Haciendo el cambio de variables $\log N = v$ y $\log \theta = u$, la ecuación (2.12) se transforma en la ecuación de la recta $v = 2u + K$, siendo $K = \left[\log \left(1 - \frac{1}{n}\right) - \log \left(\frac{\lambda}{t}\right)\right]$ el término independiente de la misma, que representará la ordenada en el origen. La ecuación teórica de esta recta servirá para ajustar los pares de valores puntuales (N, θ) obtenidos experimentalmente, mediante la recta de ajuste de puntos por el método de los mínimos cuadrados (recta de regresión). Igualando los valores del término independiente de dichas rectas, la teórica y la de ajuste por regresión, podremos obtener el valor del índice de refracción n del vidrio. Tendremos

$$\left[\log \left(1 - \frac{1}{n}\right) - \log \left(\frac{\lambda}{t}\right)\right] = K \Rightarrow \frac{1 - \frac{1}{n}}{\frac{\lambda}{t}} = e^K \Rightarrow n = \frac{1}{1 - \frac{\lambda}{t} e^K} \quad (2.13)$$

El error cometido en la determinación de n puede ser estimado partiendo de la ecuación (2.11). Utilizando esta ecuación y despejando n , obtenemos

$$n = \frac{\theta^2}{\theta^2 - \left(\frac{\lambda}{t}\right) N} \quad (2.14)$$

La propagación de los errores de la medida ($\Delta \theta$, ΔN , $\Delta \lambda$ y Δt) conduce al siguiente valor calculado para Δn

$$\Delta n = \left[\frac{2\theta}{\left(\theta^2 - \frac{\lambda}{t}N\right)} - \frac{2\theta^3}{\left(\theta^2 - \frac{\lambda}{t}N\right)^2} \right] \Delta\theta + \frac{\theta^2 \frac{\lambda}{t}}{\left(\theta^2 - \frac{\lambda}{t}N\right)^2} \Delta N + \frac{\theta^2 \frac{N}{t}}{\left(\theta^2 - \frac{\lambda}{t}N\right)^2} \Delta\lambda + \frac{\theta^2 \frac{\lambda N}{t^2}}{\left(\theta^2 - \frac{\lambda}{t}N\right)^2} \Delta t \quad (2.15)$$

Tomando como errores de la medida los siguientes: $\Delta\theta = \pm 0,1^\circ = \pm 0,00175 \text{ rad}$, $\Delta\lambda = \pm 0,0001 \mu\text{m}$, $\Delta N = \pm 0,5$ y $\Delta t = \pm 0,02 \text{ mm} = \pm 20 \mu\text{m}$, y como valores centrales los siguientes: $t = 5,59 \text{ mm} = 5590 \mu\text{m}$, $\lambda = 632,8 \text{ nm} = 0,6328 \mu\text{m}$, $\theta = 5^\circ = 0,08727 \text{ rad}$, $N \approx 23$, podremos obtener una acotación del error propagado en la evaluación de n :

$$\Delta n = \left| \frac{2 \times 0,08727}{\left(0,08727^2 - \frac{0,6328}{5590} 23\right)} - \frac{2 \times 0,08727^3}{\left(0,08727^2 - \frac{0,6328}{5590} 23\right)^2} \right| \times 0,00175 + \frac{0,08727^2 \times \frac{0,6328}{5590}}{\left(0,08727^2 - \frac{0,6328}{5590} 23\right)^2} \times 0,5 +$$

$$+ \frac{0,08727^2 \times \frac{23}{5590}}{\left(0,08727^2 - \frac{0,6328}{10000} 23\right)^2} \times 0,0001 + \frac{0,08727^2 \times \frac{0,6328 \cdot 23}{5590^2}}{\left(0,08727^2 - \frac{0,6328}{5590} 23\right)^2} \times 20 = \pm 0,052$$

Por tanto, queda como resultado de la acotación del error, el valor $\Delta n = \pm 0,052$. Este resultado demuestra que el error absoluto cometido con este método es mayor que el obtenido por métodos refractométricos, que es del orden de $\Delta n = \pm 0,0025$.

2.2.3 Resultados y discusión

Para medir el índice de refracción del cristal de vidrio de caras plano-paralelas, el micrómetro se posicionará en una lectura fija de aproximadamente $50 \mu\text{m}$. Las medidas del número de franjas de paso se hacen entre dos posiciones de la lámina de cristal: primero no girada, y después girada en un ángulo entero de grados (mediciones desde 1° hasta 10°), en saltos sucesivos de 1° respecto de la medida anterior, tal como se dispone en la tabla de resultados dada más abajo. Se ajusta la recta experimental por el método de los mínimos cuadrados. El índice de refracción se calculará mediante la ecuación (2.6).

Se realizan 11 mediciones consecutivas del paso de franjas, con los siguientes valores medidos de θ y N , respectivamente, los cuales quedan reflejados en la Tabla 3.

La Figura 45 representa $\log N = v$ frente a $\log \theta = u$ en un diagrama cartesiano de dos dimensiones, tal como fue obtenido representando gráficamente los 11 puntos $(\log \theta, \log N)$ de la Tabla 3 con el programa Grapher 2.0. En este mismo gráfico se representa la recta de ajuste de puntos por el método de los mínimos cuadrados (recta de regresión). La recta de regresión obtenida es $\log N = 1,985913618 \log \theta + 7,975451579$, siendo $R^2 = 0,999486$ el

coeficiente de regresión. El término independiente vale $K = 7,975451579$. Con ello se tiene el dato que falta para realizar el cálculo de n . Por tanto, el cálculo del índice de refracción de la lámina de vidrio será

$$n = \frac{1}{1 - \frac{\lambda}{t} e^K} = \frac{1}{1 - \frac{0,6328}{5590} e^{7,975451579}} = 1,491 \pm 0,052$$

TABLA 3. Valores medidos de θ y N .

θ	0°	1°	2°	3°	4°	5°	6°	7°	8°	9°	10°
θ (rad)	0,00000	0,01745	0,03491	0,05236	0,06981	0,08727	0,10472	0,12217	0,13963	0,15708	0,17453
N	0	1	3,5	8	14,5	23	33	45	59	74,5	92
$\text{Log } \theta$	$-\infty$	-4,048	-3,355	-2,950	-2,662	-2,439	-2,256	-2,102	-1,969	-1,851	-1,746
$\text{Log } N$	$-\infty$	0,000	1,253	2,079	2,674	3,135	3,497	3,807	4,078	4,311	4,522

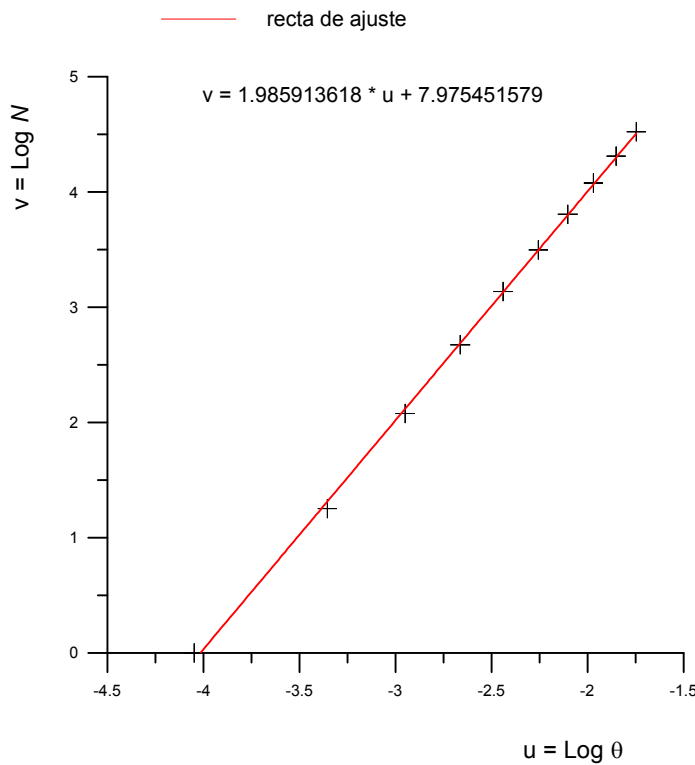


Figura 45
Representación de datos experimentales (11 puntos), $\log N$ (adimensional) frente a $\log \theta$ (adimensional). También se grafica la recta de ajuste

La fórmula deducida por G. Monk en su libro [2] proporciona, para este caso, el siguiente resultado mejorado:

$$n = \frac{(2t - N\lambda_0)(1 - \cos \theta)}{2t(1 - \cos \theta) - N\lambda_0} = \frac{(2 \times 5590 - 23 \times 0,6328)(1 - 0,996194698)}{2 \times 5590(1 - 0,996194698) - 23 \times 0,6328} = 1,519 \cong 1,52$$

2.3 Medida de longitudes de precisión por recuento de paso de franjas de interferencia

Un haz paralelo de rayos, procedente del láser He-Ne, es desdoblado mediante un separador de haz (SH), el cual consiste en un espejo semitransparente (espejo que refleja sólo el 50% de la intensidad de luz que incide sobre él, transmitiendo el 50% restante a su través). Uno de los dos rayos (*rayo 1*), se refleja en el espejo móvil $E1$, después de atravesar la lámina compensadora L y el otro (*rayo 2*) se refleja en el espejo fijo $E2$ [2], [3], [4], [5], [6], [7], [8].

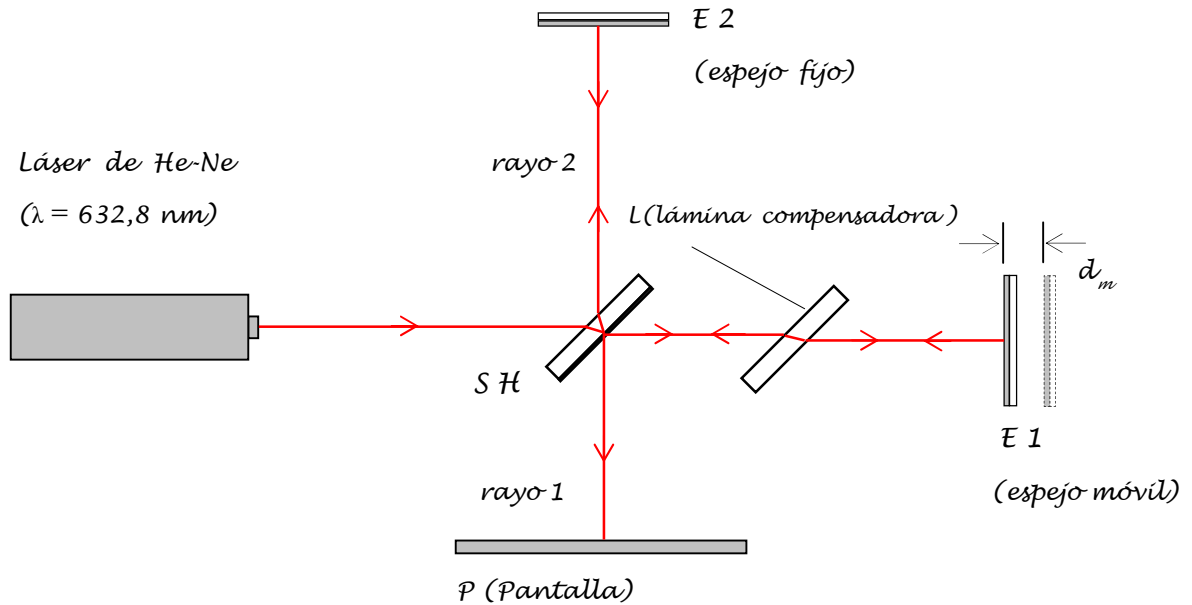


Figura 46

Interferómetro de Michelson. Dispositivo necesario para medida de longitudes de precisión por método interferométrico

Los espejos $E1$ y $E2$ son de reflexión en primera superficie. Después de la reflexión en los espejos $E1$ y $E2$, ambos rayos retornan al divisor de haz y salen de éste paralelamente, bien después de una nueva reflexión (*rayo 1*) o después de una nueva transmisión (*rayo 2*). Al salir paralelos pueden interferir en una pantalla plana P dispuesta apropiadamente en una posición posterior. La función de la lámina compensadora L es la de igualar los dos caminos ópticos de los rayos 1 y 2 cuando los brazos del interferómetro son iguales. Esta lámina es una copia geométrica exacta del separador de haz SH , salvo por la película reflectante de plata de éste. El sistema se representa en la Figura 46.

2.3.1 Fundamento analítico y procedimiento

Como los dos rayos que interfieren sobre la pantalla provienen de la misma fuente luminosa, se mantiene la correlación entre las fases de ambos y la diferencia de fase depende sólo de la diferencia de caminos ópticos recorridos por cada uno de ellos. Si se coloca una lente esférica positiva de corta distancia focal entre el láser y el separador de haces, se generará un diagrama de franjas de interferencia que podrá ser visualizado sobre la pantalla P . El *patrón de franjas de interferencia* producido en la pantalla es un *conjunto de anillos concéntricos alternativamente brillantes y oscuros desde el*

centro, tal como el mostrado en la Figura 47. El camino óptico de uno de los rayos (*el rayo I*), se puede variar desplazando el espejo móvil *EI* una distancia d_m . Si dicho espejo se desplaza en $\frac{\lambda}{4}$ alejándose del separador de haz, el camino óptico total de ese rayo aumentará en $\frac{\lambda}{2}$. Las franjas de interferencia cambiarán de modo que el radio de los máximos aumentará y ocupará la posición de los mínimos iniciales. Si el espejo *EI* se desplaza en una distancia adicional de $\frac{\lambda}{4}$, el nuevo sistema de franjas producido será el mismo que el original.

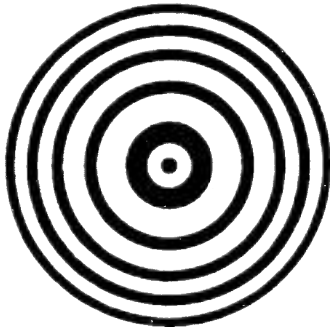


Figura 47
Patrón de interferencia producido en la pantalla *P*

De esta forma, moviendo el espejo *EI*, tendremos un diagrama de interferencia que va variando al variar la posición del espejo, y que volverá a reproducir el diagrama inicial cada vez que el espejo se mueva un múltiplo m de la semilongitud de onda de la luz utilizada. Por tanto, moviendo *EI* una distancia d_m y contando m , el número de veces que el patrón de interferencia vuelve a ser como el patrón inicial, se podrá medir la longitud d_m de desplazamiento del espejo móvil. Por tanto, mediante este procedimiento se pueden determinar desplazamientos muy precisos del espejo móvil, del orden de la longitud de onda λ de la luz utilizada. La distancia recorrida por el espejo móvil vendrá dada por la siguiente ecuación $d_m = \left(\frac{m}{2}\right)\lambda$. Si la longitud de onda λ es conocida, midiendo m , este procedimiento puede utilizarse para realizar medidas muy precisas de la distancia d_m de desplazamiento del espejo *EI*.

El procedimiento es el siguiente: 1) alinear el láser y el interferómetro para observar claramente el patrón de interferencias en pantalla, 2) ajustar el tornillo micrométrico de forma que el brazo sea casi paralelo a la base del interferómetro, ya que así la relación entre la rotación del tornillo y el movimiento del espejo móvil *EI* es prácticamente lineal, 3) hacer una marca en forma de recta vertical sobre la pantalla (esta marca de referencia, ver Figura 48, debe estar en el punto de separación entre dos anillos consecutivos brillante y oscuro, respectivamente), si se hace dos o tres anillos lejos del centro del diagrama de interferencia, será más fácil contar el desplazamiento de los anillos, 4) girar lentamente el tornillo micrométrico en sentido antihorario, y contar los anillos conforme van pasando por la marca de referencia hasta un total de m , hasta que el espejo haya recorrido la distancia d_m deseada que es objeto de medición. Antes de empezar a contar el paso de las franjas por la marca de referencia es importante tener la precaución de girar una vuelta el micrómetro y continuar girando el mismo en el mismo sentido. De esta forma se conseguirá eliminar el posible error de retroceso del tornillo (*backslash*). El paso de una franja por la marca de referencia ocurrirá cuando vuelva a

aparecer sobre ésta la separación entre un anillo brillante y un anillo oscuro y este paso será obtenido como consecuencia de haber girado el tornillo micrométrico un determinado ángulo.

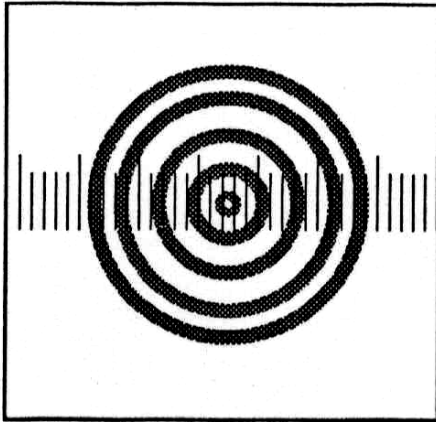


Figura 48
Marcas de referencia en la pantalla para contar el paso de las franjas de interferencia

Este giro corresponderá a un desplazamiento equivalente de $\lambda/2$ del espejo, habida cuenta que el rayo tiene que recorrer esta distancia dos veces, una en el camino de ida y otra en el camino de retorno después de producirse la reflexión en el espejo. El recuento del paso de franjas de interferencia por la marca de referencia se puede hacer también de forma automática utilizando *un fotómetro de alta sensibilidad*. Una fibra óptica capta por uno de sus extremos los máximos de luz de los anillos brillantes que van pasando a su través y por el otro extremo se conecta al fotómetro. De esta manera se podrán detectar picos de intensidad luminosa correspondientes al centro de los anillos brillantes cuyo ancho es de 1 mm. Se ajusta el fotómetro de manera que su rango cubra desde 0 hasta el máximo que corresponderá al centro de una franja brillante. A continuación, girando el tornillo micrométrico se harán pasar los máximos por el extremo de la fibra óptica. Por cada paso de un máximos de luz correspondiente a una franja brillante el fotómetro detectará un impulso de luz que convertirá a impulso eléctrico de tensión y esta señal de impulsos se hace entrar en un contador electrónico que realizará el recuento de los mismos. Una vez realizado el ajuste del fotómetro y su conexión al contador, se debe comprobar que el recuento del mismo es correcto comparando con un recuento manual del paso de un número suficiente de franjas de interferencia, por ejemplo 100 ó 150 franjas.

2.3.2 Medida de un paso fraccionario de franja. Método de las fracciones exactas

Un problema inherente a toda medición interferométrica de longitud es que si para una determinada longitud de onda de la luz λ , *el orden de interferencia es fraccional*, por ejemplo de valor $(m + \varepsilon)$, siendo m la parte entera y ε la parte fraccionaria, la medición visual del desplazamiento de franjas solamente proporciona el valor de la parte fraccionaria ε [3] pp. 222-227, [3], [4].

Para determinar el valor de la parte entera m , se han propuesto diferentes métodos. El método más sencillo y directo es *el recuento del número de franjas* que pasan por un punto dado del campo de medida mientras uno de los espejos del interferómetro se mueve sobre la longitud objeto de medida. Este método requiere la utilización de un detector rápido de impulsos de luz, tal como *un fotodiodo de silicio* asociado a un circuito digitalizador de

impulsos que son aplicados a un contador digital y contados por el mismo. En este caso el valor de m viene medido directamente por *el número de cuentas del contador digital* y lo que tendría que evaluarse visualmente es la parte fraccionaria ε . En la parte superior de la Figura 49 se tiene *un interferómetro Kösters* utilizado para la medición de patrones de longitud y en la parte inferior de dicha figura, el interferograma obtenido, mostrando *el paso fraccional de franja* que, según las acotaciones de la figura, valdrá $\left(\frac{\Delta x}{x}\right)$. Dependiendo del tamaño físico real del interferograma sobre la pantalla de proyección, la agudeza visual del operador podría llegar a ser como máximo de 1/10 de paso de franja. (En nuestro caso, hemos obtenido un interferograma de una extensión total de unos 5 cm, aproximadamente, al situar la pantalla a 75 cm de distancia respecto del separador de haz. Con estas circunstancias, la separación obtenida entre dos franjas brillantes era de 2,5 mm, aproximadamente. Por consiguiente hemos podido discriminar visualmente $\frac{1}{2}$ de paso de franja).

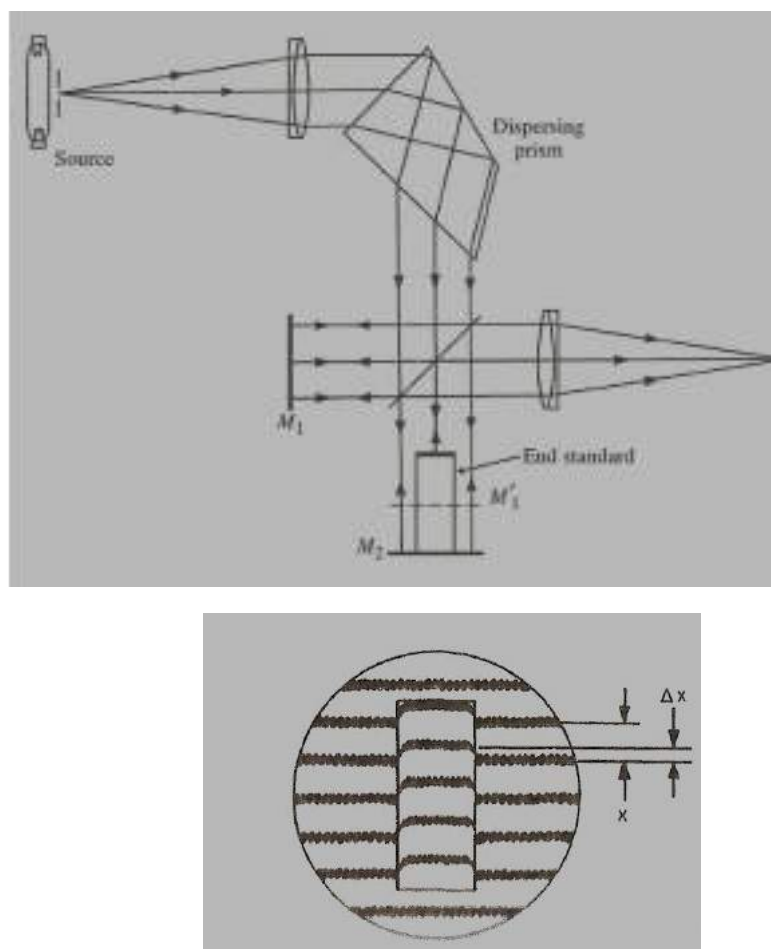


Figura 49

Interferómetro Kösters. Interferograma obtenido, mostrando el paso fraccional de franja

En *el método de las fracciones exactas*, el interferómetro es excitado sucesivamente con longitudes de onda diferentes, sean $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$, siendo $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_n$ *los órdenes fraccionales de interferencia* obtenidos respectivamente para estas longitudes de onda.

Si p es la diferencia de camino óptico de los dos haces en los dos brazos del interferómetro, tendremos:

$$p = (m_1 + \varepsilon_1)\lambda_1 \tag{2.16}$$

$$p = (m_2 + \varepsilon_2)\lambda_2 \tag{2.17}$$

.....

$$p = (m_n + \varepsilon_n)\lambda_n \tag{2.18}$$

donde m_1, m_2, \dots, m_n son los correspondientes *órdenes enteros de interferencia*. El valor de p es el mismo en todas las medidas porque corresponde a la misma posición relativa de los dos espejos del interferómetro, que se mantiene invariante. Además se puede hacer una medida muy aproximada del mismo mediante los tornillos micrométricos, digamos con aproximación de $1 \mu\text{m}$. Entonces también se puede realizar una estimación muy aproximada del *orden entero de interferencia* m_1 para una de las longitudes de onda, digamos por ejemplo, la longitud de onda λ_1 . Entonces se puede tomar un rango de valores enteros para m_1 , por encima y por debajo, que esté centrado en este valor de partida. Los correspondientes valores fraccionales $\varepsilon_2, \dots, \varepsilon_n$ para el resto de longitudes de onda $\lambda_2, \dots, \lambda_n$ se pueden calcular a partir de las ecuaciones (2.7) hasta (2.9). El valor correcto de m_1 será aquel para el cual *los valores calculados del exceso de fracción* esté de acuerdo con *los valores medidos de dichos excesos de fracción*, dentro de los límites del error experimental.

Para demostrar la operatividad del método tomamos el ejemplo desarrollado en la obra de C.Candler. Michelson y Benoît realizaron simultánea e independientemente una serie de medidas del exceso de fracciones para las cuatro líneas de emisión del cadmio al medir la longitud del étalon corto (distancia entre espejos M y M', Figura 50).

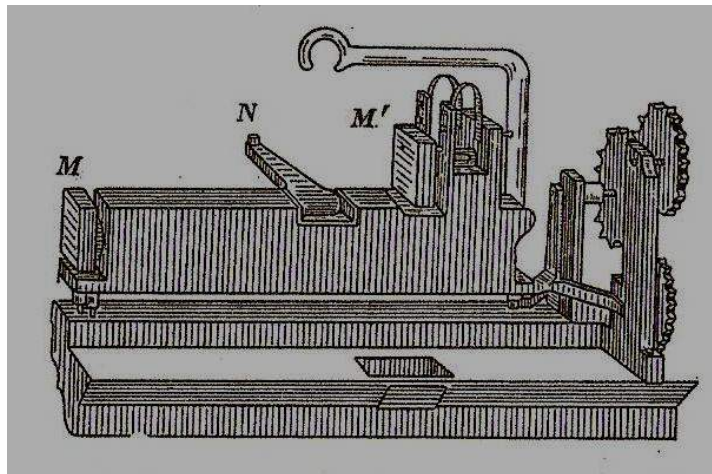


Figura 50
 Étalon utilizado por Michelson para determinar interferométricamente la longitud de 1 m

En aquel momento ya se conocían por métodos independientes de la interferometría (métodos espectroscópicos) y con suficiente precisión, las longitudes de onda de las cuatro líneas del cadmio (rojo, verde, azul y violeta). Como la longitud del étalon entre los espejos M y M' era conocida por métodos mecánicos (figura 778), pudieron estimar que estaba comprendida en un rango de valores enteros desde 1209 hasta 1215 veces la semilongitud de onda para la línea roja del cadmio. Esto supone una precisión de alrededor de 10 veces la semilongitud de onda de la línea roja del cadmio de 6438,9 Å. (Precisiones en la medida de longitud del orden de aproximadamente 10^{-4} inch para aquel tiempo pueden considerarse que eran muy meritorias). De manera que los resultados que obtuvieron experimentalmente son los mostrados en la Tabla 4.

TABLA 4. Exceso de fracciones, medido para las cuatro líneas del cadmio.

Cadmium line.	Approximate wavelength.	Measured fraction	
		Michelson.	Benoff.
Red - -	6438.9 A	.37	.34
Green - -	5086.3 A	.79	.79
Blue - -	4800.0 A	.18	.16
Violet - -	4678.9 A	.54	.52

Tomando 0.35 como *valor del exceso de fracción para la línea roja del cadmio* (un valor que es aproximadamente media aritmética entre los valores obtenidos independientemente por ambos experimentadores), se puede asumir sucesivamente que la longitud actual del escalón puede ser uno de los valores siguientes: 1209.35, 1210.35, 1211.35, 1212.35, 1213.35, 1214.35 ó 1215.35 semilongitudes de onda. Entonces se pueden calcular los números correspondientes de semilongitudes de onda para las líneas verde, azul y violeta. Los resultados son los recogidos en la Tabla 5.

TABLA 5. Cálculo de longitudes de onda (método de las fracciones exactas).

Red	Green	Blue	Violet
Measured fraction	Measured fraction	Measured fraction	Measured fraction
.35	.79	.17	.53
1209.35	1530.99	1622.19	1664.41
1210.35	1532.26	1623.53	1665.78
1211.35	1533.53	1624.87	1667.16
1212.35	1534.79	1626.21	1668.54
1213.35	1536.06	1627.55	1669.91
1214.35	1537.32	1628.90	1671.29
1215.35	1538.59	1630.24	1672.66

Se puede ver claramente que el valor 1212 es el único número de semilongitudes de onda de luz roja del Cd que produce un acuerdo satisfactorio entre los valores medidos y los valores calculados del exceso de fracción para las

otras tres líneas (verde, azul, violeta). Por ello, este método es conocido como *el método de las fracciones exactas*. Este método se adapta mejor en un *interferómetro Fabry-Pérot* que en *el interferómetro Michelson*, porque en el primero puede apreciarse *1/100 de paso de franja*, mientras que en el segundo solamente se pueden medir visualmente con precisión pasos fraccionales del orden de *1/10 de franja*.

2.3.3 Resultados y discusión

Para medir la longitud deseada d_m , el micrómetro se posicionará en una lectura de aproximadamente 50 μm para asegurar que el movimiento del tornillo micrométrico se realiza en una región donde el desplazamiento es lineal. La fibra óptica se posicionará de modo que su extremo coincida con la segunda o tercera franja brillante. Luego, se seguirá moviendo lentamente el micrómetro en el mismo sentido mientras el contador cuenta los máximos necesarios hasta que el espejo E_1 recorra la distancia deseada que debe ser medida. Entonces el recuento realizado por el contador digital del paso de franjas por delante del fotómetro situado enfrente del extremo de la fibra óptica será de m franjas. La distancia recorrida por el espejo móvil vendrá dada por la siguiente ecuación $d_m = \left(\frac{m}{2}\right)$, tal como se ha comentado anteriormente. Se realizarán 5 mediciones de longitudes mediante recuentos sucesivos del número de franjas desde una posición de referencia conocida. Los resultados obtenidos quedan recogidos en la Tabla 6.

TABLA 6. Medidas de m y d_m .

m	0	5000	10000	15000	20000	25000	30000	35000	40000
$d_m (\mu\text{m})$	0	1582	3164	4746	6328	7910	9492	11074	12656

2.4 Conclusiones

Este capítulo tiene un doble objetivo. Por una parte, persigue la comprobación experimental de la validez del modelo teórico del diagrama de interferencia obtenido para una configuración interferométrica de Michelson especificada. De otra parte, se obtienen los resultados de tres experimentos interferométricos básicos. Basándose en los resultados teóricos de la interferometría Michelson, se pueden realizar medidas experimentales básicas, tales como la determinación de la longitud de onda del láser, la determinación del índice de refracción de un cristal de vidrio de caras plano-paralelas, la determinación de la variación del índice de refracción del aire con la presión o la determinación de longitudes de precisión. Para cada una de estas medidas se realiza un experimento de referencia, utilizando una configuración particular de *interferómetro de Michelson*.

La *interferometría* es una técnica basada en el *desplazamiento de las franjas de interferencia* que se produce al *variar la diferencia de caminos ópticos de dos rayos de luz que interfieren*. La medición del desplazamiento

fraccional de las franjas permite deducir la distancia del desplazamiento relativo habido entre los espejos. Esto constituye un método para *la medida de precisión de la longitud o de la distancia*.

La determinación de la longitud de onda del láser de He-Ne, empleado como fuente de luz coherente en una configuración de interferómetro de Michelson, se basa en la producción de un diagrama de anillos de interferencia en una pantalla cercana. La disposición de los anillos concéntricos, alternativamente brillantes y oscuros, depende de la diferencia de caminos ópticos recorridos por cada uno de los 2 rayos sobre los brazos respectivos del interferómetro. Cuando el espejo móvil se desplaza en una distancia equivalente a $\lambda / 4$, las franjas de interferencia cambian de posición, de manera que en la posición en la que había una franja oscura, ahora aparecerá una franja brillante y viceversa. Si el espejo vuelve a moverse en el mismo sentido otra distancia equivalente a $\lambda / 4$, la posición de las franjas de interferencia será la misma que la inicial. Por tanto, el diagrama de franjas de interferencia se reproduce a sí mismo cada vez que el espejo móvil se mueve una distancia equivalente a un múltiplo entero m de veces la semilongitud de onda de la luz. Desplazando el espejo una distancia d_m y contando el número m de veces que el patrón de interferencia vuelve a ser como el inicial, se puede calcular la longitud de onda de la luz utilizada. Para hacer fácil la medición, se traza una marca recta en el punto de separación entre dos anillos consecutivos, brillante y oscuro, que estén suficientemente alejados de centro del diagrama. Después se van realizando medidas de los pares de valores desplazamiento d_m del espejo y número m respectivo de anillos que pasan por la marca, haciendo que éste último alcance un número predeterminado de cuentas. El recuento del número de franjas de interferencia que pasan por la marca se puede realizar de forma manual o de forma automática. Esta última con un dispositivo electrónico consistente en un fotodiodo de Si de alta velocidad que se utiliza como fotómetro detector de luz. El fotodiodo entrega una señal eléctrica a un circuito de acondicionamiento que genera un pulso de tensión cada vez que el fotodiodo detecta el paso de una franja brillante. El pulso entra posteriormente en el circuito de recuento de un contador digital, que totaliza el número de impulsos recibidos en una determinada medida. Dado que el proceso de medición de la longitud de onda es indirecto, debe tenerse en cuenta la propagación del error de las magnitudes medidas. Para poder precisar la determinación de λ hasta las décimas de nm, es necesario realizar un cómputo de, al menos, 20000 pasos de línea, suponiendo que el error del tornillo micrométrico es de $\pm 1 \mu\text{m}$ y el error del contador es de ± 1 .

La determinación del índice de refracción de un cristal de vidrio de caras plano-paralelas está fundamentado en el hecho de que cuando la luz atraviesa un determinado espesor de vidrio, el camino óptico recorrido por el rayo es directamente proporcional al índice de refracción del vidrio y al espesor de vidrio atravesado. Esto es consecuencia directa de que la longitud de onda de la luz dentro del vidrio es $(1/n)$ veces la longitud de onda de esta misma luz en el vacío. El procedimiento seguido es utilizar una configuración de interferómetro de Michelson, intercalando el cristal de vidrio en uno de los brazos del interferómetro. Inicialmente el cristal se coloca de forma que el rayo incida normalmente a sus caras. Después se rota el cristal un ángulo θ , valiéndose para la medición de éste de la platina de giro con escala graduada situada en la parte inferior del interferómetro. Se cuenta el número N de franjas de interferencia que realizan el paso sobre una marca fija de la pantalla, al pasar

de la posición del cristal en incidencia normal a la posición girada con incidencia oblicua. Teniendo en cuenta el modelo teórico y la propagación de errores, para un espesor de cristal de $5,59 \text{ mm}$ con $\lambda = 632,8 \text{ nm}$, $\Delta\theta = \pm 0,1^\circ$, $\Delta\lambda = \pm 0,0001 \mu\text{m}$, $\Delta N = \pm 0,5$ y $\Delta t = \pm 20 \mu\text{m}$, se obtiene $\Delta n = \pm 0,052$.

La determinación de longitudes de precisión se realiza en un interferómetro de Michelson, obteniendo la medida indirecta del desplazamiento del espejo móvil. Al ir desplazándose el espejo móvil, las franjas de interferencia se desplazan correlativamente sobre una marca de referencia grabada en un punto fijo de la pantalla. Haciendo el recuento del número de franjas de interferencia que han pasado por la marca para un desplazamiento dado del espejo móvil, se puede calcular posteriormente éste, basándose en el dato de la longitud de onda de la luz utilizada.

Referencias

- [1] M. Yuste y C. Carreras. *Fundamentos de la radiación láser*. Cuadernos de la UNED, Madrid (1992).
- [2] G. Monk. *Light: Principles and Experiments*. Dover Press, New York (1963).
- [3] A.C.Candler. *Modern Interferometers*. Hilger & Watts, London (1951).
- [4] P.Hariharan. *Basics of Interferometry*, pp.68-70. Academic Press, New York (1991).
- [5] P.Hariharan. *Optical Interferometry*, pp.106-107. Academic Press, New York (1986).
- [6] F.McAleese. *The Laser Experiments Handbook*. McGraw-Hill, New York (1979).
- [7] H.H.Gottlieb. *Experiments Using a Helium-Neon Laser*. Metrologic, Belmawr, New Jersey (1974).
- [8] D.T.Horn. *Laser Experimenter's Handbook*. Tab, Blue Ridge Summit, PA (1988).

Capítulo 3

Interferómetro Sagnac. Láser de anillo

3.1 Interferómetro Sagnac

3.2 Láser de anillo

3.3 Efecto Sagnac

3.4 Medida de la velocidad angular con el interferómetro rotatorio de Sagnac

3.5 Conclusiones

Referencias

3. Interferómetro Sagnac. Láser de anillo

3.1 Interferómetro Sagnac

El *interferómetro Sagnac* difiere sustancialmente del diseño correspondiente a los *interferómetros Michelson* y *Mach-Zender* [1], [2]. La característica principal de este dispositivo es que *los dos haces de luz toman caminos idénticos pero opuestos en dirección*. Además recorren caminos cerrados antes de encontrarse para interferir y, por lo tanto, son inseparables. Dos variantes formales de este interferómetro se muestran en la Figura 51, aunque también son posibles otras configuraciones. La consecuencia de esto es que este interferómetro no puede emplearse en aplicaciones convencionales que, por lo general, dependen de la posibilidad de imponer variaciones solamente sobre uno de los haces de luz. Este interferómetro es bastante estable y es fácil de alinear. Su aplicación principal es como *giroscopio*.

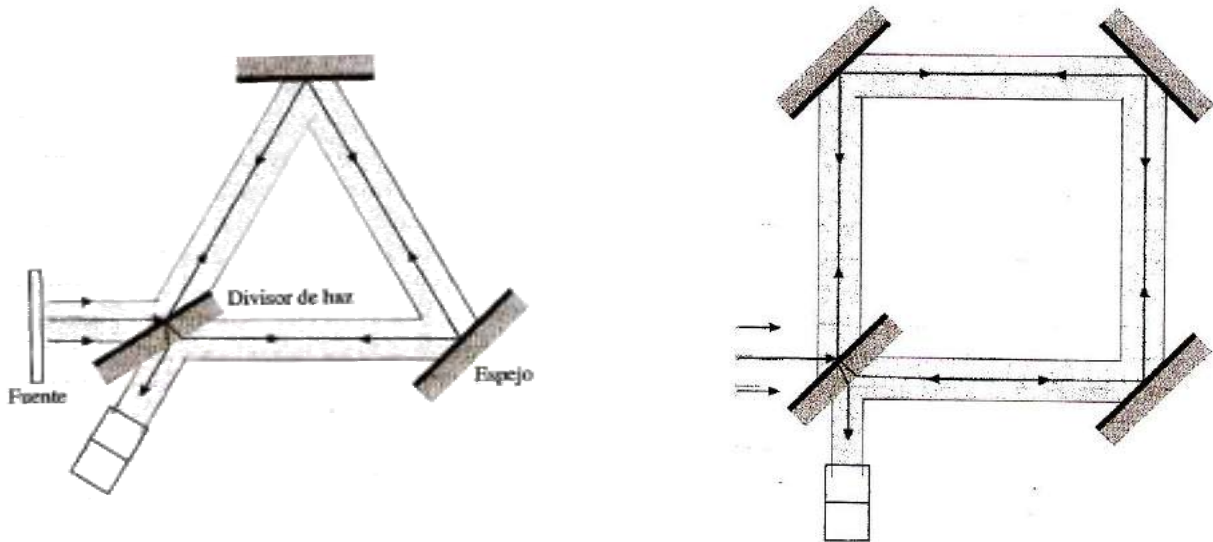


Figura 51
Dos posibles configuraciones de *interferómetro Sagnac*

Con la mayor parte de los interferómetros es necesario proteger el instrumento frente a vibraciones y corrientes de aire para obtener un patrón estable de franjas de interferencia. Estos problemas son mucho menos críticos en el caso del *interferómetro Sagnac* porque los dos haces interferentes siguen caminos ópticos muy aproximadamente iguales. Entonces se obtiene un patrón de franjas incluso con una fuente extensa de luz blanca.

Consideramos ahora las particularidades funcionales de los dos diseños iniciales (*número par* de espejos reflectores, *número impar* de espejos reflectores), Figura 52 (a) y (b), respectivamente. Con respecto al diseño de la Figura 52 (a), cuando B , M_1 , M_2 son perpendiculares al plano de la Figura, cualesquiera dos rayos procedentes del divisor de haz emergerán siempre paralelos del interferómetro, aunque presenten una *separación lateral*. Esta *separación* puede ser *variada por traslación* de alguno de los elementos B , M_1 , M_2 o bien por rotación de alguno de ellos alrededor de un eje perpendicular al plano de la figura. Por otro lado, los dos rayos permanecen siempre superpuestos en el mismo sentido. La diferencia de caminos ópticos entre tales rayos en un plano normal a ellos es cero para un ángulo de incidencia particular, pero aumenta con la desviación de este ángulo y con la separación

lateral de los rayos. Consecuentemente, cuando el interferómetro es iluminado con una *fente de luz extensa*, se pueden observar *franja de interferencia rectas y verticales*, localizadas en el infinito, con un espaciado inversamente proporcional a la separación lateral entre los rayos emergentes. Si el separador de haz es inclinado alrededor de un eje en el plano de la Figura, entonces se obtienen franjas horizontales. En este caso, los dos rayos emergentes forman un ángulo entre sí y las franjas son localizadas a una distancia finita.

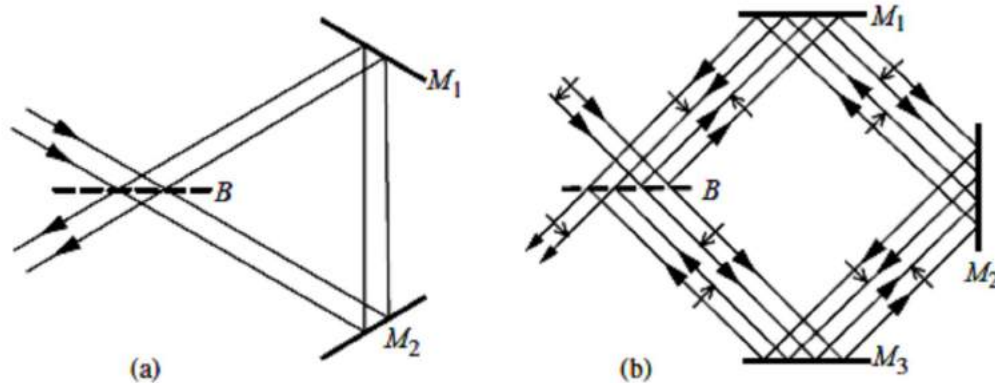


Figura 52

Interferómetro Sagnac (a) configuración de 2 espejos, (b) configuración de 3 espejos

En la configuración de 3 espejos de la Figura 52 (b), los frentes de onda de los dos rayos interferentes están lateralmente invertidos uno respecto del otro en cada plano perpendicular del camino que recorren dentro del interferómetro. Como consecuencia, los caminos recorridos por los dos rayos dentro del interferómetro, pueden ser físicamente separados por un desplazamiento lateral del rayo incidente original. Esta configuración tiene la particularidad de que no es sensible a desplazamientos de los espejos o del separador de haz. Sin embargo, la rotación de alguno de ellos trae como consecuencia la introducción de una inclinación entre los rayos emergentes del interferómetro procedentes de un solo rayo incidente en el separador de haz. Dado que *la separación lateral de tal par de rayos se hace cero en el espejo M_2* , las franjas vistas con una fuente luminosa extensa están localizadas en la superficie de este espejo.

3.2 Láser de anillo

Un *láser de anillo* es un *interferómetro Sagnac de dos espejos* en uno de cuyos brazos se dispone una cavidad láser [2]. Un diseño convencional de este dispositivo se muestra en la Figura 53. El espejo de salida hace también la función de *separador de haz*, de forma que los dos rayos que se propagan en sentidos contrarios en el interior del interferómetro encuentran un camino de salida por dicho espejo. Como salen formando un ángulo, es necesario hacer pasar uno de ellos por un prisma exterior, reflejándose en sus caras internas, con el objeto de

conseguir el *alineamiento de los dos rayos* y producir *interferencia* en la superficie fotosensible de un *detector* posterior. Si ahora este sistema se hace rotar alrededor de un eje que forme un ángulo no nulo con respecto al plano del anillo, se producirá un *desplazamiento de frecuencia* en los *modos láser CW (clockwise-propagating)* y *CCW (counterclockwise-propagating)* de igual magnitud y sentidos opuestos, respectivamente. La *señal de interferencia* de ambos rayos es una *señal de batido muy estable*, ya que los dos modos utilizan la misma cavidad y serán afectados igualmente por cambios de temperatura y perturbaciones mecánicas.

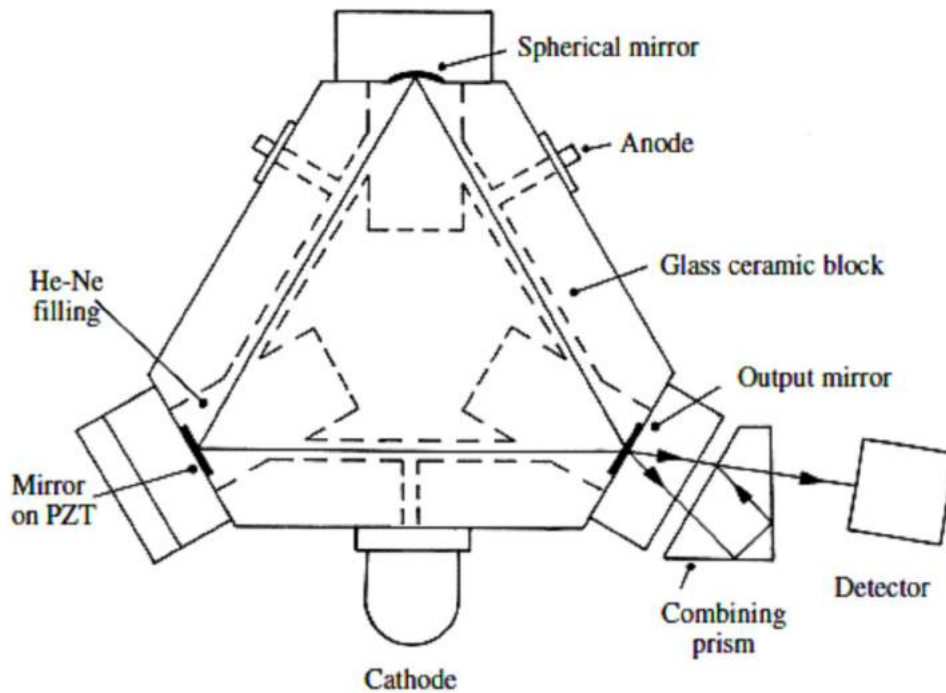


Figura 53
Láser de anillo utilizado como sensor de rotación

A causa de la presencia del medio activo dentro del anillo y de la retrodispersión en los dos espejos, los dos modos en la cavidad láser son propensos a bloquearse a muy bajas velocidades de rotación. Una técnica frecuentemente utilizada para eliminar la atenuación de los modos es interpolar la frecuencia de batido por una oscilación angular del anillo láser con una pequeña constante de amplitud. Otra solución alternativa es hacer funcionar la cavidad láser a *cuatro frecuencias diferentes* mediante un *campo magnético* que fuerza ésta a generar dos *pares de ondas contra-propagadas* con polarizaciones circulares opuestas. La *diferencia entre las frecuencias de batido* corresponde a la *señal de velocidad de rotación*.

El *límite teórico de sensibilidad* para el *láser de anillo* está dado por la siguiente relación:

$$\Delta\omega = \frac{\lambda_0 P \Gamma_c}{4 A (n_{ph} \tau)^{1/2}} \quad (3.1)$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío, P es el *perímetro óptico*, Γ_c es el *ancho de línea de la cavidad láser*, n_{ph} es el *flujo fotónico en el rayo* y τ es el *tiempo promedio*. Con un diseño paramétrico cuidadoso se pueden conseguir características cercanas al límite de sensibilidad por emisión espontánea en el medio de ganancia de la cavidad láser.

Los *sensores de rotación* basados en el *láser de anillo* tienen las siguientes ventajas respecto a los giroscopios mecánicos: *rapidez de operación*, *gran rango dinámico*, *insensibilidad al movimiento lineal* e *independencia de errores de acoplamiento cruzado* en sistemas sensores multieje. Por esta razón han sido los primeros en ser ampliamente utilizados en *guiado de misiles* y *sistemas inerciales de navegación*.

3.3 Efecto Sagnac

El fenómeno físico que explica la operación de un giroscopio óptico es el *efecto Sagnac* [3], [7], [8]. El nombre proviene de los experimentos realizados en 1913 por el físico francés *Georges Sagnac* [3]. En la figura 54 se representa el *interferómetro rotatorio* utilizado al efecto. El análisis del interferograma recogido en el detector muestra un desplazamiento del patrón de franjas de interferencia. Este desplazamiento de franjas se produce cuando el sistema (fuente, divisor de haz, espejos y detector) rota con velocidad angular Ω alrededor de un eje que corta el plano que contiene al mismo.

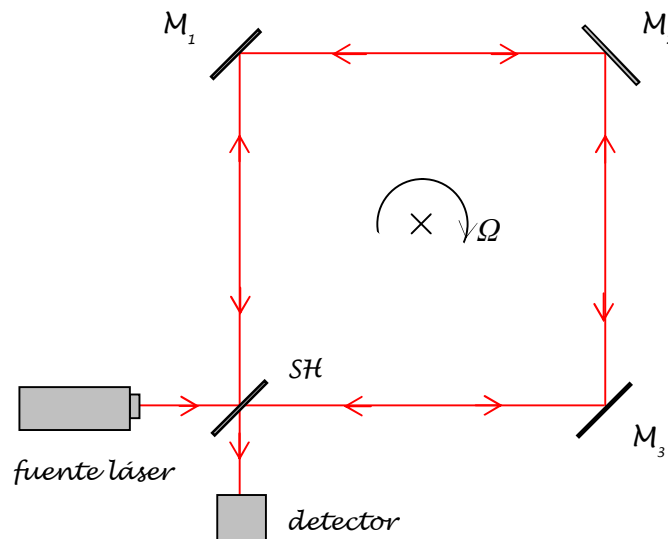


Figura 54

Interferómetro rotatorio de Sagnac. M_1, M_2, M_3 = espejos de 1ª superficie, SH = separador de haz.

El conjunto rota con velocidad angular Ω alrededor de un eje perpendicular al plano que contiene al sistema

Consideremos dos ondas de luz (CW, CCW) propagándose en sentidos contrarios a través de *un interferómetro de anillo de fibra óptica* (Figura 55), el cual está rotando con velocidad angular Ω en sentido horario alrededor de un eje que pasa por el centro geométrico del mismo y es perpendicular al plano que lo contiene. Las dos ondas de luz atraviesan caminos de diferente longitud desde que salen de la fuente hasta que retornan al detector. Las longitudes de camino efectivo son:

$$L_{CW} = 2\pi R + R\Omega t_{CW} = ct_{CW} \quad \text{y} \quad L_{CCW} = 2\pi R - R\Omega t_{CCW} = ct_{CCW}$$

de manera que los tiempos de tránsito t_{CW} y t_{CCW} para las ondas que viajan en sentido horario y en sentido antihorario pueden expresarse, respectivamente, así:

$$t_{CW} = \frac{2\pi R}{c - R\Omega} \quad (3.2)$$

$$t_{CCW} = \frac{2\pi R}{c + R\Omega} \quad (3.3)$$

donde R es el radio del anillo y c es la velocidad de la luz en el espacio libre. La *diferencia de tiempos de tránsito* para ambas ondas será, por tanto (suponiendo $c^2 \ll R^2\Omega^2$):

$$\Delta t = t_{CW} - t_{CCW} = \frac{2\pi R}{c - R\Omega} - \frac{2\pi R}{c + R\Omega} = \frac{4\pi R^2\Omega}{c^2 - R^2\Omega^2} \cong \frac{4\pi R^2\Omega}{c^2} = \frac{4A\Omega}{c^2} \quad (3.4)$$

donde A es el área encerrada por el anillo. La *diferencia de caminos ópticos* de las dos ondas será, por tanto:

$$\Delta L = c\Delta t = c \frac{4A\Omega}{c^2} = \frac{4A\Omega}{c} \quad \text{y la diferencia de fase de las dos ondas:}$$

$$\Delta\phi = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\Delta L = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{4A\Omega}{c} = \frac{8\pi A\Omega}{\lambda c} \quad (3.5)$$

En el caso de una fibra óptica la sensibilidad resulta multiplicada por un factor N , si se enrollan en capas N espiras en forma de bobina, la única limitación lo suponen las pérdidas de potencia (atenuación) en la misma. Esta limitación restringe la longitud total de la bobina de fibra a varios kilómetros. En el caso de un dispositivo RFOG (Ring Fiber Optic Gyroscope), la energía de las dos ondas en contra-propagación resulta acoplada dentro del lazo de fibra a dos frecuencias diferentes en presencia de la rotación Ω . La diferencia de frecuencia de las dos ondas en contra-propagación puede ser escrita en función de ΔL de la siguiente forma: $\Delta f/f = \Delta L/L$ donde $f = c/\lambda$, y $L = 2\pi RN$ la longitud total de la bobina de fibra. El desplazamiento de frecuencia entre las dos ondas es, entonces:

$$\Delta f = \left(\frac{2R}{\lambda}\right)\Omega \quad (3.6)$$

El interferómetro Sagnac resulta ser un dispositivo con alta sensibilidad de medida. Un sencillo ejemplo puede dar cuenta de ello. Considérese un anillo de interferencia de fibra óptica formado por una bobina de 200 m de longitud y diámetro de 10 cm (tendrá un área total de 5 m²), adecuado para medir la velocidad de rotación

terrestre ($\omega_E = 15^\circ/h = 72,72 \mu r/s$). Se requerirá detectar una diferencia de fase del orden de $\Delta\phi \cong 55,38 \mu r$ para longitud de onda de 550 nm. Esto corresponde a una diferencia de caminos ópticos de $\Delta L \cong 4,85 \times 10^{-12} \text{ m}$.

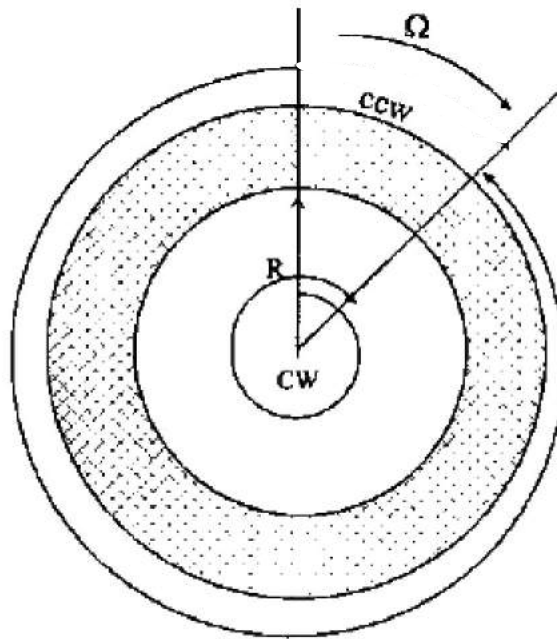


Figura 55
Interferómetro rotatorio de Sagnac. Relativo a la determinación de la diferencia de caminos ópticos de las ondas CW y CCW

3.4 Medida de la velocidad angular con el interferómetro rotatorio de Sagnac

En esta aplicación, el interferómetro se utiliza para medir la velocidad de rotación Ω [4]. Se considera el dispositivo mostrado en la Figura 56. Como los dos haces de luz superpuestos atraviesan el interferómetro en sentidos opuestos, uno a derechas y el otro a izquierdas, si se hace rotar todo el sistema interferométrico (fuente, espejos y detector) alrededor de un eje perpendicular al plano de éstos que pase por su centro O , es lógico pensar que el efecto de la rotación reduzca el camino óptico seguido por un haz de luz respecto del otro. Concretamente, el haz que viaje en el sentido contrario al de la rotación encontrará antes los espejos y el detector. Este haz tendrá un camino óptico menor y, por tanto, un tiempo de viaje menor hasta alcanzar el detector.

En la situación representada en el esquema de la Figura 56, cualquier esquina del interferómetro, como la señalada por A , se moverá con una velocidad lineal $v = \Omega R$, siendo R la mitad de la diagonal del lado del cuadrado. Según el concepto clásico, hallamos que el tiempo de viaje de la luz a lo largo del trayecto \overline{AB} es:

$$t_{AB} = \frac{R\sqrt{2}}{c - \frac{v}{\sqrt{2}}} = \frac{2R}{c\sqrt{2} - v} = \frac{2R}{c\sqrt{2} - \Omega R} \quad (3.7)$$

El tiempo de viaje de la luz desde A hasta D es:

$$t_{AD} = \frac{R\sqrt{2}}{c + \frac{v}{\sqrt{2}}} = \frac{2R}{c\sqrt{2} + v} = \frac{2R}{c\sqrt{2} + \Omega R} \quad (3.8)$$

El tiempo total de viaje del rayo que viaja a girando a derecha es:

$$t_{derecha} = 4 t_{AB} = 4 \frac{2R}{c\sqrt{2} - \Omega R} = \frac{8R}{c\sqrt{2} - \Omega R} \quad (3.9)$$

y el tiempo total de viaje del rayo que viaja girando a izquierda es:

$$t_{izquierda} = 4 t_{AD} = 4 \frac{2R}{c\sqrt{2} + \Omega R} = \frac{8R}{c\sqrt{2} + \Omega R} \quad (3.10)$$

Suponiendo que se cumple la condición $\Omega R \ll c$, la diferencia de estos dos tiempos de viaje será :

$$\begin{aligned} t_{derecha} - t_{izquierda} &= \frac{8R}{c\sqrt{2} - \Omega R} - \frac{8R}{c\sqrt{2} + \Omega R} = \frac{8R(c\sqrt{2} + \Omega R) - 8R(c\sqrt{2} - \Omega R)}{2c^2 - \Omega^2 R^2} = \\ &= \frac{16\Omega R^2}{2c^2 - \Omega^2 R^2} = \frac{16\frac{\Omega R}{c} R}{\frac{1}{c}(2c^2 - \Omega^2 R^2)} = \frac{16\frac{\Omega R}{c} R}{\frac{1}{c}c^2\left(2 - \frac{\Omega^2 R^2}{c^2}\right)} = \left| \frac{\Omega R}{c} \right| \frac{u}{2-u} = 16\frac{R}{c} \frac{u}{2-u} \cong 16\frac{R}{c} \frac{1}{2} u = \\ &= \frac{8R}{c} u = \frac{8R}{c} \frac{\Omega R}{c} = \frac{8\Omega R^2}{c^2} = \frac{4A}{c^2} \Omega \end{aligned} \quad (3.11)$$

(donde se ha utilizado el desarrollo en serie de McLaurin de la función $\frac{u}{2-u^2}$ en el entorno de $u = 0$). El resultado final se expresa en función del área $A = 2R^2$ del cuadrado formado por los dos haces de luz.

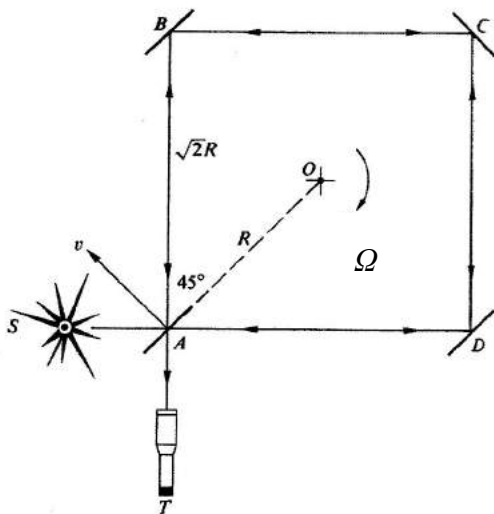


Figura 56
Interferómetro rotatorio de Sagnac. Geometría

Si el período de la luz monocromática utilizada es $\tau = \lambda/c$, entonces el *desplazamiento fraccional de las franjas de interferencia* proporcionado por este desfase temporal, será:

$$\Delta N = \frac{\Delta t}{\tau} = \frac{4 A \Omega}{c \lambda} \quad (3.12)$$

Este resultado ha sido comprobado experimentalmente. En concreto, Michelson y Gale (en 1925), recurrieron a este método para determinar la velocidad angular de la Tierra.

3.5 Conclusiones

El *interferómetro Sagnac* y el *láser de anillo* son dos diseños tempranos que hicieron posible mediciones precisas de *velocidades de rotación* con gran sensibilidad. Ambos diseños se basan en la generación de *dos rayos de luz coherente* que *viajan en sentidos contrarios* a través de un *circuito cerrado*. Sagnac demostró en 1913 con un interferómetro de dos espejos, que cuando todo el sistema (incluyendo la fuente de luz láser) se sometía a una rotación con velocidad angular Ω alrededor de un eje que forma un ángulo θ con la normal al plano del interferómetro, se producía un *desplazamiento de franjas de interferencia* debido a un retardo entre los dos rayos que puede ser cuantificado por la expresión $\tau = \left(\frac{4 \Omega A}{c^2} \right) \cos \theta$, donde A es el área encerrada por el camino de la luz. El desplazamiento de franjas dado por la ecuación anterior puede hacerse el doble comparándolo con la posición de las franjas para rotaciones a la misma velocidad en sentidos opuestos. Sagnac también estableció que el efecto no depende ni de la forma del lazo ni de la posición del centro de rotación. Posteriormente, Michelson y Gale en 1925 [4], [5], [6] consiguieron demostrar *la velocidad de rotación de la Tierra* por medio de *medidas interferométricas* similares. Para obtener la sensibilidad necesaria, utilizaron un camino rectangular de 60 m \times 15 m constituido por tuberías de acero en las que se practicó el vacío. Debido a que la velocidad de rotación terrestre no se podía variar, el desplazamiento de franjas fue medido comparando la posición de las franjas en el circuito principal con respecto al sistema de franjas formado en un circuito análogo que encerraba un área más pequeña.

Referencias

- [1] P. Hariharan. *Basics of Interferometry*, pp. 21-22. Academic Press, New York (1991).
- [2] P. Hariharan. *Optical Interferometry*, pp. 28-29, 189-191. Academic Press, New York (1986).
- [3] Francis T.S. Yu & Shizhuo Yin. *Fiber optic sensors*, pp. 336-345. Ed. Francis T.S. Yu & Shizhuo Yin (2nd edition). CRC Press, Taylor&Francis Group (2008).
- [4] W.E. Williams. *Applications of Interferometry*, pp. 60-62. Wiley, New York (1950).
- [5] A.A. Michelson. *Astronomical Journal*, 61, pp. 137-140, (1925).
- [6] A.A. Michelson & H.G. Gale. *The effect of the earth's rotation on the velocity of light*. Nature, vol. 115, pp. 566-575, (1925).
- [7] E. Udd. *Fiber optic sensors*, pp. 200-205. Ed. Eric Udd (2nd edition). Wiley Series in Pure&Applied Optics (2011).
- [8] W.K. Burns. *Optical Fiber Rotation Sensing*, pp. 4-24. Academic Press, Inc., San Diego, California (1994).

Capítulo 4

Sensores interferométricos de fibra óptica para medidas de rotación diferencial

4.1 *Sensores interferométricos de rotación de fibra óptica (FOG)*

4.1.1 Características y desarrollo tecnológico de los sensores FOG

4.1.2 Métodos de medida de ΔL

4.2 *Giroscopio Interferométrico de bobina de Fibra Óptica (IFOG)*

4.2.1 Configuración de IFOG en lazo abierto con técnica de modulación de fase

4.2.2 Configuración de IFOG en lazo cerrado con técnica de modulación de fase

4.3 *Giroscopio interferométrico de Resonador pasivo de Fibra Óptica (RFOG)*

4.4 *Giroscopio interferométrico de Láser de Anillo de Fibra Óptica (RLFOG)*

4.5 *Comparativa de características de desempeño de IFOG –RFOG – RLFOG*

4.6 *Conclusiones*

Referencias

4. Sensores interferométricos de fibra óptica para medidas de rotación diferencial

4.1 Sensores interferométricos de rotación de fibra óptica (FOG)

El *giroscopio de fibra óptica*, que denotaremos en adelante por sus siglas en inglés (*FOG, Fiber Optic Gyroscope*), cuya concepción data del año 1976 con los trabajos pioneros de V.Vali y R.W. Shortill [1], es el resultado de las primeras investigaciones sobre *sensores interferométricos de rotación de fibra óptica* basados en el efecto Sagnac. Estos trabajos siguieron a los avances destacados en el desarrollo de la fibra óptica con pequeñas pérdidas de propagación para ondas ópticas.

4.1.1 Características y desarrollo tecnológico de los sensores FOG

En la mitad de los años 70, el principal campo de investigación sobre fibra óptica se centraba en la transmisión de comunicaciones ópticas eficientes sobre distancias kilométricas. Tomando como referencia los logros de estas investigaciones, un buen número de investigadores desarrollaron sus trabajos en torno a la idea de poder construir un giroscopio utilizando la fibra óptica como guía de ondas de la luz. Este giroscopio consistía básicamente en una bobina de fibra óptica de bajas pérdidas, formada por enrollamiento de una longitud kilométrica de hilo sobre un gran número de vueltas. El principio y el final de la bobina se unían en un mismo punto, de forma que la luz podía atravesar un camino de lazo cerrado, de forma análoga a la que tenía lugar mediante espejos en un interferómetro Sagnac convencional. La ventaja del dispositivo de fibra respecto del sistema de espejos, era la esperada multiplicación del efecto Sagnac que se podría conseguir al atravesar la luz N veces el camino del lazo. De esta manera, la diferencia de caminos ópticos de las dos ondas en contra-propagación, y, por consiguiente, el desplazamiento de fase entre las mismas, resultaban multiplicados por un factor igual al número N de espiras de la bobina. Con esto se podría conseguir un incremento sustancial en las prestaciones de sensibilidad del giroscopio.

En 1977, V. Vali y R. Shortill consiguieron obtener un patrón de franjas de interferencia, enviando dos ondas de luz en contra-propagación a través de una bobina de fibra óptica de 950 m de longitud. Este importante descubrimiento trajo como consecuencia la construcción en laboratorio del primer giroscopio de fibra óptica. Tomando como referencia este nuevo y primer diseño, otros laboratorios desarrollaron y construyeron su propia versión de un giroscopio de fibra óptica. A partir de este momento, se potenciaron subsiguientes esfuerzos en investigación sobre giroscopios basados en bobina multi-vuelta de fibra óptica. El dispositivo resultante fue conocido desde entonces como *IFOG (Interferometric Fiber Optic Gyro)*.

A pesar de los esfuerzos dedicados en las primeras investigaciones, los diseños de los primeros modelos de IFOG resultaron con una sensibilidad cuatro órdenes de magnitud inferiores que la correspondiente a los *RLG (Ring Laser Gyro, giroscopio de anillo láser)*. Las investigaciones apuntaron que *la anisotropía, la inhomogeneidad y la no-linealidad de la fibra óptica*, aunque son demasiado pequeñas para tenerlas en cuenta sobre las pérdidas de potencia en la misma, sí son lo bastante significativas para enmascarar el pequeño desplazamiento de fase debido al efecto Sagnac que se produce a bajas o muy bajas velocidades de rotación. Los

procedimientos encontrados para solucionar aquellos problemas pasan por hacer uso de uno o de varios métodos. Algunos de ellos son *la reciprocidad óptica, el control óptico de la polarización y la introducción de la modulación de fase* para compensar efectos tales como *el acoplamiento cruzado de polarización, la dispersión Rayleigh y el efecto Kerr magneto-óptico*. Adicionalmente, también se han incluido mejoras del diseño original en óptica discreta. Fundamentalmente, se trata de la creación de *nuevos componentes de fibra óptica mono-modo en óptica integrada*, tales como *separadores de haz, acopladores direccionales y polarizadores*, todos ellos con características mejoradas con respecto a los correspondientes componentes en óptica discreta. Estos componentes ópticos discretos utilizados en el diseño de giroscopios, fueron igualmente adoptados para la tecnología de comunicaciones ópticas. En 1982, los modelos de IFOG de bajo ruido construidos, alcanzaron la sensibilidad requerida para la navegación aérea de gran escala. En gran parte este logro fue debido a los beneficios aportados por *el diseño de reciprocidad óptica*, que es el mecanismo básico que confiere al giroscopio de fibra óptica una protección básica frente a perturbaciones ambientales. Esta es una característica destacada, que el IFOG mantiene entre todos los sensores de fibra óptica desarrollados para otras aplicaciones. Una consecuencia destacable de esta característica, es que, por ejemplo, dos ondas en contra-propagación dentro de un IFOG en reposo, pueden experimentar desplazamientos de fase dentro de *un amplio rango dinámico* (de hasta 10^{10} rad), dentro del largo camino de lazo de fibra y emerger con igual fase dentro de *un extremadamente pequeño nivel de error* (del orden de 10^{-7} rad). Esto posibilita medidas de desplazamiento de fase de este orden, producidas por muy bajas velocidades de rotación del giroscopio (del orden de 0,01°/hora), incluso en el caso crítico en el cual las variaciones de la velocidad de rotación tengan componentes de frecuencia en el mismo rango que las debidas a perturbaciones ambientales sobre el sistema.

En el contexto de la comparativa de las características de desempeño y del rango de aplicaciones del IFOG con respecto a las de su predecesor (el RLG), el beneficio es para el primero. Esto es por varias razones: 1) el IFOG se puede configurar totalmente con *componentes de estado sólido*, 2) *la robustez mecánica* que se consigue es superior, 3) *bajo costo*, 4) *pequeño tamaño*, 5) *alta fiabilidad*, 6) *largo tiempo de vida* y 7) *operación en entornos adversos*.

La optimización de las características del IFOG incluye aspectos como los siguientes: 1) *el aumento del rango dinámico* (intervalo de valores de la velocidad de rotación, desde el valor más bajo hasta el más alto), 2) *la linealidad de la señal de salida* con respecto a la ratio de rotación, 3) *la estabilidad de la señal de salida* y 4) *la inmunidad de la señal de salida* frente a cambios de temperatura, golpes y vibraciones. *La linealidad de la señal de respuesta a la ratio de rotación* sobre un amplio rango dinámico no es una propiedad inherente al IFOG, dado que la señal electrónica de salida de su detector es una función periódica de la ratio de rotación. Es necesario *una señal de proceso adicional* para convertir esta respuesta no lineal en *una función lineal de amplio rango*. De hecho, un aspecto clave del desarrollo de prototipos de IFOG, es *la síntesis de señales electrónicas y ópticas de procesamiento*. Otro aspecto clave lo es el desarrollo de modelos de componentes de fibra y de componentes ópticos integrados que sean de costo eficiente, como para permitir la fabricación de giroscopios económicamente competitivos. Es igualmente relevante el desarrollo de encapsulados, conteniendo varios giroscopios de ejes

mutuamente perpendiculares para la detección de la rotación espacial. Finalmente debe tenerse en cuenta la integración del sistema giroscópico en sistemas completos de detección de movimiento que incluyen otros sensores, tales como los acelerómetros, con su electrónica asociada.

A día de hoy, el giroscopio IFOG es competitivo en costo con el anterior RLG y, además, con unas características de desempeño similares. Por ello, ha conseguido un importante segmento de mercado en los sistemas de navegación aérea y marítima, los sistemas de navegación terrestre y, últimamente, en el sector del automóvil, en donde se utiliza fundamentalmente como sistema de estabilización del vehículo. Sin embargo, hay una ventaja técnica que aún posee el RLG frente al IFOG. Se trata del procesamiento de la señal: mientras en el RLG se convierte *el desplazamiento de fase de Sagnac en una señal electrónica de frecuencia*, en el IFOG la conversión de desplazamiento de fase se realiza a *señal electrónica de amplitud*. La ventaja del RLG es que la señal electrónica de frecuencia es más fácilmente medible con precisión y es directamente proporcional a la ratio de rotación, cosa que no ocurre en el IFOG, en el que la correlación entre la señal de salida y la ratio de rotación no es lineal. La señal electrónica de frecuencia es más fácilmente integrable en el tiempo (por recuento directo de número de ciclos), de manera que se puede proporcionar el valor del ángulo de rotación girado durante un intervalo dado de tiempo de integración (*Integrating Rate Gyro*).

Al intentar emular las funciones de un RLG construido en forma de fibra óptica surgen dos problemas destacados. Por un lado, un láser de estado sólido que pueda funcionar en el circuito resonante de lazo de este giroscopio, presenta más problemas que el láser de gas de un RLG. Por otro lado, los efectos parásitos de la fibra óptica, mencionados anteriormente en relación con el giroscopio IFOG, son mucho más difíciles de neutralizar en el caso de una versión de fibra del giroscopio RLG. Dos soluciones propuestas a estos problemas son *el giroscopio resonante de fibra óptica (RFOG, Resonant Fiber Optic Gyro)* y *el giroscopio de láser de anillo por estimulación Brillouin*. En ambos casos, el lazo resonante del RLG basado en espejos es sustituido por una bobina de fibra (*fiber coil*) de dimensiones similares a la bobina de fibra de un IFOG, pero generalmente de menor número de vueltas. En esta bobina, se juntan su principio y su final (los extremos) en un punto, de manera que se puedan establecer los modos de resonancia propios de la oscilación láser, tal como ocurre en un RLG. Las funciones del láser interno de gas del RLG, son asumidas aquí por una combinación de láseres externos al lazo. En el caso de oscilación láser por estimulación Brillouin, la función láser es realizada por un oscilador paramétrico interno al lazo de resonancia. A pesar de que los problemas comentados más arriba para la versión en fibra del giroscopio RLG no han sido totalmente resueltos y de que, por consiguiente, los diseños logrados al respecto no coinciden plenamente en características de desempeño con respecto a las de un IFOG, la investigación para la mejora de prestaciones del RFOG no ha cesado. Se pueden esperar sustanciales reducciones de costo en futuros desarrollos sobre esta tecnología, incluso competitivos con el diseño bien establecido de IFOG.

Se espera una proyección importante del giroscopio IFOG en el mercado, tanto en el momento presente como de cara a los próximos años. Esto es debido fundamentalmente a dos razones: 1) la importante reducción de precios del dispositivo, al lograrse una estandarización y fabricación seriada del mismo y 2) la aparición de

nuevos campos fructíferos de aplicación del dispositivo (industria del automóvil, sistemas de estabilización de plataformas y navegación terrestre, entre otros). Un tratamiento detallado de las aplicaciones del dispositivo IFOG en la industria y en los sistemas de navegación, se realizará posteriormente en los capítulos 8 y 9 de esta Tesis.

Los dos parámetros técnicos más relevantes en la caracterización de desempeño de un IFOG son el rango dinámico y la sensibilidad. El rango dinámico de todos los tipos de sensores interferométricos, RLG, IFOG y RFOG debe ser amplio casi para todas las aplicaciones. Típicamente encontramos rangos dinámicos que van desde los $10^\circ/\text{s}$ hasta los $1000^\circ/\text{s}$. En cambio, la sensibilidad es un parámetro selectivo en función de la aplicación del sensor. Así, para las aplicaciones más exigentes (navegación espacial, aeronaves, misiles de largo alcance) se utiliza el sensor tipo RLG, cuyo rango de sensibilidad va desde $0,001^\circ/\text{hora}$ hasta $0,1^\circ/\text{hora}$. Para aplicaciones intermedias (aviación comercial, misiles tácticos, perforación petrolífera) son suficientes sensibilidades en el intervalo desde $0,1^\circ/\text{hora}$ hasta $10^\circ/\text{hora}$. En aplicaciones no críticas (robótica, automoción, plataformas de posicionamiento terrestre, control de giro en misiles), son suficientes sensibilidades que van desde $10^\circ/\text{hora}$ hasta $1000^\circ/\text{hora}$. En lo que sigue se realizará un estudio de la versión en fibra óptica de cada una de las tres configuraciones convencionales de sensor interferométrico de rotación de efecto Sagnac.

El esquema básico de un IFOG aparece representado en la Figura 57. Es un interferómetro pasivo en configuración Sagnac. El acoplador de fibra óptica (*coupler*) se utiliza para separar la radiación de luz procedente de la fuente (*source*) en dos ondas en contra-propagación, una en *sentido horario* (*CW, clockwise*) y la otra en *sentido anti-horario* (*CCW, counterclockwise*). También realiza la función de recombinar estas dos ondas en un punto, después de la propagación de ambas alrededor del lazo de la fibra, con el objeto de recoger la interferencia formada en dicho punto, en el que se coloca el *dispositivo detector* (*PD, photodetector*).

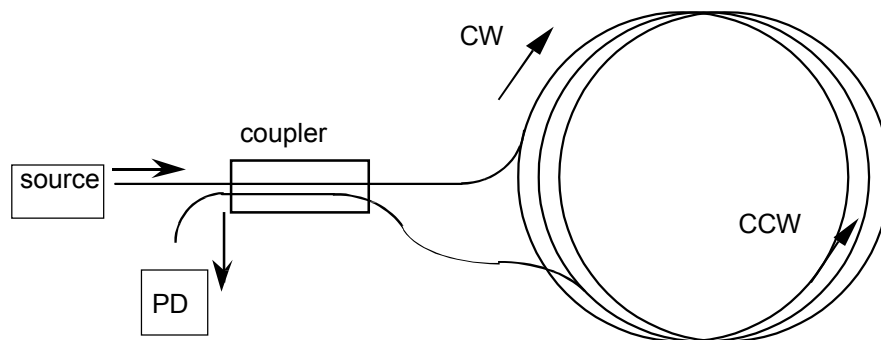


Figura 57

Esquema básico del *giroscopio de fibra óptica interferométrico (IFOG)*

4.1.2 Métodos de medida de ΔL

Hay varias posibilidades para realizar la medida de ΔL (diferencia de longitud de caminos ópticos de los dos rayos de luz en contra-propagación), [2]. Se incluyen métodos activos y pasivos, tal como se muestra en la Figura 58. En la fila superior de dicha figura se representan las configuraciones en óptica discreta (espejos rotatorios) y en la tercera y cuarta, las correspondientes realizaciones en fibra óptica.

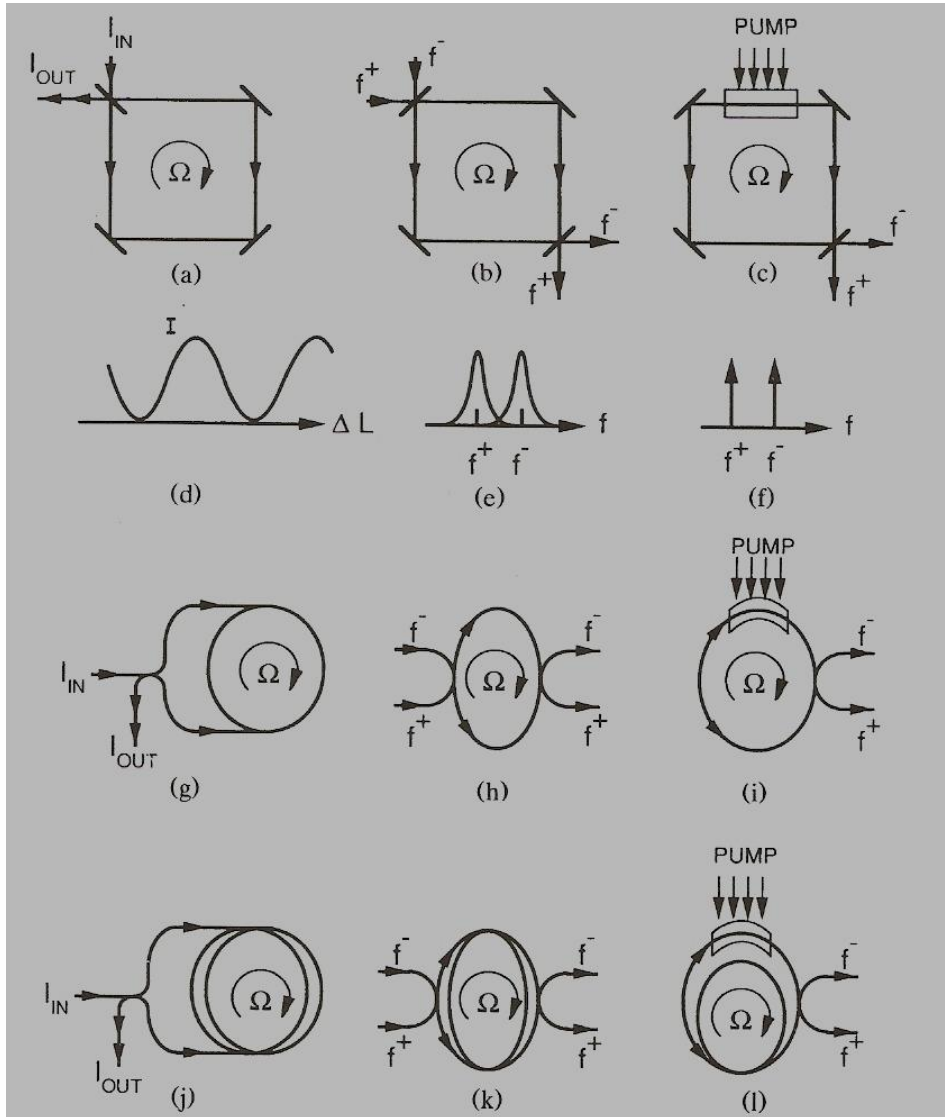


Figura 58

Métodos de medida de ΔL ; (a), (b), (c) configuraciones en óptica discreta (espejos rotatorios); (g), (h), (i), (j), (k) y (l) configuraciones correspondientes en fibra óptica (con permiso, de *Optical Fiber Rotation Sensing*, W.K. Burns)

Los métodos de medida posibles son tres: 1) *método del interferómetro de dos haces*, 2) *método del resonador pasivo* y 3) *método del láser de anillo*. En el *método del interferómetro de dos haces*, representado en la Figura 58(a), se tiene un interferómetro de espejos de dos haces, los cuales siguen un recorrido común antes de interferir. El interferómetro encierra un área A y la rotación Ω genera una diferencia de longitud de camino óptico entre los haces CW y CCW dada por la ecuación:

$$\Delta L = \frac{4A}{c_0} \Omega \quad (4.1)$$

donde A = área encerrada por los caminos ópticos de interferómetro

Ω = velocidad de rotación normal al plano del interferómetro

c_0 = velocidad de la luz en el espacio libre

El *desplazamiento de fase* correspondiente a esta diferencia de longitud de caminos ópticos será:

$$\Delta \phi = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \right) \Delta L = \frac{8\pi A}{\lambda_0 c_0} \Omega \quad (4.2)$$

siendo λ_0 la longitud de onda de la luz en el vacío. La Figura 58(d) muestra la variación cosinusoidal de la intensidad de salida de este interferómetro (I_{out}) como función de ΔL . Por tanto, como ΔL es proporcional a Ω , en este caso la medición de Ω requiere la medida de la variación de I_{out} . La versión en fibra óptica de este interferómetro con componentes discretos se representa en la Figura 58(g), en donde un acoplador direccional de 3 dB reemplaza al separador de haz y la fibra óptica substituye a los tres espejos restantes. La sensibilidad de este interferómetro de fibra es la misma que la del interferómetro de espejos para un mismo valor del área encerrada A , porque ΔL en el medio tiene el mismo valor que ΔL en el vacío. Sin embargo, se puede aumentar la sensibilidad del interferómetro de fibra realizando una bobina de N vueltas del mismo área A , tal como se muestra en la Figura 58(j). Los valores de ΔL y $\Delta \phi$ en esta nueva configuración, que denominaremos ΔL_f y $\Delta \phi_f$ serán:

$$\Delta L_f = \frac{4AN}{c_0} \Omega \quad (4.3)$$

$$\Delta \phi_f = \frac{8\pi AN}{\lambda_0 c_0} \Omega \quad (4.4)$$

Para una bobina de fibra de longitud total L_f y diámetro D consistente en N vueltas, la sustitución de los valores de A y N como funciones de L_f y D conduce a los siguientes resultados para ΔL_f y $\Delta \phi_f$:

$$\Delta L_f = \frac{L_f D}{c_0} \Omega \quad (4.5)$$

$$\Delta \phi_f = \frac{2\pi L_f D}{\lambda_0 c_0} \Omega \quad (4.6)$$

En otras palabras, la sensibilidad del interferómetro Sagnac es mejorada por un factor igual a N . El límite de la magnitud de N dependerá de las pérdidas en la fibra óptica. Para $L_f = 1 \text{ Km}$, $D = 10 \text{ cm}$, $\lambda_0 = 1 \mu \text{ m}$ y $\Omega = 0,01^\circ / \text{hora}$, tendremos $\Delta \phi_f = 1,0 \times 10^{-7} \text{ rad}$.

En el método del resonador pasivo, representado en la Figura 58(b) con componentes ópticos discretos, dos haces de luz de frecuencia f entran en el resonador a través del separador de haz en las direcciones $CW(+)$ y $CCW(-)$. La luz sale del resonador por el separador de haz situado diametralmente. En ausencia de rotación, las frecuencias de resonancia de la cavidad para los haces CW y CCW son iguales y dadas por f_q siendo:

$$f_q = q \frac{c_0}{P} \quad (4.7)$$

aquí P es el perímetro del resonador y q es un entero que representa el número de modo de vibración longitudinal del resonador. En presencia de una velocidad de rotación Ω normal al plano del resonador, el perímetro del camino seguido por las ondas CW (dirección de propagación $+$) y CCW (dirección de propagación $-$) será diferente. Tal como predice el efecto Sagnac, la diferencia de longitud de caminos ópticos en este caso valdrá:

$$P^+ - P^- = \Delta P = \Delta L = \frac{4A}{c_0} \Omega \quad (4.8)$$

En este caso, la diferencia de caminos ópticos de los dos haces en contra-propagación (ΔP), genera una diferencia de frecuencias Δf entre las resonancias $+$ y $-$ en la cavidad, dada por:

$$\Delta f = f^+ - f^- = q \frac{c_0}{P^+} - q \frac{c_0}{P^-} = -q c_0 \frac{\Delta P}{P^2} = -f_q \frac{\Delta P}{P} \quad (4.9)$$

Sustituyendo el valor de ΔP dado por la ecuación (4.8), en la ecuación anterior, llegamos al siguiente resultado:

$$\Delta f = -\frac{4A}{\lambda_q P} \Omega \quad (4.10)$$

(aquí, $\lambda_q = c_0 / f_q$). El ancho de cada pico de resonancia, Figura 58(e), está determinado por la pérdida de potencia dentro del lazo del resonador. Como ejemplo de cálculo, podemos tomar una cavidad resonante cuadrada de 10 cm de lado, de manera que el perímetro será $P = 40$ cm y el área encerrada $A = 100$ cm². Si la longitud de onda de la luz utilizada es de $\lambda_q = 1 \mu\text{m}$ y la ratio de rotación de $\Omega = 0,01^\circ/\text{hora}$ ($= 4,8 \times 10^{-8} \text{ rad}/\text{sec}$), tendremos una diferencia de frecuencias $\Delta f = 5,0 \times 10^{-3}$ Hz. La realización en fibra óptica del giroscopio de resonador pasivo [3] se muestra en la Figura 58(h). La diferencia de frecuencias de resonancia en este caso se convierte en:

$$\Delta f_f = -\frac{4A}{\lambda_q n P} \Omega \quad (4.11)$$

siendo n el índice de refracción de la fibra. Para un resonador de N -vueltas de fibra, tal como se representa en la Figura 58(k), la diferencia de frecuencias es:

$$\Delta f_f \text{ (for } N \text{ turns)} = -\frac{4NA}{\lambda_q n NP} \Omega = -\frac{4A}{\lambda_q n P} \Omega \quad (4.12)$$

que es idéntica a la que corresponde a un resonador de una sola vuelta. Para medir la ratio de rotación Ω utilizando el método del resonador pasivo, es necesario medir Δf con medios externos al lazo de resonancia.

La configuración correspondiente al *método del láser de anillo*, representada en la Figura 58(c) con componentes ópticos discretos, es similar a la del resonador pasivo descrita, excepto en que se incluye en el perímetro de la cavidad resonante *un amplificador de oscilación* [4], [5], [6]. Tal amplificador genera la oscilación láser a la frecuencia de resonancia f_q a través de las direcciones de propagación $+$ y $-$ dentro del resonador, Figura 58(f). En presencia de una rotación Ω , se genera una diferencia de frecuencias Δf según la expresión (4.10), encontrada anteriormente para el resonador de lazo pasivo. La ventaja del método del láser de anillo es que no se necesitan medios externos para medir Δf , dado que las frecuencias f^+ y f^- son generadas automáticamente dentro del láser de anillo y pueden ser acopladas a través de uno de los espejos, tal como se muestra en la Figura 58(c). La obtención de Δf se consigue por el batido de las señales de salida con frecuencias f^+ y f^- fuera de la cavidad láser. El diseño de un láser de anillo utilizando un láser amplificador de He-Ne resultó ser el primer giroscopio óptico de laboratorio con éxito [7]. Aún sigue utilizándose hoy día en buen número de sistemas de navegación inercial para uso aeronáutico civil y militar. Para evitar la competición entre modos de oscilación dentro de la cavidad resonante cuando la resonancia se ubica en el centro de la curva de ganancia, se utilizan dos isótopos de Ne. Dado que el desplazamiento isotópico de frecuencia de 500 MHz es mucho más pequeño que el ancho de banda de la transición de amplificación del Ne, que es de 1,50 GHz, pueden producirse simultáneamente oscilaciones láser a lo largo de las dos direcciones de propagación [7].

La implementación en fibra óptica del diseño del láser de anillo, Figura 58(i), requiere el uso de un amplificador óptico de estado sólido, por ejemplo, un amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA), el cual es colocado dentro del camino del lazo del resonador. A causa de la competición entre modos de oscilación, en este caso no es posible la oscilación láser bidireccional. El esquema de doble isótopo de Ne (utilizado en el láser de anillo de He-Ne para evitar la competición de modos) no trabaja para el amplificador láser de estado sólido a causa de la ausencia del efecto Doppler. Esta es la causa por la cual *el giroscopio de láser de anillo de estado sólido* no ha sido desarrollado utilizando amplificadores de estado sólido convencionales. Sin embargo, utilizando *un amplificador direccional*, tal como el que está basado en *la ganancia por estimulación Brillouin* es posible alcanzar simultáneamente la oscilación láser bidireccional en un láser de anillo de fibra óptica. En presencia de una rotación, puede ser observado un batido de frecuencias, de acuerdo con las predicciones del efecto Sagnac. El uso de un láser de anillo de fibra óptica multi-vuelta, Figura 58(l), al igual que un resonador de fibra multi-vuelta, no cambia la magnitud de la diferencia de frecuencias Δf , tal como se ha mostrado mediante la ecuación (4.12).

Resulta interesante *la evaluación del límite de incertidumbre en la determinación de Ω* en cada uno de los tres métodos de medida de ΔL , refiriéndose a diseños de giroscopio multi-vuelta de fibra óptica, Figuras 58(j), (k) y (l). Así, para el caso del *interferómetro de dos haces de fibra multi-vuelta*, Figura 58(j), con un diseño realizado a base de componentes perfectos, el límite de medida resulta debido al *ruido de impacto de la luz en el detector* [8], [9]. La fluctuación en la luz debida al ruido de impacto genera una incertidumbre en la medida del desplazamiento diferencial de fase de Sagnac $d\phi_f$ que, a su vez, configura el límite diferencial en la determinación de Ω , $d\Omega$. Tal

como puede verse en [8], el límite diferencial $d\Omega$ puede expresarse en forma simple por la siguiente ecuación aproximada:

$$d\Omega \approx \frac{c_0 \frac{\lambda_0}{2}}{LD (n_{ph} \eta_D \tau)^{1/2}} \quad (4.13)$$

donde, n_{ph} = número de fotones incidentes en el detector / sec

η_D = eficiencia cuántica del fotodetector

τ = tiempo promedio

Los otros parámetros son los mismos que en la ecuación (4.6). Para $L_f = 1 \text{ Km}$, $D = 10 \text{ cm}$, $\lambda_0 = 1 \mu\text{m}$ y $n_{ph} = 3 \times 10^{15}$ photon/sec (correspondiente aproximadamente a 1mW de potencia), $\eta_D = 0,3$ y $\tau = 1 \text{ sec}$, se obtiene un límite diferencial de medida de valor $d\Omega \approx 0,01^\circ / \text{hora}$. Este límite de sensibilidad es comparable al obtenido en el giroscopio de láser de anillo. Dado que la longitud total de la bobina de fibra L_f está limitada por las pérdidas de propagación, el diámetro de la bobina D está limitado por restricciones de tamaño y τ está limitado por el tiempo de respuesta deseado para el sistema, resulta que el único parámetro no condicionado disponible para la reducción de $d\Omega$ es n_{ph} . Debe subrayarse que el valor alcanzado de desempeño asume componentes de sistema perfectos, es decir, ausencia de fuentes de margen de error (*bias*) o errores de factor de escala (*scale factor*).

En el caso del *resonador pasivo de fibra multi-vuelta*, Figura 58(k), con componentes perfectos, el límite diferencial en la determinación de Ω ($d\Omega$) estará determinado por la incertidumbre en la determinación de la medida de Δf , debido al ruido de impacto de la luz en los detectores [9]. El ruido de impacto de la luz en los detectores causa una incertidumbre en la medida de la correspondiente frecuencia de resonancia. El límite diferencial $d\Omega$ puede ser expresado en este caso por la siguiente fórmula simplificada:

$$d\Omega \approx \frac{\sqrt{2} \lambda_0 n P}{4A} \frac{\Gamma_c}{(n_{ph} \eta_D \tau)^{1/2}} \quad (4.14)$$

donde, Γ_c = ancho de línea del modo resonante en la cavidad y los restantes parámetros son como están definidos en la ecuación (4.13). Aunque el uso de N vueltas no incrementa el factor de escala en el giroscopio de resonador pasivo, sí que influye, no obstante, en la magnitud de Γ_c . Para fibra óptica de bajas pérdidas, Γ_c es inversamente proporcional a N (número de vueltas de la bobina de fibra) [10]. Por consiguiente, el uso de un resonador multi-vuelta puede reducir la magnitud de $d\Omega$ a través de la reducción de Γ_c . De nuevo, se asumirá que para componentes cuasi-perfectos, no existirán fuentes de margen de error (*bias*) ni errores de factor de escala (*scale factor*). Para los valores considerados anteriormente en el ejemplo de resonador pasivo de fibra, $P = 40 \text{ cm}$, $A =$

100 cm^2 , $n = 1,50$, $\lambda_0 = 1 \mu\text{m}$, $n_{ph} = 3 \times 10^{15} \text{ photon/sec}$ y $\Gamma_c = 100 \text{ KHz}$ se obtiene un $d\Omega$ de aproximadamente $0,02^\circ/\text{hora}$.

Para el *giroscopio de láser de anillo de fibra óptica multi-vuelta*, Figura 58(1), el límite diferencial en la determinación de Ω ($d\Omega$) está impuesto por las fluctuaciones no correlacionadas de las frecuencias de oscilación láser en contra-propagación [11], [12], lo cual limita la medida de Δf . Bajo condiciones ideales, la emisión espontánea generada en el amplificador láser a lo largo de las dos direcciones en contra-propagación es la que causa las fluctuaciones en las frecuencias láser no correlacionadas. Una expresión simplificada para *el límite diferencial en la determinación de Ω ($d\Omega$)* está dada por:

$$d\Omega \approx \frac{\sqrt{2} \lambda_0 P \Gamma_c}{4A (n_{ph} \tau)^{1/2}} \quad (4.15)$$

donde las magnitudes son igual que en la expresión (4.14). Como puede observarse, el límite fundamental sobre la determinación de Ω en un giroscopio de láser de anillo de fibra multi-vuelta es muy cercano al obtenido para el resonador pasivo de fibra multi-vuelta, asumiendo los mismos valores para A , P , λ , Γ_c , n_{ph} y τ . De nuevo debe suponerse aquí que no existe margen de error (*bias*) ni error de factor de escala (*scale factor*).

La conclusión de este análisis de características de los tres tipos de medida de ΔL aplicados a configuraciones de giroscopio de fibra óptica multi-vuelta es que se pueden utilizar estos diseños en aplicaciones de precisión que anteriormente solo estaban reservadas al giroscopio de láser de anillo (*RLG, Ring Laser Gyro*). Por ello, en lo que sigue, centraremos el estudio en el diseño e investigación sobre las configuraciones de giroscopio de fibra óptica multi-vuelta en sus diferentes variantes. Tal como hemos visto hasta ahora, estas configuraciones responden a los tres tipos siguientes: 1) *Giroscopio de Fibra en configuración de Interferómetro de dos haces (IFOG, Interferometer Fiber Optic Gyro)*, 2) *Giroscopio de Fibra en configuración de Resonador Pasivo (RFOG, passive Resonator Fiber Optic Gyro)* y 3) *Giroscopio de Fibra en configuración de Láser de Anillo (RLFOG, Ring Laser Fiber Optic Gyro)*. De seguido estudiaremos estas tres variantes de diseño.

4.2 Giroscopio Interferométrico de bobina de Fibra Óptica (IFOG)

El componente principal de este tipo de giroscopio es *una bobina multi-vuelta de fibra óptica mono-modo* por la que se hacen pasar *dos haces de luz en contra-propagación*. Al final del recorrido por la bobina de fibra, ambos haces se encuentran e interfieren en el punto donde es colocado un dispositivo fotodetector. Éste mide el valor de la intensidad de luz correspondiente al patrón de interferencia producido. El factor clave en la configuración de un dispositivo IFOG es *la reciprocidad perfecta* [13], [14], [15]. Esto supone que, en ausencia de rotación aplicada, la propagación de la luz a través de la bobina de fibra en las dos direcciones en contra-propagación sea exactamente idéntica. La Figura 59 muestra una configuración típica de giroscopio IFOG ideal, con características de reciprocidad, realizado totalmente en fibra óptica. Esta configuración aparece referenciada comúnmente como

configuración mínima. La luz polarizada procedente de una fuente S es acoplada a través de uno de los ejes principales de una fibra óptica mono-modo de polarización-mantenida. La luz pasa entonces a través de un acoplador C_1 de 3 dB seguido de un segundo acoplador C_2 antes de entrar en una bobina multi-vuelta de fibra óptica de polarización-mantenida. La interferencia entre los haces en contra-propagación CW y CCW es detectada en la salida del acoplador C_1 , a través del fotodetector PD_1 mejor que detrás del acoplador C_2 (fotodetector PD_2), debido a consideraciones de reciprocidad [13], [14], [15].

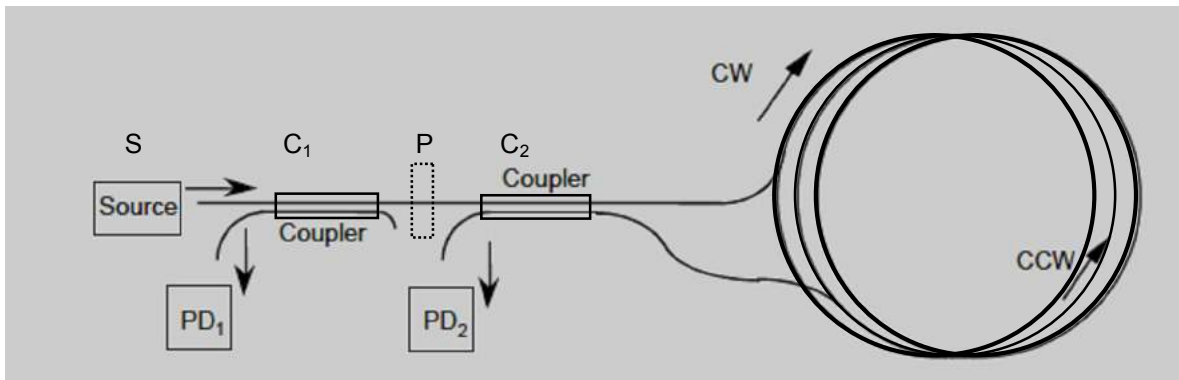


Figura 59

Configuración mínima de giroscopio IFOG. (S = fuente de luz polarizada, C_1 y C_2 = acopladores ópticos direccionales de 3 dB, PD_1 y PD_2 = fotodetectores)

Los dos acopladores de fibra óptica C_1 y C_2 pueden ser reemplazados por acopladores ópticos integrados en un chip [16], [17]. Para asegurar la reciprocidad de la polarización se puede insertar un polarizador P entre ambos acopladores C_1 y C_2 . En ausencia de rotación Ω , la salida del fotodetector PD_1 será un máximo. Cuando el giroscopio está sometido a una ratio de rotación Ω , la salida del fotodetector cae siguiendo un comportamiento cosinusoidal, según se puede ver en la Figura 60. El cambio en la intensidad de luz es el mismo para ambas direcciones de rotación.

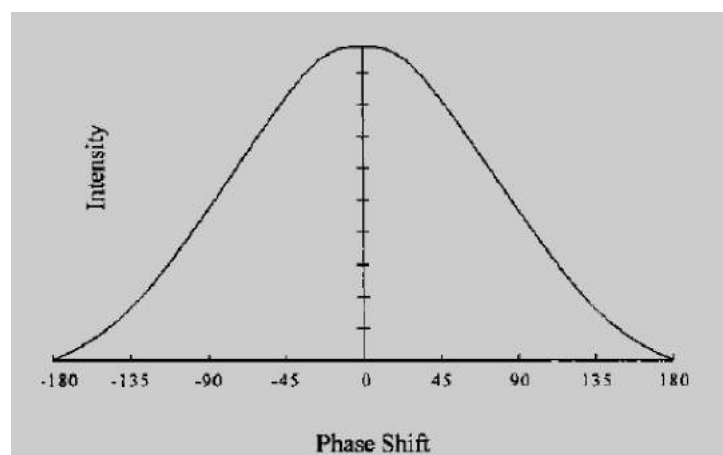


Figura 60

Señal de salida (intensidad de luz) del giroscopio IFOG captada por el fotodetector PD_1

4.2.1 Configuración de IFOG en lazo abierto con técnica de modulación de fase

El primer inconveniente que debe ser superado en el giroscopio IFOG es la medida de la magnitud y la dirección de un pequeño desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s no recíproco debido a un valor pequeño de la ratio de rotación Ω [8]. La solución convencional a este problema consiste en *generar una modulación de fase no-recíproca* en el interferómetro, basada en una no-reciprocidad dependiente del tiempo [15]. Esto se logra generando una modulación de fase en una localización en la fibra cercana al acoplador C_2 de entrada a la bobina de fibra (Figura 61). La demodulación de la señal de salida del fotodetector a la frecuencia de modulación especificada, sea de valor f_m , se realiza utilizando un sistema electrónico detector sensitivo a la fase (*PSD, Phase Sensitive Detector*). Este sistema debe hacer posible la demodulación de fase de la onda óptica de la luz captada por un fotodetector (fotodiodo de Si) situado en cabecera. Esto significa poder realizar la determinación de la magnitud y la dirección del desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s debido a la rotación Ω .

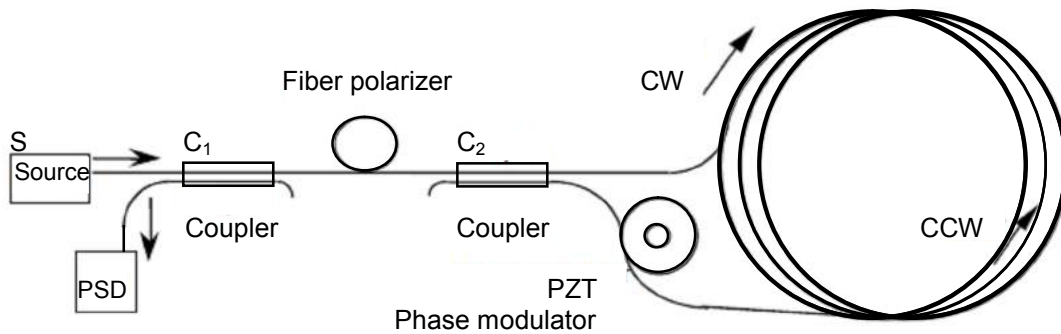


Figura 61

Configuración completa de giroscopio IFOG de lazo abierto. *PSD* = fotodetector sensitivo a la fase, *PZT* = transductor piezo-eléctrico (*modulador de fase*)

Si la señal de salida del dispositivo *PSD* es utilizada directamente como señal de salida del giroscopio, la operación es denominada *detección de lazo abierto* [8], Figura 63. En cambio, si la señal de salida del *PSD* es utilizada para *generar un desplazamiento de fase no-recíproco* ϕ_{NR} dentro del interferómetro para contrarrestar el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s y, por consiguiente, mantener la señal de salida del dispositivo *PSD* a cero, la operación es denominada *detección de lazo cerrado* [8]. La sensibilidad óptima con la cual puede ser medido el desplazamiento de fase de Sagnac está determinada por el ruido de impacto de la luz sobre el fotodetector, ecuación (4.13), en condiciones de amplitud de modulación óptima proporcionada por el modulador de fase no-recíproco. Bajo estas condiciones, tal como se puede deducir de la ecuación referida, la incertidumbre en la medida de la ratio de rotación $d\Omega$ disminuye con la raíz cuadrada del tiempo de tránsito promedio. En la práctica, el desplazamiento de fase de Sagnac no es el único desplazamiento de fase no-recíproco que puede estar presente en el interferómetro. Hay un número de fuentes de no-reciprocidad, las cuales constituyen fuentes de error en el IFOG. Estas fuentes de error deben ser reducidas lo más posible, si es que no pueden ser eliminadas completamente, con el objeto de alcanzar la sensibilidad óptima. Entre las fuentes de error no-recíprocas se pueden destacar las siguientes: 1) *efectos de polarización* (se resuelven básicamente utilizando fibra óptica de

polarización-mantenida y colocando un polarizador en el camino entre los dos acopladores direccionales C_1 y C_2 , 2) *efectos de retro-reflexión y dispersión de la luz dentro de la fibra óptica* (se pueden eliminar utilizando una fuente de luz de banda ancha, o fuente de baja coherencia, tal como un diodo super-luminiscente), 3) *cambios de no-linealidad en el índice de refracción de la fibra óptica dependientes de la intensidad (efecto Kerr óptico)*, (se producen cuando las intensidades de los dos haces en contra-propagación son desiguales, esto puede ser sustancialmente reducido utilizando una fuente de banda ancha), 4) *gradientes de temperatura a lo largo de la fibra dependientes del tiempo* (pueden ser reducidos realizando un enrollamiento especial de la bobina de fibra), 5) *efectos de campos magnéticos externos* (pueden ser reducidos mediante la utilización de pantallas magnéticas) y 6) *errores de desviación de las señales electrónicas* (pueden ser reducidos con un diseño apropiado de los circuitos electrónicos). La configuración de IFOG en operación de lazo abierto requiere una electrónica asociada cuya señal de procesamiento no resulta sencilla. El principio fundamental de la operación en lazo abierto es utilizar la señal de salida del detector, la cual contiene ambas componentes (en seno y en coseno) del desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s a partir de la cual se puede obtener la ratio de rotación, bien por procesamiento de *señal analógica* o *señal digital*. Es bueno recordar en este momento la expresión que relaciona ambas cantidades (con las magnitudes intervinientes ya conocidas):

$$\phi_s = \frac{2\pi LD}{\lambda_0 c_0} \Omega \quad (4.16)$$

Como el desplazamiento de fase de Sagnac es lineal (proporcional) a la velocidad de rotación, la salida final de un giroscopio en configuración de lazo-abierto es linealmente proporcional a la ratio de rotación, resolviendo el problema de la sensibilidad y del rango dinámico. La señal de salida del giroscopio puede ser independiente de la potencia óptica y del factor de ganancia electrónica cuando se aplica la información de fase en cuadratura requerida precedente. Por otro lado, dado que la señal de salida del giroscopio tiene una dependencia $\{1 + \cos(\phi_s)\}$ respecto del desplazamiento de fase de Sagnac, son necesarios métodos adicionales para incorporar un término en $\sin(\phi_s)$, aparte del término ya considerado en $\cos(\phi_s)$. Una técnica ampliamente utilizada es la aplicación de una modulación de diferencia de fase dependiente del tiempo entre las dos ondas ópticas en contra-propagación, de manera que el punto de operación del giroscopio nunca permanece en una única posición de la curva de respuesta mostrada en la Figura 62. En términos generales, la señal de salida del giroscopio con modulación de fase dependiente del tiempo contiene información de hacia dónde debe ubicarse el centro de la curva de modulación de fase con respecto al eje de la curva-respuesta coseno desde el cual se mide el desplazamiento de fase de Sagnac. El mejor aspecto a favor de la configuración en lazo abierto es el desempeño de la señal electrónica de procesamiento, la cual es favorable porque satisface los requerimientos de sensibilidad y rango dinámico del giroscopio.

4.2.2 Configuración de IFOG en lazo cerrado con técnica de modulación de fase

Si la señal de salida del *PSD* es utilizada para generar un desplazamiento de fase no-recíproco dentro del interferómetro para contrarrestar el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s y, por consiguiente, mantener la señal de salida del dispositivo *PSD* a cero, la operación es denominada *detección de lazo cerrado* [8], Figura 62.

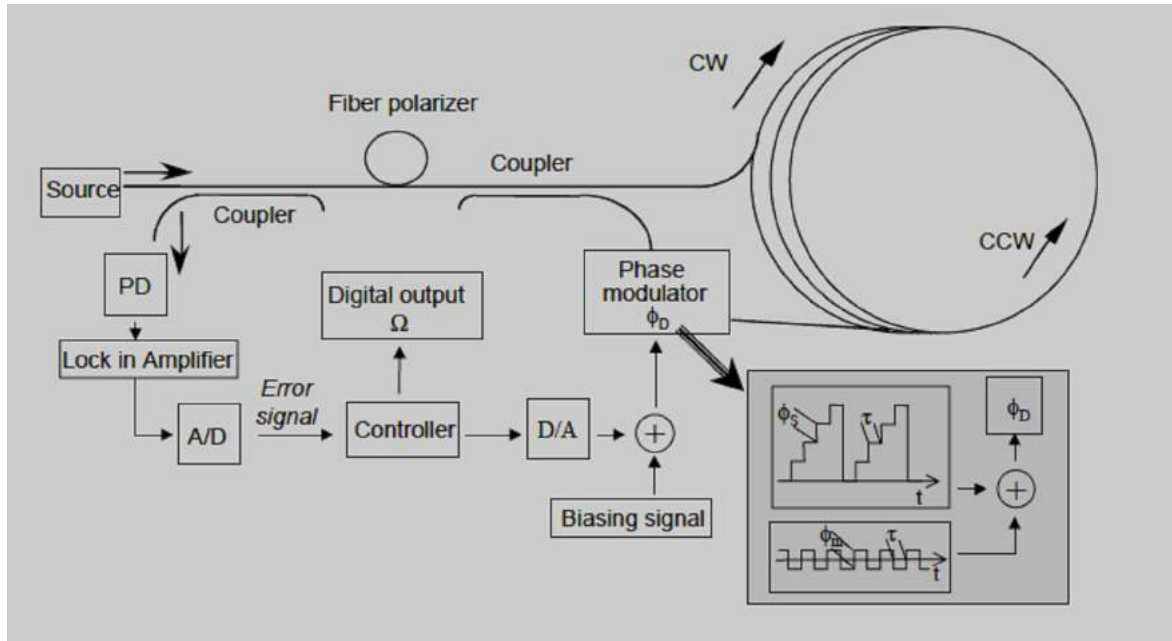


Figura 62

Configuración completa de giroscopio IFOG de lazo cerrado. *PD* = fotodetector diodo de Si. El modulador de fase consiste en un transductor piezo-eléctrico *PZT*

De nuevo aquí se plantea el problema de alcanzar una sensibilidad y un rango dinámico especificados a priori. El desplazamiento de fase de Sagnac inducido por la rotación Ω es linealmente proporcional a la ratio de rotación, y es detectado en función de la intensidad de luz captada por el fotodiodo detector de Si, cuya función de salida sigue una ley cuadrática en la intensidad eléctrica de salida (sigue una ley cuadrática). Esto es la causa de la no-linealidad salida-entrada. Por tanto, hace falta una técnica apropiada de tratamiento de la señal de procesamiento para convertir una respuesta no-lineal en una respuesta lineal.

La respuesta de salida del giroscopio en términos de la salida de intensidad de luz, ó de la intensidad de corriente del fotodiodo detector de Si correspondiente es proporcional a $\{1 + \cos(\phi_s)\}$, tal como se muestra en la Figura 63, donde, como se ha visto antes, ecuación (4.16), el desplazamiento de fase de Sagnac es linealmente proporcional a la ratio de rotación Ω . Se puede comprobar del análisis de esta curva de respuesta que 1) la sensibilidad de la salida es nula siempre que se produzca la condición $\phi_s = N\pi$, con N entero, incluyendo $\Omega = 0$ 2) partiendo de $\phi_s = N\pi$, no hay manera de saber la dirección de la rotación (CW ó CCW), debido a la simetría de la curva de respuesta y 3) debido a la periodicidad de la curva de respuesta existe una ambigüedad de valor $2N\pi$ en el valor de ϕ_s especialmente cuando la medida del giroscopio se inicializa con una ratio de rotación

correspondiente a un valor elevado de velocidad. Este último problema puede ser solucionado electrónicamente, obligando a que el giroscopio inicialice el valor de la señal de salida a cero cuando empiece la medida. Los problemas 1) y 2) de sensibilidad y de rango dinámico pueden ser solucionados forzando a que la curva de respuesta del giroscopio sea monótona (preferiblemente lineal) con la ratio de rotación Ω . En el caso presente de *la operación en lazo cerrado*, un elemento de control electro-óptico (*modulador de fase PZT*) es añadido al lazo detector de fibra-óptica para introducir *una diferencia de fase no-recíproca* entre las dos ondas ópticas en contra-propagación ϕ_{NR} , en respuesta a la ratio de rotación real Ω . De esta manera se podrá realizar la compensación del valor correspondiente del desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_S en el elemento comparador de un lazo de regulación. Entonces, la diferencia de fase total entre las dos ondas ópticas CW y CCW se mantenida constante (de manera que se cumpla la condición $\phi_{NR} + \phi_S = 0$) en todo instante, a pesar del valor de la ratio de rotación. De esta manera, el valor de diferencia de fase no-recíproca ϕ_{NR} necesario para compensar el valor del desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_S inducido por la rotación Ω , se toma como señal de salida del giroscopio. La señal de salida del detector de un giroscopio de lazo cerrado es utilizada como señal de error para un lazo de retro-alimentación de servosistema.

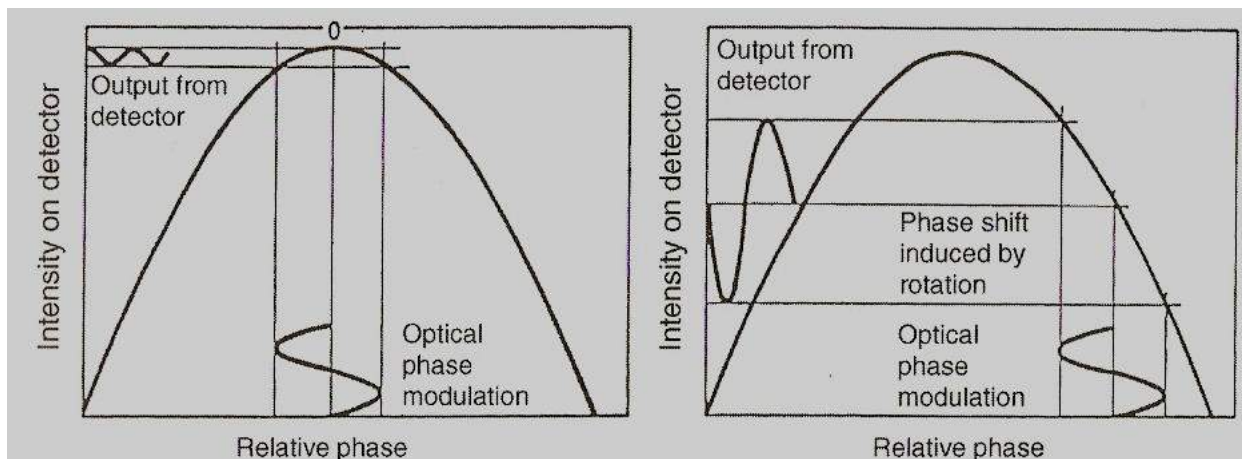


Figura 63

Curva de respuesta cosenoidal de salida del giroscopio. En la izquierda no hay desplazamiento de fase de Sagnac inducido por rotación. En la derecha, el desplazamiento de fase de Sagnac inducido por la rotación se superpone a la modulación de fase no-recíproca

Una de las principales ventajas de la operación en lazo cerrado es que la señal de salida es independiente de la potencia óptica de la fuente y del factor de ganancia de la electrónica de detección, cuando la señal de error es mantenida a valor nulo (a esta técnica se le denomina de *compensación dinámica*). La mayor dificultad de la operación en lazo cerrado reside en encontrar los elementos opto-electrónicos adecuados que puedan producir efectivamente un desplazamiento de fase no-recíproco de manera estable y controlada, dado que el giroscopio de fibra-óptica es cuidadosamente diseñado para garantizar que las dos ondas ópticas en contra-propagación que interfieren, sigan exactamente caminos ópticos de igual longitud. Para este propósito, se utilizan desplazadores de frecuencia y moduladores de fase. Estos son dispositivos recíprocos, pero se colocan en posición asimétrica

respecto del lazo sensitivo, de manera que las dos ondas CW y CCW en contra-propagación pasan a través del dispositivo en instantes diferentes antes de que interfieran entre sí. Cuando el dispositivo es colocado en un extremo del lazo sensitivo, Figura 64, la diferencia de tiempos corresponde con *el tiempo de tránsito* τ de la luz a través de la longitud total del lazo sensitivo.

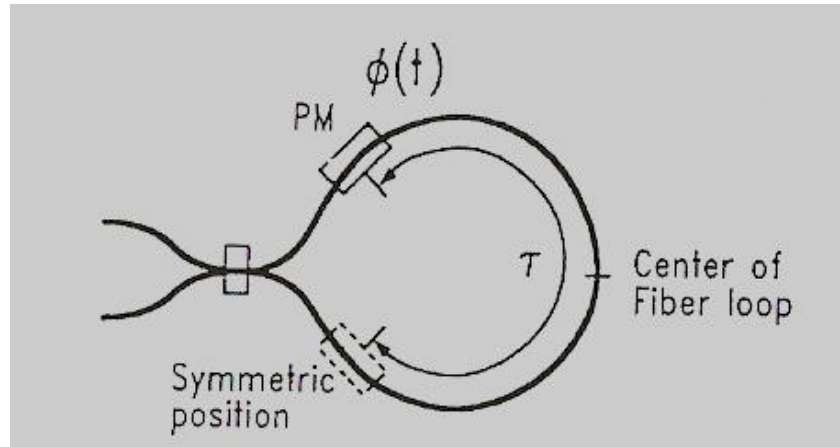


Figura 64

Colocación asimétrica del *modulador de fase (PM, Phase Modulator)* respecto del lazo sensitivo de bobina de fibra-óptica en el giroscopio

Un *desplazador de frecuencia*, localizado cerca de un extremo del lazo sensitivo, crea una diferencia en las frecuencias de las dos ondas en contra-propagación Δf , la cual resulta en una diferencia de fase acumulada de $\Delta\phi = 2\pi \Delta f \tau$. Esta diferencia de fase puede ser controlada con precisión mediante el desplazamiento de frecuencia Δf . El papel del desplazador de frecuencias en un giroscopio es idéntico al de *un modulador de fase*, produciendo una rampa de fase lineal con respecto al tiempo. Un modulador de fase dependiente del tiempo, localizado en un extremo del lazo sensitivo, produce una diferencia de fase dependiente del tiempo entre las dos ondas en contra-propagación con un desplazamiento de fase promedio de valor cero, en contraste con el desplazador de frecuencias. Esto es así porque un modulador de fase real no puede generar una rampa de fase infinitamente creciente sin caer a cero el desplazamiento de fase. Se han probado un número suficiente de formas de onda para la modulación de fase en combinación con una conmutación electrónica del detector de salida. Esto será estudiado en detalle en el próximo capítulo.

Los parámetros que presentan influencia en *el factor de escala* en operación de lazo cerrado son debidos a: 1) *cambios en la longitud de onda* (los cuales pueden ser reducidos por control de temperatura de la fuente de luz o por estabilización térmica de la misma) y 2) *cambios en el diámetro y longitud de la fibra* (los cuales pueden ser reducidos mediante un diseño mecánico estable y control de temperatura del entorno del giroscopio. Otros aspectos que deben ser tenidos en cuenta el diseño de operación en lazo cerrado son el rango dinámico, la respuesta en el tiempo y los errores relacionados con la electrónica asociada al sensor.

4.3 Giroscopio interferométrico de Resonador pasivo de Fibra Óptica (RFOG)

El principio de la implantación del *giroscopio de resonador pasivo de fibra óptica* (RFOG), [21], [22], está mostrado en la Figura 65(a) para una cavidad en *configuración de reflexión* y en la Figura 65(b) para una cavidad en *configuración de transmisión*. Está basado en los primeros trabajos que se llevaron a cabo con un resonador realizado con componentes ópticos discretos de alta calidad, [22]. Para medir la diferencia de frecuencia entre las resonancias CW y CCW de la cavidad de fibra inducidas por la rotación, un haz de luz procedente de una fuente-láser monofrecuencial S es separado en dos por un acoplador direccional $C1$ de 3 dB e inyectado en direcciones opuestas en el resonador por el segundo acoplador $C2$. Para la configuración de reflexión, Figura 65(a), la luz propagada en la dirección CCW en el resonador es detectada por el foto-detector $D1$ utilizando el acoplador $C4$.

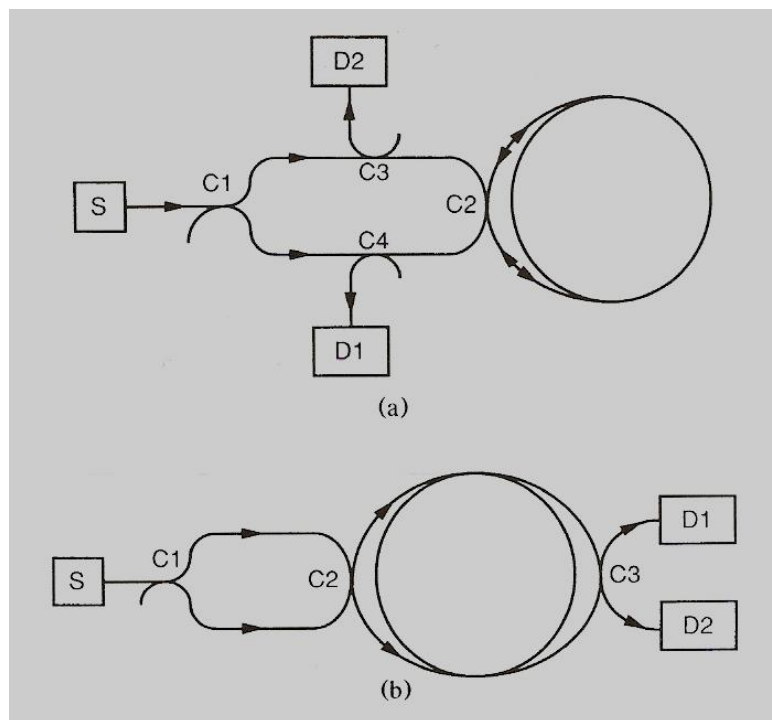


Figura 65

Resonador de bobina multi-vuelta de fibra óptica PM (Polarization-Maintaining) operando (a) en configuración de reflexión, (b) en configuración de transmisión

El descenso resultante en la intensidad que es observado cuando la frecuencia del láser está sintonizada a la frecuencia propia de la resonancia de modo CCW en la cavidad, puede ser utilizada para fijar la frecuencia del modo láser en el centro de la resonancia de cavidad CCW. La *técnica de bloqueo (lock technique)*, [21], mostrada en la Figura 66, está basada en la *modulación de la frecuencia del láser* a una ratio f_m y en la posterior demodulación de la señal de salida del foto-detector $D1$ en un demodulador sensitivo de fase (*PSD, Phase-Sensitive Demodulation*) para obtener un discriminante con salida cero en condiciones de resonancia. La luz que se propaga en la dirección CW es análogamente detectada por el foto-detector $D2$ vía acoplador $C3$ y demodulada en un segundo demodulador sensitivo a la fase. La salida de este demodulador proporciona la magnitud y la dirección de la rotación aplicada. El factor de escala está dado por la ecuación (4.12) y que reproducimos aquí:

$$\Delta f_f \text{ (for } N \text{ turns)} = -\frac{4NA}{\lambda_q nNP} \Omega = -\frac{4A}{\lambda_q nP} \Omega$$

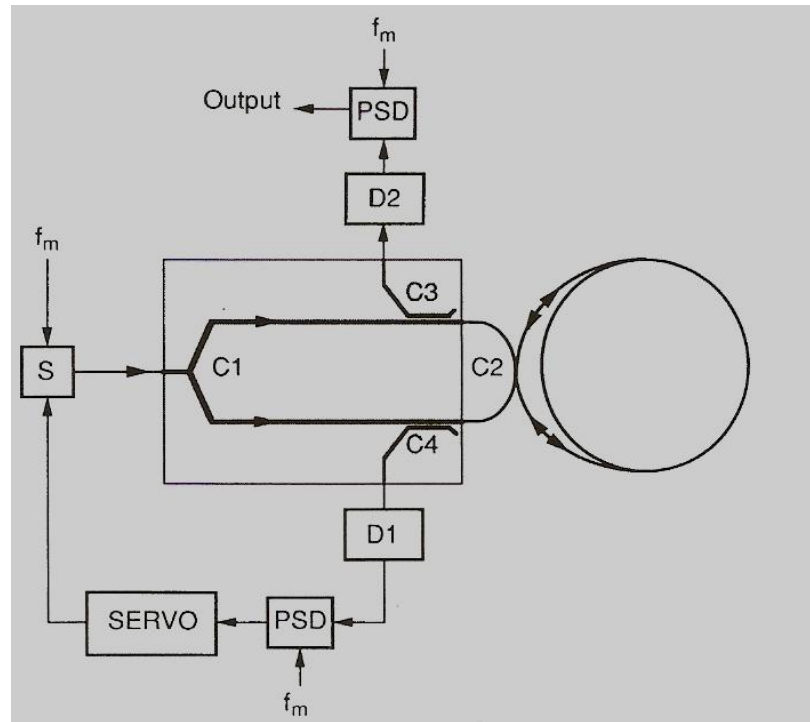


Figura 66

Diagrama esquemático del giroscopio de resonador pasivo de bobina multi-vuelta de fibra óptica con el resonador en operación de lazo abierto, configuración de reflexión

Este es el principio del *método de operación en lazo abierto* para la detección de la rotación de un dispositivo RFOG. En el método de lazo cerrado, la señal de salida del segundo demodulador es utilizada para desplazar la frecuencia del modo láser que se propaga en la dirección CW, Figura 67, de manera que la salida del segundo demodulador es mantenida también a cero. Este desplazamiento en la frecuencia láser es precisamente la diferencia de frecuencias entre las resonancias CW y CCW de la cavidad. Para desempeñar la operación en lazo cerrado, es necesario desplazar la frecuencia del láser en la dirección CW, utilizando técnicas que pueden ser implementadas en fibra óptica o en guía-ondas de capa delgada. Un método apropiado está basado en *una modulación de la fase de la onda óptica en forma de rampa*, por ejemplo modulación en *onda diente de sierra*, utilizando una guía-ondas electro-óptica similar a la utilizada en el dispositivo IFOG.

El límite en la incertidumbre de la medida de la ratio de rotación Ω está determinado principalmente por el ruido de impacto en la estimación de Δf , tal como está expresado en la ecuación (4.14), asumiendo una profundidad de modulación óptima. Para una ratio perímetro/área P/A , fijada por restricciones de tamaño, la incertidumbre depende directamente del ancho de línea de la cavidad e inversamente de la raíz cuadrada de la intensidad en el detector. Cuanto más pequeño sea el ancho de línea mejor será la sensibilidad del dispositivo RFOG.

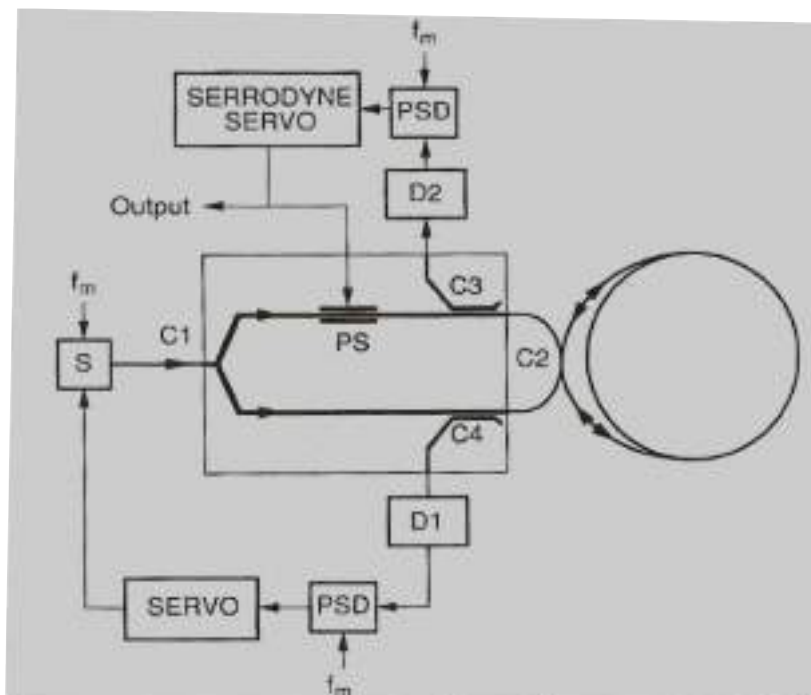


Figura 67

Diagrama esquemático del giroscopio de resonador pasivo de bobina multi-vuelta de fibra óptica con el resonador en operación de lazo cerrado, en configuración de reflexión, con técnica de modulación de frecuencia

Como en el caso del dispositivo IFOG, aparecen un número de fuentes no deseadas de no-reciprocidad que influyen en el desempeño del dispositivo RFOG. Las más importantes en este caso son: 1) *efectos de polarización* (pueden reducirse utilizando un resonador de fibra óptica de polarización-automantenida, PM), 2) *retro-dispersión y retro-reflexión residual* (pueden ser reducidas utilizando diferentes frecuencias de modulación en las direcciones CW y CCW, Figura 68, o supresión de portadora y modulación de camino óptico; la Figura 69 muestra la configuración en caso de cavidad de transmisión), 3) *cambios no lineales del índice de refracción* en la fibra-óptica dependientes de la intensidad de la luz a lo largo de las dos direcciones en contra-propagación (pueden ser reducidos manteniendo iguales intensidades de luz a través de las dos direcciones, utilizando un lazo de retro-alimentación si fuere necesario), 4) *gradientes de temperatura a lo largo de la fibra* del resonador dependientes del tiempo (pueden ser relevantes en resonadores de fibra multi-vuelta, pueden ser reducidos con técnicas especiales de enrollamiento y control de temperatura del lazo sensitivo) y 5) *errores de desviación de la electrónica asociada* (pueden ser reducidos con un diseño apropiado del sub-sistema electrónico).

Las fuentes de error que tienen influencia importante notable en el factor de escala, tal como se puede deducir de la ecuación (4.12) son debidos a: 1) *cambios en la frecuencia de resonancia de la cavidad* (pueden ser reducidos con control de la temperatura o por vinculación de la frecuencia de resonancia de la cavidad a la longitud de onda estabilizada del láser), 2) *cambios en el diámetro de la bobina sensitiva de fibra* (pueden ser reducidos con un diseño de estabilidad mecánica y control de temperatura simultáneo) y 3) *cambios en el índice de refracción de la fibra* (pueden ser reducidos con un riguroso control de la temperatura).

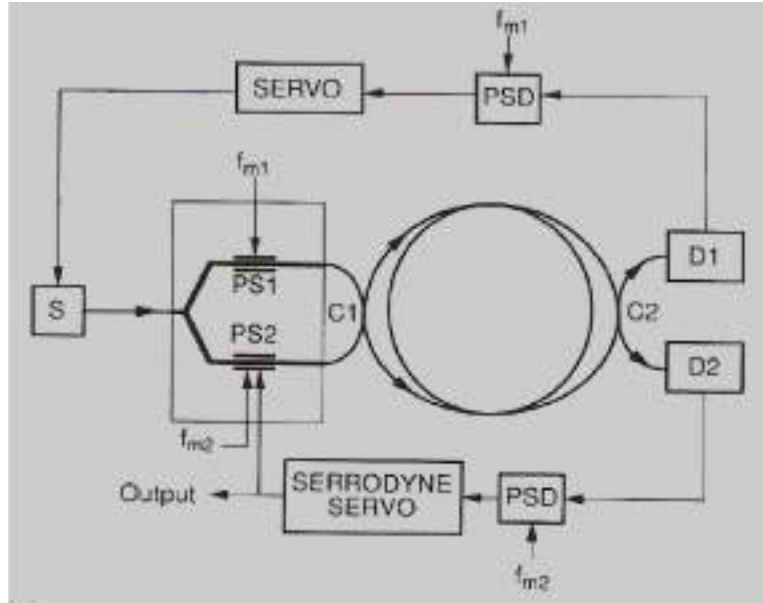


Figura 68

Diagrama esquemático del giroscopio de resonador pasivo de bobina de fibra óptica, configuración en lazo cerrado, utilizando frecuencias de modulación separadas con el resonador operando en modo reflexión

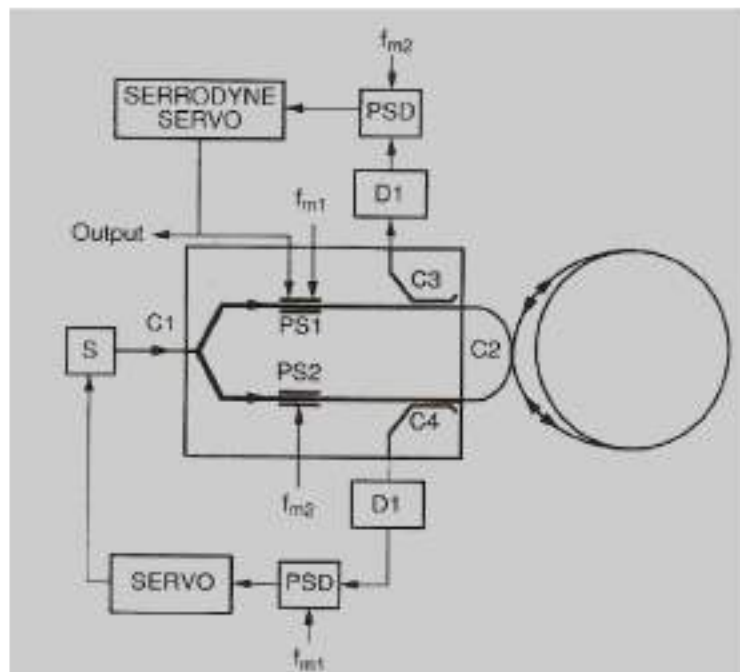


Figura 69

Diagrama esquemático del giroscopio de resonador pasivo de bobina de fibra óptica, configuración en lazo cerrado, utilizando frecuencias de modulación separadas con el resonador operando en modo transmisión

Las características de *rango dinámico* y *tiempo de respuesta* dependen en gran medida del tipo de operación utilizada (lazo abierto o lazo cerrado). La comparación del dispositivo RFOG con respecto al dispositivo IFOG revela que, aunque las fuentes de error en la incertidumbre de la ratio de rotación son similares, los métodos de reducción de las mismas son sustancialmente diferentes. El desarrollo de diseños de dispositivos RFOG está condicionado en gran medida por la disponibilidad de *fuentes-láser de estado sólido (diodos-láser)* de *ancho de*

línea estrecho y frecuencia de trabajo definida única, moduladores de fase de banda ancha con modulación residual de baja amplitud y controladores electrónicos de retro-alimentación de alta precisión.

4.4 Giroscopio interferométrico de Láser de anillo de Fibra Óptica (RLFOG)

Como se ha visto anteriormente, no es posible realizar un giroscopio de láser de anillo de fibra óptica colocando un amplificador óptico de estado sólido convencional dentro de un resonador de anillo de fibra. Ello es debido a la competición en ganancia inherente a los modos de oscilación láser asociados a las dos ondas en contra-propagación dentro de la cavidad. Sin embargo, la utilización de *un amplificador óptico direccional* hace posible la oscilación láser en las dos direcciones de la contra-propagación. Tal amplificador direccional se hace realidad por *el efecto de estimulación Brillouin*, [23], [24].

La dispersión estimulada de Brillouin (SBS, Stimulated Brillouin Scattering) dentro de un resonador de fibra-óptica es un proceso no lineal [24] en el cual un intenso rayo de luz (mecanismo de bombeo) genera ganancia para ambos modos de contra-propagación. Por causa del pequeño diámetro del núcleo de la fibra y las bajas pérdidas en una fibra mono-modo, es posible generar rayos de alta intensidad de bombeo desde láseres de baja potencia, alcanzando un nivel de ganancia apreciable para la oscilación SBS. En una explicación simplificada del proceso SBS, los haces generados por el bombeo son dispersados por ondas acústicas generadas térmicamente en la fibra. Lo interesante aquí es la retro-dispersión a partir de las ondas acústicas en contra-propagación, la cual implica que la dispersión Brillouin tendrá lugar a una frecuencia f_B la cual es desplazada por efecto Doppler en una cantidad f_p obedeciendo a la siguiente expresión $\left(\frac{2v_a}{c_m}\right)f_p$. Aquí, v_a es la velocidad de la onda acústica en la fibra, c_m es la velocidad de la luz en la fibra y f_p es la frecuencia de bombeo óptico. La retro-dispersión más pronunciada tendrá lugar a partir de la onda acústica que satisfaga *la condición de Bragg*, es decir:

$$2\lambda_a = \lambda_p \quad (4.17)$$

Aquí, λ_a es la longitud de onda de la onda acústica y λ_p es la longitud de las ondas ópticas generadas por el bombeo estimulado en el medio de la fibra óptica. La frecuencia de la onda acústica f_a será igual a $\left(\frac{2v_a}{c_m}\right)f_p$ y coincide, por tanto, con el desplazamiento Doppler por efecto de la dispersión Brillouin a partir de la frecuencia de bombeo óptico. El bombeo óptico y la dispersión Brillouin en contra-propagación interfieren acoplándose y producen un patrón de interferencia de intensidad débil, con longitud de onda λ_a el cual se contra-propaga con respecto a la onda óptica de bombeo a una velocidad v dada por:

$$v = \frac{(f_p - f_B)}{(f_p + f_B)} c_m \approx \frac{f_a}{2f_p} c_m \approx \frac{\left(\frac{2v_a}{c_m}\right)f_p}{2f_p} c_m \approx v_a \quad (4.18)$$

es decir, a la velocidad del sonido en el medio de la fibra. Este patrón de interferencia en forma de red, a través del efecto de electrostricción en la fibra controla la longitud de onda λ_a de la onda acústica, incrementando la retro-dispersión Brillouin. Por consiguiente, la retro-dispersión inicial a partir de la onda acústica λ_a , es amplificada, de la misma manera que la emisión espontánea es amplificada en un medio de ganancia convencional. La ganancia de la emisión estimulada Brillouin existe solamente a lo largo de la dirección opuesta a la de bombeo óptico. Entonces, si la ganancia SBS generada en una cavidad de fibra es más grande que las pérdidas en la cavidad, la oscilación SBS tendrá lugar en la cavidad resonante más cercana al pico de amplificación SBS y solamente a través de la dirección opuesta a la del bombeo óptico, [25], [26], [27], [28].

El ancho de banda de la ganancia SBS está determinado por el amortiguamiento de las ondas acústicas en el medio de la fibra de vidrio [29] y se ha comprobado que es inversamente proporcional al cuadrado de la longitud de onda de bombeo óptico para varios tipos de vidrio. Por ejemplo, para un bombeo a $0,633 \mu\text{m}$, el ancho de banda en substrato de silicio es de aproximadamente 100 MHz. El desplazamiento Brillouin a esta longitud de onda, igual a $\left(\frac{2v_a}{\lambda_p}\right)$, es de 30 GHz. La Figura 70 es un diagrama simplificado del giroscopio de anillo láser de fibra óptica por estimulación Brillouin, [30], [31]. La luz procedente de una bomba láser es separada en dos haces $P1$ y $P2$ en el separador de haz de 3 dB $C1$ y entra en el resonador de fibra en direcciones opuestas a través del acoplador $C2$. Cuando la intensidad del bombeo óptico es suficiente para vencer el umbral de oscilación SBS, dos ondas láser SBS en contra-propagación, $B1$ y $B2$, son excitadas dentro del resonador. Para mantener la ganancia SBS en su valor de pico, un lazo de retro-alimentación, mostrado en la figura 70 (b), es utilizado para mantener el bombeo láser dentro de la cavidad de resonancia, [31]. Dado que la ganancia para cada onda SBS es direccional, $B1$ y $B2$ pueden coexistir simultáneamente si no se produce competición entre la ganancia de ambos modos. $B1$ y $B2$ son acoplados fuera de la cavidad de resonancia a través del acoplador $C2$ y recombinados a través del acoplador $C1$.

En presencia de una rotación constante Ω , se genera automáticamente un batido de frecuencias entre $B1$ y $B2$ el cual es detectado a la salida del acoplador $C1$. Este batido de frecuencia corresponde al que predice el efecto Sagnac, tal como es dado por la ecuación (4.10), que se reproduce aquí: $\Delta f = -\left(\frac{4A}{\lambda_q P}\right)\Omega$, [31]. En este sentido, el sistema SBS ha hecho posible el primer RLFOG de estado sólido.

Como en el caso de la configuración en óptica discreta (*RLG, Ring Laser Gyro*), la versión en fibra del resonador de láser de anillo *RLFOG (Ring Laser Fiber Optic Gyro)*, resulta también afectado por el fenómeno de la histéresis (zona muerta) a bajas velocidades de rotación, debido fundamentalmente a la retro-dispersión de la luz. Este mecanismo fuerza a ambos modos láser en contra-propagación a oscilar a la misma frecuencia. Para vencer el efecto de zona muerta, pueden utilizarse compensadores mecánicos (interpolación lineal), análogos a los utilizados en el sistema RLG en óptica discreta.

El límite de deriva aleatoria de la señal de salida del giroscopio RLFOG está condicionado por el ancho del batido entre los modos láser en contra-propagación $B1$ y $B2$ debido a la emisión espontánea. Las medidas preliminares realizadas sobre el batido de $B1$ y $B2$ mostraron un ancho menor de 30 Hz, como mucho. También son importantes en la señal de salida fuentes de error y deriva de error, las cuales incluyen retro-dispersión interna, birrefringencia y efecto Kerr óptico.

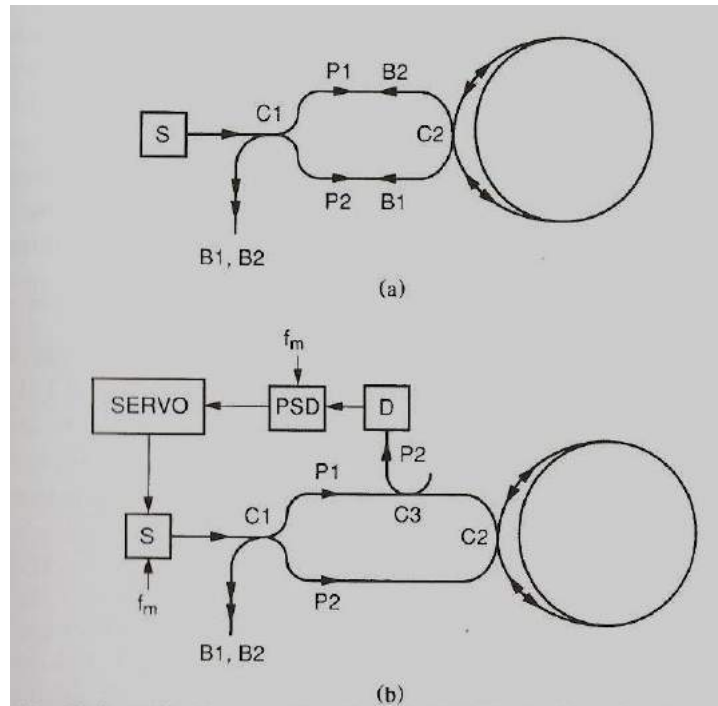


Figura 70

Diagrama esquemático de un *giroscopio de láser de anillo de fibra óptica por estimulación Brillouin*: (a) el bombeo óptico y los rayos Brillouin solamente, (b) el bombeo localizado dentro de la cavidad resonante

4.5 Comparativa de características de desempeño de IFOG –RFOG –RLFOG

La diferencia más destacada en lo que se refiere a las características de desempeño de los giroscopios IFOG, RFOG y RLFOG consiste en que el desempeño del RLFOG (giroscopio de láser de anillo de fibra óptica) depende de los parámetros de la oscilación láser dentro de la cavidad resonante, el desempeño del RFOG (resonador pasivo de anillo de fibra óptica) depende de los parámetros de la oscilación láser de una fuente-láser externa a la cavidad resonante y las características de desempeño de un IFOG (giroscopio interferométrico de bobina de fibra óptica) no depende en absoluto de las características de oscilación de la fuente de luz externa. En particular, el elemento IFOG es un dispositivo pasivo que no dispone propiamente de una cavidad resonante y además su fuente de luz es externa al medio físico detector de la rotación (la bobina de fibra óptica). En el dispositivo IFOG el desempeño óptimo se alcanza utilizando, tal como ya se ha comentado en secciones

anteriores, una fuente de luz de banda ancha mediante un mecanismo de emisión espontánea más bien que emisión estimulada, [32], [33].

La segunda mayor diferencia es que el tipo de tecnología utilizado para los tres tipos de sensores ópticos de rotación de fibra óptica (IFOG-RFOG-RLFOG) es muy diferente en magnitudes tales como el tamaño dimensional, el peso, el encapsulado, el montaje resultante y, finalmente, el coste económico. La Tabla 55 dada a continuación, presenta un listado de varias características de desempeño, realizando una comparativa de las mismas entre dispositivos IFOG (en sus dos variantes, analógica y digital), RFOG y RLFOG. Los parámetros operacionales de desempeño considerados incluyen *la sensibilidad, la deriva de los errores (bias drift), los errores de factor de escala (scale factor errors), la linealidad salida-entrada y el rango dinámico*. Otros aspectos que tienen una relevancia notable sobre el desempeño de estos giroscopios son el comportamiento ante variables ambientales, especialmente la temperatura, la robustez ante choques y vibraciones, el tamaño de empaquetado y el peso, el factor de forma y, finalmente, requerimientos de potencia y fiabilidad. Las ecuaciones de salida del IFOG, del RFOG y del RLFOG son la base de partida para la determinación de las características de desempeño operacional de un dispositivo dado.

La Tabla 8 muestra de forma resumida una comparación de características de desempeño operativo en términos de aspectos tales como *la parte crítica que influye en el tiempo de vida del sensor*, la necesidad o no de *mecanizado y alineamiento de precisión*, la necesidad o no de *mecanismo de modulación para evitar la zona muerta*, la necesidad o no de *montaje en sala limpia*, la necesidad o no de *geometría flexible* y la relación del dispositivo con otros dispositivos que requieren una *industria de soporte análoga*. Los diseños de RLFOG de dimensiones más pequeñas (de unos cm) consiguen tan sólo tiempos de vida típicos de unos cientos de horas. Esto es debido fundamentalmente a la relativamente alta corriente requerida para operar la unidad, causando una pérdida del medio gaseoso que sale de la cavidad resonante. Estos escapes serían más pequeños en unidades de dimensiones grandes. Así para unidades RLFOG como las construidas para aplicación en navegación aérea comercial han demostrado una fiabilidad en el tiempo de vida mayor a 30.000 horas. Por el contrario, los RFOG e IFOG son dispositivos de estado-sólido y el tiempo de vida no es dependiente del tamaño, dado que la fuente de luz es mucho más pequeña que la de un encapsulado práctico. La fuente de luz representa actualmente el principal fallo del mecanismo para estos dispositivos. Desarrollos futuros de estos dispositivos pretenden llegar a poner el tiempo de vida en valores cercanos a las 100.000 horas. Dado que el resto de componentes ópticos de estos dispositivos pueden ser realizados en forma de fibra-óptica de vidrio, puede decirse que la electrónica de soporte será probablemente la principal desventaja a tener en cuenta. De ahí que el futuro trabajo de investigación sobre RFOG e IFOG tenga como parte muy significativa *la mejora del tratamiento de la señal electrónica de salida del sensor*, así como *el diseño de los lazos de regulación* necesarios para obtener la señal de salida con mejores características de desempeño del mismo. Un aspecto importante a tener en cuenta en la comparativa de RLFOG, RFOG e IFOG es el coste económico que se puede permitir para una aplicación dada, el cual está estrechamente relacionado con la tecnología del sensor.

La Tabla 9 muestra la cuantificación de los requerimientos generales de los giroscopios según el tipo de aplicación. Se listan las siguientes características técnicas del giroscopio: *rango dinámico* (full scale, deg/s), *estabilidad del factor de escala* (scale factor stability, ppm), *estabilidad del error de compensación* (bias stability, deg/hour), *tiempo de entrada en operación* (warm-up time, s), *coste económico* (cost, relative scale), *tamaño físico* (size, relative scale) y *tiempo de vida* (life, years).

La Tabla 10 muestra las características-clave de salida del sensor interferométrico de rotación diferencial: *la ratio de giro ó velocidad de giro* (rate gyro) y *la ratio de giro integral ó ángulo de giro* (rate integrating gyro). La Tabla 11 muestra la definición de términos más utilizados en la tecnología de los giroscopios interferométricos: *el error de cero* (fixed bias), *la deriva del error* (bias drift), *el umbral de sensibilidad* (threshold), *la linealidad* (linearity), *la histéresis* (hysteresis), *el ruido espectral* (spectral noise), *el rango dinámico* (dynamic range) y *el tiempo de entrada en operación* (turn-on-time).

Como nuestro estudio se va a centrar en lo sucesivo en el dispositivo IFOG, podemos decir por adelantado que la sensibilidad de un giroscopio de bobina de fibra óptica depende de la longitud de la fibra óptica empleada para un área encerrada dada, ecuación (4.16). Entonces, para bobinas con mayores longitudes de fibra óptica (mayor número de vueltas), podría esperarse un valor mayor de sensibilidad. Al estar disponible en el mercado fibra-óptica de bajas pérdidas y fuentes de luz de calidad mejorada, la sensibilidad sería de esperar cada vez mayor. Los primeros cálculos al respecto señalaron que la sensibilidad que podría alcanzarse con un dispositivo basado en sensor IFOG podría ser comparable o incluso mejor que la alcanzada con los primeros diseños de giroscopio de láser de anillo de fibra (RLFOG). La sensibilidad del sensor RLFOG está limitada principalmente por la operación a bajos niveles de ganancia para evitar efectos no-lineales y la sensibilidad que depende de un modo único (transición única) dentro de la cavidad láser.

Las diferencias en las longitudes de caminos ópticos del sensor de rotación también influyen en los procedimientos para reducir los errores de deriva (bias drift). Los giroscopios de láser de anillo se basan en técnicas tales como cavidades resonantes ópticas con bajo coeficiente de dilatación térmica, control de la longitud de camino activo del haz de luz y colocación simétrica de ánodos y cátodos para asegurar que ambos haces láser en contra-propagación dentro de la cavidad resonante atraviesen exactamente el mismo camino óptico. Los giroscopios de fibra óptica se basan en elementos externos al camino óptico sensitivo (la bobina de fibra-óptica), tales como polarizadores y filtros espaciales para asegurar que los haces atraviesan caminos recíprocos. El enrollamiento de la fibra óptica en la bobina es crítico dado que cambios medio-ambientales dependientes del tiempo que ocurren en un intervalo del orden del tiempo de tránsito de la luz a través de la bobina de fibra (elemento sensitivo) pueden acarrear efectos no-recíprocos y, por tanto, una deriva neta en el error.

Para alcanzar un buen factor de escala en el sensor IFOG (fiber-optic gyro), la solución más apropiada es la configuración digital (lazo abierto ó lazo cerrado). La salida de este dispositivo tiene una *ecuación de factor de escala* que es idéntica a las correspondientes del RLFOG y del RFOG, respectivamente. Tecnológicamente hay

diferencias importantes para la realización de estos tres dispositivos. El RLFOG típicamente utiliza una fuente láser de He-Ne estabilizada térmicamente, con longitud de onda muy estable e índice de refracción cercano a 1. El RFOG y el IFOG (versión digital) podrían utilizar también fuente láser de He-Ne y la longitud del resonador pasivo y de la bobina de fibra podría ser monitorizada para proporcionar un valor adecuado y preciso del factor de escala. Sin embargo, en ambos dispositivos se utilizan *diodos láser super-luminiscentes* que aprovechan las ventajas de un *dispositivo de estado sólido* (baja coherencia que minimiza los efectos de la dispersión de la luz) y de esta forma se consigue un factor de escala apropiado para aplicaciones exigentes de alto-desempeño.

En lo que se refiere a *la linealidad y el rango dinámico* de un RLFOG se puede subrayar que ambas características dependen de la *zona muerta para bajos valores de la ratio de rotación* y del *diseño del medio sensitivo* para vencer dicha zona muerta. Para un láser de anillo, utilizando *modulación mecánica* se puede conseguir un mayor límite de la ratio de rotación limitado por el pico de velocidad al cual es modulada la unidad. Generalmente para unidades de láser de anillo de grandes dimensiones con longitudes ópticas de unos 30 cm, la modulación mecánica restringe el límite superior de la ratio de rotación a unos pocos miles de grados por segundo para un diseño típico. En el caso de los dispositivos RFOG e IFOG, la limitación del valor superior de la ratio de rotación está causada por *el rango dinámico de los desplazadores de frecuencia*, típicamente unos pocos de miles de grados por segundo. Por tanto, ambos dispositivos pueden ser compensados para detectar muy altas velocidades de rotación.

TABLA 7. Comparativa de características de desempeño IFOG-RFOG-RLFOG

	Ring Laser Gyro	Analog Fiber Optic Gyro	Digital Fiber Optic Gyro
Output	$n = 1$; frequency proportional to rate or counts per turning angle	Voltage proportional to rate	$n = 1.5$; frequency proportional to rate or counts per turning angle
Characteristic path length	Generally, <30 cm to 1 m	50 m to 5 km (longer lengths are possible)	50 m to 5 km (longer lengths are possible)
Thermal errors	Packaging; electrode placement; path length control	Packaging; thermal control and compensation	Packaging; thermal control and compensation of active elements
Critical issue	Lock-in compensation	Reduction in scattering polarization control	Reduction in scattering polarization control
Dynamic range	$>10^8$	$10^2 - 10^5$	$>10^8$
Scale factor correction	<1 ppm	1000 - 10,000 ppm	<100 ppm

Adapted by permission from *Laser Focus/Electro Optics*, December 1985.

TABLA 8. Comparativa de Tecnologías IFOG- RFOG-RLFOG

	Ring Laser Gyro	Analog Fiber Optic Gyro	Digital Fiber Optic Gyro
Lifetime determinant	Gas-filled tube	Solid-state components	Solid-state components
Precision machining	Yes	No	No
Precision alignment	Yes, mirrors	Light source pigtailed, fiber coupler fabrication	Interfacing to frequency shifters
Dither mechanism to avoid lock-in	Yes	No	No
Ultraclean-room assembly	Yes	No	No
Flexible geometry	No	Yes	Yes
Closely related support industries	None	Telecommunications; audio and video compact disc players	Telecommunications; audio and video compact disc players

Adapted by permission from Laser Focus/Electro Optics, December 1985.

TABLA 9. Niveles de desempeño de giroscopios de fibra-óptica requeridos según la aplicación

Applications	Full Scale (deg/s)	Scale Factor Stability (ppm)	Bias Stability (deg/h)	Warm-Up Time (s)	Cost	Size	Life (years)
Aircraft navigation	100	25	0.01	>300	High	Medium-large	>1
Space booster	10-30	50	0.1	>300	Medium	Medium	>1
Spacecraft	10	≈50	0.1-0.001	>300	High	Medium-small	>1
Torpedos	400	100-500	10-100	—	Low	Medium-small	3-5
Air-to-ground tactical missile (terminal added)	100-200	500	<0.1	60	Very low	Small	3-5
Radio-guided, ground-to-air missile	200-500	>1000	10-50	1/2-10	Low-medium	Small	5-10
Cannon launched	>500	—	—	—	Very low	Small	—

FUENTE: *Fiber optic sensors* (Eric Udd & W.B. Spillman, Wiley, 2011)

TABLA 10. Características de señal de salida del sensor interferométrico de rotación

Rate Gyro

$$\Omega = KV$$

Ω = rotation rate (rad/s, deg/h, etc.)
 K = scale factor (proportionality constant between rotation rate and output)
 V = output signal (voltage, frequency, etc.)

Rate Integrating Gyro

$$\theta(t_0) = \int_0^{t_0} \Omega dt = \int_0^{t_0} KV dt = K \int_0^{t_0} V dt$$

FUENTE: *Fiber optic sensors* (Eric Udd & W.B. Spillman, Wiley, 2011)

TABLA 11. Definición de términos de desempeño IFOG

<i>Bias Terms</i>	
Fixed bias	Output rotation rate of a rotation sensor that is nonzero with a zero-rotation-rate input
Bias drift	Change in the output rotation rate of the sensor with time due to such effects as temperature change, magnetic fields, aging, and wear of components
Sensitivity (threshold)	Lowest measurable rotation rate for a given integration time
<i>Scale Factor</i>	
Linearity	Measure of the degree to which the value of K is a constant for all values of rotation rate of interest
Hysteresis	Measure of the independence of output from the direction of the rotation rate
<i>Other Factors</i>	
Spectral noise	Threshold noise floor as a function of frequency characteristics
Dynamic range	Range from threshold rotation rate to the highest measurable rotation rate
Turn-on time	Time to meet performance requirements

FUENTE: *Fiber optic sensors*
(Eric Udd & W.B. Spillman, Wiley, 2011)

4.6 Conclusiones

De la comparativa de datos en lo que se refiere a características de desempeño, el coste económico y los sectores de aplicaciones preferentes para los tres tipos de giroscopios de fibra óptica (RLFOG, RFOG e IFOG), podemos concluir que el giroscopio de láser de anillo es un dispositivo muy especializado. Gran parte de los costes de su desarrollo tecnológico y del éxito de su introducción ha sido soportado por las compañías privadas que han prestado interés al respecto así como también por el Departamento de Defensa de los Estados Unidos (U.S. Department of Defense). Por el contrario, el RFOG y el IFOG deben su desarrollo al trabajo desempeñado fundamentalmente por la industria de las Telecomunicaciones. El desarrollo del giroscopio de fibra óptica IFOG empezó a ser importante después de que se asentaron bien los primeros dispositivos fotónicos de primera generación: *los LED (Light-Emitting-Diodes, diodos emisores de luz)* y *los moduladores electro-ópticos de fase en su versión integrada*. Este tipo de giroscopio parece tener un brillante futuro tecnológico en todas las aplicaciones, dado el descenso de costes en la fibra-óptica mono-modo y las fuentes de luz de baja coherencia (*diodo láser super-luminiscente*). El resonador de anillo pasivo RFOG se encuentra en el momento actual en la segunda generación de componentes cuyo uso se ha extendido ampliamente. En particular, *los diodos-láser de ancho de línea estrecho y retro-alimentación distribuida* han contribuido en gran parte a su desarrollo, así como también *los acopladores ópticos direccionales* que pueden operar con ratios de alta velocidad de datos para aplicaciones de telecomunicaciones de alta velocidad. Entonces, un resonador pasivo para aplicaciones de moderadas a altas prestaciones implica el desarrollo tecnológico de otros componentes tales como *polarizadores de alta calidad, moduladores de fase electro-ópticos y ajustadores micro-mecánicos de precisión* de componentes

con baja tolerancia, en contraste con el empaquetamiento preciso de la bobina de fibra-óptica necesario en el diseño del giroscopio de fibra-óptica para minimizar los efectos de las perturbaciones medio-ambientales.

Conforme se produzca una producción en masa de *componentes-clave del IFOG (fibra-óptica mono-modo, diodo-láser super-luminiscente, dispositivos ópticos integrados: acopladores direccionales, polarizadores, moduladores de fase electro-ópticos, diseño de la electrónica de control)*, este dispositivo irá alcanzando una ventaja competitiva en el coste económico frente a su predecesor RLG (Ring Laser Gyro). Sin embargo, el RLG seguirá utilizándose por un tiempo en aplicaciones de alta exigencia de desempeño (ratios de sensibilidad del orden de $0,001^\circ$ / hora), tales como dispositivos con características de grado de *sistemas de navegación inercial para aero-naves y naves espaciales*. Esto será así, en tanto en cuanto las características del IFOG se perfeccionen tecnológicamente hasta lograr aquellos valores de sensibilidad, dado que, a día de hoy, los mejores valores de sensibilidad alcanzados por el giroscopio IFOG se sitúan en el entorno de $0,01^\circ$ / hora.

En balance, parece que el giroscopio de fibra óptica (IFOG, Interferometric Fiber-Optic Gyro) será un dispositivo menos costoso que el giroscopio de láser de anillo (RLG, Ring Laser Gyroscope) para unas características de desempeño comparables en un futuro a la vista, mientras que el giroscopio de resonador de anillo (RRG, Ring Resonator Gyroscope) también irá ganando terreno conforme la tecnología asociada con él vaya madurando con el tiempo. En lo que sigue, nosotros centraremos nuestro estudio en el IFOG.

Referencias

- [1] V. Vali and R. W. Shorthill. *Fiber ring interferometer*. Applied Optics, **15**, p.1099 (1976).
- [2] W.K. Burns. *Optical Fiber Rotation Sensing*, pp. 7-24. Academic Press Inc. (1994).
- [3] R.E. Meyer, S. Ezekiel, D.W. Stowe and V.J. Tekippe. *Passive fiber-optic ring resonator for rotation sensing*. Optics Letters, **8**, 644 (1983).
- [4] A.H. Rosenthal. *Regenerative circulatory multiple-beam interferometry for the study of Light propagation effects*. Journal of Optical Society of America, **52**, 1143 (1962).
- [5] W.M. Macek and D.T.M. Davis, Jr. *Rotation rate sensing with traveling wave ring laser*. Applied Physics Letters, **2**, 67 (1963).
- [6] J.E. Killpatrick. *The laser Gyro*. IEEE Spectrum, **67** (October), 44-55 (1966).
- [7] F. Aronowitz. *The laser gyro*. Laser Applications. M. Ross, ed., **1**, pp. 133-200. Academic Press, New York (1971).
- [8] J.L. Davis and S. Ezekiel. *Techniques for shot-noise-limited inertial rotation measurement using a multiturn fiber Sagnac interferometer*. SPIE, **157**, 131 (1978).
- [9] S. Lin and T.G. Giallorenzi. *Sensitivity analysis of the Sagnac effect in an optical fiber ring interferometer*. Applied Optics, **18**, 915 (1979).
- [10] S. Ezekiel, J.A. Cole, J. Harrison and G. Sanders. *Passive cavity optical rotation sensor*. SPIE, **157**, 68 (1978).
- [11] T.A. Dorchner, H.A. Haus, M. Holz, I.W. Smith and H. Statz. *Laser gyro at quantum limit*. IEEE Journal of Quantum Electronics, **QE-16**, 1376 (1980).

-
- [12] W.W. Chow, J. Gea-Banaloche, L.M. Pedrotti, V.E. Sanders, W. Schleich and M.O. Scully. *The ring laser gyro*. Review of Modern Physics, **57**, 61 (1985).
- [13] G. Schiffner, W.R. Leeb, H. Krammer and J. Wittmann. *Reciprocity of birefringent single-mode fibers for optical gyros*. Applied Optics, **18**, 2096 (1979).
- [14] R. Ulrich and M. Jonson. *Fiber-optic rotation sensing interferometer polarization analysis*. Optics Letters, **4**, 152 (1979).
- [15] R. Ulrich. *Fiber-optic rotation sensing with low drift*. Optics Letters, **5**, 173 (1980).
- [16] M. Papuchon and C. Puech. *Integrated optics - a possible solution for the fiber gyroscope*. SPIE, **157**, 218 (1978).
- [17] H.J. Arditty, J.P. Bettini, Y. Bourbin, P. Graindorge, H.C. Lefèvre, M. Papuchon and S. Vatoux. *Integrated optics fiber gyroscope: progress toward a tactical application*. SPIE, **514** (1984).
- [18] B.Y. Kim and H.J. Shaw. *Gated phase modulation approach to fiberoptic gyroscope with linearized scale factor*. Optics Letters, **9**, 375 (1984).
- [19] A. Ebberg and G. Schiffner. *Closed loop fiberoptic gyroscope with sawtooth phase modulated feedback*. Optics Letters, **10**, 300 (1985).
- [20] H.C. Lefèvre, P. Graindorge, H.J. Arditty, S. Vatoux and M. Papuchon. *Double closed-loop hybrid gyroscope using digital phase ramp*. 3rd International Conf. On Optical Fiber Sensors, **OFS'85**. San Diego, 13 Feb. (1985).
- [21] Meyer, R.E., Ezekiel, S., Stowe D.W. and Tekippe, V.J. *Passive-fiberoptic ring resonator for rotation sensing*. Optical Letters, **8**, 644 (1983).
- [22] Ezekiel, S., and Balsamo, S.R. *Passive ring resonator laser gyroscope*. Applied Physics Letters, **30**, 478 (1977).
- [23] Agrawal, G.P. *Nonlinear fiber optics*. Academic Press, Boston (and references therein) (1989).
- [24] Tkach, R.W., and Chraplyvy, A.R. *Fibre Brillouin amplifiers*. Optical and Quantum Electronics, **21**, 105 (1989).
- [25] Hill, K.O., Kawasaki, B.S., and Johnson, D.C. *CW Brillouin laser*. Applied Physics Letters, **28**, 608 (1976).
- [26] Ponikvar, D.R., and Ezekiel, S. *Stabilized single frequency stimulated Brillouin fiber ring laser*. Optical Letters, **6**, 398 (1981).
- [27] Stokes, L.F., Chodorow, M., and Shaw, H.J. *All fiber stimulated Brillouin ring laser with submilliwatt pump threshold*. Optical Letters, **7**, 509 (1982).
- [28] Smith, S.P., Zarinetchi, F., and Ezekiel, S. *Narrow linewidth stimulated Brillouin fiber laser and applications*. Optical Letters, **16**, 393 (1991).
- [29] Heiman, D., Hamilton, D.S., and Hellwarth, R.W. *Brillouin scattering measurements on optical glasses*. Physical Review B, **19**, 6583 (1979).
- [30] Thomas, P.J., von Driel, H.M., and Stegeman, G.I.A. *Possibility of using an optical fiber Brillouin laser for inertial sensing*. Applied Optics, **19**, 1906 (1980).
- [31] Zarinetchi, F., Smith, S.P., and Ezekiel, S. *Stimulated Brillouin fiber-optic laser gyroscope*. Optical Letters, **16**, 229 (1991).
- [32] W.K. Burns, C.L. Chen and R.P. Moeller. *Fiber-optic gyroscopes with broad-band sources*. IEEE Journal of Lightwave Technology, **1**, 98 (1983).
- [33] S. Tai, K. Kojima, S. Noda, K. Kyuma, K. Hamanaka and T. Nakayama. *All-fibre gyroscope using depolarized superluminescent diode*. Electronics Letters, **22**, 546 (1986).

Parte II Prototipos de sensor interferométrico de rotación diferencial

Capítulo 5. Técnicas de modulación de fase para el giroscopio IFOG

Capítulo 6. Diseño de prototipos de giroscopio IFOG

Capítulo 7. Medida de características de desempeño de IFOG experimental

Capítulo 8. Aplicaciones del giroscopio IFOG en control de proceso industrial

Capítulo 9. Aplicación del IFOG en los sistemas de navegación inercial autónoma

Capítulo 10. Conclusiones generales

Capítulo 5

Técnicas de modulación de fase para el giroscopio IFOG

5.1 Solución de problemas de medición de la ratio de rotación con el giroscopio IFOG

5.2 Técnicas de modulación de fase para giroscopios IFOG

5.3 Moduladores electro-ópticos de fase

5.4 Giroscopio IFOG en configuración de lazo abierto (PSD, phase-sensitive-demodulation)

5.5 Giroscopio IFOG en configuración de lazo cerrado (dynamic biasing)

5.6 Conclusiones

Referencias

5. Técnicas de modulación de fase para el giroscopio IFOG

5.1 Solución de problemas de medición de la ratio de rotación con el giroscopio IFOG

Tal como se ha visto en el capítulo anterior, *la respuesta de la intensidad de salida* del interferómetro Sagnac a la ratio de rotación es *no-lineal y periódica*. Ello hace necesario incorporar al sistema un procesamiento óptico o electrónico de dicha señal de salida para alcanzar *la sensibilidad y el rango dinámico* deseados. El origen de este problema radica en el hecho de que el desplazamiento de fase inducido por la rotación (desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s), el cual es linealmente proporcional a la ratio de rotación, es convertido en un cambio en la intensidad de la señal óptica de salida del detector dentro del interferómetro. Este problema es común a la respuesta básica de salida de todos los interferómetros ópticos porque la intensidad de luz solamente puede ser medida directamente con *fotodetectores de ley cuadrática*. Dicho de otra forma, no existiría el problema de la respuesta no-lineal si existiera un fotodetector que pudiese monitorizar directamente la fase de la señal óptica de salida. Por lo tanto, se hacen necesarias técnicas apropiadas de procesamiento de la señal óptica de salida para convertir la respuesta no-lineal en una respuesta lineal.

La respuesta básica de un giroscopio óptico interferométrico en términos de la intensidad de luz de salida (equivalentemente, de la corriente del fotodetector) es proporcional a $[1 + \cos(\phi_s)]$, tal como se muestra en la Figura 71, donde ϕ_s es el desplazamiento de fase de Sagnac inducido por la rotación que viene dado por la ecuación (4.16). De la observación de la curva de respuesta podemos sacar las siguientes consecuencias: 1) la sensibilidad de la señal de salida a la ratio de rotación es nula en todos los puntos en los que se cumple la condición $\phi_s = N\pi$, con N entero, incluyendo el valor de ratio de rotación nula; 2) partiendo de un valor de desplazamiento de fase $\phi_s = N\pi$, N entero, no hay forma de determinar el sentido de la rotación (horario ó anti-horario), debido a la simetría de la curva de respuesta y, finalmente, 3) debido a la periodicidad de la curva de respuesta, existe una ambigüedad o incertidumbre de valor $2N\pi$ en la medida del desplazamiento de fase (N entero), especialmente cuando el giroscopio es inicializado mientras está animado con un alto valor de velocidad de rotación.

Los problemas de la limitación de rango dinámico y de anulación de la sensibilidad pueden ser resueltos forzando a que la respuesta de salida del giroscopio sea una función monótona (preferiblemente lineal) de la ratio de rotación Ω . Hay dos posibilidades básicas de conseguir la linealización de la respuesta de salida del giroscopio: 1) *la configuración en lazo cerrado* y 2) *la configuración en lazo abierto*. En ambas, la técnica básica empleada empieza por realizar un desplazamiento de fase adicional no-recíproco de las ondas ópticas interferentes. Esto es llevado a cabo mediante un modulador de fase electro-óptico colocado al final de la bobina sensitiva de fibra-óptica. Con esta ubicación asimétrica del modulador de fase, se puede producir una diferencia de fase adicional entre las dos ondas ópticas en contra-propagación que se suma al desplazamiento de fase de Sagnac no-recíproco ϕ_s inducido por la rotación Ω . De todas maneras, la clave central del proceso radica en la extracción del valor de ϕ_s , partiendo de la señal de corriente de salida del fotodiodo detector (proceso que se denomina *demodulación sensitiva de fase*, en inglés PSD, phase-sensitive-demodulation).

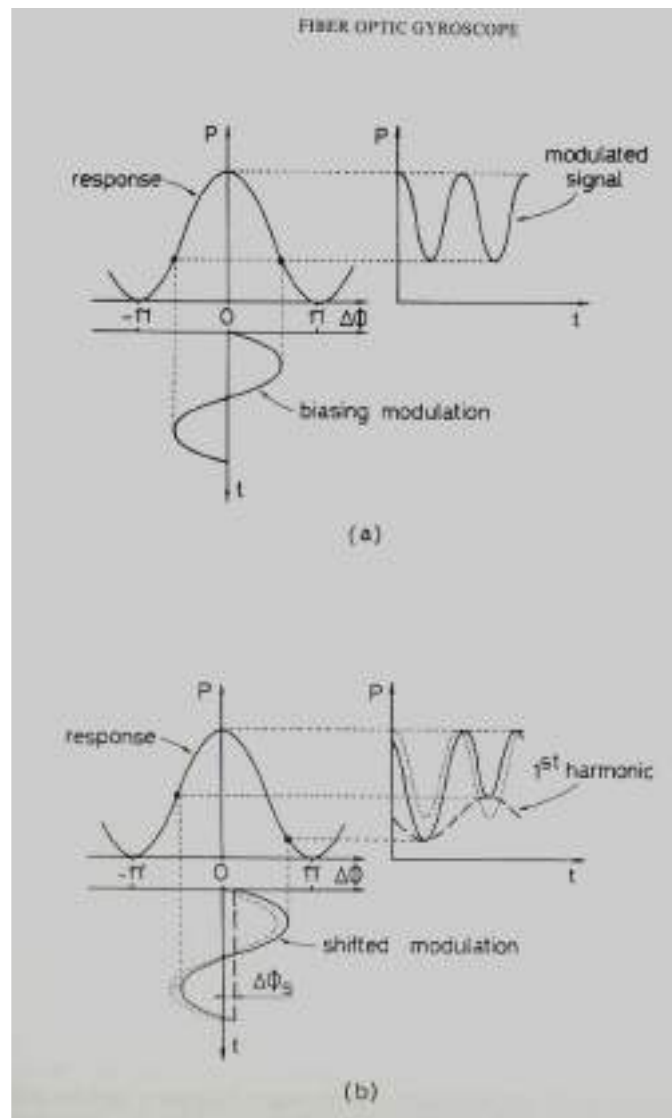


Figura 71

Modulación de fase con onda sinusoidal para configuración completa de giroscopio IFOG de lazo abierto. En (a) no hay desplazamiento de fase de Sagnac inducido (velocidad de rotación nula, $\Omega = 0$). En (b) la modulación de fase externa se superpone a un desplazamiento de fase de Sagnac $\Delta\phi_S$ inducido por una ratio de rotación no nula $\Omega \neq 0$

En la solución de *configuración en lazo cerrado*, un elemento de control opto-electrónico añadido al lazo sensitivo del giroscopio, introduce una *diferencia de fase no-recíproca* entre las dos ondas ópticas en contra-propagación ($\Delta\phi$), en respuesta a la ratio de rotación de entrada y realiza la compensación del desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_S . De esta manera, la diferencia de fase total entre las dos ondas ópticas que interfieren es mantenida constantemente a valor cero (se cumple en todo instante $\phi_S + \Delta\phi = 0$). Este sistema de medida se denomina *modulación-demodulación de fase por compensación (biasing modulation-demodulation)*. La diferencia de fase no-recíproca $\Delta\phi$ introducida para compensar el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_S se toma

como valor de la salida del giroscopio. La señal de salida del detector de un giroscopio de lazo cerrado es utilizada como señal de error en un servo-sistema de lazo de realimentación. Como el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s es linealmente proporcional a la ratio de rotación, entonces una cantidad equivalente, esto es, el desplazamiento de fase no-recíproco adicional $\Delta\phi$ introducido por un modulador electro-óptico dentro del lazo sensitivo es adoptada como señal de salida del giroscopio, siendo, por lo tanto, igualmente proporcional a la ratio de rotación Ω . La principal ventaja de esta configuración es que la señal de salida de la ratio de rotación es independiente de la intensidad óptica del detector y del factor de ganancia de la electrónica (siempre que la señal de error sea mantenida a valor cero). Para ello a este método también es denominado método de *compensación dinámica* (*dynamic biasing*), tal como veremos más adelante.

La mayor dificultad de la operación en lazo cerrado reside en encontrar los elementos opto-electrónicos adecuados que puedan producir efectivamente un desplazamiento de fase no-recíproco de manera estable y controlada, dado que el giroscopio de fibra-óptica es cuidadosamente diseñado para garantizar que las dos ondas ópticas en contra-propagación que interfieren, sigan exactamente caminos ópticos de igual longitud. Para este propósito, se utilizan *desplazadores de frecuencia y moduladores de fase*. Estos son dispositivos recíprocos, pero se colocan en posición asimétrica respecto del lazo sensitivo, de manera que las dos ondas CW y CCW en contra-propagación pasan a través del dispositivo en instantes diferentes antes de que interfieran entre sí. Cuando el dispositivo es colocado en un extremo del lazo sensitivo, Figura 64 (capítulo anterior), la diferencia de tiempos corresponde con *el tiempo de tránsito* τ de la luz a través de la longitud total del lazo sensitivo. Ahora fijaremos nuestra atención a la solución aportada por un *modulador de fase electro-óptico* (*EOPM, Electro-Optic-Phase-Modulator*), colocado asimétricamente en un extremo del lazo sensitivo (bobina de fibra óptica). Este modulador electro-óptico producirá *una rampa lineal de fase con respecto al tiempo*. De esta manera, se producirá una diferencia de fase entre las dos ondas ópticas en contra-propagación que variará con el tiempo de forma lineal. Además se puede hacer que la variación en rampa sea simétrica, de forma que el valor promedio de desplazamiento de fase inducido sea cero. Esto es así porque en un modulador de fase electro-óptico real no se puede hacer que la fase incremente indefinidamente, habrá intervalos en los que la fase debe retornar a valor cero. Se han diseñado varios circuitos utilizando *modulación de fase periódica en rampa lineal* combinados con *circuitos electrónicos de conmutación* de la salida del detector óptico.

El principio fundamental de *la operación en lazo abierto* es utilizar la señal de salida del detector, la cual contiene ambas componentes (en seno y en coseno) del desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s a partir de la cual se puede obtener la ratio de rotación, bien por procesamiento de *señal analógica* o *señal digital*. Es bueno recordar en este momento la expresión que relaciona ambas cantidades, ecuación (4.16). Como el desplazamiento de fase de Sagnac es lineal (proporcional) a la velocidad de rotación, la salida final de un giroscopio en configuración de lazo-abierto es linealmente proporcional a la ratio de rotación, resolviendo *el problema de la sensibilidad y del rango dinámico*. La señal de salida del giroscopio puede ser independiente de la potencia óptica y del factor de ganancia electrónica cuando se aplica la información de fase en cuadratura (seno-coseno). Por otro lado, dado que la señal de salida del giroscopio tiene una dependencia $\{1 + \cos(\phi_s)\}$ respecto del desplazamiento

de fase de Sagnac, son necesarios métodos adicionales para incorporar un término en $\sin(\phi_s)$, aparte del término ya considerado en $\cos(\phi_s)$. Una técnica ampliamente utilizada es la aplicación de *una modulación de diferencia de fase dependiente del tiempo entre las dos ondas ópticas en contra-propagación*, de manera que el punto de operación del giroscopio nunca permanece en una única posición de la curva de respuesta mostrada en la Figura 71. En términos generales, la señal de salida del giroscopio con modulación de fase dependiente del tiempo contiene información de hacia dónde debe ubicarse el centro de la curva de modulación de fase con respecto al eje de la curva-respuesta coseno desde el cual se mide el desplazamiento de fase de Sagnac. El mejor aspecto a favor de la configuración en lazo abierto es el desempeño de la señal electrónica de procesamiento, la cual es favorable porque satisface los requerimientos de sensibilidad y rango dinámico del giroscopio.

5.2 Técnicas de modulación de fase para giroscopios IFOG

La *configuración recíproca* de giroscopio interferométrico de bobina de fibra óptica mono-modo (IFOG) mostrada en la Figura 72 proporciona una señal de interferencia del desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s con un contraste perfecto [1]. La función del *filtro* en *el puerto de entrada del elemento sensitivo* es seleccionar un modo de propagación único a través del mismo. El separador de haz a la entrada del lazo realiza el resto del trabajo (generar dos ondas mono-modo en contra-propagación a través del lazo sensitivo de fibra mono-modo). En la entrada del lazo, el filtro de fibra selecciona un modo de propagación único. Sin embargo, debido a la acción del separador de haz, en la salida del lazo aparecen dos haces divergentes en contra-propagación con frentes de fase esféricos en el espacio libre. Una pequeña modificación en la alineación del separador de haz, no modifica mucho el acoplamiento de potencia en el patrón de interferencia producido en el detector, pero tiene un efecto apreciable en la convergencia de ambos frentes de onda de salida, el cual puede modificar sustancialmente dicho patrón. Por consiguiente, pequeños cambios en la alineación del sistema, producen, de hecho, deriva de la señal de salida del giroscopio. Además, se produce desplazamiento de fase y cambios de contraste de franjas de interferencia debido a cambios en la birrefringencia del lazo de fibra. Estos problemas pueden suponer una severa limitación para conseguir desempeño de alta calidad. Esto se soluciona acoplando la luz procedente de la fuente a través de un filtro guía-ondas mono-modo, de manera que se produce un patrón de interferencia en el detector por las dos ondas que retroceden del lazo, pasando nuevamente por el filtro en dirección contraria. Este filtro puede ser realizado enrollando una pequeña longitud de fibra mono-modo ($\sim 1m$) sobre un tubo de cartón. También es necesaria una conservación mínima de la polarización al atravesar el filtro. Los filtros disponibles actualmente hacen compatibles ambas condiciones.

Tal como podemos ver en la Figura 71, la curva de respuesta de la potencia óptica de salida es una función coseno desplazada hacia arriba por un término constante, en función del desplazamiento de fase de Sagnac $\Delta\phi_s$, $[1 + \cos(\Delta\phi_s)]$. El valor máximo de esta curva de respuesta se produce para rotación nula. Por consiguiente, para obtener la máxima sensibilidad, esta señal debe ser modulada. La manera más fácil de producir la modulación de fase es superponer una señal sinusoidal de frecuencia f a la señal original, Figura 71(a). Cuando esta modulación está centrada alrededor de 0, la señal modulada solamente contiene armónicos pares de la

frecuencia fundamental f . En cambio, cuando la señal de modulación es desplazada del 0, se generan los armónicos impares (en particular, el armónico fundamental, Figura 71(b)). La amplitud de este armónico, libre de componentes en armónicos pares, puede ser medida por demodulación a través de un amplificador selectivo (*amplificador lock-in*). Esto proporciona una señal controlada que resulta ser la derivada de la curva de respuesta original (respuesta no modulada), Figura 73.

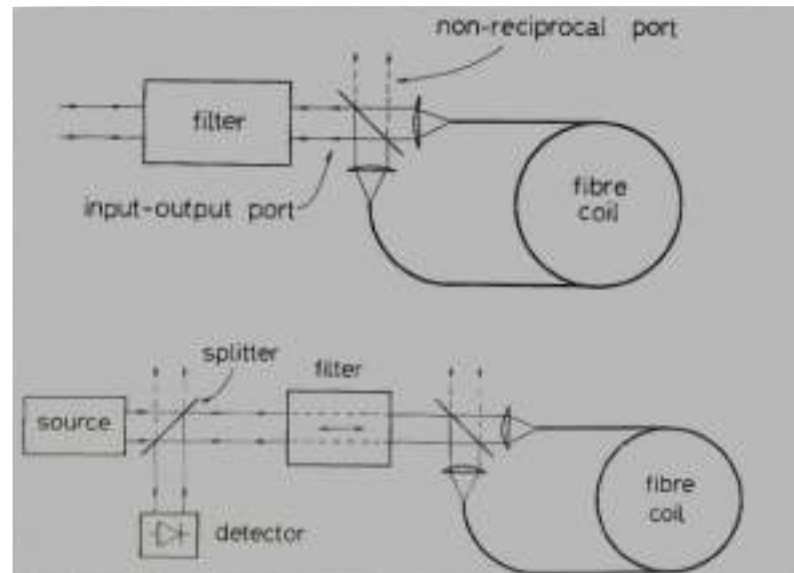


Figura 72

Reciprocidad mono-modo en un interferómetro de lazo de fibra-óptica: arriba, filtro mono-modo en el puerto común de entrada del interferómetro; abajo, configuración completa de giroscopio interferométrico de bobina de fibra óptica IFOG (fuente, separador de haz, filtro mono-modo, 2º separador de haz, bobina de fibra mono-modo y foto-detector)

Se obtiene así una señal de variación sinusoidal en el desplazamiento de fase de Sagnac $\Delta\phi_S$ que es asimétrica respecto del 0, permitiendo discriminar la dirección de la rotación. En un giroscopio interferométrico de lazo de fibra, la mejor manera para generar esta modulación es utilizar *un modulador de fase recíproco*, ubicado en un extremo de la bobina activa de fibra, funcionando como *línea de retardo*. Ambas ondas interferentes serán portadoras de la misma modulación, pero estarán desplazadas en el tiempo. El retardo es igual al tiempo de tránsito τ de la luz a través de la bobina de fibra, Figura 74. La línea de retardo forma un filtro con *función de transferencia sinusoidal*, con cruce por cero para frecuencia $f = 0$ (señal de modulación en forma de escalón constante). Este filtro no deja pasar las componentes armónicas de orden par en la *frecuencia de resonancia (frecuencia natural) de la bobina de fibra*, f_e cuyo valor es: $f_e = 1/2\tau$. Un valor aproximado del producto longitud \times frecuencia de resonancia es $L \times f_e \cong 100 \text{ m} \times 1 \text{ M Hz}$. Este aspecto es fundamental para desempeño de altas prestaciones, por causa de que armónicos pares espúreos de la frecuencia de modulación f (debidos fundamentalmente a no-linealidad del modulador o del generador) pueden producir una señal equivalente al desplazamiento de fase de Sagnac $\Delta\phi_S$ que quiere medirse y, pueden, por consiguiente, ser una causa de deriva de la señal de salida.

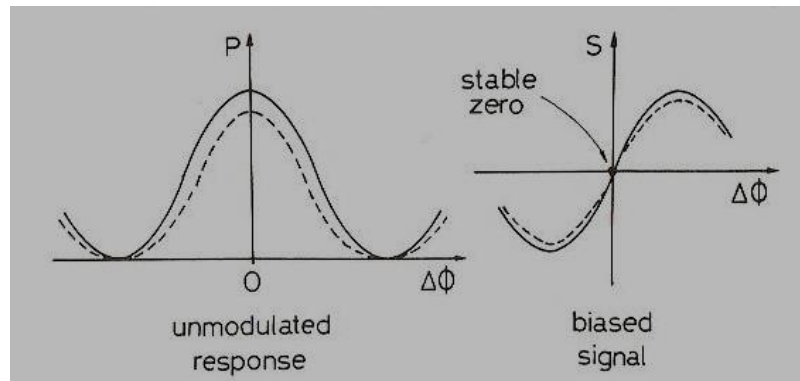


Figura 73

Respuesta no-modulada y señal controlada de un giroscopio interferométrico de bobina de fibra-óptica mono-modo

Sin embargo, cuando el modulador es operado a la frecuencia de resonancia f_e , los armónicos parásitos de orden par son perfectamente filtrados y no aparecen en la señal de salida. Además, alguna intensidad parásita de modulación procedente del modulador de fase podría crear problemas en la señal de salida. Esto no ocurre, dado que *la señal de diferencia de fase de Sagnac* procede de la diferencia de fase de las ondas en contra-propagación, mientras que las amplitudes de los armónicos pares son sumadas y filtradas cuando se trabaja a la frecuencia de resonancia f_e .

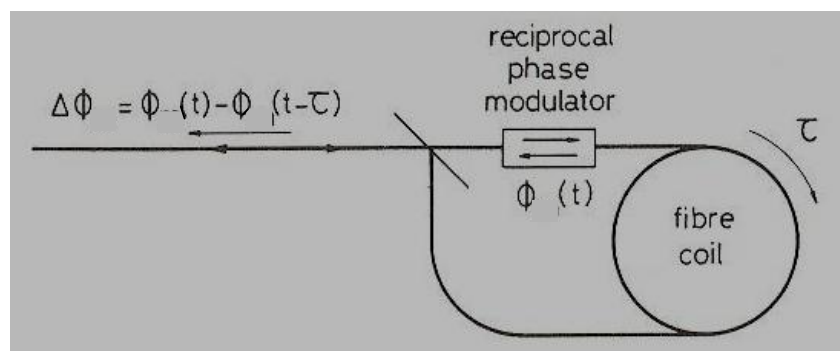


Figura 74

Generación de la modulación de fase controlada, utilizando una línea de retardo a través de la fibra-óptica

Resumiendo, el uso de *un filtro mono-modo en el puerto de entrada común* de entrada-salida del interferómetro confiere al giroscopio interferométrico de lazo de fibra-óptica sensibilidad solamente a los efectos no-recíprocos (no simétricos) dentro del interferómetro, tales como el efecto Sagnac. Además, la modulación-demodulación a la frecuencia de resonancia f_e del lazo de fibra, proporciona una señal de modulación controlada que no modifica la perfección original del sistema. Estas dos condiciones simples, hacen posible alcanzar características de desempeño adecuadas para el dispositivo IFOG, a pesar de las imperfecciones de los componentes, Figura 75.

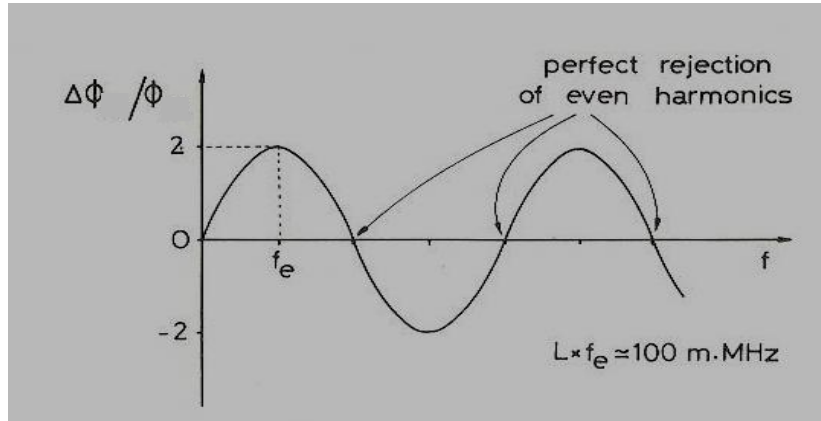


Figura 75

Función de transferencia de la modulación de diferencia de fase de del giroscopio IFOG

En un giroscopio de fibra óptica ideal con configuración recíproca (simétrica), tal como el mostrado en la Figura 76(a), las ondas ópticas en contra-propagación que alcanzan el fotodetector están concebidas para atravesar exactamente los mismos caminos ópticos. De esta manera, el desplazamiento de fase de Sagnac $\Delta\phi_s$ inducido por la rotación es la única fuente de desplazamiento de fase no-recíproca.

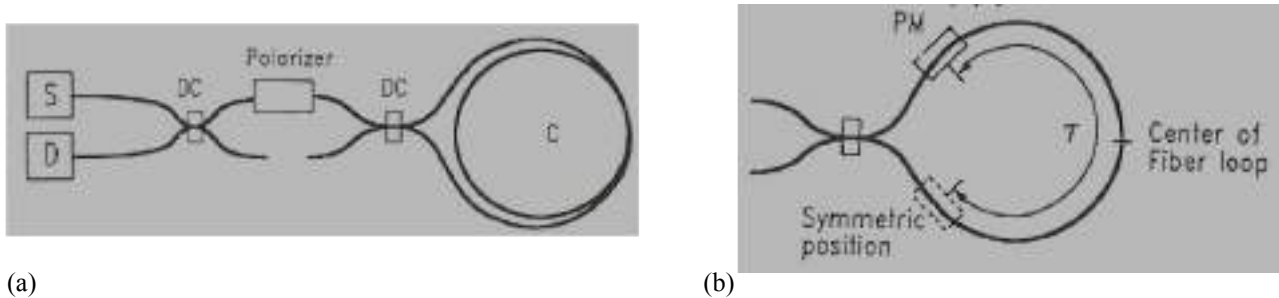


Figura 76

(a) Configuración mínima para un *giroscopio IFOG recíproco* (S: source, DC: directional coupler, C: sensing coil, D: detector). (b) Lazo sensitivo de fibra óptica con un *modulador de fase PM* (phase modulator) localizado cerca de un extremo del lazo

En este sistema es posible introducir un *desplazamiento adicional de fase no-recíproco* mediante un *modulador de fase* externo al lazo sensitivo, ubicado cerca de un extremo del mismo, Figura 76(b). De esta manera, el modulador de fase ocupa una posición asimétrica respecto del centro del lazo sensitivo de fibra. Cuando el modulador de fase genera una señal de modulación de fase $\phi(t)$, la modulación de la diferencia de fase entre las dos ondas ópticas en contra-propagación a través del lazo de fibra será:

$$\Delta\phi(t) = \phi_{CCW}(t) - \phi_{CW}(t) = \phi(t) - \phi(t - \tau) \tag{5.1}$$

donde $\phi_{CCW}(t)$ y $\phi_{CW}(t)$ representan las fases de las ondas ópticas que se propagan en las direcciones CCW (counter-clockwise = antihoraria) y CW (clockwise = horaria) a través del lazo sensitivo y τ es *el tiempo de tránsito de la luz entre las posiciones del modulador de fase y su simétrica dentro del lazo*. A partir de la ecuación anterior, se puede comprobar que cuando el período de modulación de la señal $\phi(t)$ es grande comparado con τ , se genera un desplazamiento diferencial de fase $\Delta\phi(t)$ de valor apreciable. Esta condición confiere al giroscopio de fibra inmunidad frente a perturbaciones de fase causadas por ruido externo. Por lo tanto, cuando se desea obtener una modulación de fase no-recíproca adicional en un lazo sensitivo de fibra-óptica, se coloca un modulador de fase en uno de sus extremos, cerca del acoplador direccional. En este caso, τ es el tiempo de tránsito de la luz a través de la longitud completa del lazo sensitivo (llamado, por tanto, *tiempo de tránsito del lazo*). El valor del *tiempo de tránsito del lazo* está dado por la expresión:

$$\tau = \frac{nL}{c} \quad (5.2)$$

donde n es el índice de refracción efectivo de grupo de la fibra-óptica, L es la longitud total del lazo y c es la velocidad de la luz en el vacío. Para una señal sinusoidal de modulación de fase, dada por la ecuación:

$$\phi(t) = \phi_0 \sin(\omega t) \quad (5.3)$$

la modulación de desplazamiento de fase calculada tendrá como valor:

$$\Delta\phi(t) = 2\phi_0 \sin\left(\omega \frac{\tau}{2}\right) \cos\left[\omega\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right] \quad (5.4)$$

Tal como se puede ver a partir de esta ecuación, el valor máximo de modulación de diferencia de fase para un valor dado de ϕ_0 se alcanza cuando se cumple la condición $\omega\tau = \pi$, o también, $\omega = \frac{\pi}{\tau}$, valor que es frecuentemente llamado *frecuencia propia* o *frecuencia característica* de la modulación de fase. En la Figura 77 se representan varias formas de onda periódicas correspondientes a la señal de modulación de fase $\phi(t)$, junto con la forma de onda $\Delta\phi(t)$ de la señal de modulación de diferencia de fase resultante. Cada forma de onda se representa para dos valores de la frecuencia fundamental ω ($\omega < \frac{\pi}{\tau}$ y $\omega = \frac{\pi}{\tau}$). Cuando se aplica una modulación de diferencia de fase sinusoidal al lazo sensitivo de un giroscopio de fibra-óptica, digamos de la forma:

$$\Delta\phi(t) = \phi_m \sin(\omega_m t) \quad (5.5)$$

la corriente del detector $I_d(t)$, que es proporcional a la intensidad óptica, será:

$$\begin{aligned} I_d(t) &= \frac{I_0}{2} \left\{ 1 + \cos[\phi_m \sin(\omega_m t) + \phi_s] \right\} = \\ &= \frac{I_0}{2} \left\{ 1 + \left[J_0(\phi_m) + 2 \sum J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t) \right] \cos(\phi_s) \right. \\ &\quad \left. - 2 \sum J_{2n-1}(\phi_m) \sin[(2n-1)(\omega_m t)] \sin(\phi_s) \right\} \end{aligned} \quad (5.6)$$

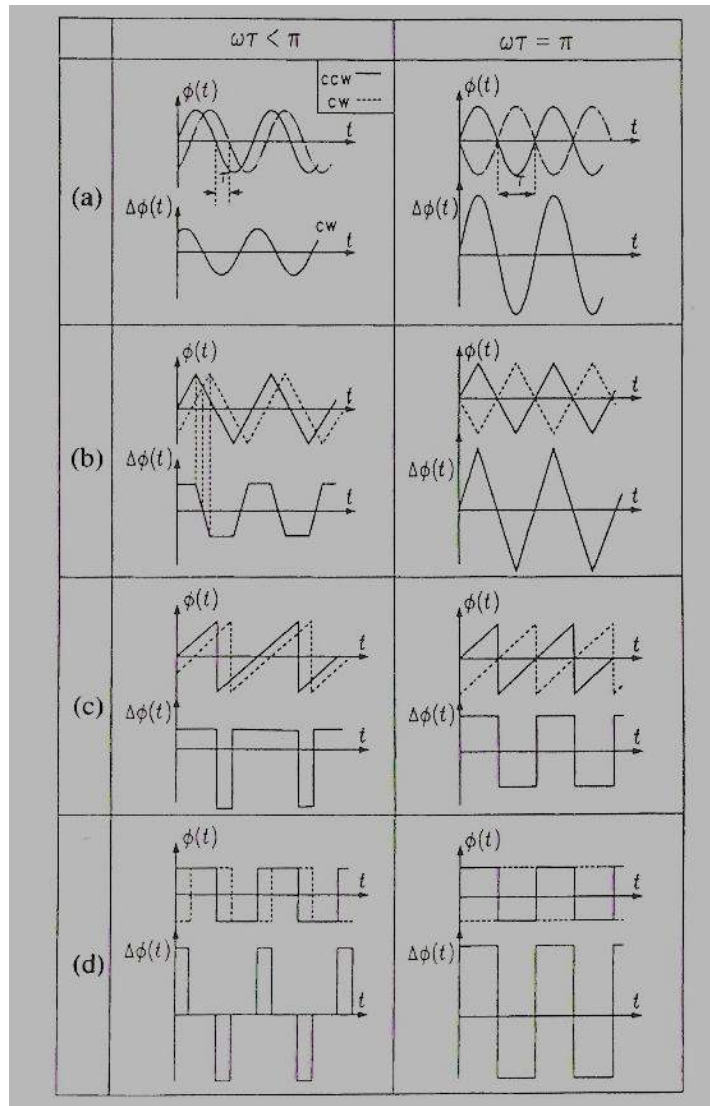


Figura 77

Formas de onda de modulación de fase diferencial $\Delta\phi(t)$ para varias formas de onda periódicas de modulación de fase $\phi(t)$ y para dos valores de $\omega\tau$ ($\omega < \pi/\tau$ y $\omega = \pi/\tau$): (a) sinusoidal, (b) triangular, (c) diente de sierra, (d) cuadrada

donde I_0 es la corriente de pico del detector y J_n denota la función de Bessel de primera clase y orden- n . De esta ecuación se puede deducir que sendas señales, ambas con dependencia coseno y seno del desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s , respectivamente, pueden estar disponibles para armónicos pares e impares de la frecuencia de modulación de fase ω_m ($= 2\pi f_m$), mientras la señal de salida del giroscopio sin modulación de fase es proporcional a $[1 + \cos(\phi_s)]$, con solamente dependencia de la función coseno. La señal de salida deseada del giroscopio es el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s . Esta señal es linealmente proporcional a la ratio de rotación Ω que desea medirse. Entonces la información necesaria para calcular ϕ_s está contenida en los valores adquiridos por la corriente de detector $I_d(t)$. Un tratamiento exhaustivo de la demodulación de la corriente de detector está realizado en el Anexo I de esta Tesis.

Un cálculo apropiado de ϕ_s en función del valor de $I_d(t)$ está dado por la siguiente expresión:

$$\phi_s = \tan^{-1} \left[\frac{I_d(\omega_m) J_2(\phi_m)}{I_d(2\omega_m) J_1(\phi_m)} \right] \quad (5.7)$$

Siendo $I_d(\omega_m)$ e $I_d(2\omega_m)$ las amplitudes de la corriente del detector en los armónicos primero y segundo, respectivamente, de la frecuencia de modulación $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi}$. Otro aspecto importante que puede deducirse de la ecuación (5.6) es que (en un giroscopio con modulación de fase) las componentes armónicas impares de la corriente del detector son proporcionales a $\sin(\phi_s)$, proporcionando un máximo de sensibilidad para valores de la ratio de rotación próximos a cero ($\phi_s \ll 1$). Esto se puede llevar a cabo midiendo el primer armónico impar (armónico fundamental) de la corriente del detector y tomando este valor como señal de salida del giroscopio [2], [3], [4]. Frecuentemente la señal del primer armónico $I_d(\omega_m)$ se mide con un *amplificador selectivo (lock-in amplifier)* y la amplitud de la modulación de fase diferencial ϕ_m es ajustada a un valor numérico de 1,84 rad, valor para el cual $J_1(\phi_m)$ es máximo. La Figura 78 muestra $I_d(\omega_m)$ en función de ϕ_s .

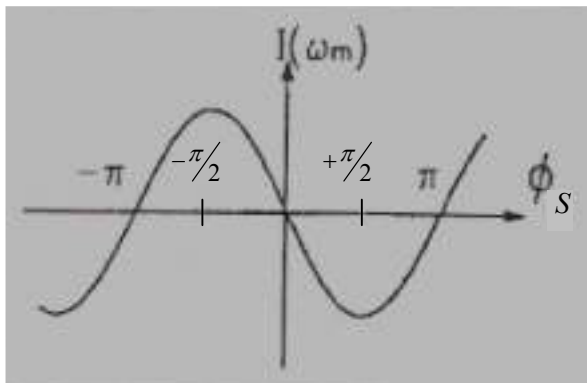


Figura 78
 $I_d(\omega_m)$ en función de ϕ_s

El cálculo sencillo proporcionado por la ecuación (5.7) no es el más apropiado para obtener el valor de ϕ_s (debido fundamentalmente a las dificultades de la medición de la señal de corriente del detector). No obstante, muestra la idea básica de la obtención de una curva de respuesta lineal para *los giroscopios en configuración de lazo abierto*. La técnica utilizada en estos giroscopios consiste en diseñar una función electrónica que realiza la demodulación de la fase ϕ_s , partiendo del valor medido de la corriente del detector $I_d(t)$. Tal función electrónica es realizada (en la mayoría de diseños de IFOG en lazo abierto) por un bloque electrónico que recibe el nombre genérico de *PSD (Phase Sensitive Demodulation)*. Un inconveniente menor de la modulación de fase con onda sinusoidal es que el rango dinámico del giroscopio resulta limitado a un valor menor que la ratio de rotación correspondiente a un desplazamiento de fase de Sagnac de $\pi/2$ en ambas direcciones de rotación. Esto corresponde a la zona lineal en la curva de respuesta que incluye el intervalo $(-\pi/2, +\pi/2)$. La situación es la equivalente a desplazar el punto de operación al punto de máxima pendiente sobre la curva de respuesta original del giroscopio, con una

desviación equivalente de fase de valor $\pi/2$. Una descripción más exacta es que el punto de operación del giroscopio está siendo conmutado aproximadamente entre los valores $+\pi/2$ y $-\pi/2$ del desplazamiento diferencial de fase con un valor de 50 % del ciclo de trabajo. Por esta razón, esta técnica de control de la señal de salida del giroscopio hacia un punto sensitivo cerca de la ratio de rotación nula es llamada frecuentemente *control dinámico* (*dynamic biasing*). Esta técnica de control dinámico se ve más clara si se sustituye la forma de onda sinusoidal de modulación de fase diferencial por una forma de onda cuadrada con amplitud $\pi/2$, según se puede ver en la Figura 79.

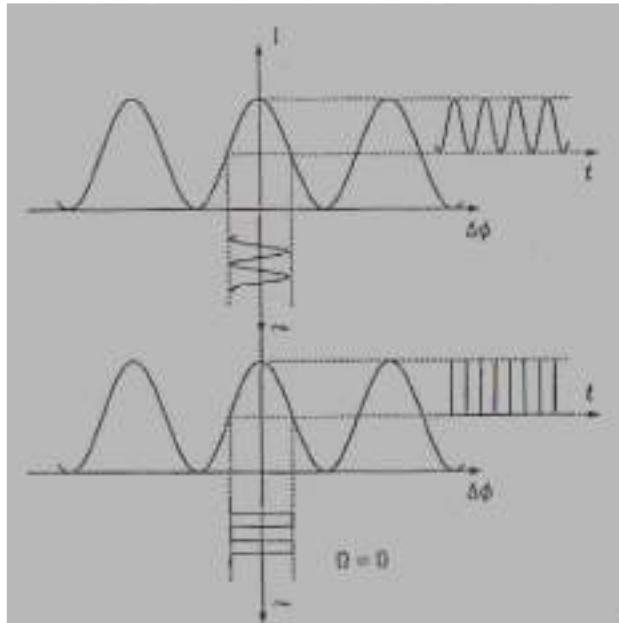


Figura 79

Compensación dinámica (dynamic biasing) del giroscopio IFOG con formas de onda sinusoidal y cuadrada

Algunos diseños de IFOG incorporan modulación de fase cuadrada en lugar de sinusoidal para realizar el control dinámico. Todos los diseños de giroscopio *IFOG en configuración de lazo cerrado* utilizan *compensación dinámica (dynamic biasing)*.

5.3 Moduladores electro-ópticos de fase

Para realizar la modulación de fase necesaria en un giroscopio IFOG, se pueden utilizar diferentes tipos de moduladores ópticos de fase. Fundamentalmente se utilizan dos tipos: *moduladores de fase de fibra-óptica* y *moduladores de fase de guía-ondas de canal de dieléctrico de niobato de litio*.

Los *moduladores de fase* más utilizados para giroscopios IFOG son los de *tipo electro-óptico*. El más sencillo de ellos consiste en una *sección de bobina de fibra-óptica mono-modo* enrollada sobre un *tubo cilíndrico de material piezoeléctrico* (PZT, Piezoelectric Transducer) [5]. La aplicación de una señal eléctrica de tensión a los

electrodos unidos al tubo piezoeléctrico origina una fuerza de tensionado en el mismo, causando la deformación geométrica del mismo. Esta deformación también se transmite a las espiras de la bobina de fibra-óptica, generándose un estiramiento de las mismas en longitud. Los efectos sobre la bobina de fibra-óptica son dos: 1/ el cambio en la longitud de camino óptico y, por consiguiente, el retardo de fase de la onda óptica asociada y 2/ el cambio en el valor del índice de refracción de la fibra-óptica. Entonces el desplazamiento de fase de la onda óptica puede ser formulado como sigue:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi}{\lambda} (n \Delta L + L \Delta n) \quad (5.8)$$

donde λ es la longitud de onda en el vacío, n es el índice de refracción efectivo de la fibra y L es la longitud total de la sección de bobina de fibra-óptica enrollada en el cilindro piezoeléctrico, Figura 80.

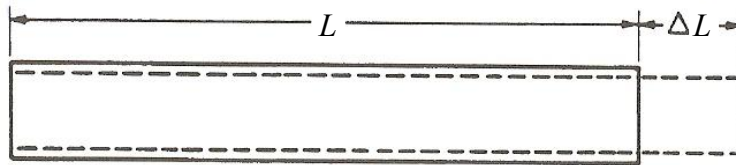


Figura 80

Cilindro piezo-eléctrico (PZT) tensionado mecánicamente por aplicación de una señal eléctrica de tensión a los electrodos. La reducción del diámetro del cilindro, y su alargamiento correspondiente, provocan un estiramiento de la bobina de fibra-óptica enrollada sobre la superficie externa del misma

El cambio en el índice de refracción de la fibra se determina a partir de la tensión mecánica y del tensor de contracción foto-elástica. El estiramiento de una longitud recta de fibra-óptica de sílice fundida causa la reducción del índice de refracción. La contribución del índice de refracción tiene signo opuesto al de la contribución del cambio de la longitud física de la fibra-óptica. La magnitud del término del cambio del índice de refracción supone aproximadamente el 22 % de la magnitud correspondiente del término de cambio de la longitud. Por tanto, el estiramiento de la fibra-óptica proporcionará un cambio en la longitud de camino óptico del 78 % del cambio en la longitud total del camino físico de la onda óptica.

Los moduladores de fase piezoeléctricos de sección de bobina de fibra-óptica pueden tomar una variedad de formas geométricas. La forma más práctica y eficiente es la de *un tubo cilíndrico piezoeléctrico* alrededor del cual se enrolla una sección de bobina de fibra-óptica, tal como se puede ver en la Figura 81. La aplicación de un voltaje a los electrodos unidos a las superficies interna y externa del cilindro tensiona el cuerpo de material cerámico, causando la variación del diámetro del mismo. Esta expansión del tubo arrastra consigo la bobina de fibra-óptica, estirándola y variando, por consiguiente, su longitud. De esta manera, resulta relativamente fácil construir un modulador de fase de laboratorio, capaz de producir variaciones de fase de más de 2π radianes.

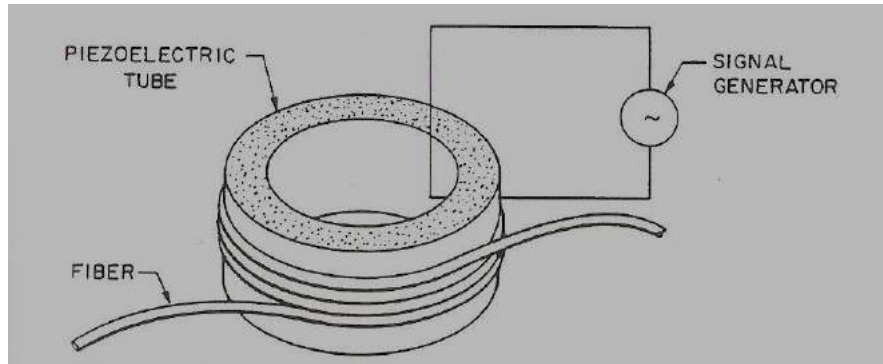


Figura 81

Modulador de fase de bobina de fibra-óptica enrollada sobre un cilindro cerámico piezoeléctrico (PZT)

La modulación de fase de la onda óptica que se propaga a través de la fibra-óptica es afectada también en parte por la *birrefringencia de la fibra*. Esto es debido a que el hilo de fibra óptica contacta con la superficie exterior del tubo piezoeléctrico solamente por una cara, a través de una generatriz del mismo, generándose una tensión modulada a lo largo de la fibra conforme el tubo se expande y se contrae. La birrefringencia total de la fibra es la suma de la birrefringencia debida a la curvatura de enrollado de la misma y de la inducida por la tensión asimétrica que se crea transversalmente sobre la sección circular recta debido al enrollado sobre el tubo piezoeléctrico. La expansión y la contracción del tubo piezoeléctrico varía el radio de curvatura del enrollado de la sección de fibra sobre aquél y, por tanto, la tensión mecánica experimentada por ésta. De estos dos, el efecto dominante en el cambio de birrefringencia de la fibra es el debido a la modulación de la tensión mecánica. La variación de la birrefringencia en la fibra-óptica causa una variación de la longitud de camino óptico de la onda que se propaga a través de la misma. Esta variación del camino óptico causa, a su vez, diferencias de fase ϕ_x y ϕ_y de la polarización óptica a lo largo de los ejes X e Y paralelo y perpendicular, respectivamente, al eje del tubo piezocerámico. La magnitud de esta variación de fase es mucho más pequeña que la modulación de fase debida al estiramiento de la fibra debido al efecto piezoeléctrico, aproximadamente en la proporción expresada a continuación:

$$\frac{\Delta(\phi_x - \phi_y)}{\Delta\phi} \cong 0,5 \frac{r}{R} \sim 10^{-3} \quad (5.9)$$

siendo r el radio del revestimiento de vidrio de la fibra y R el radio de curvatura del enrollado de la fibra sobre el cilindro. La modulación de la polarización supone entonces aproximadamente el 0,1 % de la modulación de fase.

La curva de respuesta en frecuencia de este tipo de modulador de fase es plana para frecuencias comprendidas entre cero y la *frecuencia de resonancia* [6]. La frecuencia de resonancia varía inversamente proporcional a las dimensiones geométricas del modulador. Para un modulador dado, cuanto menores son sus dimensiones mayor es su frecuencia de resonancia. La constante que relaciona ambas magnitudes se denomina *constante de frecuencia*.

La constante de frecuencia depende del tipo de modo resonante, de la geometría del dispositivo y del material de que está construido el mismo. Los *modos resonantes* del cilindro piezoeléctrico están representados en la Figura 82. Todos ellos presentan simetría cilíndrica. Los modos no-cilíndricos no se excitan suficientemente dado que el cilindro piezoeléctrico y sus electrodos asociados tienen simetría cilíndrica.

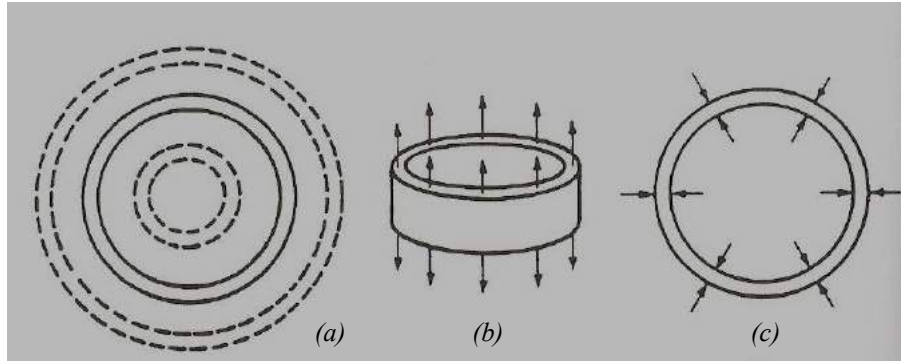


Figura 82

Modos de oscilación de un tubo piezoeléctrico (PZT) cilíndrico: (a) circunferencial, (b) longitudinal y (c) radial

Para un tubo de corta longitud como el indicado (longitud aproximadamente igual o menor al diámetro), la frecuencia de resonancia más baja corresponde al *modo circunferencial*. Este modo no corresponde a una onda estacionaria en el medio, sino se comporta más bien como una masa unida a un resorte. Entonces, hablando con propiedad, no tiene frecuencias propias de resonancia. La constante de frecuencia de modo circunferencial para cilindros PZT tiene un valor de entre 100 y 120 KHz-cm, dependiendo del material cerámico. Por ejemplo, un tubo con un diámetro-promedio de 2,50 cm presenta una resonancia fundamental de entre 40 y 50 KHz. Los modos de oscilación longitudinal y radial también varían el diámetro exterior del cilindro cerámico. La resonancia fundamental del *modo longitudinal* tiene una constante de frecuencia de entre 150 y 200 KHz-cm. La frecuencia de resonancia del modo radial tiene una constante de frecuencia de entre 190 y 230 KHz-cm. Estos dos modos corresponden a ondas viajeras en la estructura cerámica y, como consecuencia, el dispositivo también oscila a las frecuencias armónicas de la frecuencia fundamental de resonancia.

La otra gran familia de moduladores de fase electro-ópticos ampliamente utilizada son *los moduladores de cristal dieléctrico de niobato de litio (LiNbO₃)* [7]. Estos moduladores presentan un ancho de banda grande. Un modulador de este tipo consiste básicamente en una estructura de guía-ondas de canal dieléctrico de niobato de litio (LiNbO₃), tal como la que se ve representada en la Figura 83. El cristal de LiNbO₃ presenta la propiedad de que varía el índice de refracción cuando se ve sometido a la acción de un campo eléctrico (*efecto Pockels electro-óptico*). Para un campo eléctrico dado E , el cambio en el índice de refracción Δn del cristal viene dado por la ecuación:

$$\Delta n = \frac{n^3 r E}{2} \quad (5.10)$$

donde r es el coeficiente electro-óptico efectivo (el cual depende del material-base de la guía-ondas, de los estados de polarización de la luz y de la dirección del campo eléctrico aplicado dentro del cristal) y n es el índice de refracción del cristal en ausencia de campo eléctrico.

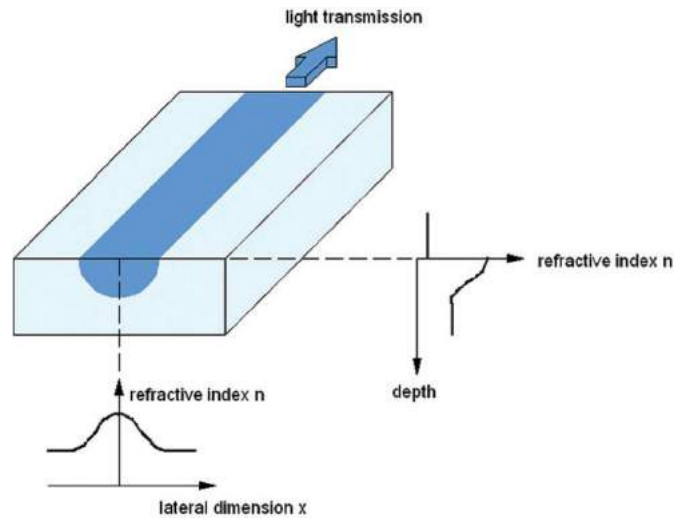


Figura 83

Guía-ondas integrado de cristal de niobato de Litio ($LiNbO_3$). Puede observarse la variación del índice de refracción del cristal a lo largo de dos diámetros perpendiculares de la sección circular recta debido a la estratificación óptica del material

Si se aplica un campo eléctrico según la dirección del eje óptico y la luz incidente en el canal dieléctrico de $LiNbO_3$ está polarizada a lo largo de la dirección de dicho eje, el coeficiente electro-óptico r adquiere el valor aproximado de $r = 30 \times 10^{-12} \text{ m/V}$, siendo el índice de refracción $n \cong 2,20$. Entonces, una diferencia de potencial de 100 V aplicado a un espesor de dieléctrico de 1 mm proporciona un campo eléctrico de valor 10^5 V/m . Para este valor de campo eléctrico aplicado al cristal, el cambio en el índice de refracción es de, aproximadamente $1,60 \times 10^{-5}$ que resulta un valor pequeño. El cambio correspondiente en la fase de un rayo de luz de $1,50 \mu\text{m}$ que atraviesa una longitud de 2 cm de cristal con este campo eléctrico aplicado será de aproximadamente $0,4\pi$ radianes. Este valor representa un cambio apreciable, teniendo en cuenta que, en el proceso de interferencia de dos rayos de luz, el patrón resultante generado puede variar desde un máximo hasta un mínimo para una variación de la diferencia de fase de π radianes de las dos ondas asociadas. La figura 84 muestra el dispositivo constructivo básico de un modulador de fase de guía-ondas de $LiNbO_3$. Los electrodos para aplicación del campo eléctrico se disponen paralelos al canal dieléctrico y tienen una longitud L . Con esta disposición y a causa del pequeño valor del área de la sección recta del canal transmisor de la luz, no es posible conseguir una distribución uniforme del campo eléctrico sobre aquella. Por consiguiente la disposición adoptada finalmente para los electrodos es la coplanar sobre la superficie del cristal-substrato. En estas condiciones es necesario tener en cuenta un factor de eficiencia Γ de valor inferior a la unidad (para el $LiNbO_3$, $\Gamma = 0,65$).

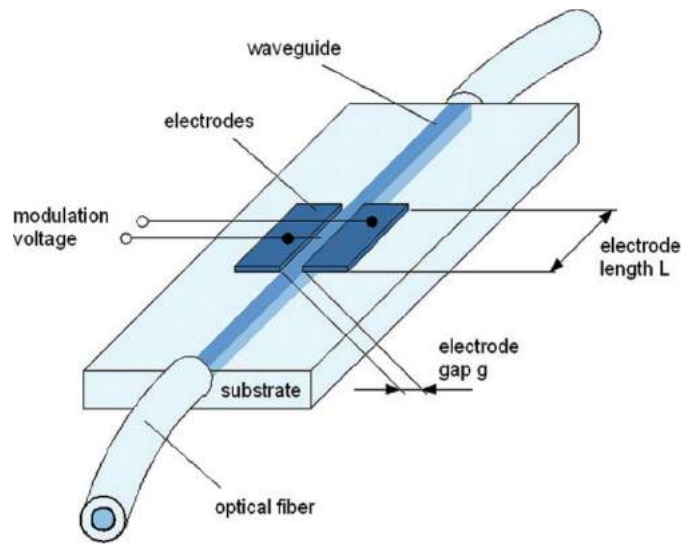


Figura 84

Disposición constructiva de un modulador de fase de canal de LiNbO_3 (niobato de Litio). Puede observarse la disposición coplanar de los electrodos

El desplazamiento de fase varía linealmente con el voltaje aplicado, tal como se muestra en la curva de respuesta representada en la Figura 85. Una buena aproximación analítica del desplazamiento de fase generado por un modulador de este tipo puede estar descrito por la siguiente ecuación:

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{\lambda} n^3 r \left(\frac{U}{g} \Gamma \right) L \quad (5.11)$$

aquí U es el valor del voltaje aplicado a los electrodos, L la longitud de los mismos, g la separación entre ellos, Γ el factor de eficiencia, λ la longitud de onda de la luz utilizada y n y r como en la ecuación (5.10). El valor de voltaje U_π que causa un desplazamiento de fase de π radianes está calculado por la siguiente ecuación:

$$U_\pi = \frac{\lambda g}{n^3 r L \Gamma} \quad (5.12)$$

Según las ecuaciones anteriores, el valor requerido para U es de unos pocos voltios. Para longitudes de onda mayores aumenta, fijada la geometría de los electrodos. Por ejemplo, para longitud de onda del láser de He-Ne ($\lambda = 632,8 \text{ nm}$) el valor calculado es de, aproximadamente 3 V. Dado que el valor máximo del voltaje aplicado en todos los dispositivos comerciales fabricados es de unos $\pm 30 \text{ V}$, el desplazamiento de fase para la longitud de onda del ejemplo será de $\pm 20 \pi$ radianes. Debido a la muy rápida respuesta de estos dispositivos, siempre con voltajes de control pequeños, y el uso de geometrías apropiadas para los electrodos y para el canal dieléctrico transmisor de las ondas viajeras por la guía-ondas (ancho \times profundo $3 \mu\text{m} \times 9 \mu\text{m}$), es posible alcanzar modulaciones de fase a frecuencias en el rango de los GHz. También es posible hacer funcionar la guía-ondas a varias longitudes de onda.

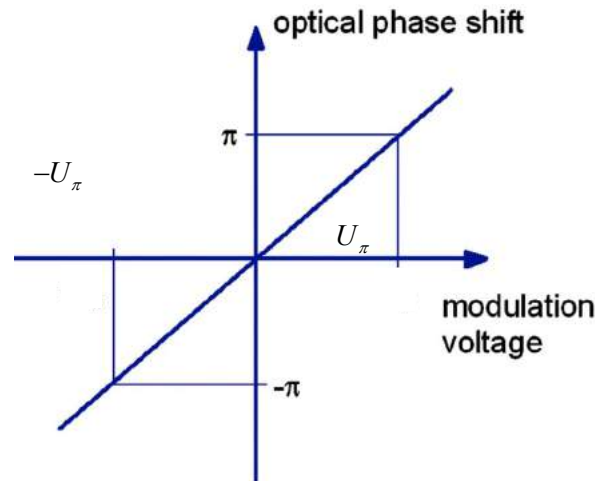


Figura 85

Respuesta de un modulador electro-óptico de fase de canal de *LiNbO₃* (niobato de Litio)

5.4 Giroscopio IFOG en configuración de lazo abierto (PSD, phase-sensitive-demodulation)

La técnica convencional seguida para la configuración de lazo abierto de un giroscopio IFOG es la *modulación sinusoidal de fase diferencial* que resulta de la corriente de salida del fotodiodo detector, expresada en la ecuación (5.6). La corriente del fotodiodo detector contiene señales proporcionales a $\cos(\phi_s)$ en forma de armónicos pares de la frecuencia de modulación de fase f_m y señales proporcionales a $\sin(\phi_s)$ en armónicos impares de la misma. Por tanto, el método más sencillo para obtener el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s del giroscopio es medir las amplitudes de las componentes armónicas pares e impares de la corriente del fotodiodo detector. Posteriormente, haciendo uso de una relación numérica entre ambas, tal como la dada por la ecuación (5.7), se obtiene el valor de ϕ_s . Finalmente el cálculo de la ratio de rotación Ω puede ser obtenido a partir de la ecuación (4.16), teniendo en cuenta las características ópticas y geométricas del lazo sensitivo de bobina de fibra-óptica. Esta solución es difícil de llevar a cabo si se persigue conseguir alta sensibilidad y estabilidad en la medida. Esto es debido a la dificultad de medir la amplitud de señales de alterna con gran precisión, especialmente cuando deben realizarse medidas de señales con dos frecuencias diferentes.

Una solución más práctica es utilizar *procesamiento electrónico de señal* aplicado a la corriente de salida del fotodetector a partir de la señal de modulación de fase del giroscopio. Esto se hace convirtiendo la diferencia de fase óptica entre las dos ondas en contra-propagación (desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s) en un desplazamiento de fase de una señal electrónica sinusoidal de baja-frecuencia. Entonces, este desplazamiento de fase de la señal electrónica generada puede ser medido directamente por medio de un *contador de intervalos de tiempo* o por medio de un *medidor de fase*. A este método de medida se le denomina *método de síntesis heterodina* (porque se parece mucho a los métodos utilizados en interferometría heterodina) [8] [9]. La generación

de la señal electrónica sinusoidal (fasor) que contiene en su propia fase la información de ϕ_s se realiza trasladando las señales originales proporcionales a $\sin(\phi_s)$ y a $\cos(\phi_s)$ a una señal de la misma frecuencia con una fase igual a ϕ_s . Esto se lleva a cabo mediante una modulación de la corriente de fotodetector a la frecuencia de modulación de fase f_m , produciendo bandas laterales de las componentes de frecuencia originales (se produce una adición de las componentes armónicas pares e impares a la misma frecuencia). Las amplitudes de las componentes pares e impares que resultan combinadas son iguales y la diferencia de fase entre ellas debería ser $\pi/2$. El proceso puede ser resumido por la siguiente ecuación:

$$\cos(\phi_s) \cos(\omega t) \mp \sin(\phi_s) \sin(\omega t) = \cos(\phi_s \pm \omega t) \quad (5.13)$$

De esta manera, el fasor resultante tiene una amplitud constante independiente de la ratio de rotación Ω . La medida del desplazamiento de fase electrónico es realizado *comparando los cruces por cero* de las dos señales electrónicas, utilizando un contador de intervalos de tiempo. Sin embargo, una de las mayores dificultades de este método reside en la medición estable de intervalos de tiempo entre los cruces por cero de dos señales sinusoidales. Otro aspecto importante de este método es la necesidad de la estabilización de la amplitud de la señal de modulación de fase, dado que afecta a la linealidad del factor de escala del giroscopio por medio de una dependencia de primer orden.

La adición de los armónicos pares e impares de la corriente del fotodetector a una frecuencia única es llevada a cabo mediante la modulación de amplitud de la misma con un conmutador electrónico 1×2 (1 entrada, 2 salidas) operado a la misma frecuencia de modulación f_m , tal como muestra el esquema representado en la Figura 86. Mediante esta modulación de amplitud se producen señales de banda-lateral a partir de cada una de las frecuencias componentes originales, sumándose las componentes de frecuencia adyacentes a la frecuencia fundamental. Por consiguiente, las señales de cada armónico de frecuencia $N f_m$ contiene señales que son proporcionales a $\sin(\phi_s)$ y a $\cos(\phi_s)$. La componente de continua de la corriente del fotodetector es filtrada antes de entrar en el conmutador porque no contiene ninguna información de la ratio de rotación, según se puede ver en la ecuación (5.6). La Figura 87 muestra la señal de modulación de amplitud y su temporización por los dos canales de salida. En las salidas del conmutador se selecciona una frecuencia de la señal electrónica por medio de sendos filtros pasa-banda. Para evitar una posible interferencia a partir de la señal de modulación de amplitud, se selecciona una señal a frecuencia $2 f_m$ como fasor. Cuando la amplitud de la señal de modulación de fase es tal que se cumple la condición analítica siguiente:

$$J_2(\phi_m) = \frac{8}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{J_{2n-1}(\phi_m)}{(2n-3)(2n+1)} = K \quad (5.14)$$

siendo K una constante, entonces las salidas de los filtros pasa-banda a la frecuencia $2 f_m$ de ambos canales tendrán la máxima amplitud, proporcionando *un factor de escala lineal*. En este caso, las salidas del filtro pasa-banda I_1 e I_2 a partir de los dos canales se convertirán en:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \left(\frac{I_0 K}{2} \right) \cos(2 \omega_m t + \phi_s) \\ I_2 &= \left(\frac{I_0 K}{2} \right) \cos(2 \omega_m t - \phi_s) \end{aligned} \right\} \quad (5.15)$$

Entonces la medida de la diferencia de fase de las dos señales a partir de los dos canales proporcionará el valor de $2\phi_s$. El valor de ϕ_m que satisface la ecuación (5.14) es aproximadamente de 2,80 rad.

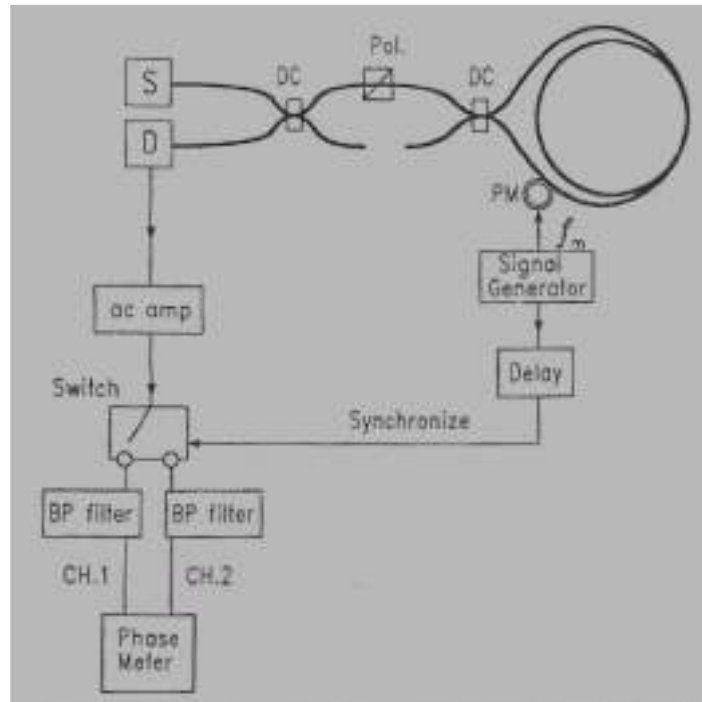


Figura 86

Esquema del giroscopio IFOG en lazo abierto utilizando el *método de síntesis heterodina de 2 canales*

La utilización de dos señales sinusoidales generadas a partir de un único detector de corriente para la medida de la diferencia de fase de Sagnac ϕ_s evita los errores de fase inducidos por los componentes electrónicos tales como el modulador de fase, el amplificador y el conmutador. Las desviaciones de ϕ_m del valor numérico deseado (2,80) y la diferencia de la respuesta de fase proporcionada por los dos filtros pasa-banda son las principales causas de errores de primer orden en la medida de la ratio de rotación de este giroscopio. Otro error relevante es el producido por el recuento de intervalos de tiempo realizado por el contador de pasos por cero de las ondas sinusoidales. Este giroscopio presenta rango dinámico infinito para la ratio de rotación, sin requerimientos de amplio rango dinámico para ninguno de los componentes ópticos o electrónicos, excepto para el contador de intervalos de tiempo que ha de tener un rango dinámico suficientemente amplio.

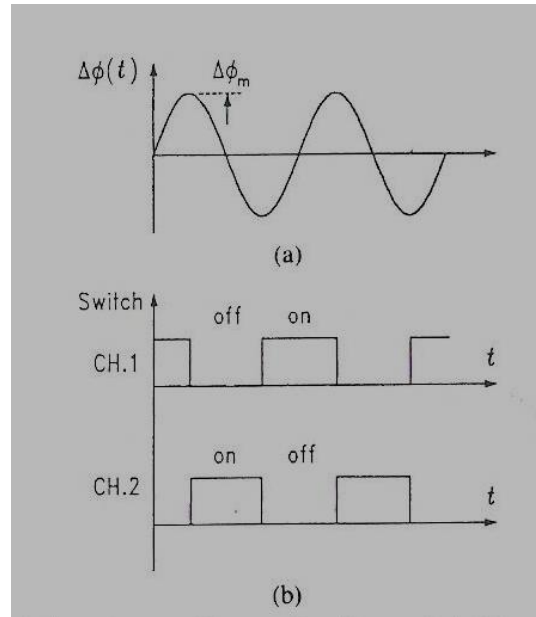


Figura 87

Temporización de la señal electrónica de modulación de amplitud (2 canales) con respecto a la modulación de fase diferencial (*método de síntesis heterodina de 2 canales*)

Otra solución en lazo abierto propuesta posteriormente es la configuración denominada *lazo digital electrónico de fase encerrada (PLL, phase locked loop)* [10]. Este nuevo diseño opera con circuitos digitales, superando los problemas existentes en el procesamiento de señal analógica inherentes al diseño basado en el método de síntesis heterodina de 2 canales. El diseño PLL requiere el tratamiento de la señal de corriente del fotodetector mediante la multiplicación por una forma de onda cuadrada generada digitalmente. El valor de continua de esta onda cuadrada es mantenido a cero por un lazo de retro-alimentación servocontrolado. La configuración básica de este método está representada en la Figura 88. Según se puede observar en este esquema, este giroscopio tiene un circuito óptico en lazo-abierto y un circuito electrónico digital en lazo-cerrado. Con ello es posible realizar la medición del desplazamiento de fase óptico ϕ_s mediante procesamiento de una sola señal electrónica. En lugar de onda cuadrada, en este diseño se utiliza *un tren de pulsos cuadrados con espaciado entre pulsos ajustable*, en respuesta a la diferencia de fase óptica inducida por la rotación, Figura 89. La componente continua en la salida del mezclador, que en este caso es un simple conmutador 1×1 , es seleccionada por un filtro pasa-bajo y es alimentada al generador de modulación digital, el cual, a su vez, modifica el espaciado δ entre los pulsos digitales en la dirección de llevar la señal de retro-alimentación hacia valor nulo. Entonces, el espaciado δ entre pulsos constituye la medida del desplazamiento de fase inducido por la rotación. Su valor es conocido a partir de la electrónica digital integrada en el módulo del generador digital y, por ello, no se requiere una medida aparte. El principio subyacente de este método se puede entender examinando cuidadosamente las formas de onda representadas en la Figura 89, para varios valores de ϕ_s cuando el lazo electrónico está cerrado. La forma de onda de modulación es una función periódica con período $T = 1/f_m$ que coincide en valor con el período de la señal de modulación de fase. El ancho de los pulsos cuadrados es $T/4$ y éstos se mueven simétricamente con respecto

al origen de tiempos $t/T = 0$ cuando el espaciado entre pulsos δ varía en respuesta a la entrada de la ratio de rotación Ω . Se puede comprobar que la forma de onda de modulación se convierte exactamente en cuadrada (ciclo de trabajo = 50%) a la frecuencia de modulación f_m cuando $\delta = 0$ y también cuando $\delta = T/4$ a la frecuencia de modulación $2f_m$ correspondiendo a un desplazamiento de fase inducido por la rotación de $\phi_s = \pi/2$.

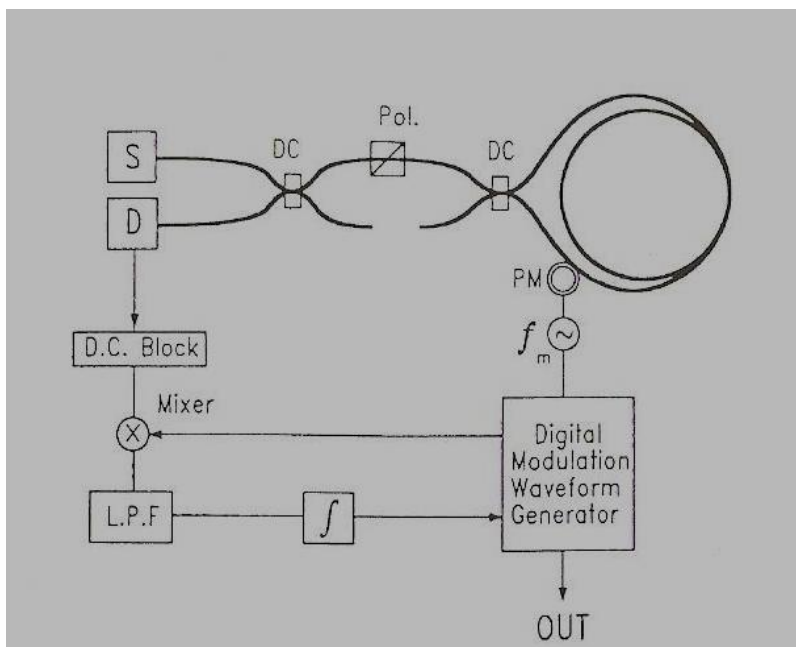


Figura 88

Esquema de giroscopio IFOG en lazo abierto utilizando el método PLL (*phase locked loop*). LPF = low-pass-filter, filtro pasa-bajo

En otras palabras, la forma de onda de modulación digital de amplitud contiene solamente armónicos impares (pares) de la forma de onda de modulación de fase óptica cuando la corriente original del detector contiene solamente armónicos pares (impares) de la frecuencia de modulación de fase óptica f_m , manteniéndose la componente continua de corriente de detector en valor nulo. Con otros valores de la ratio de rotación, la señal de modulación de amplitud contiene ambos armónicos, pares e impares, de la frecuencia de modulación de fase óptica f_m . En este caso, la componente continua producida por la multiplicación de armónicos impares de corriente de detector con los de la señal de modulación digital de amplitud tienen la misma magnitud (con opuesto signo) comparados con los producidos por la multiplicación de los armónicos pares en las dos señales. De la misma manera que el contenido en armónicos pares (impares) de la corriente de detector varía con la ratio de rotación Ω , los armónicos impares (pares) de la señal de modulación digital de amplitud varían con el intervalo δ entre pulsos digitales cuadrados. Otra forma de ver este método es considerarlo como una forma modificada del método de síntesis heterodina con un solo canal electrónico y un lazo digital PLL para realizar la medida del intervalo de tiempo. La Figura 90 muestra la relación entre el espaciado de pulsos δ y el desplazamiento de fase diferencial ϕ_s para varios valores de la amplitud de modulación de fase ϕ_m . Tal como se puede ver, la linealidad de la respuesta depende de la amplitud de la modulación de fase y la mejor linealidad se obtiene para el valor

$\phi_m = 2,77$ rad, donde la máxima desviación de la linealidad perfecta es de 7 mrad que se puede corregir fácilmente con un microprocesador.

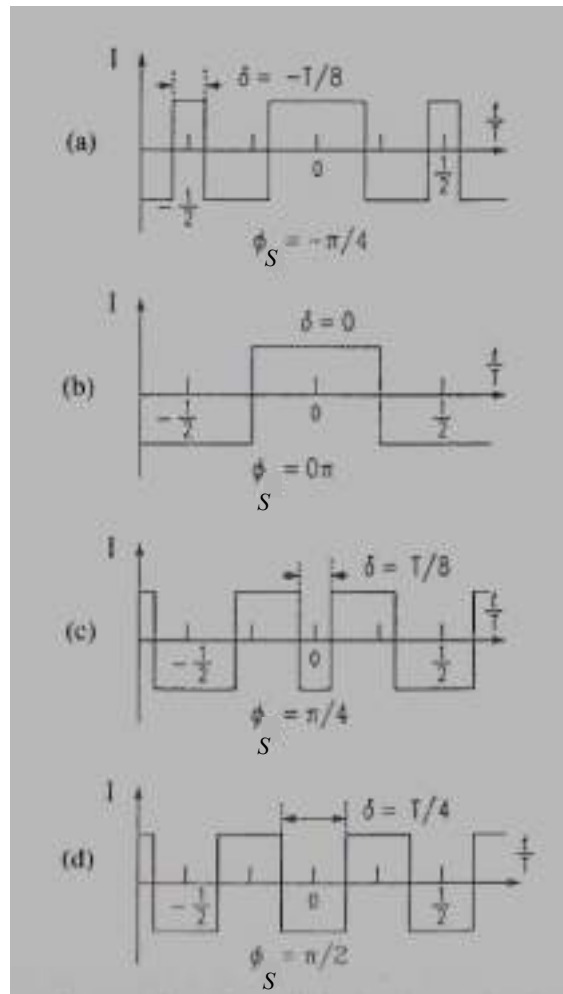


Figura 89

Formas de onda en el giroscopio IFOG en lazo abierto utilizando el método PLL (*phase locked loop*) para varios valores del desplazamiento de fase de Sagnac inducido por la rotación

Esto significa que la amplitud de la modulación de fase ϕ_m debe ser estabilizada para lograr precisión de desempeño en una aplicación de giroscopio dada, lo mismo que en el caso del método de síntesis heterodina de lazo-abierto considerado anteriormente y, también, lo mismo que en el caso de la solución de onda en diente de sierra correspondiente a la configuración en lazo-cerrado que consideraremos en el siguiente apartado. Esto se puede lograr implementando una segunda señal digital de proceso, análoga a la señal digital primaria utilizada, resultando una operación en lazo-cerrado con dos señales electrónicas. El esquema final es parecido al caso de diente de sierra digital en operación de lazo-cerrado. El número de pasos digitales para el espaciado de pulsos δ requerido para una determinada resolución del giroscopio no necesita ser grande si se incluye un integrador en el circuito de retro-alimentación. Un cálculo detallado conduce a la relación entre el desplazamiento de fase diferencial $\Delta\phi_s$ y el espaciado entre pulsos δ :

$$\Delta\phi_s = \tan^{-1} \left[\frac{S_x \left(\frac{2\pi\delta}{T} \right)}{C_x \left(\frac{2\pi\delta}{T} \right)} \right] \quad (5.16)$$

$$S_x \left(\frac{2\pi\delta}{T} \right) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{J_{2(2n-1)}(\phi_m)}{(2n-1)} \right] \sin \left[(2n-1) \left(\frac{2\pi\delta}{T} \right) \right] \quad (5.17)$$

$$C_x \left(\frac{2\pi\delta}{T} \right) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{J_{(2n-1)}(\phi_m)}{(2n-1)} \right] \times \left\{ \begin{array}{l} \text{sign} \left[\cos \left(\frac{\pi\delta}{T} \right) \right] \cos \left[(2n-1) \left(\frac{\pi\delta}{T} \right) \right] \\ + (-1)^n \text{sign} \left[\sin \left(\frac{\pi\delta}{T} \right) \right] \sin \left[(2n-1) \left(\frac{\pi\delta}{T} \right) \right] \end{array} \right\} \quad (5.18)$$

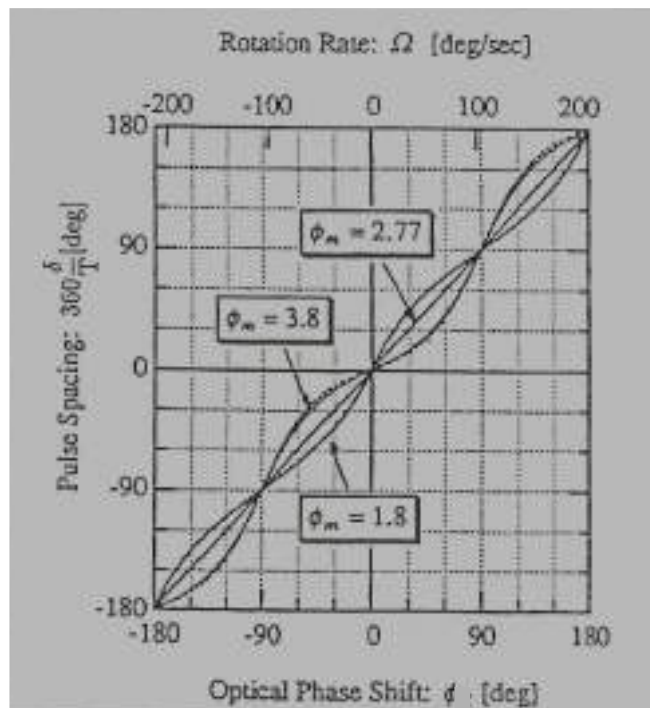


Figura 90

Factor de escala (scale factor) del giroscopio IFOG en lazo abierto utilizando el método PLL (*phase locked loop*) para varios valores de la amplitud de modulación de fase ϕ_m

5.5 Giroscopio IFOG en configuración de lazo cerrado (*dynamic bias*)

Todos los diseños de giroscopio IFOG en configuración de lazo cerrado (*closed-loop fiber-optic gyro*) utilizan compensación dinámica (*dynamic biasing*). Esta técnica incluye modulación de fase mediante un dispositivo PM (*phase modulator*) y la correspondiente demodulación de fase mediante un dispositivo PSD (*phase-sensitive-demodulator*). El procesamiento de demodulación de fase requiere una detección selectiva (lock-in amplifier) del primer armónico de la frecuencia de modulación de fase aplicada. El tipo de configuración elegido depende básicamente de la forma de onda de modulación de fase empleada para producir el desplazamiento de fase no-recíproco. Este desplazamiento de fase no-recíproco se compara con el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s inducido por la rotación en una configuración de lazo cerrado convencional, Figura 91.

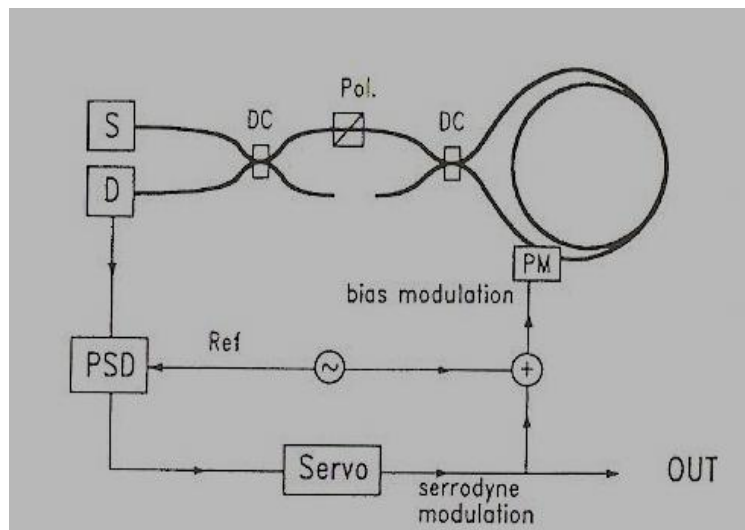


Figura 91

Esquema de un giroscopio IFOG en configuración de lazo cerrado (*closed-loop gyro*) con modulación de fase con forma de onda en diente de sierra. S = fuente (source), D = detector, DC = acoplador direccional (directional coupler), PSD = demodulador sensitivo de fase (phase-sensitive-demodulator)

El modulador de fase (PM) es intrínsecamente un dispositivo recíproco (simétrico) que produce un desplazamiento de fase dependiente de la señal variable en el tiempo aplicada a su entrada. Sin embargo, el modulador de fase se sitúa en una posición asimétrica dentro del lazo sensitivo (normalmente en un extremo del mismo). De esta manera el PM actúa desplazando la fase de cada una de las dos ondas ópticas en contrapropagación en diferentes instantes de tiempo (el intervalo de tiempo entre ambos es el *tiempo total de tránsito* τ a través del lazo). Esto consigue el desplazamiento de fase no-recíproco buscado. La función del PM es doble, por una parte proporciona un *ajuste dinámico* (*dynamic biasing*) del desplazamiento de fase de Sagnac inducido por la rotación y en segundo lugar proporciona un desplazamiento de fase no-recíproco entre las dos ondas en contrapropagación a través del lazo sensitivo. La corriente de detector, funcionando a la misma frecuencia que la de señal de ajuste dinámico, es demodulada mediante un circuito detector sensitivo de fase (PSD, phase-sensitive-demodulator). El lazo de retroalimentación ajusta la frecuencia o la amplitud de la señal de modulación, de manera que se haga llevar a valor nulo (*phase nulling*) la señal de error. Con esta condición, el

valor del desplazamiento diferencial de fase, medido en forma de frecuencia f_m ó de amplitud de la modulación de fase ϕ_m representa el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s inducido por la rotación. La forma de onda elegida para la modulación de fase depende del ancho de banda del PM y de los parámetros electrónicos y ópticos del giroscopio. Básicamente se utilizan dos procedimientos de modulación de fase: 1) *modulación de fase en diente de sierra analógico* y 2) *modulación de fase en diente de sierra digital*. La forma de onda puede ser estrictamente un diente de sierra o bien una onda sinusoidal o triangular.

La *modulación de fase en diente de sierra analógico* puede subdividirse, a su vez, en función de la forma de onda utilizada en: 1) *onda en diente de sierra (sawtooth wave)*, 2) *modulación de fase con conmutación mediante puerta electrónica (onda sinusoidal)* y 3) *onda triangular asimétrica*. La forma de onda ideal de modulación de fase para producir una diferencia de fase constante entre las dos ondas en contra-propagación es la rampa continua, tal como la indicada en la Figura 92. Para este caso, se cumple:

$$\left. \begin{aligned} \phi(t) &= \alpha t \\ \Delta\phi(t) &= \alpha \tau \end{aligned} \right\} \quad (5.19)$$

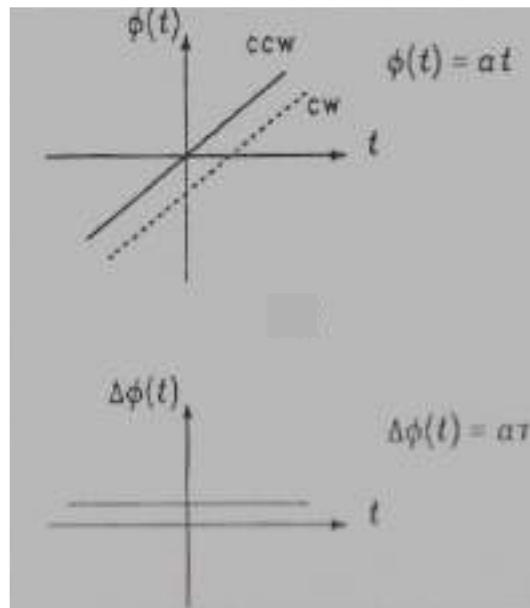


Figura 92

Rampa de fase continua $\phi(t) = \alpha t$ que genera una diferencia de fase constante $\Delta\phi(t) = \alpha \tau$

Para la rampa de fase continua, el desplazamiento diferencial de fase $\Delta\phi(t)$ aplicado por el modulador de fase es constante en el tiempo. Por consiguiente, variando la pendiente α de la rampa de fase, se podrá controlar el valor del desplazamiento diferencial de fase utilizado para contrarrestar el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s inducido por la rotación. Los moduladores de fase (PM) utilizados en giroscopios IFOG son de tipo electro-óptico, tal como hemos visto anteriormente. Estos moduladores no pueden producir una rampa de fase de duración infinita, ya que esto supondría un voltaje infinitamente creciente en su señal de entrada. Para evitar este

problema, se diseña un sistema que produce una *forma de onda en diente de sierra*, tal como el mostrado en la Figura 93. Esta forma de onda es una rampa periódica (período T) y amplitud ϕ_m con puesta a cero (reset). La forma de onda de desplazamiento diferencial de fase $\Delta\phi(t)$ correspondiente es análoga a la de una rampa de fase infinita excepto por el período de tiempo τ que se establece después del instante de reset.

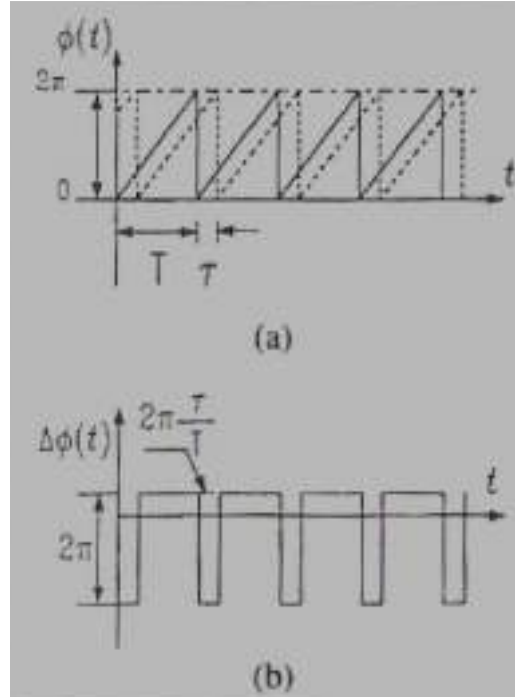


Figura 93

(a) Modulación de fase con *forma de onda en diente de sierra*, (b) forma de onda de modulación diferencial de fase correspondiente

Durante el intervalo de tiempo $(T-\tau)$ el desplazamiento diferencial de fase inducido vale:

$$\Delta\phi(t) = \phi_m \frac{\tau}{T} \tag{5.20}$$

que puede ser ajustado controlando el período T o la amplitud de modulación ϕ_m . Si $\phi_m = 2\pi$, el desplazamiento de fase durante el intervalo τ difiere del correspondiente al período $(T-\tau)$ en 2π . En este caso, la forma de onda resultante para $\Delta\phi(t)$ se puede utilizar para anular el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s inducido por la rotación, donde el punto de operación del giroscopio salta entre 0 y 2π , tal como se muestra en la Figura 94. La pendiente de la rampa se puede controlar ajustando la amplitud ϕ_m ó el período T de la rampa.

Si el control se realiza mediante la variación del período T de la rampa (ó de su frecuencia f_m) debe utilizarse un PM con ancho de banda extenso (tal como un modulador de fase de cristal de LiNbO_3) para acomodar el reset muy rápido de la forma de onda del diente de sierra. En la práctica, los diseños de modulación de fase en forma de onda diente de sierra adoptan un valor de 2π como valor de la amplitud de la onda. En este caso, el

desplazamiento diferencial de fase generado durante el tiempo $(T-\tau)$ es igual a $2\pi f_m \tau$. Por consiguiente, el análisis de esta situación [11], [12] muestra el siguiente resultado:

$$f_m = \left(\frac{D}{n\lambda} \right) \Omega \quad (5.21)$$

donde, D es el diámetro del lazo sensitivo, n el índice de refracción de la fibra-óptica, λ la longitud de onda de la luz producida por la fuente y Ω la ratio de rotación. La señal de salida de esta configuración giroscópica es la frecuencia f_m de la señal de modulación de fase. En este diseño se puede controlar con mucha precisión la amplitud 2π de la onda de modulación ya que se puede aprovechar la señal durante el intervalo τ después del reset como señal de calibración de amplitud.

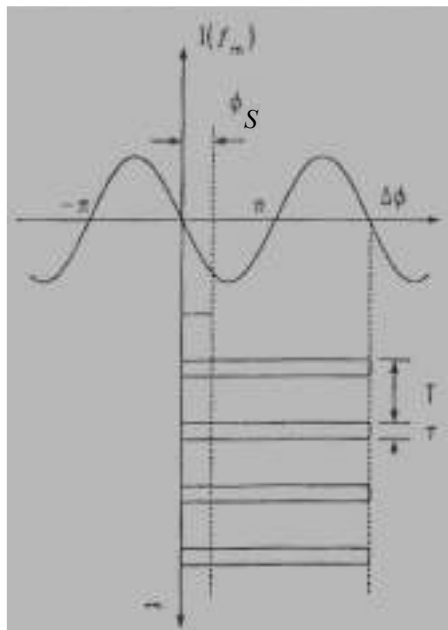


Figura 94

Compensación del desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s utilizando una modulación diferencial de fase en diente de sierra

Cuando se utiliza la amplitud ϕ_m como control de la pendiente (frecuencia fija de la señal de modulación), solamente una parte de la forma de onda $\Delta\phi(t)$ puede utilizarse como señal de compensación del lazo de control. Por lo tanto, se hace necesario una *conmutación electrónica* de la corriente de detector para seleccionar la parte de señal deseada durante el intervalo de tiempo correspondiente. La señal de salida de esta configuración es la amplitud ϕ_m de la modulación diferencial de fase. Esta señal no es fácil de medir con alta precisión y amplio rango dinámico. Esta configuración es denominada *modulación de fase con conmutación (gated phase modulation)*, cuyo esquema se muestra en la Figura 95. Si el diseño de partida es un giroscopio realizado totalmente con componentes de fibra-óptica (*all-fiber gyro*), el modulador de fase se construye arrollando una pequeña bobina de fibra sobre un cilindro piezo-eléctrico. El problema de este modulador de fase es que tiene un ancho de banda en frecuencia limitado, debido a las frecuencias de resonancia mecánica del cilindro piezo-eléctrico. Esto restringe la forma de onda de modulación a *la forma de onda sinusoidal*. La forma de onda sinusoidal con frecuencia fija y

amplitud ajustable constituye una aproximación bastante buena de la forma de onda en diente de sierra [13]. Una señal de modulación de fase de forma sinusoidal produce una señal de modulación diferencial de fase también sinusoidal. El problema es que no se puede utilizar el período entero de la señal cuando se aplica una ratio de rotación constante al giroscopio. Solamente se aprovecha la mitad del ciclo, de manera que el promedio temporal durante este medio ciclo se toma como valor de desplazamiento diferencial de fase efectivo.

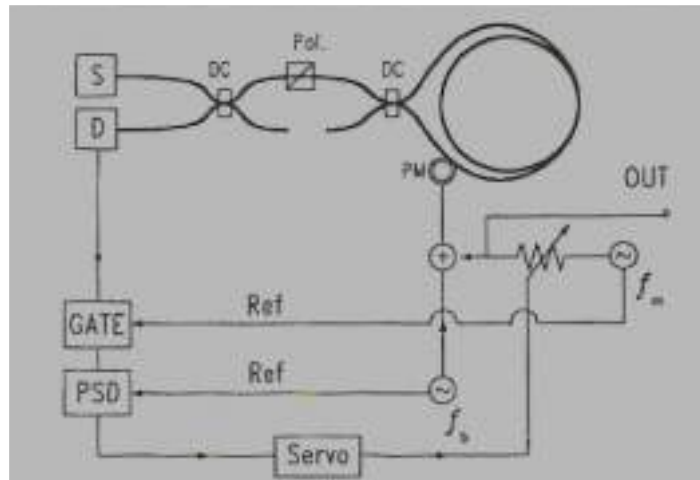


Figura 95

Esquema de un giroscopio de lazo-cerrado utilizando *modulación de fase con conmutación (gated phase modulation)*

Refiriéndose a la Figura 95, el modulador de fase (PM) recibe la suma de dos señales: 1) una señal de modulación de ajuste dinámico (dynamic bias) a la frecuencia f_b con amplitud de modulación fija y 2) una señal de retroalimentación de modulación de fase a la frecuencia f_m con amplitud ajustable. La puerta electrónica (gate) opera con ciclo de trabajo del 50 % en sincronismo con la señal f_m . El dispositivo PSD (phase-sensitive-detector) monitoriza la corriente de detector a la frecuencia f_b de modulación de ajuste de fase. El lazo de servocontrol actúa manteniendo el desplazamiento total de fase igual a cero en todo instante. Para ello, el lazo de retroalimentación realiza el ajuste de amplitud de la señal f_m . Para obtener suficiente tiempo-promedio durante la mitad de cada ciclo de la señal de modulación de fase, f_m debe ser mucho más pequeña que f_b , pero lo suficientemente grande como para poder medir cambios rápidos en la ratio de rotación. La señal de desplazamiento de fase inducida por rotación ϕ_s es compensada (cancelada) por la señal total de modulación de fase $\Delta\phi(t)$ sobre el tiempo-promedio. Para el resto del tiempo se obtiene una señal nula de rotación, simulando que la señal del giroscopio está desconectada.

El *factor de escala* de un giroscopio IFOG con modulación de fase sinusoidal no es estrictamente lineal, debido a la no-linealidad de la curva-respuesta. Se puede conseguir una mejora sustancial de la linealidad del factor de escala de este giroscopio, aproximando la forma de onda de modulación de fase a la forma de onda en diente de sierra ideal. Para ello se realiza una aproximación de segundo orden, introduciendo el segundo armónico de la señal de modulación original, con una relación amplitud-fase apropiada [14], tal como muestra la Figura 96(a). Se

puede ver el parecido de la forma de onda resultante con respecto a la onda correspondiente a la señal de modulación en diente de sierra (Figura 93). Seleccionando la parte apropiada de la región plana de esta onda, Figura 96(b), se puede alcanzar una mejora muy sustancial en la *linealidad* y *estabilidad* del *factor de escala*. La condición que se debe cumplir para lograr este objetivo es mantener un control muy estricto de las amplitudes y fases relativas del primer y segundo armónicos de la señal diferencial de modulación de fase.

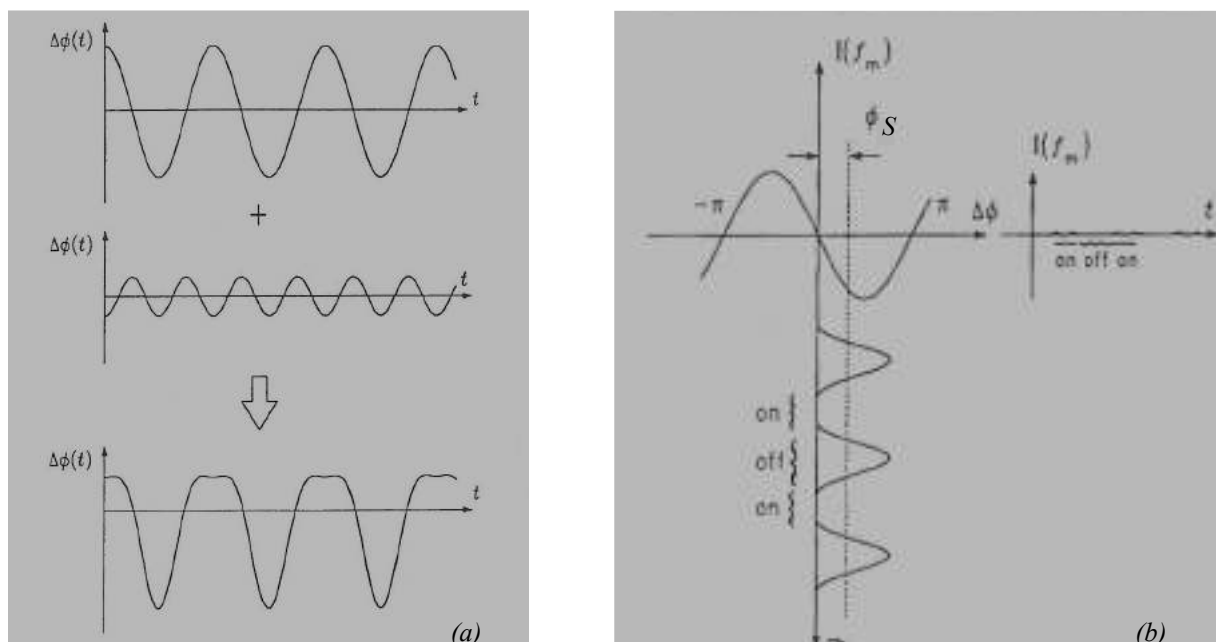


Figura 96

(a) Generación de señal diferencial de modulación de fase $\Delta\phi(t)$ con forma de onda casi plana por tramos mediante la técnica de procesamiento de señal de modulación de fase con conmutación (*gated phase-modulation*), (b) selección de la parte plana de la onda mediante la conmutación de la puerta electrónica (*electronic gate*)

El mayor inconveniente de este método radica en que la señal de salida de la ratio de rotación de este giroscopio es la amplitud de la señal de modulación de fase ϕ_m la cual es difícil de medir con precisión, debido principalmente a dos razones: 1) la respuesta del cilindro piezoeléctrico a una señal de voltaje aplicado es una función de parámetros ambientales (especialmente, la temperatura) y 2) es difícil medir con precisión la amplitud de una señal de voltaje de corriente alterna con la instrumentación electrónica disponible. De todas maneras, si se puede lograr la estabilización del modulador de fase piezoeléctrico con respecto a la temperatura, y, por tanto, con respecto a la señal de salida del giroscopio, este método proporciona un factor de escala independiente de la longitud de onda λ de la fuente. Esto es porque ambos, el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_S y el coeficiente de amplitud de la señal de modulación de fase ϕ_m mantienen la misma dependencia respecto de λ . Esta técnica podría ser de mucha utilidad si no fuera por la dificultad de lograr un método práctico de estabilización térmica del modulador de fase piezoeléctrico.

Una nueva mejora respecto de la modulación en diente de sierra (con significativa incidencia en las características de desempeño del giroscopio) es la proporcionada por una *modulación de fase con forma de onda triangular*

asimétrica [15], representada en la Figura 97. El principio utilizado es el mismo que el correspondiente a la forma de onda en diente de sierra con caída brusca. Ahora la diferencia está en que la onda presenta dos rampas, una de subida y otra de bajada, con diferentes pendientes. El punto de operación sobre la curva-respuesta se hace alternativo entre dos puntos simétricos ($\Delta\phi = \pm N\pi$), en los cuales la corriente de detector en la componente de primer armónico de la frecuencia de modulación es cero.

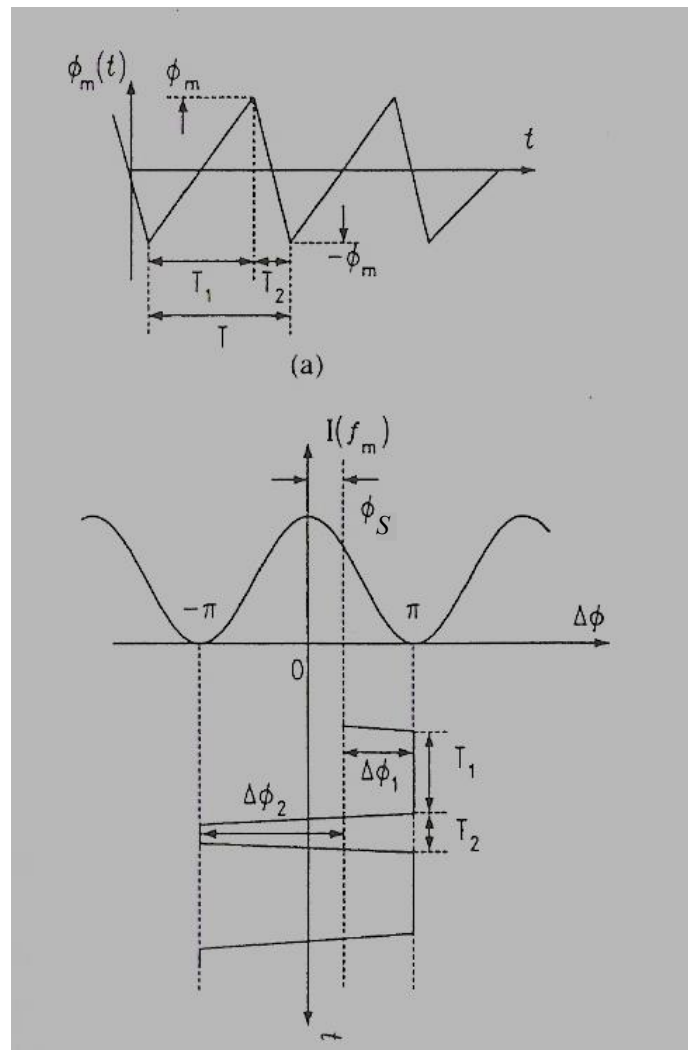


Figura 97

- (a) Modulación de fase mediante *onda triangular asimétrica* (doble rampa de fase asimétrica).
 (b) Compensación del desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_S mediante la onda en doble rampa cuando los puntos de operación son $\Delta\phi = \pm\pi$

Tal como en la modulación de fase por conmutación de puerta electrónica, en este método también es necesaria una modulación de fase de ajuste dinámico (*dynamic biasing*) a una frecuencia f_b mucho más alta que la frecuencia de modulación f_m utilizada en la operación del lazo cerrado. El análisis de este sistema muestra que, cuando está presente un desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_S inducido por rotación, éste se superpone a la onda triangular y se puede escribir:

$$\phi_s = \pi \frac{(T_1 - T_2)}{(T_1 + T_2)} \quad (5.22)$$

Por consiguiente, la medida de la duración de los flancos de subida T_1 y de bajada T_2 de la onda triangular, permite calcular fácilmente la ratio de rotación y el factor de escala del giroscopio, mediante la ecuación (5.22). La ventaja de este método respecto del método de modulación de fase por onda sinusoidal es que, aunque la medida sea indirecta, es mucho más precisa que la medida de la amplitud de un voltaje de señal alterna. Además, la medida de ϕ_s no depende de la amplitud de la señal de modulación de fase ϕ_m ni del tiempo de tránsito τ a través del lazo. Como la estabilización del valor de ϕ_m representa un problema técnico no menor, este método es ventajoso respecto de otros con modulación de fase en diente de sierra. Cuando el valor de ϕ_s es π , se deben desplazar los puntos de operación a otros valores apropiados, por ejemplo 0 y 2π , en lugar de $\pm \pi$. Otras ventajas significativas de este método son que el factor de escala es independiente del índice de refracción de la fibra y que la forma de onda triangular asimétrica puede ser generada fácilmente mediante un modulador electro-óptico.

La *modulación de fase en diente de sierra digital* aplicada a un giroscopio IFOG [16] [17] es mostrada en la Figura 98. En lugar de un rampa de fase analógica, se generan una serie de pasos (escalones) con pequeña amplitud ϕ_s y duración igual al tiempo de tránsito τ a través del lazo. El resultado es un desplazamiento diferencial de fase $\Delta\phi$ entre las ondas en contra-propagación, similar al producido por una rampa analógica. La única diferencia entre la rampa analógica y la rampa digital es el comportamiento transitorio entre los pasos de fase.

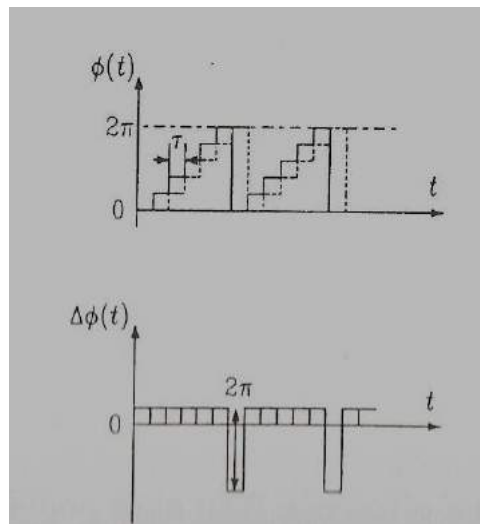


Figura 98
Formas de onda de *modulación de fase con rampa digital en diente de sierra*

La modulación de la amplitud de la rampa digital puede ser ajustada a un valor de 2π radianes, utilizando la señal de salida del giroscopio durante el escalón de reset (puesta a cero) de valor 2π . Los escalones de la rampa digital de fase, acoplados con pulsos sincronizados de duración τ que conforman una onda de modulación de ajuste (bias) de forma cuadrada, tal como se ve en la Figura 99, constituyen un método apropiado de controlar la amplitud total de la rampa a un valor constante ajustado en 2π radianes. Todo esto conduce a una configuración de doble lazo de

regulación del giroscopio, uno para la compensación (phase-nulling, cancelación) del desplazamiento diferencial de fase inducido por la rotación y el otro para mantener la amplitud de la señal de modulación de fase a un valor de 2π .

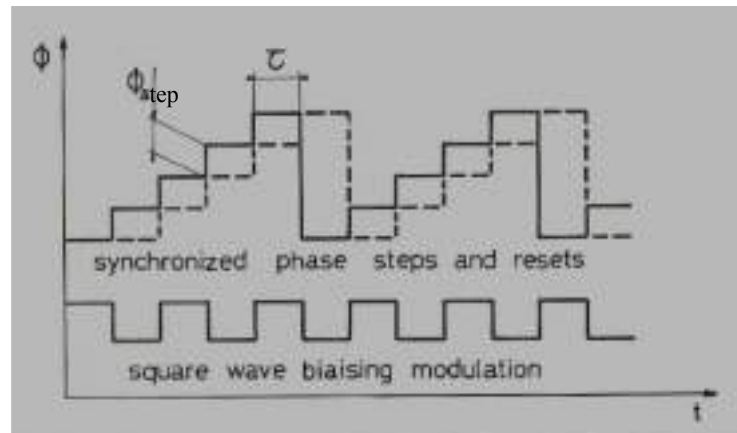


Figura 99

Forma de onda de *modulación de fase en rampa digital* y señal de ajuste (*biasing modulation*) de onda cuadrada con pulsos sincronizados de duración τ

Las principales ventajas de este método son: 1) se puede utilizar un *modulador de fase electro-óptico* para producir la rampa digital, 2) *el factor de escala del giroscopio* no se ve afectado por el cambio en el índice de refracción de la fibra-óptica del lazo sensitivo (y, por tanto, por el cambio de valor de τ). Sin embargo, uno de los problemas de esta configuración se produce para un giroscopio que tenga una longitud de lazo relativamente corta. En este caso la parte de la onda aprovechable de $\Delta\phi(t)$ (desplazamiento diferencial de fase) es pequeña, lo que conduce a problemas con el tiempo de respuesta y la sincronización del modulador de fase y su electrónica, así como con la electrónica asociada al módulo PSD (phase-sensitive-demodulation). La amplitud del escalón de fase necesario (ϕ_{step}) está determinado por el valor de ruido óptico permitido (ruido de impacto, shot-noise), dentro del ancho de banda inicial de la señal de detección (normalmente es de unos pocos de cientos de MHz). La principal ventaja de la rampa digital frente a la rampa analógica es la sincronización del reset con la señal de ajuste de modulación. En la rampa analógica esta carencia de sincronización se suple con un intervalo de tiempo de reset muy corto (del orden de $(\frac{1}{100})\tau$, unos 10-40 ns) para evitar no-linealidad e inestabilidad de la señal. La señal de ajuste es operada con un período $T = 2\tau$. Los defectos debidos a la limitación del intervalo de reset pueden ser eliminados a una frecuencia $f = 1/\tau$, el doble de la frecuencia propia $f_p = \frac{1}{2\tau}$. La amplitud ϕ_{step} de los escalones de la rampa digital es ajustada a un valor exactamente igual al desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_S por el lazo de retroalimentación de cancelación de fase (phase-nulling). Este valor proporciona la lectura de la señal de salida de la ratio de rotación.

La Figura 100 representa la curva de respuesta-coseno de un giroscopio IFOG correspondiente a una señal de ajuste (biasing) de onda cuadrada. Esta curva proporciona el mismo desempeño que una respuesta-seno, con la ventaja adicional de reducir el contenido en armónicos pares que no sirven para el proceso de demodulación de la señal ϕ_S , evitando además la saturación de ganancia del amplificador.

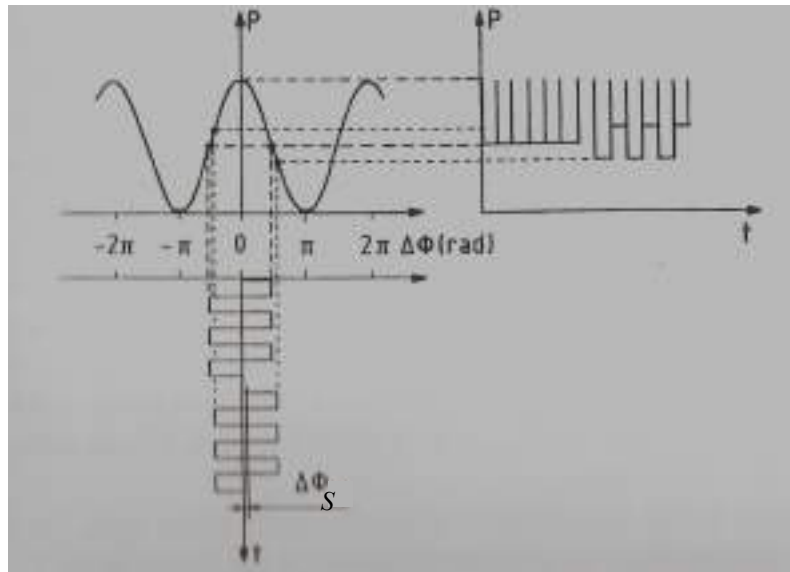


Figura 100

Señal de modulación de ajuste (*biasing modulation*) con forma de onda cuadrada, aplicada a la curva respuesta-coseno del giroscopio IFOG. Los pulsos de la onda cuadrada tienen una duración τ

La Figura 101 muestra el diagrama de flujo secuencial de obtención de la rampa digital de fase. El *registro digital* contiene el valor digital D_s correspondiente a la amplitud del escalón de fase ϕ_{step} (con un rango dinámico que puede ser de más de 25 bits). El *integrador digital* genera una rampa digital en escalera. Entonces, el voltaje analógico de control del modulador de fase es generado por el bloque constituido por el convertidor D/A y el amplificador-buffer-analógico. El convertidor D/A de N -bits, junto con el amplificador analógico, transforman un número digital D en un voltaje analógico sobre un rango dinámico entre cero y $(2^N - 1)V_{LSB}$, siendo V_{LSB} el voltaje correspondiente al bit menos significativo. Si D es mayor que $(2^N - 1)$, se genera una señal automática de desbordamiento que proporciona un voltaje igual a $(D - 2^N)V_{LSB}$ que constituye el escalón de reset (puesta a cero). Si la ganancia de la cadena de modulación es ajustada de manera que se cumpla la condición:

$$2^N V_{LSB} = 2V_{\pi} \quad (5.23)$$

el desbordamiento genera automáticamente un reset (puesta a cero) que es equivalente al escalón de reset de valor 2π de la rampa analógica, no produciéndose error en el factor de escala y además estos resets están sincronizados a tiempos de reloj de valor igual al tiempo de tránsito del lazo τ . Se puede tomar como ejemplo comparativo de las dos rampas analógica y digital, el caso correspondiente a un diferencia de fase ϕ_s inducida por rotación de valor $4\pi/5$ (Figura 102).

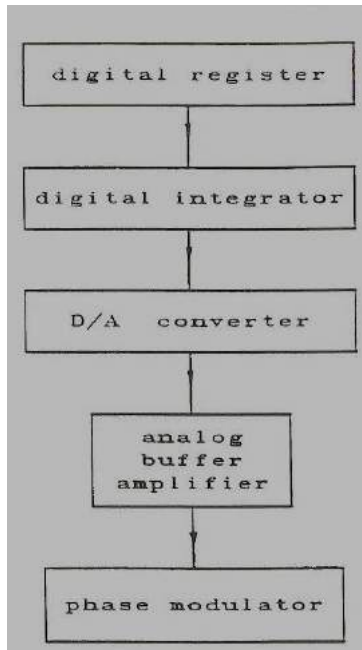


Figura 101

Diagrama secuencia para la *generación de la rampa digital*

Con la rampa analógica el período de los resets sería de $2,50 \tau$ y no estarían sincronizados con los pulsos de la señal de ajuste de modulación (*bias modulation*). En cambio, con la rampa digital la amplitud del escalón sería ϕ_{step} igual a ϕ_s (o sea $4\pi/5$ rad), además se producirían resets al cabo de intervalos alternativamente iguales a 3τ y 2τ , estando sincronizados con el ciclo de reloj τ . Esto hace posible controlar la ganancia de la cadena de modulación para cumplir exactamente la ecuación (5.23) mediante un segundo lazo de retro-alimentación que se activa cada vez que se produce un desbordamiento del convertidor D/A.

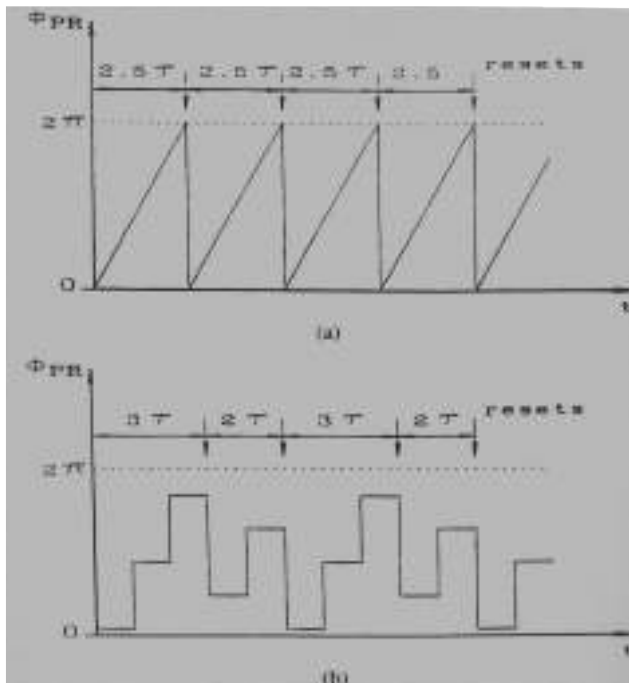


Figura 102

Cancelación de fase (phase-nulling) para $\phi_s = 4\pi/5$
 (a) rampa analógica, (b) rampa digital

El valor de la medida de la ratio de rotación viene dado por el valor digital D_s correspondiente a la amplitud del escalón de fase ϕ_{step} . El ciclo de reloj que controla todos los bloques digitales del sistema ha de ajustarse al tiempo de tránsito τ . En cambio el valor de la amplitud del escalón de fase ϕ_{step} no depende de τ , sino que

solamente depende de la longitud geométrica del lazo sensitivo. La consecuencia inmediata de esto es que, para la *rampa digital*, el factor de escala no depende de τ y, por consiguiente, tendrá un coeficiente de temperatura de valor 10^{-6} /°K, menor que para la configuración de rampa analógica, con valor de 10^{-5} /°K, debido a la dependencia de τ que cambia con el índice de refracción de la fibra. La señal de salida de los giroscopios con de modulación de fase en rampa se realiza mediante el recuento de los resets de fase ajustados a una amplitud de valor 2π . Esto proporciona un valor del *incremento angular* dado por la expresión:

$$\Delta\theta = \left(\frac{n\lambda}{D} \right) \quad (5.24)$$

El producto $D\Delta\theta$ es igual a $250 \text{ arcsec}\cdot\text{mm}$ para $\lambda = 850 \text{ nm}$. Entonces para un diámetro de bobina de 25 mm tendremos un incremento angular de 10 arcsec . Estos análisis muestran que la técnica de la rampa-digital de fase es un método muy eficiente para conseguir la linealidad y estabilidad del factor de escala del giroscopio IFOG. Por otro lado no es necesaria una electrónica muy restrictiva en cuanto a prestaciones de componentes (convertidores A/D y D/A). El error de cuantificación del convertidor D/A es promediado y un rango dinámico de 10 bits es suficiente para obtener una linealidad mejor que 10 ppm . Una configuración típica de rampa-digital de modulación de fase con demodulación analógica (obteniendo una señal-sinusoidal de error de retro-alimentación) es mostrada en forma de diagrama de bloques en la Figura 103. Sin embargo, con este método es difícil conseguir un rango dinámico de operación de 140 dB , debido a la deriva intrínseca del offset del circuito de demodulación y del circuito convertidor A/D que digitaliza la señal de error integrada. Valores típicos de esta deriva están alrededor de 10^{-4} a $10^{-5}/^\circ\text{C}$ del máximo rango de voltaje. La solución de este problema es utilizar un diseño que involucre una demodulación digital de la señal de interferencia, [45].

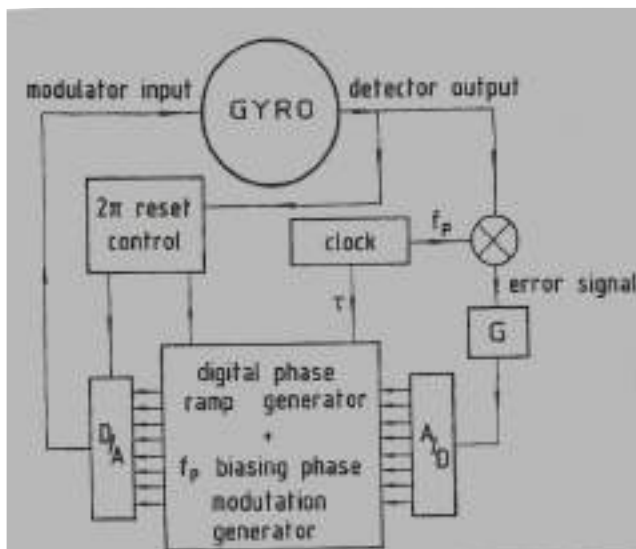


Figura 103

Demodulación analógica. Retro-alimentación de la señal de rampa-digital de fase

5.6 Conclusiones

La modulación de fase es un proceso que se hace totalmente necesario en un giroscopio interferométrico de fibra óptica (IFOG). Esto es debido a que solamente es posible extraer la señal de desplazamiento diferencial de fase de Sagnac ϕ_s inducida por la rotación si se modula previamente la fase de las dos ondas en contra-propagación a través del lazo sensitivo de fibra. La modulación de fase se consigue mediante un modulador electro-óptico situado en el extremo de la bobina sensora de fibra-óptica. La forma de onda del voltaje aplicado al modulador determina la respuesta específica del sistema ante una configuración de partida utilizada. Básicamente existen dos configuraciones de partida: 1) *configuración en lazo abierto* y 2) *configuración en lazo cerrado*. Ambas configuraciones tienen en común el *proceso de demodulación de la señal de salida* de la ratio de rotación, realizada por un dispositivo PSD (*phase-sensitive-demodulator*) que básicamente es un detector fotodiodo de InGaAs. La corriente de salida del foto-diodo I_d es la señal de respuesta en forma eléctrica a la señal de interferencia de la luz producida por las dos ondas en contra-propagación a través del lazo de fibra-óptica.

El proceso de modulación de fase consiste en adicionar un exceso de fase a cada una de las dos ondas en contra-propagación a través del lazo sensitivo. El desplazamiento diferencial de fase entre las dos ondas aportado por el modulador de fase (en posición asimétrica en un extremo del lazo) valdrá $\Delta\phi(t) = \phi(t) - \phi(t - \tau)$, siendo τ el tiempo de tránsito de la luz a través el lazo. La forma de onda utilizada para la señal de modulación de fase $\phi(t)$ puede ser sinusoidal, diente de sierra, triangular asimétrica o cuadrada.

La configuración de giroscopio IFOG en lazo abierto se ha desarrollado utilizando dos métodos: 1) *método de síntesis heterodina de dos canales* y 2) *método PLL (phase-locked-loop, lazo de captura de fase)*. El *método de síntesis heterodina* (señal de modulación sinusoidal), utiliza un generador de señal de modulación de fase, un conmutador sincronizado de dos canales, dos filtros pasa-banda, un amplificador de salida y un contador de pasos por cero (contador de tiempos). Aunque este giroscopio presenta un rango dinámico infinito, el principal problema es debido al error del contador de pasos por cero de las dos ondas sinusoidales generadas (debido al recuento de intervalos de tiempo). El *método de lazo de captura de fase (PLL)* utiliza una forma de onda cuadrada producida por un generador digital de impulsos. Incluye un circuito óptico en lazo abierto y un circuito electrónico-digital en lazo cerrado. El valor de continua de la onda cuadrada generada es mantenido a cero por un lazo de retro-alimentación servocontrolado. El valor del desplazamiento de fase inducido por la rotación ϕ_s es medido en función del espaciado ajustable entre los pulsos de un tren de ondas cuadradas. En este método la linealidad del factor de escala requiere estabilizar la amplitud ϕ_m de la onda de modulación (el mejor valor se obtiene para $\phi_m = 2,77$ rad).

La configuración de giroscopio IFOG en lazo cerrado se ha desarrollado utilizando dos métodos: 1) *modulación en diente de sierra analógico* y 2) *modulación en diente de sierra digital*. La principal ventaja del método de rampa digital es que el factor de escala del giroscopio no es afectado por el cambio del índice de refracción de la fibra-óptica, debido a cambios de temperatura, ya que aquél no depende del tiempo de tránsito τ .

Referencias

- [1] B. Culshaw and J. Dakin. *Optical fiber sensors: systems and applications (Volume two)*, pp. 387-391 (1989).
- [2] Ulrich, R. *Fiber optical rotation sensing with low drift*. Optics Letters, **5**(5), pp. 173-175 (1980).
- [3] Berg, R.A., Lefèvre, H.C., and Shaw, H.J. *All single-mode fiber-optic gyroscope with long-term stability*. Optics Letters, **6**(10), pp. 502-504 (1981).
- [4] Berg, R.A., Lefèvre, H.C., and Shaw, H.J. *All-fiber gyroscope with inertial-navigation short-term sensitivity*. Optics Letters, **7**(9), pp. 454-456 (1982).
- [5] Davies, D.E.N., and Kingsley, S.A. *Method of phase-modulating signals in optical fibers: Application to optical telemetry systems*. Electronics Letters, **10**, 21-22 (1974).
- [6] Morgan Matroc. *Engineering report*. Vernitron Piezoelectric division, Berdford, Ohio 44146.
- [7] L. Wooten, K.M. Kissa, A. Yi-Yan, E.J. Murphy, D.A. Lafaw, P.F. Hallemeier, D. Maack, D.V. Attanasio, D.J. Fritz, G.J. McBrien and D.E. Bossi. *A review of Lithium Niobate Modulators for Fiber-Optic Communications Systems*. IEEE Journal of Quantum Electronics, **vol. 6**, 1, pp. 69-81, January/February 2000.
- [8] Kim, B.Y. and Shaw, H.J. *Phase-reading all-fiber-optic gyroscope*. Optics Letters, **9**(8), pp. 378-380 (1984).
- [9] Kersey, A.D., Lewin, A.C., and Jackson, D.A. *Pseudo-heterodyne detection scheme for the fiber gyro*. Electronics Letters, **20**(9), pp. 368-370 (1984).
- [10] Toyama, K., Fesler, K.A., Kim, B.Y. and Shaw, H.J. *Digital integrating fiber-optic gyroscope with electronic phase-tracking*. Optics Letters, **16**(15), pp. 1207-1209 (1991).
- [11] Ebberg, A. and Schiffner, G. *Closed-loop fiber-optic gyroscope with sawtooth phase-modulated feedback*. Optics Letters **10**(6), pp. 300-302 (1985).
- [12] Kay, C.J. *Serrodyne modulator a fibre-optic gyroscope*. IEE Proc. Pt. J-Optoelectron (GB), **132**(5), pp. 259-264 (1985).
- [13] Kim, B.Y. and Shaw, H.J. *Gated phase-modulation feedback approach to fiber-optic gyroscopes*. Optics Letters, **9**(6), pp. 263-265 (1984).
- [14] Kim, B.Y. and Shaw, H.J. *Gated phase-modulation approach to fiber-optic gyroscope with linearized scale factor*. Optics Letters, **9**(8), pp. 375-377 (1984).
- [15] Bergh, R.A. *Dual-ramp closed-loop fiber-optic gyroscope*. Proc. SPIE, 1169, paper 1169-1171. Fiber Optic and Laser Sensors VII Conference (Boston, 5-7 sept. 1989) (1989).
- [16] Lefèvre, H.C., Graindorge, P., Arditty, H.J., Vatoux, S., and Papuchon, M. *Double closed-loop hybrid gyroscope using digital phase ramp*. 3rd Intl. Conf. Optical Fiber Sensors (OFS'85), (San Diego, 13-14 Feb. 1985).
- [17] Arditty, H.J., Graindorge, P., Lefèvre, H.C., Martin, P. and Morisse J. *Fiber optic gyroscope with all-digital closed-loop processing*. Optical Fiber Sensors, Springer Proceedings in Physics, **44**, pp. 131-136. Springer-Verlag, Berlin, (1989).
- [18] Lefèvre, H.C., Martin, P., Morisse, J., Simonpiétri, P. Vivenot, P. and Arditty, H.J. *High dynamic range fiber gyro with all-digital processing*. Proc. SPIE, **1367**, paper 72-80 (1990).

Capítulo 6

Diseño y desarrollo de prototipos de giroscopio IFOG

6.1 Prototipo de giroscopio IFOG en lazo abierto analógico (analog open loop IFOG)-Modelo 1

- 6.1.1 Diseño del prototipo (MODELO 1)
- 6.1.2 Cálculo y medición de parámetros del modelo
- 6.1.3 Optimización del modelo

6.2 Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado analógico (analog closed loop IFOG)-Modelo 2

- 6.2.1 Diseño del prototipo (MODELO 2)
- 6.2.2 Cálculo y medición de parámetros del modelo
- 6.2.3 Optimización del modelo

6.3 Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado digital (digital closed loop IFOG)-Modelo 3

- 6.3.1 Diseño del prototipo (MODELO 3)
- 6.3.2 Cálculo y medición de parámetros del modelo
- 6.3.3 Optimización del modelo

6.4 Patentes IFOG

- 6.4.1 Patente U.S. # 5,137,357 (Honeywell Inc.)
- 6.4.2 Patente U.S. # 8,213,018 B2 (Honeywell Inc.)
- 6.4.3 Patente U.S. # 4,735,506 (Northrop-Grumman)
- 6.4.4 Patente U.S. # 5,598,489 (Northrop-Grumman)

6.5 Prototipo de giroscopio DFOG en lazo cerrado analógico (despolarización de onda)-Modelo 4

- 6.5.1 Configuración del sistema óptico (MODELO 4)
- 6.5.2 Configuración del sistema electrónico
- 6.5.3 Resultados y Cálculos

6.6 Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado analógico (rampa analógica)-Modelos 5 y 6

- 6.6.1 Configuración electro-óptica
- 6.6.2 Diseño de los circuitos electrónicos (MODELO 5 y MODELO 6)
- 6.6.3 Parámetros de desempeño

6.7 Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado digital (modulación en rampa digital)-Modelo 7.

- 6.7.1 Configuración del sistema óptico (MODELO 7)
- 6.7.2 Configuración del sistema electrónico

6.8 Prototipo de giroscopio IFOG en doble lazo cerrado digital (modulación en rampa digital)-Modelo 8

- 6.8.1 Configuración electro-óptica (MODELO 8)

6.9 Prototipo de giroscopio IFOG modulación en onda analógica triangular-simétrica-Modelo 9

6.10 Conclusiones

Referencias

6. Diseño y desarrollo de prototipos de giroscopio IFOG

En este capítulo se presentará el diseño de siete modelos de giroscopio IFOG. El primer diseño corresponde a una configuración en lazo abierto analógico (*open loop analog IFOG*) con modulación de fase en onda sinusoidal analógica y con circuitos electrónicos analógicos para el control y tratamiento de la señal. El segundo diseño corresponde a una configuración en lazo cerrado analógico (*closed loop analog IFOG*) con modulación de fase sinusoidal analógica y circuitos analógicos para las señales de proceso y de salida. El tercer diseño es una configuración en lazo cerrado digital (*closed loop digital IFOG*) con características de desempeño superiores a las de los dos primeros (mejora todos los parámetros de desempeño: sensibilidad umbral, rango dinámico, deriva, relación señal-ruido, linealidad y estabilidad de factor de escala y ángulo de camino aleatorio). Los cuatro modelos restantes involucran un diseño de despolarización de onda (*DFOG, Depolarized-Fiber-Optic-Gyroscope*) en el subsistema óptico, una configuración en simple o doble lazo cerrado y modulación de fase con onda sinusoidal o diente de sierra analógico o digital.

6.1 Prototipo de giroscopio IFOG en lazo abierto analógico (*analog-open loop-IFOG*)-MODELO 1

La configuración óptica de un giroscopio IFOG experimental, utilizada en el laboratorio para realizar la medida de características de desempeño, está representada en la Figura 104. Se trata de un conjunto híbrido de componentes ópticos discretos (componentes no-fibra, componentes-fibra) en el que se pueden diferenciar siete componentes básicos

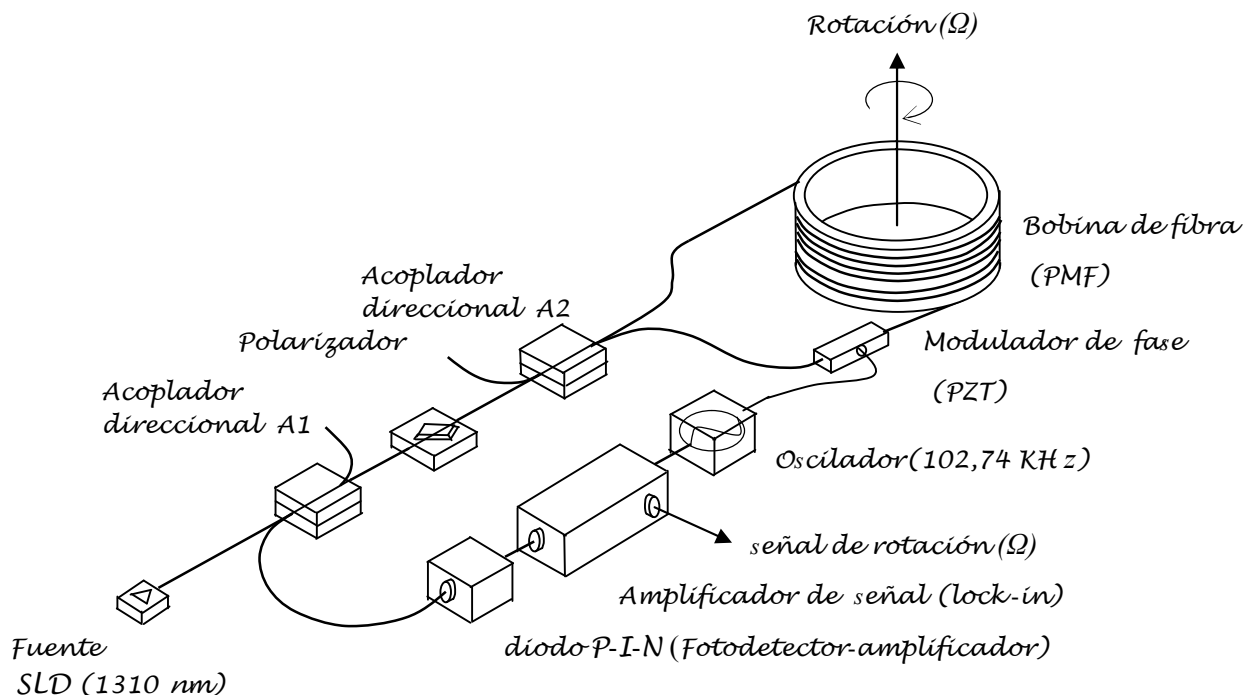


Figura 104

Configuración de giroscopio IFOG experimental en lazo abierto analógico (analog open loop IFOG)

Estos componentes se enumeran a continuación: 1) fuente SLD de banda ancha, 2) A1, acoplador óptico direccional de salida (*polished coupler-PM fiber, 0,2 dB loss*), 3) polarizador de fibra-óptica (*PM fiber*), 4) A2,

acoplador óptico direccional de entrada de (*fused fiber, 0,1 dB loss*), 5) bobina detectora de fibra-óptica (*PM fiber*), 6) modulador de fase electro-óptico (*tubo piezoeléctrico PZT ó cristal de LiNbO₃*) y 7) fotodiodo-detector. El modulador de fase admite dos opciones, cilindro piezoeléctrico (*PZT*) o modulador de *cristal de LiNbO₃*. Dado que el precio de una unidad de modulador de LiNbO₃ es comparativamente muy superior al de un cilindro piezoeléctrico, se ha optado finalmente por éste. El sistema electrónico incluye como elemento principal *un amplificador selectivo (lock-in amplifier)* de la señal de fotocorriente de fotodetector.

6.1.1 Diseño del prototipo (MODELO 1)

Primero se hará la descripción de cada uno de *los componentes ópticos* y después se hará la descripción de la configuración del *circuito electrónico de demodulación de señal*. La *fuerza de luz es un diodo superluminescente* (Super-Luminiscent-Diode) fabricado por Superlum Inc. y codificado con la referencia SLD-561-MP2-DIL-SM. Constituye una fuente de baja coherencia óptica cuya corriente de control está controlada por el micro-controlador 89C51. El encapsulado del SLD presenta una superficie metálica externa que está en contacto térmico con un disipador de calor de aluminio. El diseño térmico del conjunto se completa con un termo-ventilador cuya corriente eléctrica está controlada mediante termistor por el micro-controlador. De esta manera es posible conseguir una buena estabilidad en la temperatura, la potencia óptica y la longitud de onda de la fuente. La longitud de coherencia temporal de esta fuente es de $42,5 \mu\text{m}$, centrada en longitud de onda de $1304,2 \text{ nm}$ y con un ancho espectral de banda de $40,0 \text{ nm}$. El *foto-detector es un diodo P-I-N de arseniuro de galio-indio (InGaAs)*. Se ha utilizado el modelo referencia G8195-12 de Hamamatsu-Photonics. La potencia-promedio recibida por éste es aproximadamente de $85 \mu\text{W}$ en la longitud de onda de 1310 nm . El *acoplador óptico direccional de entrada* (A2, gyro coupler) es de empalme fundido de fibra-óptica PM (*fused-silica*), relación de potencias de salida 50/50 y pérdidas de $0,10 \text{ dB}$. El *acoplador óptico direccional de salida* (A1, output coupler, PM fiber) es de empalme de fibra pulida (*polished fiber*), relación de potencias de salida 50/50 y pérdidas de $0,20 \text{ dB}$. El proceso de obtención de un acoplador de fibra pulida 2×2 (2entradas, 2 salidas) está representado en la Figura 105. Dado que es necesario un acoplamiento óptico entre los dos núcleos de las fibras, es esencial poder controlar la distancia núcleo-núcleo.

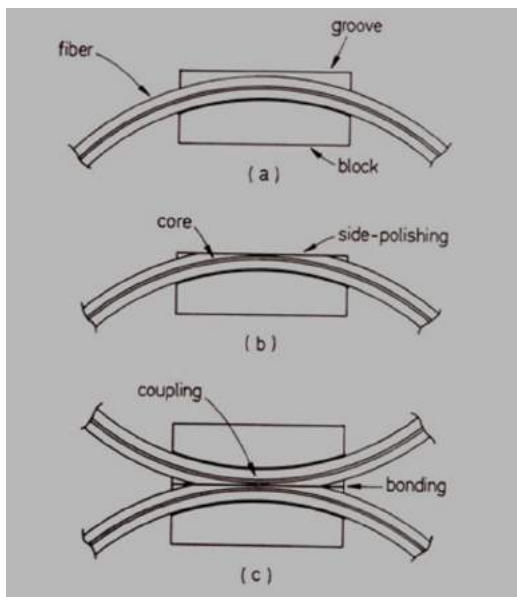


Figura 105

Fabricación de un acoplador direccional 2×2 de fibra-óptica mediante técnica de pulido lateral (*side polishing technique*): a) formación de la primera unidad, b) formación de la segunda unidad, c) acoplamiento

La técnica de pulido lateral de la fibra (*side polishing technique*) parte de un trozo de fibra que se curva y se inserta en un surco practicado al efecto sobre un bloque de silicio. El bloque es pulido por una cara, desbastando el recubrimiento de la fibra hasta dejar descubierto el núcleo de la misma a lo largo de una generatriz. Otra unidad fabricada análogamente se coloca de forma simétrica sobre el primer bloque, uniendo ambas mediante un fluido adherente cuyo índice de refracción coincide con el del núcleo de las fibras. Finalmente una fina capa metálica hace la función de cubierta del conjunto, protegiendo el acoplador de efectos externos.

El *polarizador* es de fibra-óptica PM (*polarización mantenida*), que filtra el modo TE de la señal óptica suministrada por la fuente. Es esencial mantener un control de la polarización lineal a lo largo del lazo óptico para maximizar la amplitud del campo óptico que llega al fotodetector. Otra razón esencial que hace necesaria la utilización de un polarizador, es la necesidad de luz linealmente polarizada en la entrada del modulador de fase electro-óptico. El polarizador de fibra es un dispositivo 1×1 en donde, al menos, la fibra de salida debe ser fibra PM. Aunque para un giroscopio IFOG podría utilizarse un polarizador convencional (cristal polarizador), las pérdidas de inserción, el tamaño y consideraciones de estabilidad mecánica y térmica, hacen aconsejable la elección de un polarizador de fibra-óptica PM. La fabricación de un polarizador de fibra es similar a la de un acoplador óptico vista anteriormente (técnica de pulido lateral). En la Figura 106 se representa un polarizador de fibra-óptica ya construido. La fina capa de metal (oro o plata) depositada sobre el núcleo de la fibra actúa como una placa guía-ondas multimodo acoplada a la fibra-óptica. La luz que viaja por la fibra interactúa con los modos TE y TM de la placa guía-ondas a diferentes longitudes de onda. El conjunto se comporta como un polarizador que filtra únicamente el modo transversal-eléctrico. Polarizadores comerciales de este tipo presentan valores PER (polarization-extinction-ratio) por encima de 30 dB. Un análisis de la polarización en este tipo de estructura puede ser consultado en la referencia [1].

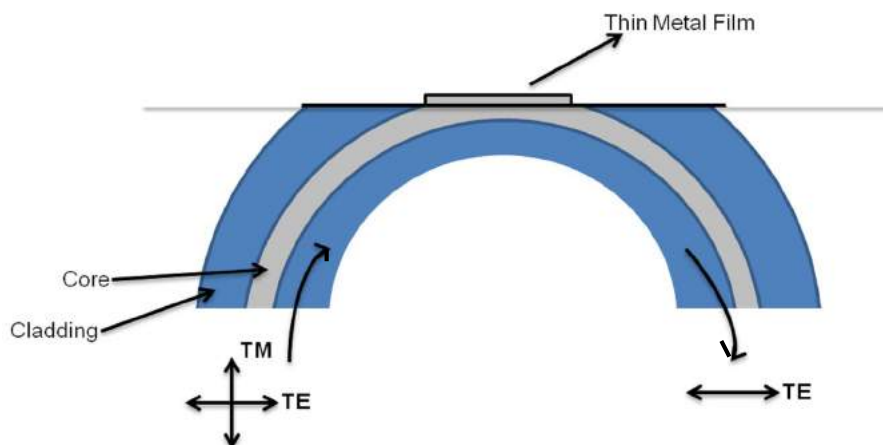


Figura 106

Polarizador de fibra-óptica (PM fiber)

El *modulador de fase electro-óptico* utilizado es un cilindro PZT (*Piezo-Ceramic Tube*) sobre el que se enrolla una sección de bobina de fibra PM. El diámetro exterior del cilindro es de 1,75 cm y la longitud total de la sección

de fibra bobinada de 5 m. La constante de frecuencia de este cilindro es de 175 KHz-cm. Por tanto, la frecuencia de resonancia es de 100 KHz en el modo circunferencial (*hoop mode*), valor que coincidirá con la frecuencia de modulación de fase de las ondas ópticas.

La longitud de *la bobina detectora de fibra-óptica* es de 1000 m. Consiste en un carrete de bobina de fibra-óptica mono-modo de sílice fundida, referencia SMF-28-1000 de Thorlabs, con diámetro de núcleo de 8,20 μm , diámetro de recubrimiento de $(125 \pm 0,70) \mu\text{m}$, encamisada exteriormente con una capa de acrilato de diámetro $(245 \pm 5) \mu\text{m}$. Las pérdidas de esta fibra a la longitud de onda de 1310 nm son de 0,33-0,35 dB/Km. Esta fibra puede trabajar en un intervalo de longitudes de onda desde 1310 nm hasta 1625 nm. Aunque su uso principal es para transmisión de señal de comunicaciones, es igualmente apropiada para nuestro prototipo de sensor giroscópico IFOG, dado que se va a trabajar en longitud de onda de 1310 nm. El diámetro medio del mandril de la bobina sobre el cual está enrollada la fibra-óptica es de 15 cm. De acuerdo con estos datos, el tiempo de tránsito a través de la bobina es de 4,87 μsec . Esto corresponde a una frecuencia de modulación de 102,74 KHz. Por otro lado, el bobinado de las sucesivas capas de fibra se realiza mediante devanado simétrico cuadrupolar, para realizar la compensación de los efectos térmicos y acústicos externos.

La señal óptica de interferencia, resultante de las dos ondas en contra-propagación a través de la bobina detectora de fibra-óptica del giroscopio IFOG, es recogida por el fotodiodo en la salida del interferómetro. Esta señal óptica es convertida por el fotodiodo en una fotocorriente proporcional, que puede ser formulada así

$$I_D = K (1 + \cos \phi) \quad (6.1)$$

donde I_D es la fotocorriente del fotodiodo, K es el valor de pico de la fotocorriente y ϕ es el desplazamiento de fase total entre los dos rayos interferentes. La fotocorriente de pico depende de la respuesta espectral del fotodiodo y de la amplitud de campo óptico de los rayos de luz que interfieren. Para extraer el desplazamiento de fase de Sagnac del valor de la fotocorriente del diodo, es necesario aplicar un doble proceso de modulación-demodulación sinusoidal de fase a las dos ondas ópticas interferentes. El análisis matemático detallado de estos dos procesos puede ser consultado en el Anexo I de esta Tesis Doctoral. El efecto del proceso de modulación sinusoidal de fase aplicado al circuito óptico, conduce al siguiente valor de la fotocorriente detectada

$$I_D = K \left\{ 1 + \left[J_0(\phi_b) + 2J_2(\phi_b) \cos(2\omega_m t) \right] \cos \phi_s - \left[2J_1(\phi_b) \sin(\omega_m t) \right] \sin \phi_s \right\} \quad (6.2)$$

siendo despreciable la contribución de los armónicos de frecuencias superiores. De acuerdo con esta ecuación, el proceso de la obtención del desplazamiento de fase de Sagnac, que a su vez es proporcional a la ratio absoluta de rotación, requiere una demodulación de esta señal. Es preferible tomar el segundo término de la ecuación (el término que depende de $\sin \phi_s$) como valor final del proceso de demodulación. De esta forma, por una parte, la sensibilidad del detector será mayor para ratios de rotación cercanas a cero y por otra, se tendrá una forma de discriminar el sentido de la rotación (horario-CW ó antihorario-CCW). Por lo tanto, la idea principal en el diseño del circuito de demodulación consiste en filtrar solamente la componente de primer armónico de la señal de fotocorriente del diodo. La conclusión es que, siempre que exista rotación, el desplazamiento de Sagnac ϕ_s será

diferente de cero y su magnitud estará presente en un término dependiente del factor $\sin \phi_s$ que corresponde al primer armónico impar de la frecuencia de modulación. La contribución del primer armónico a la fotocorriente detectada se puede escribir así

$$I_{1H}(t) = -2K J_1(\phi_b) \sin(\phi_s) \cos\left(\omega_m t - \frac{\pi}{2}\right) = 2K J_1(\phi_b) \sin(\phi_s) \sin(\omega_m t + \pi) \quad (6.3)$$

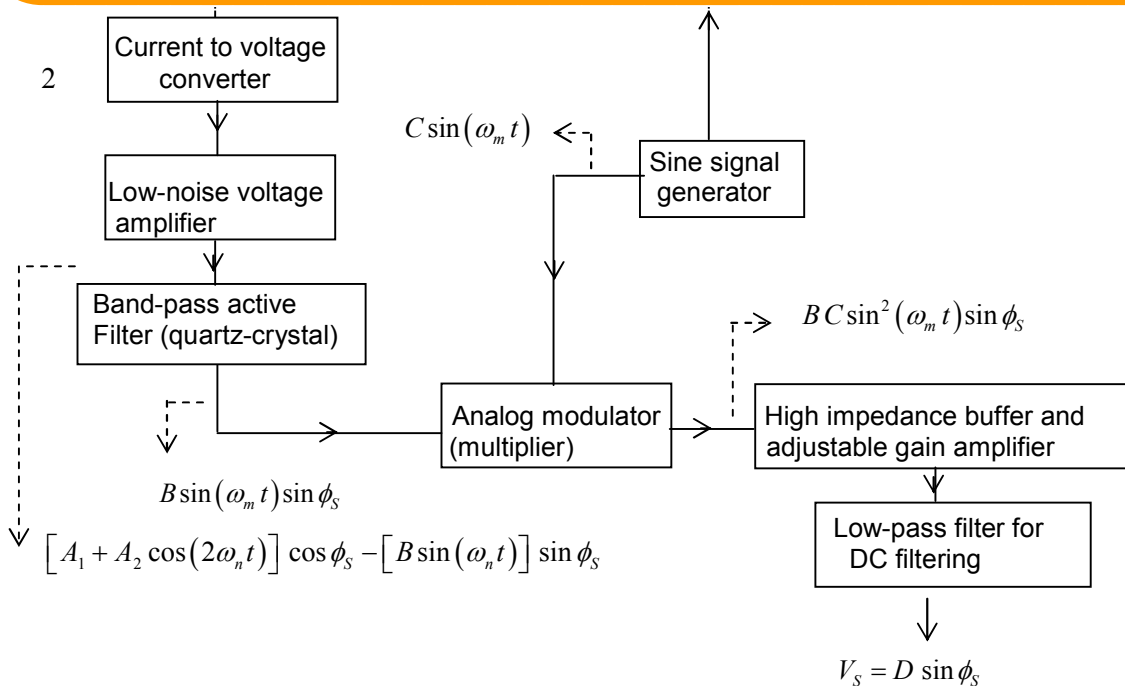
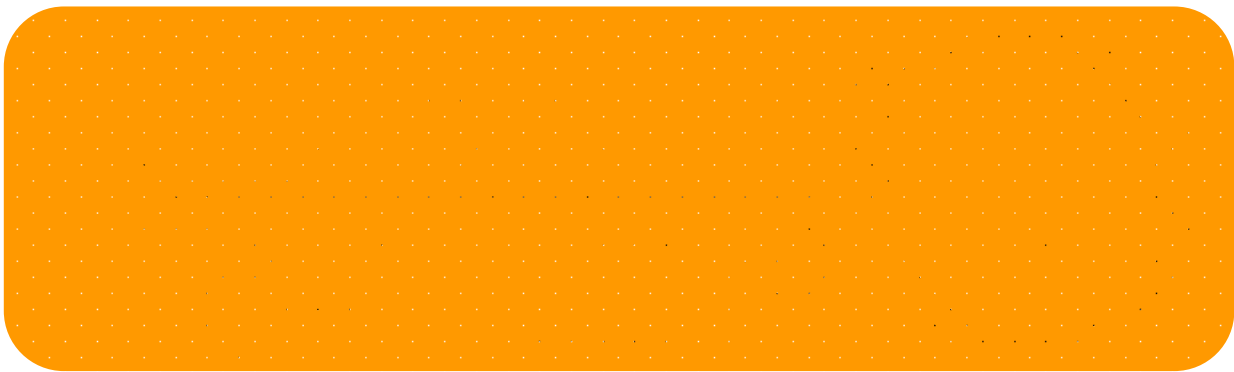
siendo $\phi_b = 2\phi_0 \sin\left(\frac{\omega_m \tau}{2}\right)$, donde τ es el tiempo de tránsito a través de la bobina de fibra-óptica y ω_m la frecuencia angular de la modulación. El factor $J_1(\phi_b)$ toma valor máximo para valor del argumento $\phi_b = 1,80 \text{ rad}$. La amplitud del primer armónico resulta maximizada ajustando el valor de la frecuencia de modulación al valor

$$f_m = \frac{1}{2\tau} \quad (6.4)$$

Haciendo uso de las ecuaciones (5.2) y (7.4) y teniendo en cuenta un valor de índice de refracción de 1,46 para el núcleo de la fibra-óptica, los valores obtenidos de τ y f_m para el prototipo IFOG descrito anteriormente serán de $4,87 \mu\text{sec}$ y $102,74 \text{ KHz}$, respectivamente. Por lo tanto, será necesario desarrollar un sistema electrónico de demodulación de la fotocorriente detectada que seleccione, por filtrado sucesivo, solamente la componente del primer armónico de la frecuencia de modulación de la señal óptica de fase. El circuito electrónico de este sistema de filtrado sucesivo consistirá en etapas conectadas en cascada. Cada etapa lleva a cabo una función electrónica concreta previamente diseñada. De manera que la señal de salida obtenida de este circuito electrónico consiste en una señal de tensión de continua que es proporcional al factor $\sin \phi_s$ que contiene, a su vez, la información numérica suficiente para evaluar el valor Ω de la ratio de rotación absoluta del sistema, según la ecuación (4.16). Es bueno en este momento observar que para valores bajos de la ratio de rotación Ω , esto es $\Omega \cong 0$, el valor correspondiente de desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s cumplirá también $\phi_s \ll 1$ y para estos valores se tiene la igualdad aproximada $\sin \phi_s \approx \phi_s$. Por tanto, para este intervalo de valores, la señal de tensión de salida del circuito electrónico V_{demod} será función lineal de la ratio de rotación Ω .

El *diagrama de bloques* del *sistema opto-electrónico* correspondiente al prototipo de IFOG considerado está representado en la Figura 107. Aparte de los componentes del sistema óptico (fuente SLD, acopladores direccionales, polarizador lineal, bobina detectora de fibra-óptica, modulador de fase y detector), el conjunto consta de un *sistema electrónico en lazo abierto* que incluye los siguientes bloques: a) circuito convertidor corriente-tensión, b) amplificador de voltaje de bajo ruido, c) filtro pasa-banda de cristal de cuarzo, d) bloque modulador-multiplicador analógico, e) bloque adaptador de alta impedancia-amplificador de ganancia ajustable y f) filtro pasivo pasa-bajo de la componente continua. Partiendo de la fotocorriente generada por el detector, se representa el valor de voltaje a la salida de cada bloque según se obtiene del cálculo. Correspondiendo con este diagrama de bloques, se puede dibujar el *circuito electrónico* completo para la *demodulación de la señal de fotocorriente del diodo-detector*. Este circuito incluye siete etapas funcionales: 1) un convertidor de intensidad-tensión con OPA657 de TI (*amplificador de transimpedancia*), 2) un filtro pasivo de paso-bajo con frecuencia de corte 800 KHz , 3) un acoplador-seguidor de tensión de alta impedancia con OPA657 (TI) y bajo ruido, 4) un filtro

activo paso-banda (OP27), controlado por oscilador de cristal de cuarzo (frecuencia de oscilación = 102,74 KHz), cuya frecuencia central de salida es 102,74 KHz, 5) un multiplicador-modulador analógico (AD630), 6) un buffer de entrada de alta impedancia (OP67), 7) un amplificador de alta ganancia ajustable y bajo ruido, 8) un filtro paso-bajo pasivo con frecuencia de corte de valor 4,82 Hz para filtrado de señal de baja frecuencia, 9) un integrador con reset y, finalmente, 10) un amplificador-inversor para proporcionar una tensión positiva de salida. Las resistencias empleadas en el circuito son de película de óxidos metálicos con valor óhmico de alta precisión (tolerancias inferiores al $\pm 1 \%$) y los condensadores tienen tolerancia de $\pm 10 \%$. Para reducir la deriva de las corrientes y tensiones, el circuito ha sido eficazmente apantallado (la envolvente es una caja de aluminio estándar para circuitos electrónicos) y conectado a masa.



- 1- Sistema óptico
- 2- Circuito de demodulación

Figura 107
 Diagrama de bloques de giroscopio IFOG en lazo abierto con demodulación analógica

El conjunto del circuito de demodulación de señal constituye un sistema en lazo abierto cuyo esquema eléctrico se representa en la Figura 109. A la salida de la etapa 8 se obtiene una señal de tensión que es proporcional a la ratio de rotación ($V_{out1} = K_1 \Omega$). La etapa 9 es un circuito integrador que integra en el dominio del tiempo la señal de entrada, proporcional a la ratio de rotación. Por consiguiente, en su salida se obtiene una señal de tensión que es proporcional al ángulo de giro durante el período de integración ($V_{out2} = K_2 \theta$). Este interruptor sirve también para realizar un *reset del integrador* para realizar un *reset del integrador* cuando se desea iniciar un nuevo período de integración para evaluar nuevamente el ángulo de rotación correspondiente. El circuito de carga del condensador (C₄-R₇) tiene una constante de tiempo de 20000 s = 5,56 horas, debido al *efecto Miller* del amplificador de tensión. Este tiempo es suficiente para la mayoría de aplicaciones prácticas. El circuito de descarga del condensador de integración (C₄-R₉) tiene una constante de tiempo de 10 ms lo cual asegura una descarga suficientemente rápida del mismo. La resistencia R₈ de 200 K proporciona una realimentación negativa en continua que evita la saturación del OPAMP.

6.1.2 Cálculo y medición de parámetros de desempeño del modelo

En la Tabla 12 se recogen los valores típicos calculados y medidos de los principales parámetros característicos de desempeño de este prototipo (giroscopio IFOG en lazo abierto analógico).

Tabla 12. Parámetros de desempeño de prototipo IFOG en lazo abierto analógico

IFOG MODELO #1				
esquema de detección: LAZO ABIERTO; BIAS-phase-modulation: SINUSOIDAL; COMPENSATION-phase-modulation: SINUSOIDAL				
bobina detectora: $L = 1000$ m $D = 15$ cm $n_{core} = 1,460$ $\lambda = 1310$ nm				
Parámetro	Fórmula de cálculo	Valor calculado (*)	Valor medido	Unidad
Sensibilidad umbral (sensitivity)	$\Delta\Omega = \frac{2}{K_0 \sqrt{n_{ph} \eta t}}$ $\Delta\Omega = \frac{2}{K_0} \sqrt{\frac{e}{P_d R t}}$	0,068 (°/hr)	0,068 (°/hr)	(°/hr)
Rango dinámico (dynamic range)	$20 \log \left(\frac{\Omega_{max}}{\Omega_{min}} \right)$ $\Omega_{max} = \frac{\lambda c}{16 A N} \quad (\text{para } \phi_s = \pm \pi/2)$ $\Omega_{min} \approx \frac{\sqrt{h L_b}}{L D} \quad L_b = \frac{\lambda}{B} = \frac{\lambda}{ n_x - n_y }$	100 dB	100 dB	dB
Factor de escala (scale factor)	$K_0 = \frac{L D}{\lambda c} \quad (\text{open-loop})$	13,26	13,26	$\left(\frac{(\text{°/hr})}{mV} \right)$
Linealidad del factor de escala (scale factor linearity)	$\left(\frac{\Delta K_0}{K_0} \right)_{max} \times 10^6$	27500	<45070	ppm
Ancho de banda (bandwidth)	$B = \frac{1}{2 t_s}$	1000	1000	Hz
Ruido equivalente a la ratio de rotación (noise-equivalent rotation-rate)	$\frac{NE\Omega}{\sqrt{B}} = \frac{\lambda c}{2 \pi L D} \sqrt{\frac{2 h f}{P_d \eta}}$	≤ 0,03	≤ 0,03	$\left(\frac{(\text{°/hr})}{\sqrt{\text{Hz}}} \right)$

(*) IFOG de referencia: $L = 1000$ m, $D = 150$ mm, $N = 2122$, $\lambda = 1310$ nm, $P_d = 100 \mu\text{W}$, $R = 0,50$ A/W

6.1.3 Optimización del modelo

Las consideraciones de diseño para desempeño óptimo de este giroscopio IFOG son las siguientes: 1) utilización de fibra-óptica mono-modo de polarización mantenida (fibra PM) y 2) aplicación de una técnica especial de bobinado de la fibra óptica sobre la bobina detectora. La primera de las condiciones, aplicada sobre el polarizador de fibra, la bobina detectora y el modulador de fase PZT, hace posible la minimización de los efectos de *ruido de polarización* y de *polarización cruzada* entre modos perpendiculares, de manera que se maximiza la relación señal/ruido del giroscopio. La segunda condición consigue minimizar los *gradientes térmicos* en las diferentes capas de fibra de la bobina, con lo que se obtiene una buena protección frente al *efecto Shupe térmico*. Una descripción completa y detallada de este efecto puede ser consultada en la referencia [1]. Éste se produce cuando la bobina detectora de fibra-óptica del giroscopio se ve sometida a perturbaciones térmicas o tensionales debidas a un factor externo (fuente de calor, vibraciones, ultrasonidos). Estas perturbaciones causan variaciones temporales del índice de refracción a lo largo de la longitud de la fibra, causando una lectura errónea del giroscopio (puede llegar a ser del orden de 1°/hr para un incremento de temperatura de 1°C/min). La solución de este problema consiste en realizar el enrollado de la fibra en la bobina mediante una técnica especial de bobinado. Básicamente lo que se persigue es que los dos extremos de la bobina de fibra estén lo más cercanos posible. Además, puntos simétricos de la fibra respecto del centro de bobinado deberían estar separados menos de 1 mm. De esta manera se minimizan los gradientes térmicos a lo largo de toda su longitud. Por otro lado, una cementación regular de grupos de espiras sobre el carrete-soporte de la bobina asegura una protección efectiva frente a posibles gradientes de tensión mecánica que puedan surgir debido a la actuación de agentes externos (vibraciones y ruidos). Las posibles soluciones para un bobinado efectivo que minimiza el efecto Shupe térmico son dos: 1) bobinado dipolar y 2) bobinado cuadrupolar, La parte (a) de la Figura 108 representa la técnica de bobinado dipolar y la parte (b) de dicha figura, el bobinado cuadrupolar.

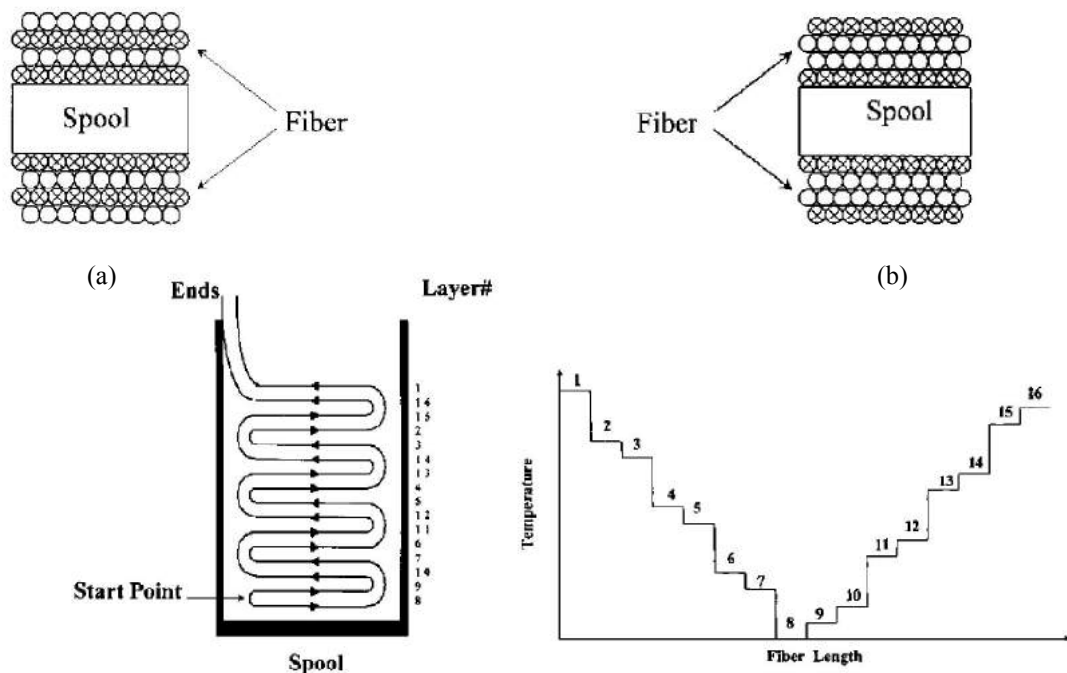
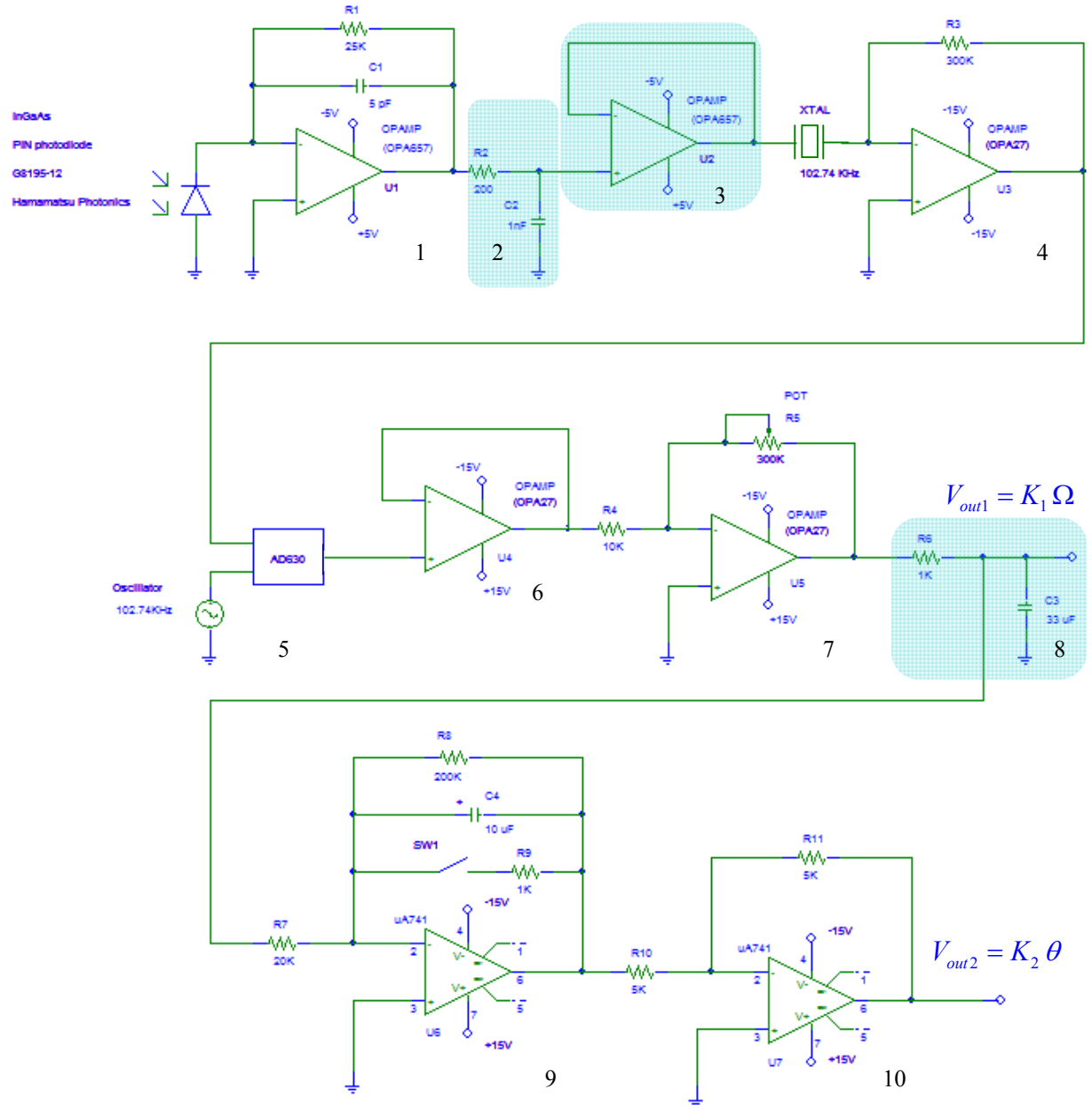


Figura 108

(a) Bobinado dipolar, (b) bobinado cuadrupolar, (c) disposición de 16 capas de bobinado cuadrupolar, (d) reparto simétrico de temperaturas en las 16 capas del bobinado cuadrupolar



- | | |
|---|--|
| 1- Amplificador de transimpedancia | 6- Separador de alta impedancia-seguidor de tensión |
| 2- Filtro pasivo paso-bajo (frecuencia de corte = 800 KHz) | 7- Amplificador de ganancia ajustable y bajo ruido |
| 3- Acoplador de impedancia (buffer)-seguidor de tensión de bajo ruido | 8- Filtro pasivo paso-bajo (frecuencia de corte = 4,82 Hz) |
| 4- Filtro activo paso-banda (frecuencia central = 102,74 KHz) | 9- Integrador activo |
| 5- Multiplicador analógico | 10- Amplificador-inversor |

Figura 109

Circuito electrónico para la demodulación de la señal de fotocorriente del diodo P-I-N (InGaAs). Las principales funciones electrónicas del circuito se muestran en recuadros (diagrama de bloques)

6.2 Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado analógico (analog-closed loop-IFOG)-MODELO 2

El conjunto óptico de este sistema es el mismo que el del prototipo anterior. Por tanto, el circuito de demodulación de la señal también es válido (modulación sinusoidal). Ahora se añade un circuito analógico de realimentación que genera una señal para la cancelación de fase [2]. Esta señal es sumada a la señal de modulación sinusoidal de referencia, mediante un circuito sumador al final del lazo de realimentación. La suma de estas dos señales de tensión es realimentada al modulador de fase (PM) del sistema óptico. En el fotodetector se produce la adición de fase de tres componentes: señal de modulación, señal de retro-alimentación y señal inducida por la rotación. El circuito de demodulación produce en su salida una señal proporcional a la ratio de rotación actual. El sistema de retroalimentación trabaja de forma que la señal de realimentación produzca en el sistema óptico una señal de fases igual y opuesta a la señal de fase inducida por la rotación (cancelación de fase). El resultado de este equilibrio se aprovecha para realizar la lectura de la señal de retroalimentación (señal de salida del giroscopio). Esta señal será proporcional a la ratio de rotación actual que es objeto de la medida.

6.2.1 Diseño del prototipo (MODELO 2)

El sistema óptico es el mismo que el del prototipo anterior, por lo que no haremos más hincapié en él. El circuito de demodulación de la señal óptica también es igual. Por lo que en este apartado solamente nos centraremos en la configuración y funcionamiento del circuito de retro-alimentación. Partiendo de la señal de salida V_S generada por el circuito de demodulación, ésta se introduce en el circuito analógico de retro-alimentación. Este circuito se encarga de generar una señal de tensión V_f proporcional y de sentido opuesto a la señal V_S . Después, ésta es incorporada mediante un sumador a la señal de modulación sinusoidal (amplificador operacional de salida U5). Finalmente, la suma de estas dos señales es aplicada al modulador de fase (PM) del sistema óptico. La cancelación de fase $\phi_T = \phi_S + \phi_f + \phi_{bias} = 0$ se produce en el sistema óptico, concretamente en el detector, donde tiene lugar la interferencia de las dos señales ópticas en contra-propagación. El conjunto funciona como un sistema realimentado, en el cual el bloque óptico seguido del circuito de demodulación actúan como sistema propiamente dicho y el circuito analógico de realimentación completa el lazo. El primer amplificador operacional (U1) actúa como elemento comparador-detector de error. Se compara la señal V_S con el valor 0 (que representa la cancelación de fase). A la salida se obtiene una tensión ε que respresenta la señal de error. Esta señal de error es procesada por un bloque regulador PI, constituido por dos amplificadores operacionales (U2 y U3), actuando U2 como controlador PI y U3 como inversor simple. La señal de salida resultante V_γ de este bloque es invertida nuevamene mediante el inversor simple U4, obteniéndose la señal $-V_\gamma$ necesaria para la cancelación de fase. Antes de pasar al sumador de salida U5, la señal $-V_\gamma$ es procesada mediante un elemento de retardo RC con el objeto de acomodar el tiempo de adquisición de un nuevo valor de la señal V_S a la salida del circuito de demodulación. Este tiempo está dominado fundamentalmente por la constante de tiempo del filtro RC de paso-bajo de salida del circuito de demodulación. Se calcula en un valor de $1500 \mu s$ ($\tau = 300 \mu s$). Por tanto, es suficiente ajustar un tiempo del mismo valor a la salida del circuito de realimentación mediante un retardador RC idéntico al conectado a la salida del circuito de demodulación. El cálculo que procede aquí es:

$$\tau = RC = 1K \times 300 nF = 300 \mu s \quad 5\tau = 5 \times 300 \mu s = 1500 \mu s \quad (6.5)$$

Si $V_s > 0$ entonces esta condición se asigna a rotación CW (sentido horario). En este caso, la tensión de error será positiva ($\varepsilon > 0$) y a la salida se produce la tensión $-V_\gamma$ que tendrá valor negativo. Después de pasar por el elemento de retardo, esta señal se aplica al circuito sumador de salida en forma de señal de tensión V_f .

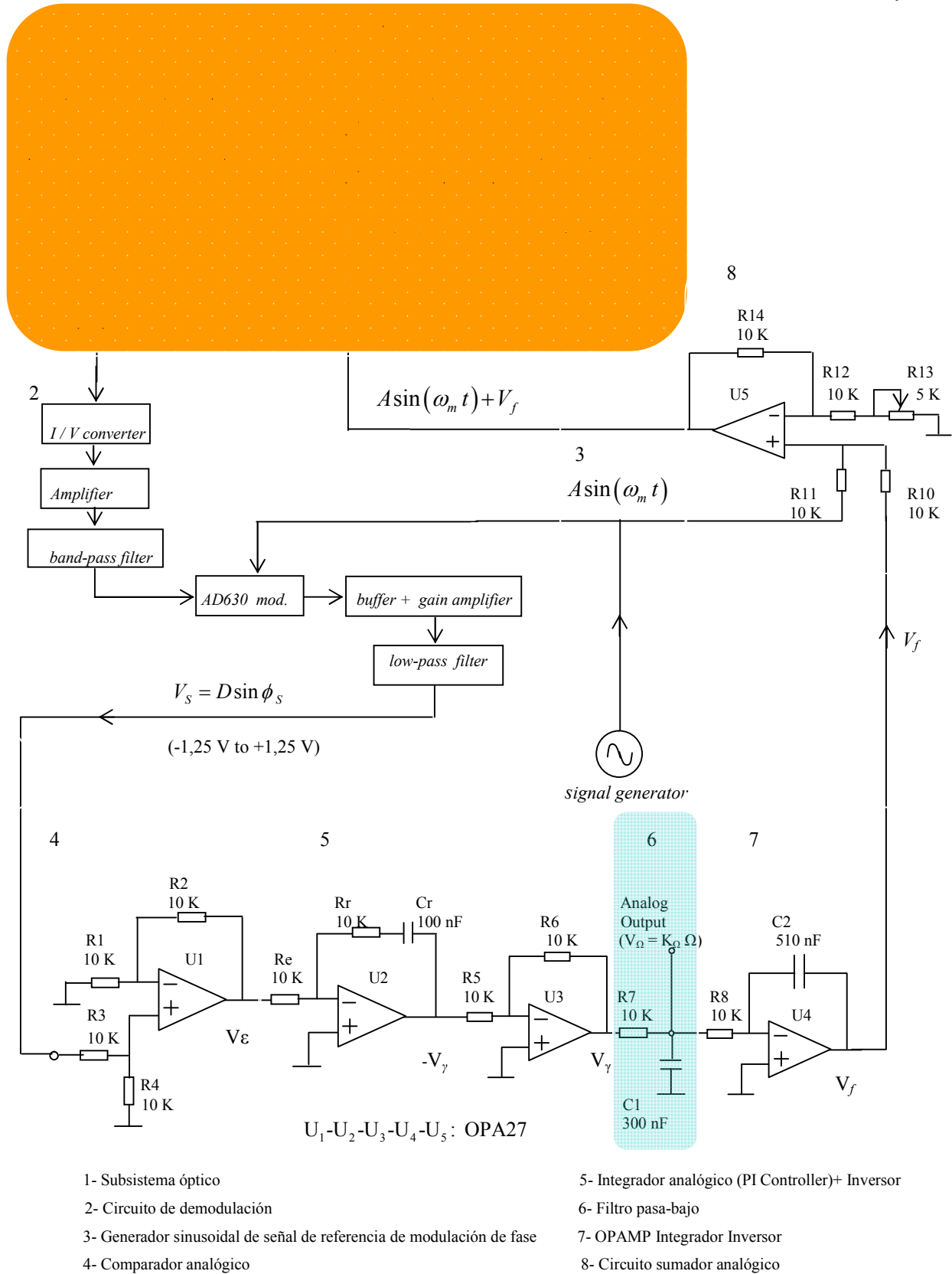


Figura 110

Diagrama de bloques de giroscopio IFOG en lazo cerrado con demodulación y realimentación analógicas

Al aplicar esta señal al modulador de fase, se genera una fase adicional ϕ_f que producirá la cancelación de fase. Cuando $V_s < 0$ esta condición se asigna a rotación CCW (sentido antihorario), la tensión de error será negativa ($\varepsilon < 0$) y a la salida se produce la tensión $-V_\gamma$ que, en este caso, tendrá valor positivo. El sistema completo está representado en la Figura 110 dada a continuación. La tensión V_f que se aplica al circuito sumador de salida también será positiva con el objeto de realizar la cancelación de fase. Cuando $V_s = 0$ esta condición se asocia a rotación nula, anulándose también las señales V_γ y V_f . En cualquiera de los casos, la señal de rotación (lectura *rotation rate readout*) se obtiene de la señal interna de tensión V_γ a la salida del filtro paso-bajo. Los parámetros de diseño del regulador PI integrado por los amplificadores operacionales U2 y U3 son $T_n = R_r C_r = 1000 \mu s$, $K_p = R_r/R_e = 1$ y $K_i = K_p/T_n = 1000 s^{-1}$. La frecuencia de corte de este regulador es $\omega_g = 1/T_n = 1000 Hz$.

6.2.2 Cálculo y medición de parámetros del modelo

En la Tabla 13 se recogen los valores típicos calculados y medidos de los principales parámetros característicos de desempeño de este prototipo (giroscopio IFOG en lazo cerrado con demodulación y realimentación analógicas).

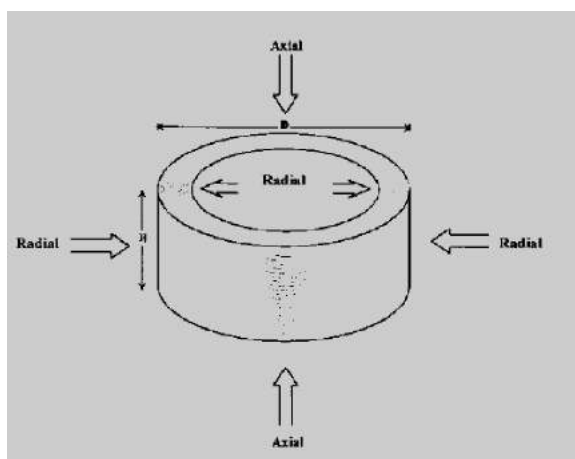
Tabla 13. Parámetros de desempeño de prototipo IFOG en lazo cerrado analógico

IFOG MODELO #2 esquema de detección: LAZO CERRADO; BIAS-phase-modulation: SINUSOIDAL; COMPENSATION-phase-modulation: SINUSOIDAL bobina detectora: $L = 1000 m$ $D = 15 cm$ $n_{core} = 1,460$ $\lambda = 1310 nm$				
Parámetro	Fórmula de cálculo	Valor calculado para IFOG de referencia (*)	Valor medido	Unidad
Sensibilidad umbral (sensitivity)	$\Delta\Omega = \frac{2}{K_0 \sqrt{n_{ph} \eta t}}$ $\Delta\Omega = \frac{2}{K_0} \sqrt{\frac{e}{P_d R t}}$	0,068 ($\frac{\circ}{hr}$)	0,068 ($\frac{\circ}{hr}$)	($\frac{\circ}{hr}$)
Rango dinámico (dynamic range)	$20 \log \left(\frac{\Omega_{max}}{\Omega_{min}} \right)$ $\Omega_{max} = \frac{\lambda c}{16 A N} \quad (\text{para } \phi_s = \pm \pi/2)$ $\Omega_{min} \approx \frac{\sqrt{h L_b}}{L D}$	160 dB	160 dB	dB
Factor de escala (scale factor)	$K = \frac{\Omega}{V_\Omega}$	13,15	13,15	($\frac{\circ}{hr}$) / (mV)
Linealidad del factor de escala (scale factor linearity)	$\left(\frac{\Delta K}{K} \right)_{max} \times 10^6$	8500	<45070	ppm
Ancho de banda (bandwidth)	$B = \frac{1}{2 t_s}$	1000	1000	Hz
Angulo de camino aleatorio (angle random walk)	$ARW = R_\theta = \sigma \sqrt{t}$	$\leq 0,01$	$\leq 0,01$	($\frac{\circ}{\sqrt{hr}}$)
Ruido equivalente a la ratio de rotación (noise-equivalent rotation-rate)	$\frac{NE\Omega}{\sqrt{B}} = \frac{\lambda c}{2\pi L D} \sqrt{\frac{2 h f}{P_d \eta}}$	$\leq 0,03$	$\leq 0,03$	($\frac{\circ}{hr}$) / (\sqrt{Hz})

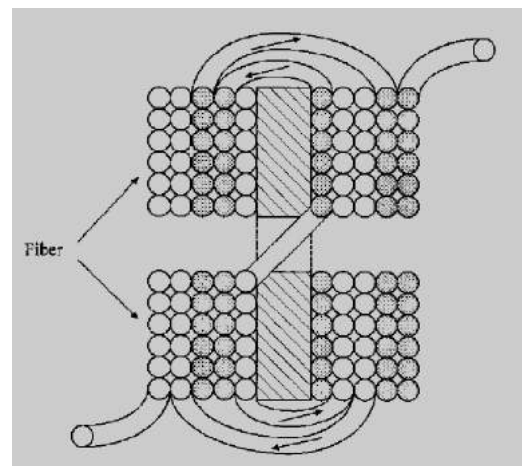
(*) IFOG de referencia: $L = 1000 m$, $D = 150 mm$, $N = 2122$, $\lambda = 1310 nm$, $P_d = 100 \mu W$, $R = 0,50 A/W$

6.2.3 Optimización del modelo

La bobina detectora debe ser de fibra-óptica PM (polarización mantenida) para minimizar las pérdidas por no-reciprocidad de la polarización. Para este diseño vamos a considerar una técnica especial de bobinado denominada *libre-de-cruzamientos* (crossover-free). Será muy adecuada para giroscopios con volumen restringido (giroscopios IFOG ultra-miniatura). La reducción de dimensiones de la bobina detectora de fibra-óptica, requiere bobinar un número adicional de capas, si no se quieren perder las características de desempeño del giroscopio. Sin embargo mayor número de capas, implica mayor número de cruces de la fibra para pasar de una capa a la consecutiva, con la consiguiente degradación de características, debido a la aparición de errores por no-reciprocidad de la fibra-óptica. El número de cruces de la fibra en la bobina es proporcional al producto de la longitud axial de la bobina y del número de capas. En cada cruce se producen efectos de dispersión por polarización, lo que, a su vez, causa errores por polarización no-recíproca. Ruffin y otros estudiaron bien este efecto [6]. En una bobina ultra-miniatura puede haber miles de puntos de asimetría de este tipo, Figura 111. La ventaja de un bobinado libre de cruzamientos tiene dos ventajas: 1) eliminación de los errores PNR (polarization non-reciprocal) y 2) eliminación casi total de los gradientes térmicos radiales y disminución severa de los gradientes térmicos axiales. La patente U.S. #5,781,301# proporciona todos los detalles de este bobinado [7]. La Figura 111 (a) representa los gradientes térmicos radiales y axiales en una bobina de giroscopio IFOG y la Figura 111 (b) el esquema de bobinado libre de cruzamientos. El bobinado comienza desde el centro de la bobina, como en un bobinado dipolar convencional. La primera capa consiste en una espiral compacta de vueltas de fibra bobinadas desde dentro hacia fuera, a partir de la parte interior del carrete. Entonces una segunda capa, imagen especular de la primera, es bobinada del lado opuesto del disco. Así sucesivamente, de manera que las secciones de fibra equidistantes del centro de la bobina sean imágenes especulares de las secciones de fibra situadas al lado opuesto del disco.



(a)



(b)

Figura 111

(a) Gradientes térmicos axial y radial en la bobina detectora del giroscopio IFOG. (b) Bobinado libre de cruzamientos apropiado para bobinas ultra-miniatura de giroscopios IFOG de reducidas dimensiones

6.3 Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado digital (digital-closed loop-IFOG)-MODELO 3

El sistema consiste en un conjunto optoelectrónico en configuración de lazo cerrado, tal como se puede ver en la representación de la Figura 112.

6.3.1 Descripción del prototipo (MODELO 3)

La *sección óptica* consta de una serie de elementos dispuestos en cadena abierta (fuente de luz, acopladores direccionales, polarizador, bobina detectora de fibra óptica, modulador de fase y detector). El elemento clave es la bobina detectora, en donde se produce el desfase ϕ_s de las dos ondas ópticas en contrapropagación cuando el sistema está sometido a rotación. Se aplica una modulación sinusoidal de fase mediante el modulador PM de niobato de litio (LiNbO₃). La sección óptica se complementa con un *sistema electrónico* que consta de una cadena de bloques en cascada (circuito de demodulación, circuito de desplazamiento de nivel, conversión A/D, regulación digital, conversión D/A, amplificación y suma analógica). Esta parte electrónica hace que el conjunto completo adquiera la *configuración de un lazo cerrado de regulación*. Para ello se utiliza una realimentación de la señal de fase ϕ_s inducida por la rotación (presente en la señal de salida del circuito de demodulación V_S) sobre un sistema regulador digital que incluye el elemento detector de error. Para proporcionar la señal de datos de entrada del regulador digital es necesario una conversión previa A/D de la señal V_S mediante el circuito integrado convertidor AD7714YN. El valor digital obtenido (16 bits) constituye la señal de comparación, que se compara con una señal de referencia fija (8000 h) almacenada en un registro del circuito integrado micro-controlador 89C51 MCU. Este circuito integrado hace las funciones de *elemento comparador* y *elemento regulador digital*. El resultado del procesamiento del micro-controlador es una señal de tensión digital de 14 bits que equivale al valor necesario ϕ_f de compensación de fase para realizar la cancelación de fase de la señal de rotación ϕ_s . Esta señal se vuelve a convertir en analógica mediante el circuito integrado convertidor LT1667CG (convertidor D/A). Como la señal de salida producida en este circuito es una corriente, hace falta un amplificador de transimpedancia OP27 para convertirla nuevamente en tensión. El resultado de esta conversión es V_f .

En una configuración IFOG de lazo cerrado se debe cumplir:

$$\phi_T = \phi_s + \phi_f \quad (6.5)$$

siendo:

ϕ_T = fase total del giroscopio

ϕ_s = desplazamiento de fase de Sagnac (inducido por la rotación)

ϕ_f = desfase de realimentación

La señal ϕ_f está representada en términos de tensión equivalente por la tensión V_f , es decir, se cumplirá:

$$\phi_f = \alpha V_f \quad (6.6)$$

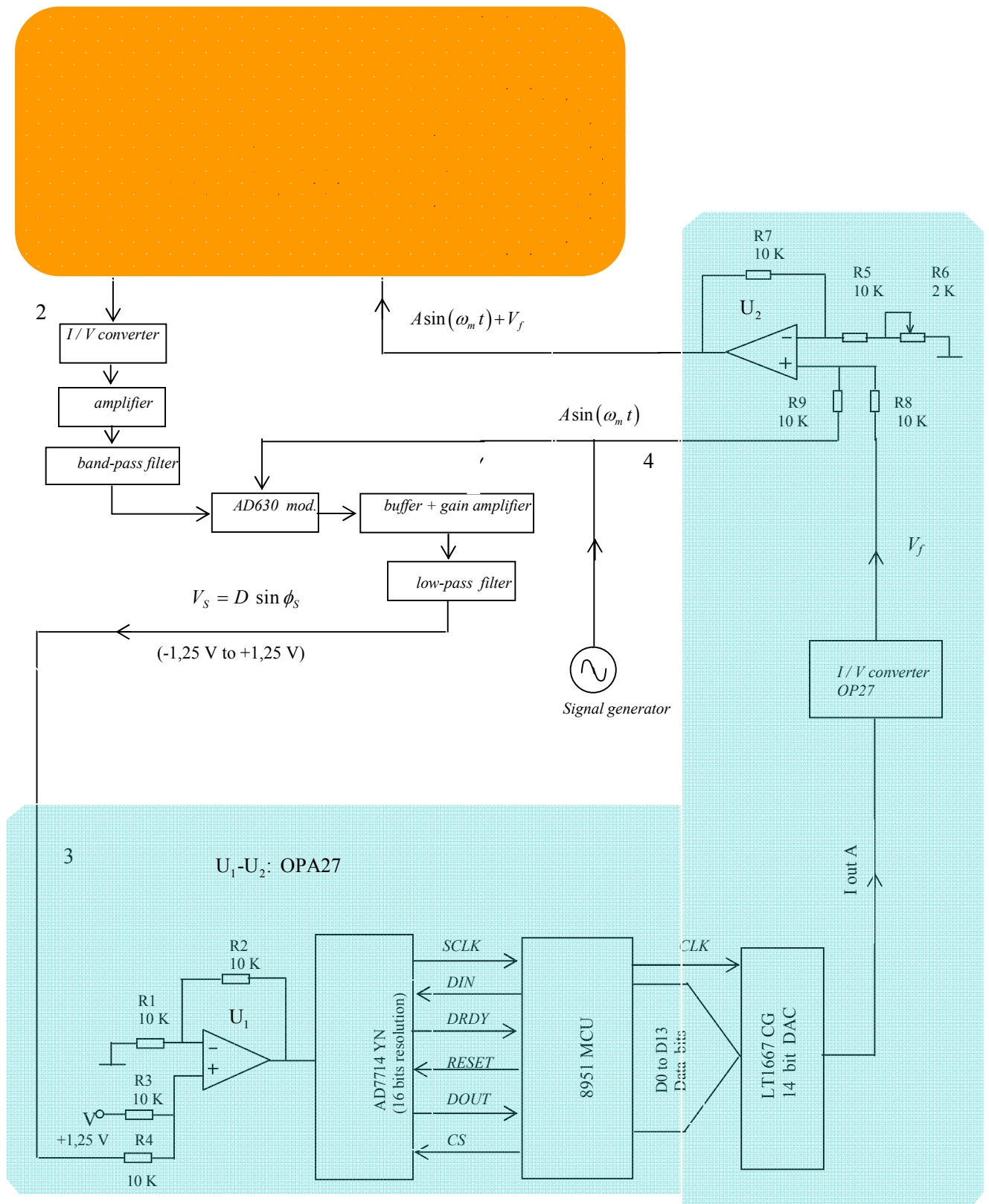
siendo α una constante que depende de parámetros opto-electrónicos constructivos del giroscopio. Considerando la señal ϕ_T como señal de error del sistema, esta señal de error debe ser llevada a cero por la actuación del

sistema de regulación (*phase nulling, cancelación de fase*). En el sistema propuesto, la cancelación de fase es llevada a cabo mediante un algoritmo implementado en el micro-controlador. La ecuación general generada es:

$$\phi_r = \phi_s + \alpha(V_f + 2) \quad (6.7)$$

El término 2 se añade para realizar un desplazamiento de nivel de la tensión. De esta manera se va a operar sobre valores de tensión siempre positivos y los valores digitales equivalentes no tienen que tener en cuenta el signo de la tensión V_f . El algoritmo establece una correspondencia del intervalo $[-1,25\text{V}, +1,25\text{V}]$ de valores de V_s con el intervalo invertido $[+2\text{V}, -2\text{V}]$ de valores de V_f . Para operar con valores positivos, el intervalo correspondiente a V_s se desplaza hacia arriba $+1,25\text{V}$, convirtiéndose en el intervalo $[0\text{V}, +2,50\text{V}]$ y el intervalo correspondiente a V_f se desplaza hacia arriba $+2\text{V}$, convirtiéndose en el intervalo invertido $[+4\text{V}, 0\text{V}]$. El valor de rotación nula ($V_s = 0\text{V}$) en la escala desplazada corresponde al valor $+1,25\text{V}$ que se codifica en hexadecimal como 8000 h. Este valor se corresponde con $V_f = 0\text{V}$ que en la escala desplazada es de $+2\text{V}$, equivalente en hexadecimal al valor 2000 h. Valores $V_s > 0\text{V}$ corresponden a rotación en sentido CW. El micro-controlador compara el valor hexadecimal actual en su entrada de datos con el valor 8000 h almacenado en el registro, si aquél es mayor que éste, entonces discrimina el sentido de rotación CW. Además, elabora un dato hexadecimal de salida que será el que corresponde a la señal V_f . En este caso será $V_f < 0\text{V}$ al que corresponderá un valor $< +2\text{V}$ en la escala desplazada y, por tanto, un valor hexadecimal $< 2000\text{h}$. Valores $V_s < 0\text{V}$ corresponden a rotación en sentido CCW. En este caso, el micro-controlador discrimina el sentido de rotación CCW, porque el valor hexadecimal actual en su entrada de datos será menor que 8000 h. El dato hexadecimal de salida corresponderá a un valor $> +2\text{V}$ y, por tanto, será $> 2000\text{h}$. Este análisis está representado gráficamente en la Figura 113. Cuando la rotación es de sentido CW, el convertidor A/D envía al micro-controlador un dato hexadecimal mayor que 8000 h, que corresponde a una tensión $> +1,25\text{V}$. El micro-controlador discrimina rotación CW e inicia una cuenta descendente desde el valor 2000 h (valor correspondiente a tensión $+2\text{V}$ de rotación nula) hacia 0000 h ($= 0\text{V}$, máxima rotación en sentido CW). La cuenta hacia atrás se detendrá en el valor que corresponda entre 2000 h y 0000 h, teniendo en cuenta el cálculo que haya resultado del segundo término de la ecuación (6.7). Este valor de la cuenta expresado en hexadecimal representa el desplazamiento ϕ_f de fase de retroalimentación que debe ser añadido a ϕ_s para lograr la cancelación de fase. Cuando se haya logrado la cancelación de fase, la salida del convertidor A/D será de nuevo 8000 h ($= +1,25\text{V}$) y el micro-controlador habrá finalizado la cuenta hacia atrás. Entonces, el valor de la cuenta se transferirá al registro-buffer serie del micro-controlador y la fase total permanecerá constante en el valor $\alpha \times 2$ según la ecuación (6.8). Cuando el giroscopio se mantiene estacionario (rotación nula), la salida del micro-controlador será 2000 h (correspondiente a $+2\text{V}$, ratio de rotación nula). Cuando la rotación es de sentido CW, la ecuación de cancelación que se genera es:

$$\phi_r = \phi_s^{CW} - \alpha V_f + \alpha \times 2 \quad (6.8)$$



- 1- Sistema óptico
- 2- Circuito de demodulación
- 3- Circuito de retro-alimentación
- 4- Generador de señal sinusoidal para la modulación de fase

Figura 112

Diagrama de bloques de giroscopio IFOG en lazo cerrado con demodulación analógica y realimentación digital

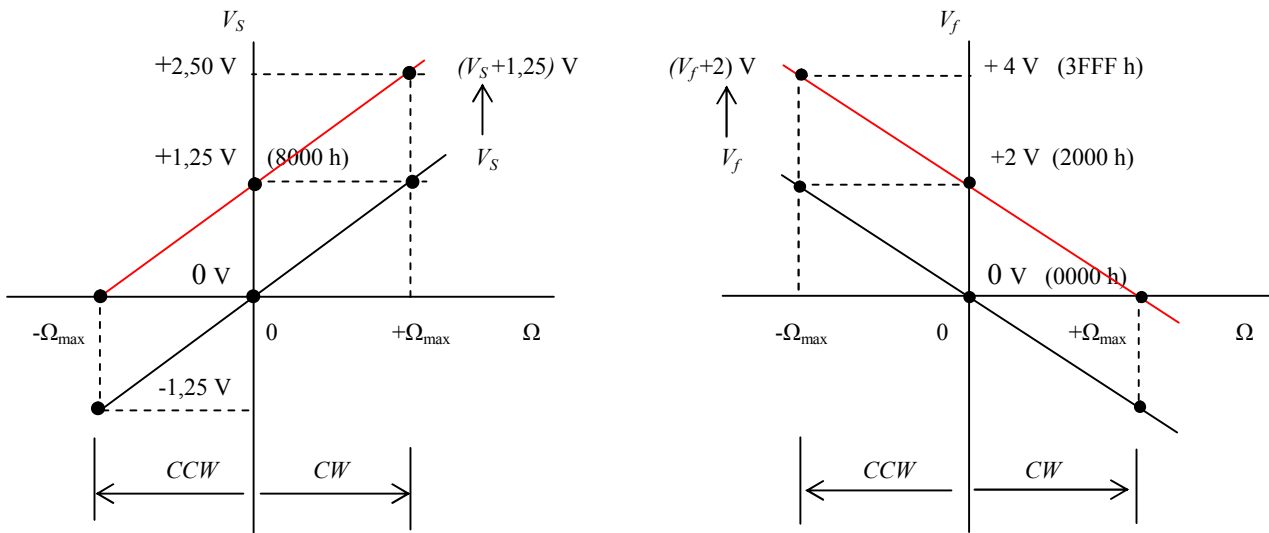


Figura 113

Intervalos correspondientes de valores de las tensiones analógicas de entrada y de salida en el bloque de regulación digital

Cuando la rotación es de sentido CCW, la ecuación de cancelación que se genera es:

$$\phi_T = \phi_S^{CCW} + \alpha V_f + \alpha \times 2 \tag{6.9}$$

En este caso, el convertidor A/D envía al micro-controlador un dato hexadecimal menor que 8000 h (= + 1,25 V) proporcionado por el circuito de demodulación. El micro-controlador discrimina rotación CCW e inicia una cuenta ascendente comenzando en el valor 2000 h (= + 2 V) hacia el valor 3FFF h (= + 4V) enviando cada cuenta al convertidor D/A con la señal de sincronización de reloj (CLK). Una vez que se haya llegado a la cancelación de fase, según la ecuación (6.9), la entrada del convertidor A/D será de nuevo +1,25 V. El dato 8000 h (= +1,25 V) entrará al registro de entrada del micro-controlador y en ese instante éste detendrá la cuenta hacia adelante en el valor que corresponda a la ratio de rotación medida. El valor de esta cuenta se almacena en el registro-buffer serie y estará disponible como dato para un enlace serie de salida (por ejemplo vía protocolo RS232). Este dato representará el valor digital de la ratio de rotación. De nuevo, en este instante la fase total permanecerá constante en el valor $\alpha \times 2$ según la ecuación (6.9).

Cada valor de la tensión de salida del convertidor I/V que se desvíe de +2,00 V (lo que ocurrirá en presencia de una rotación CW ó CCW) es una señal de error definida como error de retro-alimentación V_f . Teniendo en cuenta las ecuaciones (6.8) y (6.9) y que $\phi_S^{CW} = -\phi_S^{CCW} = \phi_S$ se puede calcular el valor del parámetro α que relaciona la tensión de error V_f con el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_S como sigue:

$$\alpha = \frac{\phi_S}{V_f} \tag{6.10}$$

El factor de escala SF (scale factor) del giroscopio, definido como la relación entre la ratio de rotación Ω y la tensión de error de retro-alimentación V_f valdrá:

$$SF_{\text{closed-loop}} = \frac{\Omega}{V_f} \left(\frac{\left(\frac{\circ}{\mathbf{h}} \right)}{m\mathbf{V}} \right) \quad (6.11)$$

El rango total de tensión de polarización del modulador de fase es de 4,00 V. Como el convertidor D/A elabora 16383 pasos de tensión (14 bits de resolución), a cada paso corresponderá un impulso de tensión de valor 244 μV . La constante de tiempo (RC) a la salida del filtro paso-bajo del circuito demodulador está por debajo de 200 μs . El micro-controlador se mantiene en estado de no-operación (NOP) durante 610 μs después de que el paso de fase es transferido al modulador PZT. De esta manera, la salida del circuito de demodulación adquiere suficiente nivel de voltaje DC debido a la constante de tiempo del filtro paso-bajo. Teniendo en cuenta que la duración total del ciclo de muestreo y operación lectura-escritura del convertidor A/D es de 360 μs , se hace crítica la sincronización del convertidor D/A con este tiempo y con el tiempo de detección de la bobina detectora (del orden de 4,87 μs). Esto se consigue ajustando el ciclo de máquina del micro-controlador 8951 MCU al valor de 1 μs , utilizando los registros de funciones especiales (TMOD, TCON, TH0 y TL0) con reloj de 11,0592 MHz.

A continuación se describen una serie de medidas que conviene tener en cuenta en el diseño de la placa de circuito impreso. Estas medidas persiguen evitar, en todo lo posible, la generación de tensiones de ruido, la aparición de acoplamientos inductivos y capacitivos entre las diferentes partes del circuito y el amontonamiento de componentes en la placa, de esta manera, el funcionamiento del circuito será óptimo:

- *Utilización de tarjetas multi-placa.* En placas de alta densidad de componentes, una distribución del circuito en varias placas de doble-cara, contribuirá a disminuir la interferencia mutua entre los mismos. En particular, la placa de alimentación eléctrica debería estar situada en posición intermedia, para disminuir la inductancia parásita. Además, servirá de pantalla protectora si se realizan en ella los blindajes por puesta a tierra y se acortarán los trayectos de las señales, contribuyendo a minimizar la interferencia cruzada entre señales (en particular, las de alta frecuencia).
- *Disminución de pistas curvadas.* Las pistas entre las patas de los componentes deben ser rectas y no curvadas. De esta manera se reducirá la emisión de radiación electromagnética para señales de alta frecuencia y el acoplamiento cruzado entre pistas.
- *Disminución de número de huecos por pista.* En un circuito de alta frecuencia debe minimizarse el número de huecos para componentes por cada pista. Las pistas con recorrido paralelo provocan acoplamiento capacitivo e inductivo entre las mismas. Debería disponerse una pista intermedia de masa entre ambas, con el objeto de minimizar el acoplamiento.
- *Puesta a tierra (masa) eficiente.* Debería realizarse una pista de puesta a tierra periférica en la placa para señales especiales, tales como la de reloj de sistema. Ello beneficiará el trabajo en alta velocidad del mismo. Cerca de cada circuito integrado, debería disponerse un condensador de desacoplo. La puesta a tierra analógica y la puesta a tierra digital, si deben ser comunes, deben enlazarse mediante una autoinductancia de choque de alta frecuencia. Además, el punto central de esta autoinductancia debe conectarse a la pista de tierra.

6.3.2 Cálculo y medición de parámetros del modelo

En la Tabla 14 se recogen los valores típicos de cálculos y mediciones realizados sobre este prototipo de giroscopio IFOG (lazo cerrado digital).

Tabla 14. Parámetros de desempeño de prototipo IFOG en lazo cerrado digital

IFOG MODELO #3 esquema de detección: LAZO CERRADO; BIAS-phase-modulation: SINUSOIDAL; COMPENSATION-phase-modulation: DIGITAL-μC bobina detectora: $L = 1000$ m $D = 15$ cm $n_{core} = 1,460$ $\lambda = 1310$ nm				
Parámetro	Fórmula de cálculo	Valor calculado para IFOG de referencia (*)	Valor medido	Unidad
Sensibilidad umbral (sensitivity)	$\Delta\Omega = \frac{2}{K_0 \sqrt{n_{ph} \eta t}}$ $\Delta\Omega = \frac{2}{K_0} \sqrt{\frac{e}{P_d R t}}$	0,068 (°/hr)	0,068 (°/hr)	(°/hr)
Rango dinámico (dynamic range)	$20 \log \left(\frac{\Omega_{max}}{\Omega_{min}} \right)$ $\Omega_{max} = \frac{\lambda c}{16 A N} \quad (\text{para } \phi_s = \pm \pi/2)$ $\Omega_{min} \approx \frac{\sqrt{h L_b}}{L D} \quad L_b = \frac{\lambda}{B} = \frac{\lambda}{ n_x - n_y }$	165 dB	165 dB	dB
Factor de escala (scale factor)	$K = \frac{\Omega}{V_s}$	7,50	7,50	$\left(\frac{°}{hr} \right) / \left(\frac{mV}{mV} \right)$
Linealidad del factor de escala (scale factor linearity)	$\left(\frac{\Delta K}{K} \right)_{max} \times 10^6$	5500	<31700	ppm
Ancho de banda (bandwidth)	$B = \frac{1}{2 t_s}$	1000	1000	Hz
Angulo de camino aleatorio (angle random walk)	$ARW = R_\theta = \sigma \sqrt{t}$	≤0,01	≤0,01	$\left(\frac{°}{\sqrt{hr}} \right)$
Ruido equivalente a la ratio de rotación (noise-equivalent rotation-rate)	$\frac{NE\Omega}{\sqrt{B}} = \frac{\lambda c}{2\pi L D} \sqrt{\frac{2 h f}{P_d \eta}}$	≤0,03	≤0,03	$\left(\frac{°}{hr} \right) / \left(\frac{1}{\sqrt{Hz}} \right)$

(*) IFOG de referencia: $L = 1000$ m, $D = 150$ mm, $N = 2122$, $\lambda = 1310$ nm, $P_d = 100$ μW, $R = 0,50$ A/W

R = responsivity (InGaAs photodetector) (~0,50±1 A/W)

t = averaging time, s

n_{ph} = number of photons/s

η = quantum efficiency (≤ 1)

h = h-parameter of optical-fibre (~ 10^{-4} m⁻¹)

$h = 6,624 \times 10^{-24}$ Js = cte. de Plank $e = 1,6 \times 10^{-19}$ C

P_d = power at the detector, μW

A = area enclosed by fiber-optic coil, m²

L = total length of fiber-optic sensing coil, m D = diameter of fiber-optic coil, m

Γ = spectral linewidth, ancho de banda espectral de línea, nm (~50 nm)

f = frequency, Hz

σ = rms value of rate-noise white spectrum ($\leq 0,01$)

t_s tiempo de muestreo (sample time), s

L_b = longitud de batido, m

K_0 = open-loop scale-factor (calculated by $K_0 = \frac{4 D L}{\lambda c}$)

6.3.3 Optimización del modelo

Un diseño optimizado y de coste competitivo para este modelo consiste en utilizar *un circuito integrado óptico multifunción (MIOC, Multifunctional Integrated Optic Circuit)* que integra en un solo dispositivo varios componentes ópticos del diseño original. El modulador electro-óptico integrado de niobato de litio (LiNbO_3) es el primer paso para la integración del circuito óptico. El segundo elemento que se puede integrar es el acoplador direccional a la bobina detectora de fibra, mediante una configuración en unión-Y (Y-junction). El polarizador también puede ser integrado mediante un acoplador de prisma-fibra pulida (3-dB tap on prism out-coupling). También se puede obtener mediante una capa delgada de recubrimiento metálico sobre la guía-onda base de entrada de la Y-unión ó con un guía-ondas mono-modo fabricado por intercambio protónico. El resultado de la integración de las tres funciones (modulador de fase, polarizador, acoplador direccional) da lugar a un circuito integrado óptico multifunción (MIOC) cuyas principales ventajas respecto del diseño convencional son la reducción dimensional y el menor coste. Esto puede ser muy útil en aplicaciones críticas en donde se requiera un modelo de giroscopio IFOG miniatura. Lefèvre et al. ([8], [9], [10]) describen un diseño óptimo basado en un circuito integrado óptico fabricado sobre un sustrato de LiNbO_3 de forma paralelogramo-romboidal con las caras de acoplamiento inclinadas para evitar el efecto de la retro-reflexión, Figura 114 (a). El modulador de fase consiste en tres electrodos metálicos (oro, plata) depositados sobre la superficie del sustrato y paralelos a los dos canales guía-ondas de titanio difundidos en el cristal. Estos canales están configurados en unión-Y. En realidad, este diseño supone instalar dos moduladores de fase, uno por cada canal. Aunque ambos moduladores se pueden polarizar separadamente ([3], [4], [5]), resulta muy efectivo utilizar una polarización común mediante la *conexión denominada push-pull* (conexión eléctrica de los dos electrodos externos). El voltaje de control se aplica entre el electrodo central y el par de electrodos externos, generando desplazamientos de fase con polaridades opuestas en los dos canales guía-ondas y, por tanto, multiplicando por dos la diferencia de fase de las dos ondas ópticas en contra-propagación. Este resultado es muy útil en la operación en lazo cerrado, puesto que con ello se mejora sustancialmente la linealidad del factor de escala. Por otro lado, el corte-pulido en bisel de los bordes de acoplamiento del circuito integrado (ángulo de 10°) elimina casi por completo (-60 dB) la retro-reflexión Fresnel en la interfaz guía-ondas/fibra-óptica. Consecuentemente, el eje de cada fibra óptica de salida acoplada a tope al borde del circuito integrado debe inclinarse unos 15° para acoplarse con el canal guía-ondas, limitando de esta manera las pérdidas por acoplamiento.

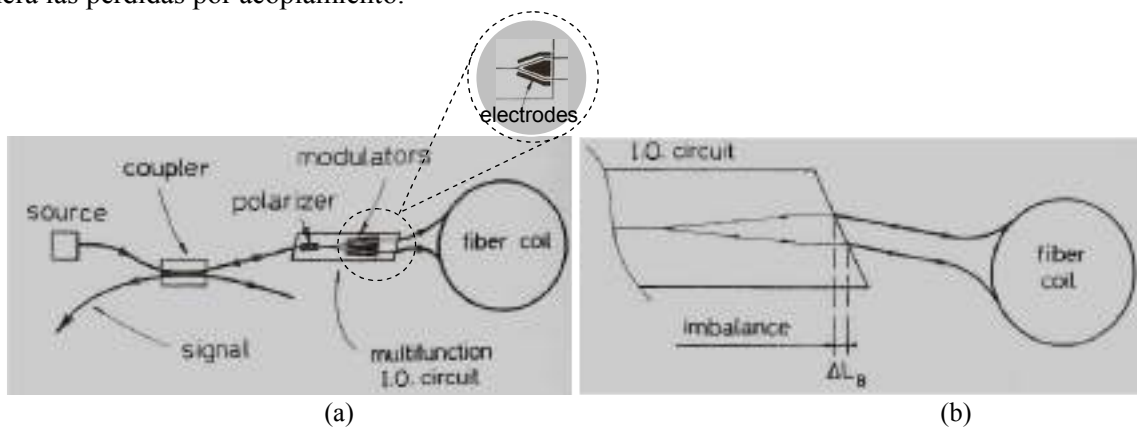


Figura 114

(a) Circuito integrado multifunción MIOC para giroscopio IFOG, (b) ángulo de bisel del circuito integrado

6.4 Patentes IFOG

En esta sección se realiza el análisis de cuatro patentes, las dos primeras asignadas a la firma Honeywell Inc. y las dos siguientes a la firma Northrop Grumman.

6.4.1 Patente U.S. # 5,137,357 (Honeywell Inc.)

Se trata de una configuración en lazo cerrado con conmutación de la modulación de fase entre dos moduladores situados en los extremos de la bobina detectora, Figura 115. La onda de modulación de fase es un diente de sierra analógico o digital. Una alternativa de este diseño es la modulación de fase mediante un único modulador situado al final de la bobina detectora, Figura 116. En ambos casos, la modulación de fase utiliza una onda en diente de sierra de amplitud fija y frecuencia controlable para cancelar el desplazamiento de fase inducido por la rotación. Para unas condiciones determinadas de inicialización, el valor del cambio de frecuencia de esta rampa sirve como medida de la ratio de rotación, y el signo de este cambio puede indicar la dirección de la rotación [3], [4]. En ausencia de rotación, existen varios valores de frecuencia de la rampa, incluyendo cero, para los que la salida del giroscopio es anulada. La utilización de frecuencia cero como punto de inicialización (setpoint) tiene la ventaja de que es independiente de los parámetros físicos del giroscopio. El inconveniente es que, si se invierte el sentido de la rotación, debe invertirse también la polaridad de la rampa, para evitar manejar frecuencias negativas. Además, si la inversión de la rampa es imperfecta, pueden aparecer errores importantes de factor de escala a bajas velocidades de rotación. Para evitar estos inconvenientes, se puede elegir una frecuencia no nula f_0 de cancelación de fase como punto de inicialización.

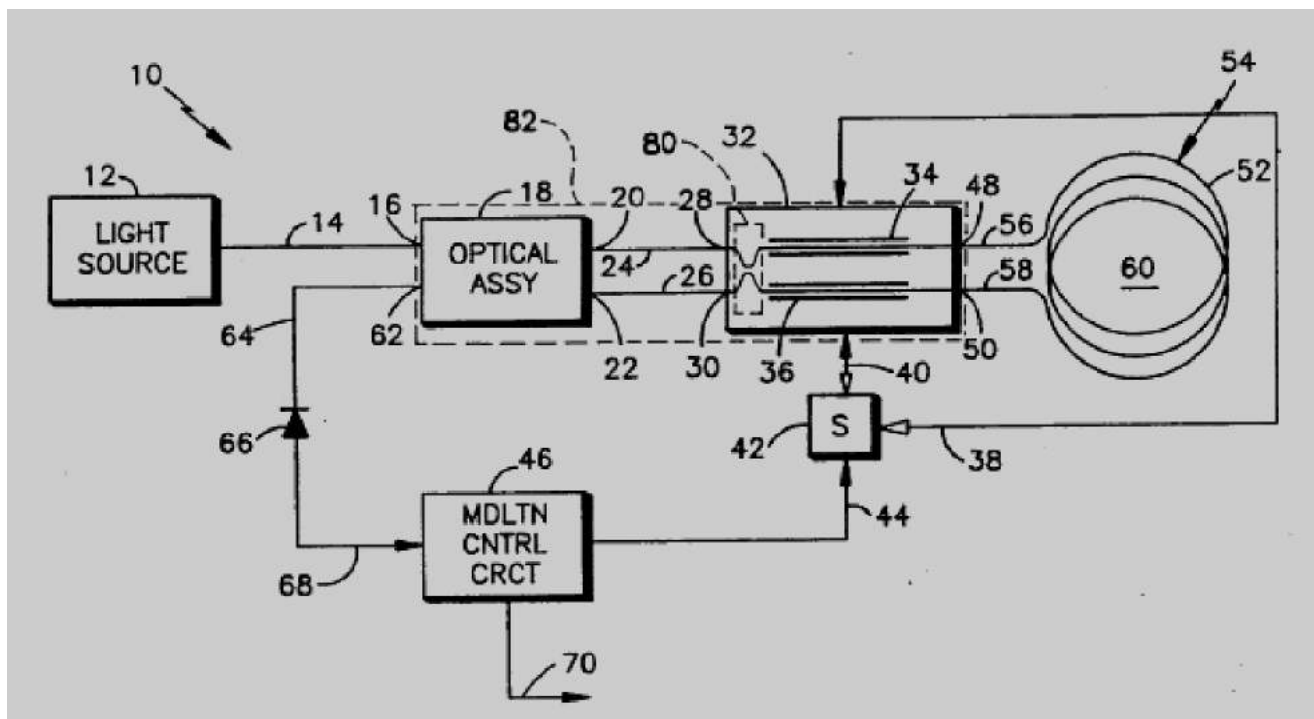


Figura 115

Patente U.S. # 5,137,357 (Honeywell Inc.) (registrada en 1990). Primer diseño (doble modulador de fase)

Entonces, en presencia de rotación, la diferencia entre la frecuencia f necesaria para la cancelación de fase y la frecuencia f_0 de inicialización, representa la medida de la ratio de rotación y constituye la señal de salida del giroscopio. Además, si f_0 es suficientemente grande, la rampa de frecuencia permanece positiva, incluso a altas velocidades de rotación y se evitan las inversiones de polaridad de la rampa dependientes de la ratio de rotación.

Refiriéndose al primer diseño, Figura 115, el sistema óptico incluye una fuente de luz (diodo láser ó fuente superluminiscente) (12), un conjunto óptico de entrada (18), un conjunto óptico modulador de fase (32), una bobina detectora de fibra-óptica (54) y un fotodetector (66). Los módulos ópticos de entrada (18) y de modulador (32) se integran en un dispositivo óptico integrado (IOD, Integrated Optics Device) (82). Los enlaces entre los componentes del sistema óptico son realizados mediante guía-ondas de fibra-óptica mono-modo. Los dos moduladores de fase están simétricamente colocados respecto del centro de la bobina detectora de fibra. Los moduladores son excitados alternativamente por una forma de onda en diente de sierra (rampa analógica o digital). La frecuencia de la rampa se controla mediante una señal de retro-alimentación procedente del fotodetector, hasta conseguir una señal óptica de intensidad fija en la entrada de éste, cuando la bobina detectora se ve sometida a rotación. El sistema óptico es complementado por un módulo electrónico que incluye los circuitos de modulación-demodulación (46) y un módulo electrónico conmutador (42). Ambos constituyen el sistema de retro-alimentación para la operación en lazo cerrado. Durante la operación, el circuito de control de modulación (46) controla alternativamente los moduladores a través del conmutador (42) con una señal de modulación presente en las líneas (38) y (40), respectivamente. La salida del circuito de control de modulación representa la señal de salida del giroscopio y está presente en la línea (70).

La operación de este giroscopio está fundamentada en la siguiente descripción. Si el giroscopio está en reposo, el valor de la frecuencia necesario para la cancelación de fase (setpoint) será f_0 (se hace igual a un múltiplo entero de la frecuencia natural de oscilación del lazo sensitivo f_e , ecuación $f_e = 1/2\tau$). Cuando el giroscopio se encuentra sometido a una ratio de rotación R , la frecuencia necesaria para la cancelación de fase cambiará a un nuevo valor f_1 , cumpliéndose:

$$R = K(f_1 - f_0) \quad (6.12)$$

siendo K un factor de proporcionalidad. Si ahora, manteniendo el mismo valor absoluto de la ratio de rotación R , se conmuta la señal de modulación al otro modulador (34), situado en el otro extremo de la bobina detectora, la polaridad efectiva de la diferencia de fase entre las dos ondas en contra-propagación se verá invertida y será necesario un nuevo valor f_2 de la frecuencia para conseguir la cancelación de fase, verificándose:

$$-R = K(f_2 - f_0) \quad (6.13)$$

Combinando las ecuaciones (6.12) y (6.13), se obtiene:

$$f_1 - f_2 = \frac{2R}{K} \quad (6.14)$$

lo que demuestra que la diferencia de frecuencias ($f_2 - f_1$) duplica la sensibilidad del giroscopio a la ratio de rotación y es independiente de la frecuencia de inicialización f_0 . Otra ventaja de este diseño es que la frecuencia f_0 puede ser fácilmente determinada por la suma de las frecuencias f_1 y f_2 :

$$f_1 + f_2 = 2f_0 \tag{6.15}$$

La línea de salida del circuito de control de modulación (70) proporciona la señal de salida de la ratio de rotación.

La Figura 116 muestra un diseño alternativo más sencillo que prescinde de uno de los moduladores (34) y del conmutador electrónico (42) correspondientes al primer diseño. Ahora solamente se aplica señal de modulación a un modificador (36), aunque el principio de operación es similar. Si el giroscopio permanece en reposo, la frecuencia de cancelación de fase será f_0 . Cuando el giroscopio se ve sometido a una ratio de rotación R, la frecuencia necesaria para la cancelación de fase cambiará a un primer valor f_1' , cumpliéndose:

$$R = K(f_1' - f_0) \tag{6.16}$$

Si R permanece constante y la polaridad eléctrica de la señal aplicada al modificador se invierte, entonces también resultará invertida la diferencia de fase entre las dos ondas en contra-propagación. Será necesario un segundo valor de frecuencia f_2' para la cancelación de fase, verificándose:

$$-R = K(f_2' - f_0) \tag{6.17}$$

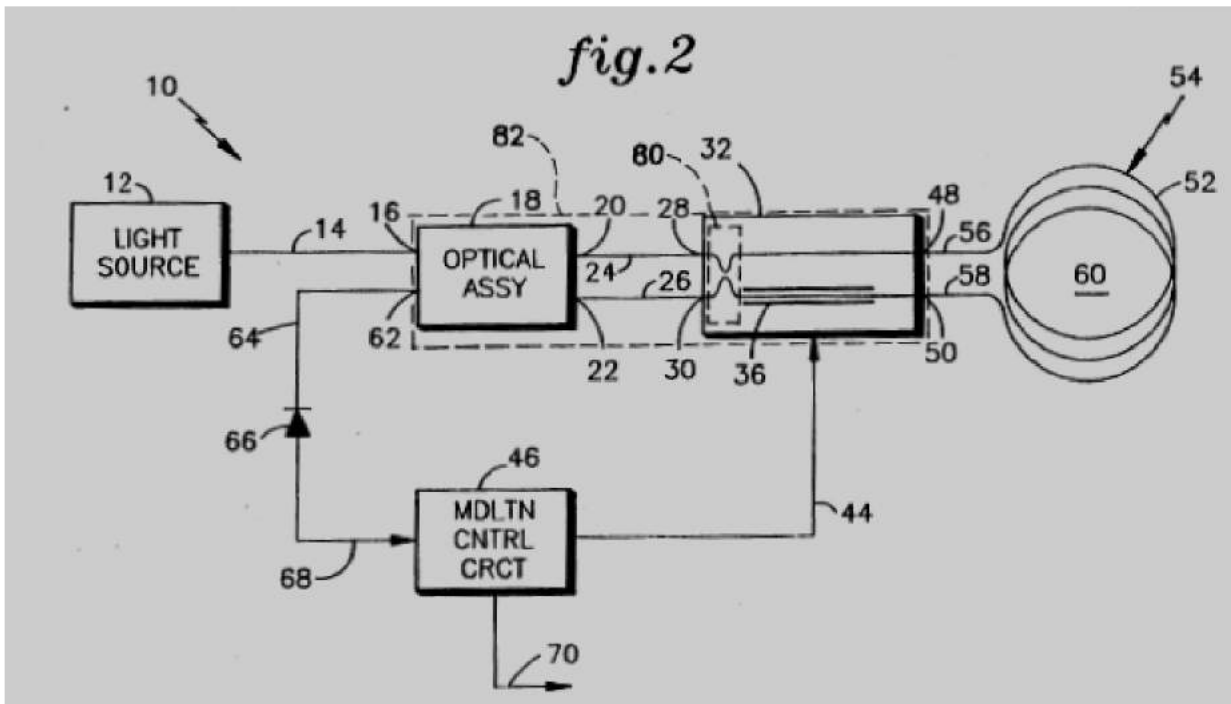


Figura 116
 Patente U.S. # 5,137,357 (Honeywell Inc.) (registrada en 1990). Segundo diseño (un solo modulador de fase)

El sistema óptico consta de una fuente de luz (108), un dispositivo óptico acoplador-circulador (110), un circuito integrado óptico multifuncional IOC (112), una bobina detectora de fibra-óptica mono-modo (114) y un sistema fotodetector (128). Los enlaces de conexión entre estos componentes ópticos son pequeñas longitudes de fibra óptica. La fuente de luz (108) es una fuente de banda ancha, tal como un diodo semiconductor superluminiscente o un láser de fibra óptica dopada con erbio, que proporciona radiación electromagnética en la parte del infrarrojo cercano del espectro (850 nm, 1310 nm, 1550 nm). Esta fuente tendrá una longitud de coherencia espacial pequeña para minimizar los efectos de la dispersión Rayleigh en la bobina de fibra óptica. El sistema fotodetector (128) es un fotodiodo PIN de InGaAs que presenta su máxima responsividad a la longitud de onda de 1550 nm. Este fotodiodo genera una fotocorriente de salida en respuesta a la luz que recibe en su entrada óptica.

Cuando el sistema está en operación, la fuente de luz transmite luz hacia el dispositivo acoplador-circulador. Éste, a su vez, la transmite hacia el circuito integrado óptico previo a la bobina detectora de fibra. También transmite luz de retorno hacia el sistema fotodetector. En una variante de este diseño, el acoplador dirige una parte de la luz de salida hacia un segundo fotodetector en paralelo, para conseguir la reducción de ruido de intensidad relativa (RIN, Relative Intensity Noise). La luz de entrada en el IOC es dividida en dos ondas, una que se propaga en sentido horario y otra que se propaga en sentido anti-horario, a través de la bobina detectora. Ambas ondas después de haber recorrido la bobina y pasar por el IOC, retornan y entran nuevamente en sentido opuesto en el acoplador. Aquí, las dos ondas se combinan en una sola por interferencia, incidiendo en el sistema fotodetector mediante un enlace de fibra. El sistema fotodetector genera una señal de fotocorriente en respuesta a la luz incidente. La señal de fotocorriente es procesada por el bloque electrónico de procesamiento (Signal Processing Electronics). Este bloque determina la medida de la ratio de rotación del sistema, basándose en el análisis de la señal de fotocorriente generada (efecto Sagnac).

El fundamento de la operación del sistema es conseguir que haya un acoplamiento de potencia óptica constante en la entrada del sistema fotodetector. Esto se alcanza por la actuación combinada de dos subsistemas: el servosistema de corriente de fuente (Light Source Current Servo) (102) y el procesador de señal de control de intensidad (Intensity Control Signal Processing) (105). El subsistema (105) incluye: 1) un procesador (133) (tres posibles variantes: FPGA, ASIC ó micro-controlador), que realiza las funciones digitales de demodulación de la señal y de acumulación de palabra digital, 2) un convertidor D/A (136) y 3) un amplificador de señal (138). La salida del subsistema (105) es la señal de control de intensidad (Intensity Control Signal) que es una señal de tensión de continua DC y que debe ser constante e independiente de la luz de entrada en el fotodetector cuando el sistema permanece midiendo una ratio de rotación estable. El procesador (133) proporciona una salida al convertidor D/A (139) que generará la señal utilizada como modulación de fase en el IOC (112). La señal de salida de fotodetector (134) es amplificada (130) y digitalizada por el convertidor A/D (132). Esta señal digitalizada es procesada por el procesador (133) para realizar el cálculo de la palabra digital correspondiente al valor de la intensidad de control. Ésta última es convertida nuevamente en valor analógico mediante el convertidor D/A (136), se amplifica (138), convirtiéndose en la señal de control de intensidad (150) que será la señal de entrada en el subsistema (102). El subsistema (102) comprende: 1) un amplificador comparador (142), 2)

un filtro de ultra-paso-bajo (144) y 3) una unidad de control de corriente de fuente (146). El subsistema (102) recibe como entrada la señal de control de intensidad (150). El amplificador-comparador (142) compara esta señal con un voltaje de referencia estable V_{ref} (140), que representa un valor de consigna de la potencia óptica nominal sobre el sistema fotodetector (128). El sistema combinado (105) y (102) actúa de manera que la señal de error (desviación) resultante tiende a llevarse a valor nulo. La salida del amplificador-comparador (142) es filtrada por el filtro ultra-paso-bajo (144) para minimizar las oscilaciones de corta duración, tales como el ruido de cuantización en la potencia óptica. Esta salida filtrada es alimentada a la unidad de controlador de corriente de fuente (146) para ajustar la potencia de la fuente de luz (108), manteniendo, de esta manera, una potencia óptica constante en el sistema fotodetector (128), igual al valor de consigna ajustado por el valor de referencia V_{ref} .

En resumen, este sistema es capaz de variar lenta y continuamente la corriente de fuente para mantener una potencia óptica constante en la entrada del sistema fotodetector, sin introducir errores de paso ni ruido de cuantización significativo. La capacidad de proporcionar potencia óptica constante al sistema fotodetector permite al sistema tener en cuenta las pérdidas de luz en alguno de los componentes ópticos del giroscopio. También sirve para estabilizar la relación señal-ruido del sensor a un valor deseado de operación. Otra ventaja de este diseño es que una potencia óptica constante en el fotodetector elimina la inestabilidad del factor de escala, al ser éste directamente proporcional a aquella. Por otro lado, la capacidad del sistema de operar a baja potencia óptica reduce la inestabilidad de la modulación de fases debida a efectos ópticos no-lineales. Finalmente, el servosistema de corriente de fuente crea un sistema estable con pequeño ancho de banda, evitándose errores de salto introducidos por ajustes repentinos de la potencia óptica.

6.4.3 Patente U.S. # 4,735,506 (Northrop-Grumman)

La compañía Northrop-Grumman es el nuevo nombre de la anterior Litton Guidance & Control Systems a la que pertenece la patente de giroscopio IFOG que se describe a continuación. Se trata de una configuración en lazo cerrado analógico, cuyo sistema óptico incluye una fuente de luz coherente, dos acopladores direccionales, tres polarizadores lineales, tres controladores de polarización, un modulador de fase, un desplazador de frecuencia, una bobina detectora y un fotodetector. El sistema completo está representado en diagrama de bloques en la Figura 118. Los estados de polarización de las dos ondas en contra-propagación son controlados, de manera que, en ausencia de rotación, ambas atraviesan caminos ópticos idénticos antes de recombinarse para formar un patrón de interferencia. En presencia de rotación del lazo sensitivo, el modulador de fase y el desplazador de frecuencia generan un desplazamiento de fase entre las dos ondas en contra-propagación. El fotodetector recoge el patrón de interferencia formado por la combinación de las dos ondas y proporciona una señal de fotocorriente al demodulador coherente, que es el que controla el modulador de fase. Otra salida del demodulador coherente es llevada al circuito de un lazo de servo-regulación que controla el oscilador controlado por voltaje. La salida de éste es una señal oscilatoria cuya frecuencia es igual al desplazamiento de frecuencia que experimentan las dos ondas en contra-propagación al atravesar el desplazador de frecuencia. El circuito de retro-alimentación ajusta el desplazamiento de frecuencia para anular la diferencia de fase entre las dos ondas en contra-propagación. El desplazamiento de frecuencia está relacionado linealmente con la frecuencia de la señal de salida del oscilador

controlado por voltaje. Cada ciclo de la señal de salida del oscilador controlado por voltaje corresponde a un incremento fijado de desplazamiento angular del lazo sensitivo. La ratio de rotación del lazo sensitivo es una función del desplazamiento de frecuencia y del tiempo de tránsito a través del mismo. Este sistema determina la ratio de rotación y el desplazamiento angular sobre un amplio rango dinámico, midiendo la frecuencia y los cruces por cero de la señal de salida del oscilador controlado por voltaje.

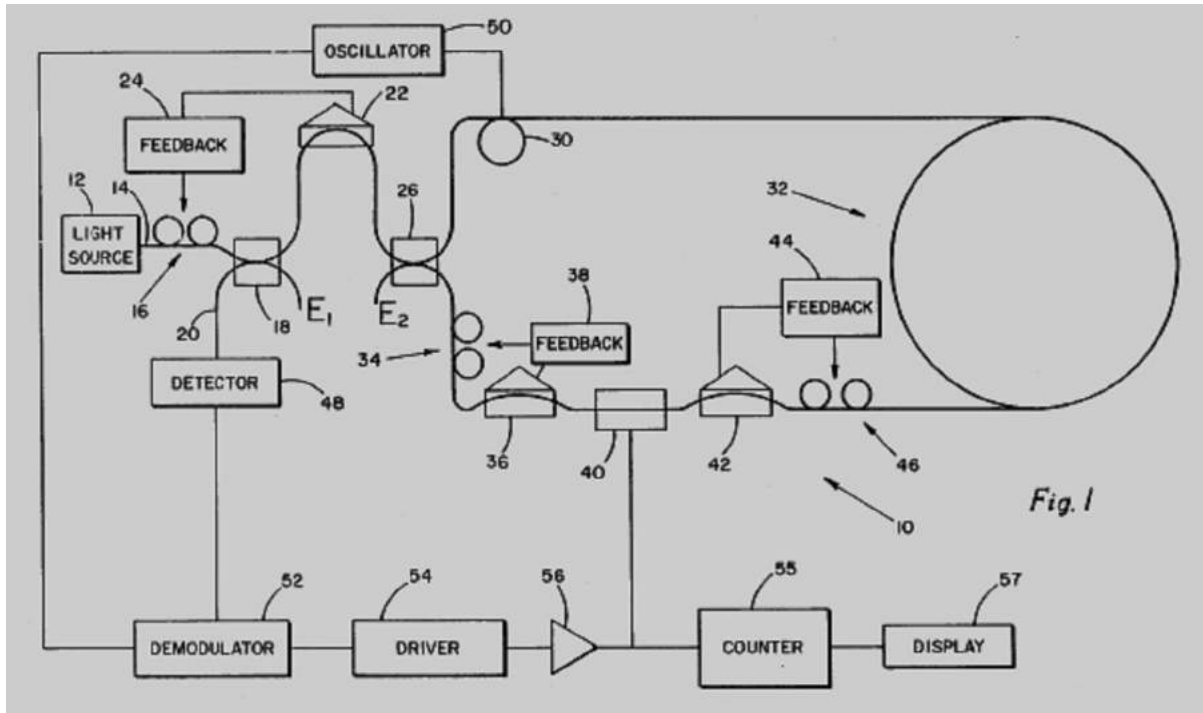


Figura 118
 Patente U.S. # 4,735,506 (Northrop-Grumman) (registrada en 1985). Diagrama de bloques

El ciclo de operación se explica a continuación. La luz procedente de la fuente de baja coherencia (12) pasa a través de un enlace de fibra-óptica (14) al puerto 1 del controlador de polarización (16). Éste proporciona una polarización predeterminada a la luz que sale por su puerto 2, para entrar después en el acoplador direccional (18) a través de su puerto 1. Éste es un acoplador 50/50, de manera que la mitad de la luz de entrada se acopla a través del puerto 2, yendo hacia el polarizador lineal (22) y la otra mitad se acopla a través del puerto 4 y se pierde por la salida E_1 . El polarizador lineal (22) se selecciona para que la luz con un estado de polarización lineal deseado se propague hacia delante a través de un enlace de fibra, mientras que la luz que no está en este estado de polarización sea rechazada y no pueda salir por el mismo. Esta parte de luz desacoplada representa un pérdida de intensidad de la señal. Consecuentemente, el polarizador (22) incluye un circuito electrónico de retroalimentación (24) que produce una señal de error indicativa de la intensidad de luz en estado de polarización no deseado. La señal de error es aplicada al controlador de polarización (16) como señal negativa de retroalimentación para realizar el ajuste del mismo, de manera que, a la entrada del polarizador lineal (22) haya luz polarizada en el estado deseado. Esta señal de luz polarizada se propaga a través del polarizador lineal (22) hacia el puerto 1 de un segundo acoplador direccional (26), que también es 50/50. La luz que sale por el puerto 2 es la

onda que recorrerá más tarde el lazo sensitivo (32) en sentido horario (clockwise), después de haber pasado por el modulador de fase (30). La luz que sale por el puerto 4 del acoplador direccional (26), acoplamiento cruzado, es la onda que recorrerá el lazo sensitivo en sentido anti-horario (counter-clockwise), incidiendo a continuación sobre un segundo controlador de polarización (34). Esta luz entra en el polarizador lineal (36) para volver a seleccionar un estado de polarización deseado. La componente de luz en otro estado de polarización es rechazada, no acoplándose a la fibra-óptica de salida del polarizador lineal. El circuito de retro-alimentación (38) procesa la intensidad de luz de polarización no deseada, produciendo una señal de error (señal de retro-alimentación negativa) que es aplicada al controlador de polarización (34). Éste se encarga entonces de hacer mínima aquella intensidad de luz. La luz en estado de polarización seleccionado sale del polarizador lineal (36) y se propaga hacia el desplazador de frecuencia (40). Después de haber pasado por éste, entra en un nuevo polarizador lineal (42), cuya función es análoga a la del polarizador (36), consiguiéndose a la salida un segundo estado de polarización deseado. Este nuevo estado de polarización seleccionado es ortogonal al anterior, debido a la actuación del desplazador de fase y a que el polarizador lineal (42) se ajusta con él. La luz que sale del polarizador lineal (42) entra en el controlador de polarización (46) y después atraviesa el lazo sensitivo (32) y el modulador de fase (30) para acoplarse al puerto 2 del acoplador direccional (26). La onda en sentido horario (clockwise) atraviesa el lazo sensitivo (32) en sentido opuesto a la onda de sentido antihorario (counterclockwise). Después se propaga a través del controlador de polarización (46) y del polarizador lineal (42). El circuito de retro-alimentación (44) procesa la intensidad de luz de polarización no deseada de la onda horaria (clockwise), produciendo una señal negativa de retro-alimentación que se aplica al controlador de polarización (46). La parte de luz con la polarización deseada se propaga hacia el desplazador de frecuencia (40), el polarizador lineal (36) y el controlador de polarización (34) antes de entrar por el puerto 4 del acoplador direccional (26). El polarizador (36) no tiene efecto sobre la onda horaria saliente del desplazador de frecuencia (40). La mitad de la onda horaria que entra en el puerto 4 del acoplador direccional (26) se acopla directamente al puerto 3 de éste y se combina coherentemente con la onda antihoraria que entra por el puerto 2 y que se acopla por acoplamiento cruzado con el puerto 3, perdiéndose por ser éste una salida muerta. La otra mitad de la onda horaria entrante por el puerto 4, se acopla por acoplamiento cruzado al puerto 1 y se combina con la onda antihoraria que se acopla directamente con éste desde el puerto 2. Estas dos ondas combinadas interfieren y producen un patrón de interferencia en el sistema fotodetector (48), después de haber pasado por el polarizador lineal (22) que rechaza la polarización no deseada. La parte de la luz seleccionada se propaga hacia el puerto 2 del acoplador direccional (18). La mitad de la luz que entra por el puerto 2 se acopla por acoplamiento cruzado con el puerto 3, incidiendo posteriormente en el fotodetector (48).

El oscilador (50) proporciona señal al modulador de fase (30) y al demodulador coherente (52). Éste también recibe señal del fotodetector (48), indicativa del desplazamiento de fase de Sagnac entre las dos ondas en contra-propagación. La señal electrónica de salida del demodulador coherente (52) es aplicada al circuito electrónico de un lazo de servo-regulación (54) que es el encargado de controlar el oscilador controlado por tensión (56). Una parte de la señal de salida del oscilador controlado por tensión (56) es aplicada al desplazador de frecuencia (40). El resto de la señal conforma la señal de salida del sistema giroscópico y es indicativa de la ratio de rotación y del desplazamiento angular del lazo sensitivo. Un contador up-down (55) de doble canal cuenta los cruces por cero de

la señal, produciendo una indicación de la cuenta mediante un display (57) que representa la lectura de la ratio de rotación.

6.4.4 Patente U.S. # 5,598,489 (Northrop-Grumman)

Es un diseño que incluye una bobina detectora de fibra-óptica de polarización mantenida (PM) en modo de despolarización y que, además, presenta la ventaja de minimizar el efecto Faraday magneto-óptico sobre la misma. Opcionalmente, en un diseño alternativo (menos exigente respecto a características de desempeño), se puede utilizar una bobina de fibra-óptica mono-modo convencional, con el consiguiente ahorro en coste del sistema completo.

El sistema óptico comprende: 1) una fuente de señal óptica de banda ancha, 2) un acoplador direccional 2×2 en fibra-óptica, 3) un circuito integrado óptico multifunción (MIOC), 4) dos sistemas despolarizadores realizados en fibra-óptica mono-modo de polarización mantenida (PM), 5) una bobina detectora en fibra-óptica mono-modo y 6) un sistema fotodetector. La Figura 119 representa un diagrama de bloques del sistema completo. La entrada y la salida de la bobina detectora de fibra-óptica consisten, respectivamente, en secciones de fibra PM (polarización mantenida) de alta birrefringencia. Ambas secciones poseen dos ejes principales de birrefringencia, mutuamente perpendiculares entre. Análogamente, las dos salidas del circuito integrado óptico son, respectivamente, dos secciones de fibra PM, poseyendo dos ejes principales de birrefringencia, mutuamente perpendiculares entre sí. El circuito integrado óptico (MIOC) incluye un polarizador lineal, un separador de haz en configuración Y-junction y un modulador de fase. La función del polarizador lineal es polarizar linealmente las señales ópticas que se dirigen hacia la bobina detectora. Las secciones de salida del circuito MIOC (fibra PM) están dispuestas de manera que, las señales ópticas de salida (polarizadas linealmente) del mismo, se acoplan directamente sobre uno de los ejes principales de birrefringencia de ellas, respectivamente. Para acoplar las secciones de salida del MIOC con las secciones de entrada de la bobina detectora, se utilizan empalmes de fibra fundida. Estos empalmes están dispuestos de forma que los ejes principales de birrefringencia de las respectivas secciones que se unen (MIOC, bobina detectora) forman entre sí ángulos de 45° . El empalme superior está realizado a una distancia L_1 (y el inferior a L_2) con respecto a los puntos de salida superior e inferior, respectivamente, del MIOC. De esta manera, se produce un cambio de fase determinado en la onda óptica que viaja desde el punto de salida del MIOC hasta el punto de empalme. La finalidad del ángulo de decaído de 45° entre los ejes principales de birrefringencia de ambas secciones de fibra es doble: 1) la despolarización de la onda óptica que viaja hacia la bobina detectora, 2) la supresión de la sensibilidad a campos magnéticos axiales y transversales en la bobina detectora debida al efecto Faraday magneto-óptico.

El principio de operación es como sigue. La luz procedente de la fuente (28) entra en el MIOC (44), quedando polarizada linealmente, después de atravesar el polarizador lineal (52). La Y-junction (50) del MIOC realiza la función de separador de haz. De esta manera, cada salida del MIOC saca una señal óptica con la misma intensidad. Las dos guías-onda (47) y (48) del MIOC están rodeadas de sendos electrodos, constituyendo un modulador de fase electro-óptico. Por tanto, las dos ondas ópticas que salen del MIOC han sufrido la

correspondiente modulación de fase. La sección superior de fibra PM que sale del MIOC (54) está conectada a éste, de manera que la onda óptica de salida, polarizada linealmente, se acopla al eje de birrefringencia de polarización paralela de la misma. Como las secciones de fibra PM (54) y (24), unidas en el empalme (58), tienen los ejes principales de birrefringencia formando 45° entre sí, la onda horaria (clockwise) que se acopla a la bobina detectora (12) queda despolarizada.

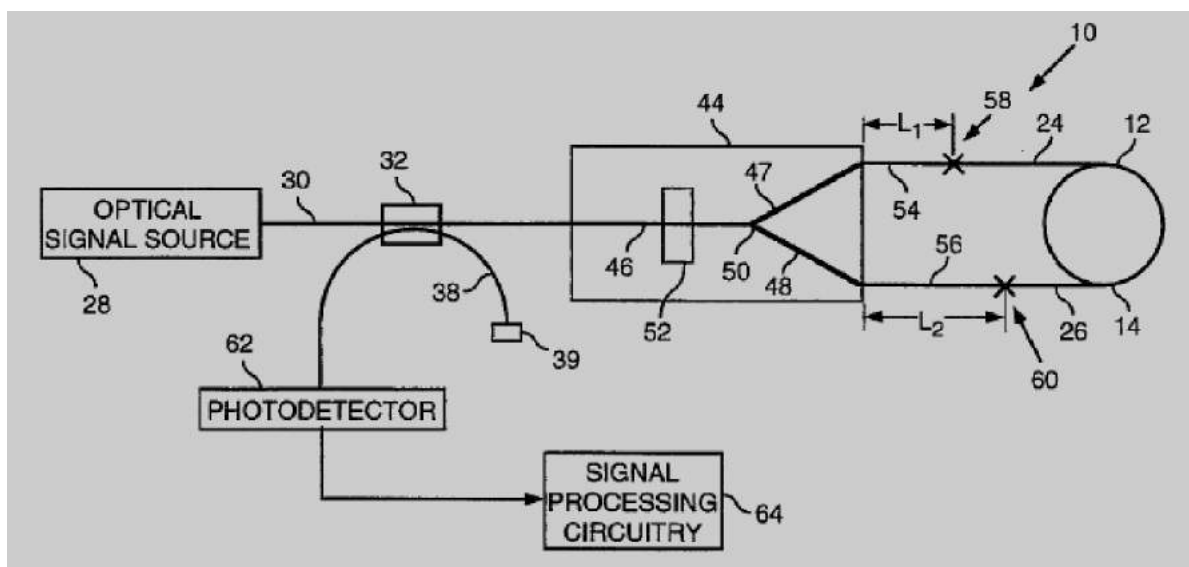


Figura 119

Patente U.S. # 5,598,489 (Northrop-Grumman) (registrada en 1994). Diagrama de bloques

Análogamente, la onda óptica que sale por el puerto de salida inferior del MIOC, linealmente polarizada, se acopla al eje de birrefringencia de polarización paralela de la sección de fibra PM correspondiente (56) y, dado que las secciones de fibra (56) y (26), unidas en el empalme (60), tienen sus ejes principales de birrefringencia formando 45° entre sí, la onda óptica anti-horaria (counter-clockwise) que se acopla a la bobina detectora (12) queda despolarizada. Otro efecto favorable del decalaje de ejes principales de birrefringencia en ambos empalmes de fibra PM, es que la sensibilidad de la bobina detectora a campos magnéticos transversales resulta reducida. Además, las distancias L_1 y L_2 pueden ser ajustadas de tal manera que la sensibilidad de la bobina detectora a ambas componentes del campo magnético (transversal y axial) puede ser reducida. También es posible ajustar estas distancias de manera que la sensibilidad resulte reducida para la componente transversal y amplificada para la componente axial. Esta última posibilidad proporciona un medio de medir campos magnéticos a lo largo de la dirección axial de la fibra-óptica.

6.5 Prototipo de giroscopio DFOG en lazo cerrado analógico (despolarización de onda)-MODELO 4

6.5.1 Configuración del sistema óptico

Este diseño está basado en la patente U.S. # 5,598,489 registrada por G. A. Pavlath en 1994 y asignada a la empresa Northrop Grumman Inc. (U.S.A), referencias [11] y [12], respectivamente. Los componentes del sistema óptico de este giroscopio se representan en la Figura 120. La fuente de luz es un diodo superluminiscente (SLD, Super-Luminiscent-Diode) que trabaja en longitud de onda de 1310 nm con un perfil espectral gaussiano de bajo rizado, potencia de 22 mW. Para esta unidad se ha utilizado la referencia comercial SLD1024S de Thorlabs, con encapsulado en montaje DIL-14 pin con conectorización FC/APC y realizado en fibra óptica convencional. Esta unidad lleva un termistor integrado para realizar el control de la temperatura, de manera que se pueda conseguir la estabilización de la potencia en el rango espectral. Con la estabilización de temperatura, el encapsulado del chip no debe sobrepasar una temperatura máxima de 65°C. El acoplador óptico direccional es de cuatro puertos (configuración 2×2), con ratio de salida 50/50, realizado con técnica de pulido lateral de la fibra-óptica y una pérdida de inserción de 0,60 dB. El polarizador lineal, situado a la salida del acoplador direccional de entrada-salida, es realizado en fibra-óptica de polarización mantenida PMF (Polarization-Maintaining-Fiber) con una longitud de 2,50 m, pérdidas de inserción de 0,1 dB y un valor PER (Polarization-Extinction-Ratio) > 50 dB. El circuito óptico integrado IOC (Integrated-Optics-Chip) realiza las funciones de acoplador óptico direccional de entrada en la bobina detectora de fibra y de modulador de fase PM (Phase-Modulator). En un diseño más avanzado, el polarizador lineal puede incorporarse en la guía-ondas de entrada del circuito integrado, obviando de esta manera el polarizador discreto y contribuyendo, de esta forma, a reducir el espacio total ocupado por el sistema óptico.

El modulador de fase (PM) es de tipo electro-óptico, quedando integrado en canales guía-onda obtenidos por difusión de Ti sobre un sustrato de niobato de litio (LiNbO₃). La región PM (Phase-Modulator) del integrado incluye dos pares de electrodos situados simétricamente respecto del eje central del bloque. Los puertos de salida del IOC se conectan a las cabezas de fibra-PM de los despolarizadores Lyot (longitudes L₁ y L₂, respectivamente). Estos despolarizadores están realizados en fibra-óptica de polarización mantenida (PMF, Polarization-Maintaining-Fiber), empalmando dos segmentos de la misma con longitudes apropiadas, de manera que los ejes de birrefringencia de ambos formen ángulos de 45°. Las ondas de retorno CW (clockwise) y CCW (counterclockwise) procedentes de la bobina detectora se recombinan en el acoplador Y-Junction situado a la entrada del integrado. La bobina detectora consiste es un bobinado en técnica quadropolar de 300 m de fibra-óptica mono-modo convencional del tipo comercial SMF28, en arrollamiento sobre un carrete de diámetro medio 8 cm. Esta fibra óptica presenta las siguientes características estructurales: fibra-óptica de índice de salto, material-base = sílice fundida (fused-silica), revestimiento externo = acrilato, diámetro de núcleo = 8,2 μm, diámetro de recubrimiento = (125±0,7) μm, diámetro de revestimiento externo = (245±5) μm, con los siguientes parámetros ópticos: n_{core} = 1,467, n_{cladding} = 1,460, NA = 0,143, atenuación máxima ≤ 0,35 dB/Km a 1310 nm, parámetro-h = 2 × 10⁻⁶ /m, coeficiente de dispersión ≤ 18,0 ps / (nm × Km) a 1550 nm, coeficiente de dispersión de polarización ≤ 0,2 ps / Km^{1/2}.

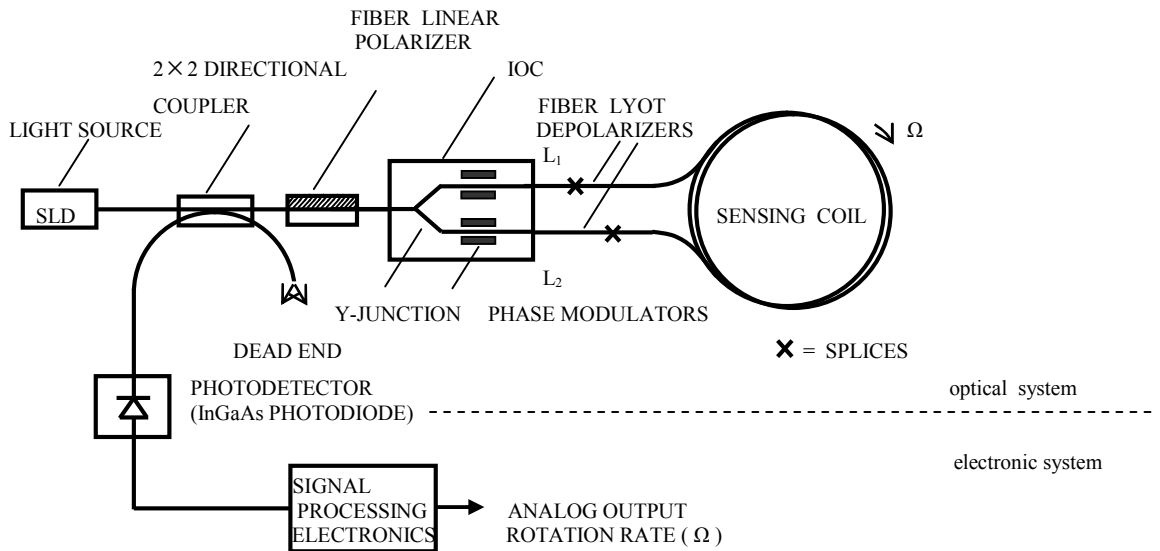


Figura 120 DFOG (Depolarized-Fiber-Optic-Gyroscope). Configuración del sistema óptico

6.5.2 Configuración del sistema electrónico

En ausencia de rotación ($\Omega = 0 \text{ rad/s}$), el tiempo de tránsito de las dos ondas en contra-propagación a través de la bobina detectora es el mismo y vale:

$$\tau = \frac{L}{(c/n_{core})} = \frac{n_{core} L}{c} \tag{6.20}$$

Entonces, con los valores de parámetros adoptados anteriormente para el diseño del modelo, resulta un valor $\tau = 1,458 \mu\text{s}$. El valor del tiempo de tránsito condiciona el valor de la frecuencia de modulación f_m que se ha de aplicar al modulador de fase (PM, Phase Modulator), cuyo valor viene dado por la expresión:

$$f_m = \frac{1}{2\tau} \tag{6.21}$$

resultando para este diseño, en consecuencia, un valor calculado de 342,94 KHz. La ecuación (6.21) procede de la condición de máxima amplitud de la onda diferencial de referencia de modulación de fase (ϕ_{bias}) que se puede formular de la siguiente manera:

$$\Delta\phi_{bias}(t) = 2\phi_0 \sin\left(\frac{2\pi f_m \tau}{2}\right) \cos\left[2\pi f_m \left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right] \tag{6.22}$$

La condición de máxima amplitud requiere que se satisfaga la condición $2\pi f_m \tau = \pi$, lo que conduce directamente a la ecuación (6.21). El diagrama de bloques de los circuitos de modulación-demodulación de fase de las ondas ópticas está representado en la Figura 121. Se ha adoptado una configuración en lazo cerrado con demodulación analógica y realimentación analógica, utilizando como señal de modulación una forma de onda sinusoidal. Una solución alternativa para el diseño consiste en la utilización de una forma de onda en rampa lineal analógica (onda en diente de sierra) para la modulación de fase. La rampa analógica presenta dos ventajas importantes respecto de la onda sinusoidal: (a) se puede generar fácilmente mediante circuitos integradores (integrador de Miller) con componentes electrónicos sencillos y de bajo coste y (b) el proceso de cancelación de fase dentro del lazo de

regulación resulta más sencillo y opera de forma más eficiente, siendo necesario un circuito de demodulación más sencillo.

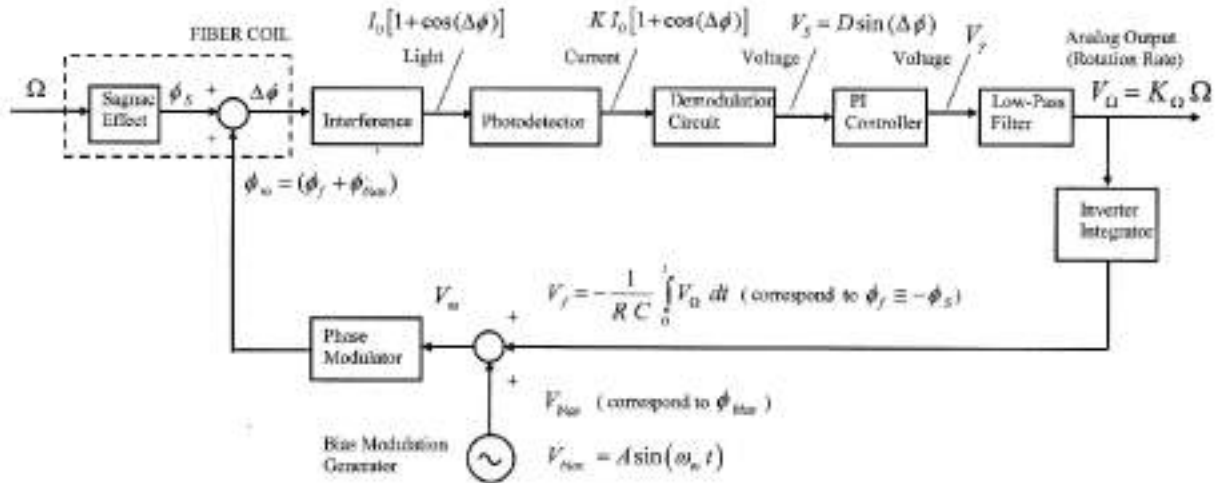


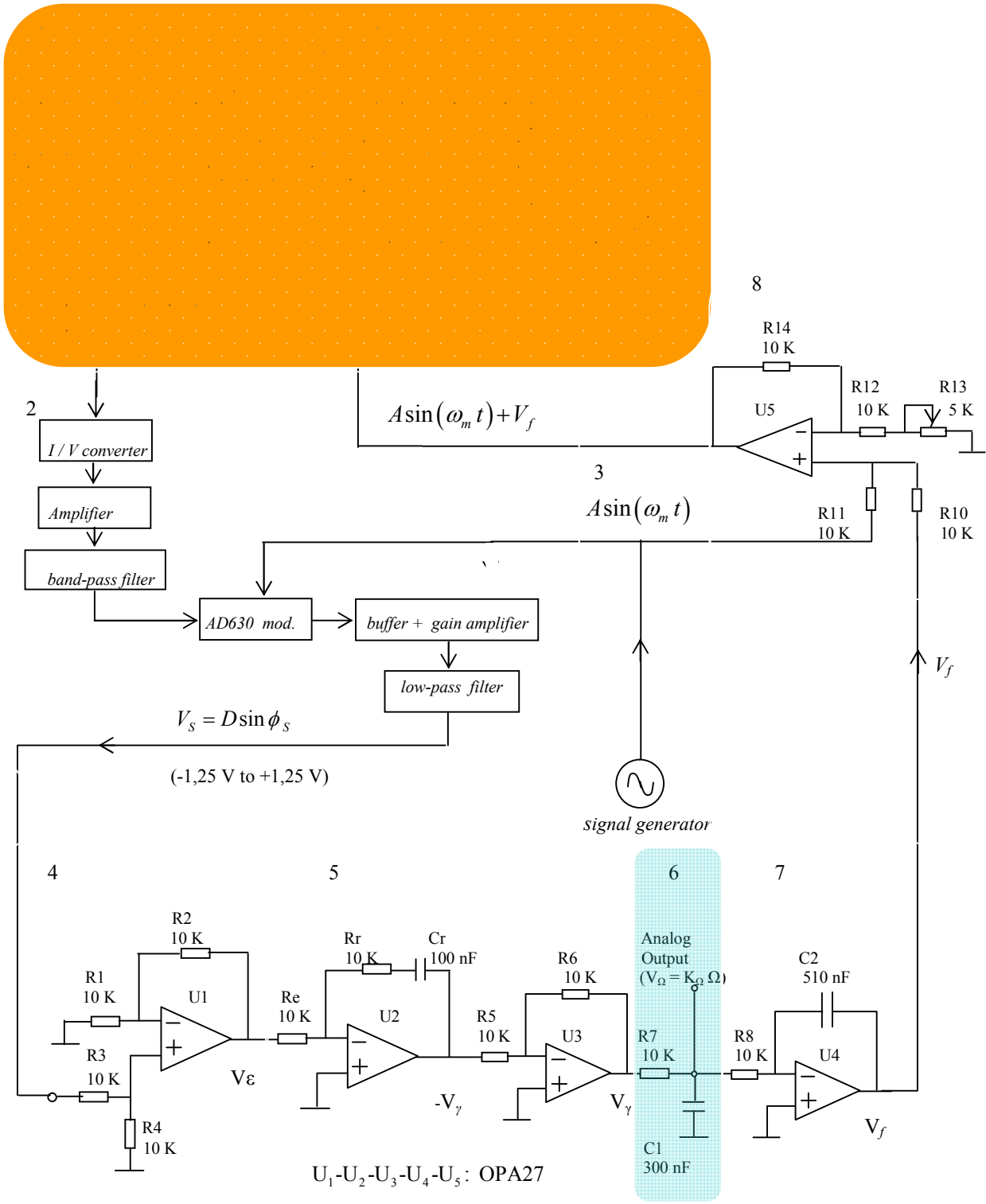
Figura 121
Configuración de la modulación de fase en lazo cerrado analógico ($\phi_m = \phi_{bias} + \phi_f$)

De acuerdo con el principio de la interferencia, la señal de intensidad de luz a la entrada del fotodetector es de la forma:

$$I(t) = I_0 (1 + \cos \Delta\phi) \tag{6.23}$$

donde $\Delta\phi$ representa la diferencia de fase efectiva de las dos ondas. Este valor es el que resulta de la acción combinada del proceso de modulación de fase ($\phi_m = \phi_{bias} + \phi_f$) y del desplazamiento de fase inducido por la rotación (ϕ_s). La señal de salida del fotodetector, en forma de fotocorriente, es proporcional a la señal de intensidad de luz a la entrada del mismo. Esta señal de fotocorriente es convertida a señal de tensión en un amplificador de transconductancia que se encuentra situado a la entrada del circuito de demodulación. El circuito de demodulación se encarga de extraer la información del desplazamiento de fase inducido por la rotación (ϕ_s). La señal de tensión correspondiente (V_s) es dependiente de ϕ_s mediante una función analítica sinusoidal. El controlador PI realiza una integración en el tiempo de la señal V_s , de manera que a su salida se obtiene una señal de voltaje (V_f) que crece casi linealmente. Esta señal se filtra mediante un filtro pasa-bajo (Low-Pass-Filter) de manera que la señal de salida en tensión correspondiente (V_Ω) es un valor de continua que se puede considerar casi proporcional a la ratio de rotación Ω . Por tanto, la señal de salida analógica de tensión V_Ω constituye la medida de la ratio de rotación del sistema. El sistema de regulación, en conjunto, actúa según el principio de cancelación de fase. El proceso de cancelación de fase consiste en generar un desplazamiento de fase de tal manera que el desfase asociado a la señal V_f (ϕ_f) sea igual y opuesto al inducido por la rotación, es decir, $\phi_f = -\phi_s$. Para ello, el circuito de retro-alimentación toma una muestra de la señal de salida V_Ω , la invierte mediante un amplificador operacional inversor simple, convirtiéndola en la señal $V_f = -V_\Omega$. La señal de tensión de modulación que entra en el modulador de fase (PM, Phase-Modulator) es la suma de V_f y de V_{bias} (tensión de modulación de referencia), es decir, $V_m = V_{bias} + V_f$. Por lo tanto, la señal de salida del modulador de fase (ϕ_m) será la suma de los desfases asociados a las tensiones V_{bias} y V_f , es decir, $\phi_m = \phi_{bias} + \phi_f$. La señal de error $\Delta\phi$ a la salida del comparador es $\Delta\phi = \phi_s + \phi_m$ y tenderá a anularse en promedio temporal, debido a la cancelación de

fase (el promedio temporal de la señal de referencia de modulación ϕ_{bias} es nulo). En la Figura 122 se representan los subsistemas óptico y electrónico del giroscopio, incluyendo el esquema electrónico del circuito de retroalimentación de la señal de modulación de fase aplicada al modulador de fase (PM, Phase-Modulator).

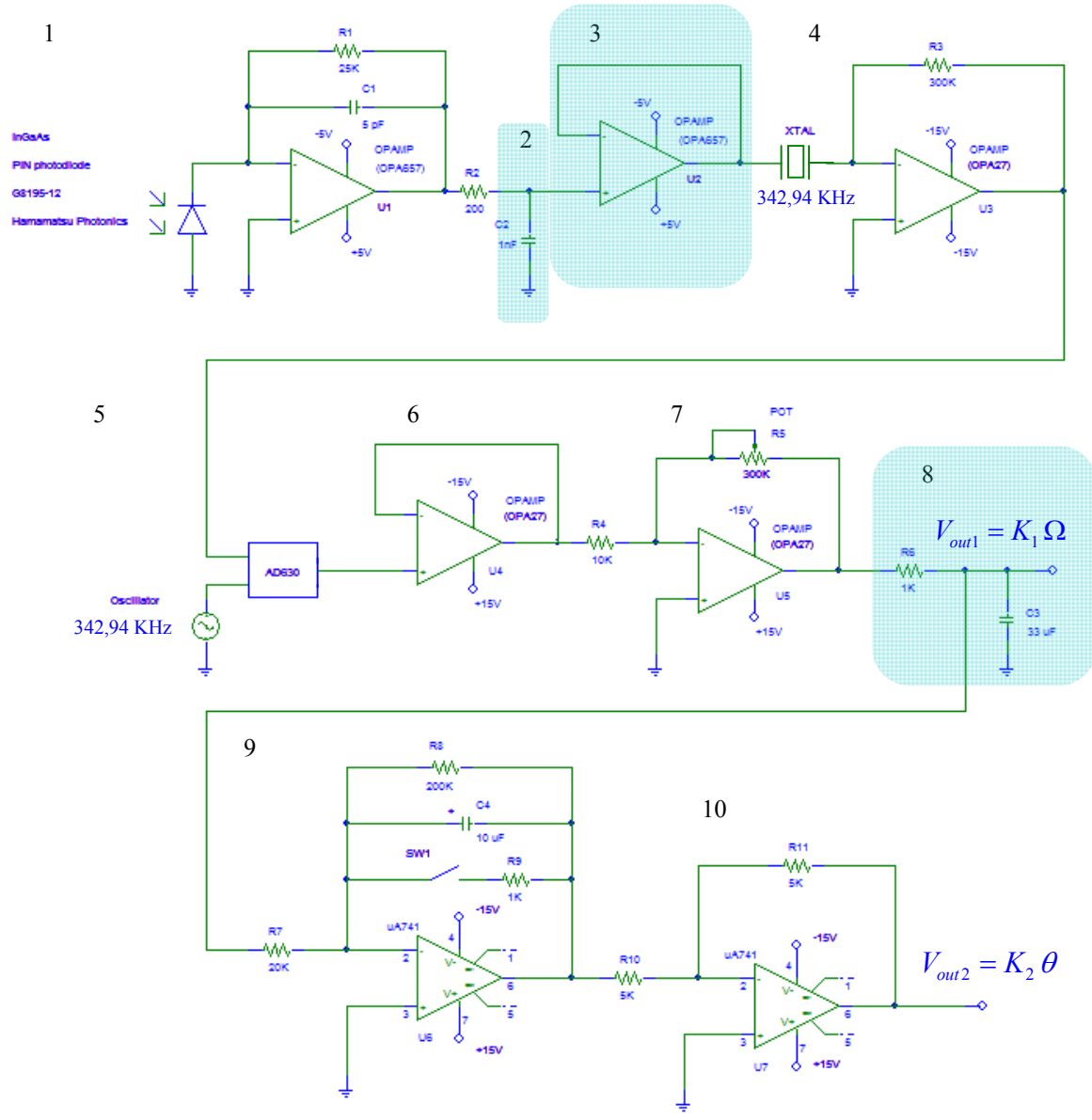


- 1- Subsistema óptico
- 2- Circuito de demodulación
- 3- Generador sinusoidal de señal de referencia de modulación de fase
- 4- Comparador analógico
- 5- Integrador analógico (PI Controller)+ Inversor
- 6- Filtro pasa-bajo
- 7- OPAMP Integrador Inversor
- 8- Circuito sumador analógico

Figura 122

Subsistemas óptico y electrónico de prototipo de giroscopio DFOG en lazo cerrado analógico

En la Figura 123 se representa el esquema electrónico del circuito de demodulación. Consiste básicamente en seis bloques funcionales: convertidor I/V (I/V Converter), amplificador de ganancia (Amplifier), filtro pasa-banda (Band-Pass-Filter), multiplicador analógico (Analog-Multiplier), circuito de ganancia ajustable-adaptador de impedancia (Buffer+Gain Amplifier) y filtro pasa-bajo de salida (Low-Pass-Filter).



- 1- Amplificador de transimpedancia
- 2- Filtro pasivo paso-bajo ($f_c = 800$ KHz)
- 3- Amplificador seguidor de tensión (buffer)
- 4- Filtro paso-banda (frec. central = 342,94 KHz)
- 5- Multiplicador analógico
- 6- Separador de alta impedancia-seguidor de tensión
- 7- Amplificador de ganancia ajustable y bajo ruido
- 8- Filtro paso-bajo (frecuencia de corte = 4,82 Hz)
- 9- Filtro Integrador activo
- 10- Amplificador-inversor

Figura 123
Circuito electrónico para la demodulación de señal de fotocorriente de fotodetector

El circuito de modulación de fase consta de un generador de señal sinusoidal (produce una señal de referencia de fase V_{bias}), un circuito analógico de comparación (amplificador operacional diferencial) que produce una señal de

tensión de error ε , un integrador analógico (controlador PI) con inversor simple, seguido de un filtro pasivo pasabajo que proporciona en su salida un nivel de tensión continua V_γ proporcional a la ratio de rotación. Un segundo inversor invierte la señal de salida del filtro, obteniéndose la señal $-V_\gamma$. Esta señal es aplicada a una de las dos entradas de un circuito sumador analógico con amplificador operacional, obteniéndose una señal de salida V_m que realiza la suma de las tensiones V_{bias} y $V_f (= -V_\gamma)$

6.5.3 Cálculos y mediciones

Para este modelo, se han estudiado los siguientes parámetros de desempeño: sensibilidad umbral, factor de escala (SF, Scale-Factor), linealidad del factor de escala (SF linearity), rango dinámico (dynamic range) y ángulo de camino aleatorio (ARW, Angle-Random-Walk). Los valores calculados y medidos de tales parámetros quedan recogidos en la Tabla 15, dada a continuación.

Tabla 15. Parámetros de desempeño de prototipo DFOG en lazo cerrado analógico

IFOG MODELO #4 esquema de detección: LAZO CERRADO; BIAS-phase-modulation: SINUSOIDAL; COMPENSATION-phase-modulation: SINUSOIDAL bobina detectora (despolarización de onda): $L = 300$ m $D = 8$ cm $n_{core} = 1,467$ $n_{cladding} = 1,460$ $\lambda = 1310$ nm				
Parámetro	Fórmula de cálculo (*)	Valor calculado	Valor medido	Unidad
Sensibilidad umbral (sensitivity)	$\Delta\Omega = \frac{2}{K_0 \sqrt{n_{ph} \eta t}}$ $\Delta\Omega = \frac{2}{K_0} \sqrt{\frac{e}{P_d R t}}$	0,052	0,052	[°/hour]
Rango dinámico (1) (dynamic range)	$20 \log \left(\frac{\Omega_{max}}{\Omega_{min}} \right)$ $\Omega_{max} = \frac{\lambda c}{12 L D} \quad (\text{para } \phi_s = \pm \pi/6)$ $\Omega_{min} \approx \frac{\sqrt{h L_b}}{L D} \quad L_b = \frac{\lambda}{B} = \frac{\lambda}{ n_x - n_y }$	101,38 $\pm 78,19$ $\pm 1,164 \times 10^{-5}$	101,38 $\pm 78,19$ $\pm 1,164 \times 10^{-5}$	dB [°/sec] [°/sec]
Factor de escala (scale factor)	$SF = \frac{2 \pi L D}{\lambda c}$	0,384	0,384	$\left[\frac{\text{rad}}{(\text{rad/s})} \right]$

(1) parámetros del modelo D-FOG de referencia:

$$L = 300 \text{ m}, D = 80 \text{ mm}, N = 1194, \lambda = 1310 \text{ nm}, P_d = 100 \mu\text{W}, R = 0,68678 \mu\text{A} / \mu\text{W}$$

(*) parámetros de las fórmulas:

$$K_0 = \frac{L D}{\lambda c} = \text{open-loop scale factor}$$

R = responsivity (InGaAs photodetector) ($\sim 0,50 \div 1$ A/W)

t = averaging time, s

n_{ph} = number of photons/s

η = quantum efficiency (≤ 1)

h = h-parameter of optical-fibre ($\sim 10^{-4} \text{ m}^{-1}$)

$h = 6,624 \times 10^{-24} \text{ J s}$ = constante de Plank

P_d = power at the detector, μW

L = total length of fiber-optic sensing coil, m

D = diameter of fiber-optic coil, m

L_b = longitud de batido de la fibra-óptica, m ($L_b = \frac{\lambda}{B} = \frac{\lambda}{|n_x - n_y|}$)

B = birrefringencia de la fibra óptica

λ = longitud de onda de la luz, nm
 c = velocidad de la luz en vacío ($\sim 3 \times 10^8$ m/s)

6.6 Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado (rampa analógica)-MODELO 5 y MODELO 6

6.6.1 Configuración electro-óptica

En un giroscopio de fibra óptica operando en lazo cerrado, el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s es compensado introduciendo un desplazamiento de fase no-recíproco de signo opuesto en uno de los extremos de la bobina detectora, produciéndose de esta manera la cancelación de fase en la señal de interferencia captada por el fotodetector. La magnitud de este desplazamiento de fase es proporcional a la ratio de rotación Ω del sistema. Un desplazamiento de fase de valor constante entre las dos ondas en contra-propagación a través de la bobina detectora de fibra (CW, CCW) puede ser obtenido mediante aplicación de un corrimiento de frecuencia de dichas ondas, digamos de valor Δf . En concreto, la aplicación de una modulación de fase en onda de diente de sierra ideal (tiempo de caída nulo), con amplitud constante ϕ_0 permite alcanzar la cancelación de fase, variando únicamente la frecuencia f de la onda. Esto permite una fácil calibración de la ratio de rotación Ω en función de la frecuencia f de la onda diente de sierra y su posterior lectura indirecta mediante un frecuencímetro-contador digital.

La operación en lazo cerrado de este modelo de giroscopio se obtiene mediante modulación de fase aportada por acción combinada de dos moduladores: 1) modulador electro-óptico piezoeléctrico (PM = bias modulation, con onda cuadrada de período $T_{bias} = 2 \tau$ y 2) modulador electro-óptico integrado (IOC, onda diente de sierra con período $T_{serrodyne} = \tau$). Aunque el modulador integrado es doble, en este diseño solamente se utiliza el electrodo inferior. La frecuencia de modulación ($f_{serrodyne}$) es el doble de la frecuencia de BIAS (f_{bias}), es decir: $f_{serrodyne} = 2 f_{bias}$. De esta manera el desfase residual inducido por la frecuencia central de la onda diente de sierra queda anulado para ratio de rotación nula ($\Omega = 0$). En cambio, todos los diseños patentados por Honeywell Inc. (con modulación en onda diente de sierra) utilizan los dos moduladores de fase integrados, de manera que es posible utilizar una frecuencia central $f_{serrodyne}$ arbitraria: solamente es necesario un circuito adicional de conmutación de la modulación entre ambos moduladores. El diagrama de bloques de ambos subsistemas (óptico y electrónico) se representa en la Figura 124. Esta configuración permite alcanzar alta sensibilidad, amplio rango dinámico (140 dB) y una buena linealidad de factor de escala. Sin embargo, se requiere un ancho de banda grande para el oscilador en diente de sierra y para el modulador de fase integrado (IOC), por ello se utiliza un modulador de fase de canal de niobato de litio (LiNbO_3), en lugar de la versión de fibra-óptica. La influencia de un tiempo de caída limitado (no nulo) de la onda diente de sierra es una fuente de error que afecta a la linealidad del factor de escala del giroscopio. Un análisis de este error se puede consultar en la referencia [3]. Otras fuentes de error que también afectan a la linealidad y estabilidad del factor de escala de este modelo son: 1) la deriva del voltaje de pico del oscilador diente de sierra, apartándose del valor ideal 2π y 2) la no-linealidad de la forma de onda diente-de-sierra. Un estudio minucioso de estos dos errores se realiza en la referencia [4]. Según hemos visto en el Capítulo 5 de esta Tesis, ecuación (5.20), para una modulación de fase en *onda diente de sierra* de amplitud $\Delta\phi$ y período T , el desplazamiento de fase ϕ_0 entre las ondas CCW y CW propagándose a través del lazo de fibra es:

$$\Delta\phi = \phi_0 \frac{\tau}{T} \quad (6.24)$$

siendo τ *el tiempo de tránsito*. El ajuste de este desplazamiento de fase se puede realizar controlando la amplitud ϕ_0 ó el período T (y, por tanto la frecuencia f_m) de la onda diente de sierra. Si se fija la amplitud de la onda en $\phi_0 = 2\pi$ y se realiza el control mediante la variación del período $T_{serrodyne}$ de la rampa, el equilibrio en operación de lazo cerrado para la cancelación del desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s inducido por la rotación, se verifica para un valor del desplazamiento de frecuencia Δf_{ramp} dado por la ecuación (5.21), que reproducimos:

$$\Delta f_{ramp} = \left(\frac{D}{n\lambda} \right) \Omega \quad (6.25)$$

donde D es el diámetro del lazo sensitivo, n el índice de refracción efectivo de la fibra-óptica, λ la longitud de onda de la luz producida por la fuente y Ω la ratio de rotación. Por tanto, la señal de salida de esta configuración giroscópica es proporcional al desplazamiento de frecuencia Δf_{ramp} de la onda diente de sierra (rampa lineal).

Las formas de onda de diente de sierra de las ondas CW y CCW se representan en la Figura 125 (a). Como puede observarse en la Figura 125 (b), el desplazamiento de fase durante el intervalo $(T-\tau)$ difiere del valor correspondiente durante el intervalo de reset τ en 2π . Para conseguir la máxima sensibilidad en la curva de respuesta de interferencia del giroscopio, debe desplazarse el punto de trabajo hacia un valor de fase de $\pm\pi/2$. Esto se consigue mediante un segundo modulador de polarización (PM, bias modulation). Este modulador se sitúa en el lado extremo de la bobina detectora, justo delante del modulador principal y es excitado con onda cuadrada de período $T_{bias} = 2\tau$, tal como ya hemos comentado anteriormente. De esta manera se consigue un desplazamiento de fase adicional de valor $\pm\pi/2$ entre las ondas CCW y CW, respectivamente. En la Figura 126 (a) se muestra el voltaje de control $V_{\pi/2}$ aplicado continuamente al modulador PM. Éste producirá un desplazamiento de fase de valor $+\pi/2$ entre las ondas CCW y CW, respectivamente. Después del tiempo de tránsito τ , el desplazamiento de fase desaparece, aunque se mantenga la aplicación de voltaje al modulador. Para solucionar esto, se aplica una onda cuadrada con amplitud $\pm\pi/2$ y período 2τ al modulador PM. En este caso, el desplazamiento de fase resultante que se induce entre las dos ondas CCW y CW es una onda cuadrada simétrica con valores $\pm\pi/2$, Figura 126 (b). De esta manera, el punto de trabajo sobre la curva de respuesta de interferencia del giroscopio queda desplazado para obtener máxima sensibilidad. En la Figura 126 (c) se puede comprobar el proceso de trabajo del giroscopio cuando éste se ve sometido a una rotación de valor constante Ω . El valor de la ratio de rotación (obtenido mediante la demodulación de fase de la señal de salida de fotocorriente del detector) puede calcularse mediante la siguiente ecuación:

$$\Omega = K_1 (I_2 - I_1) \quad (6.26)$$

En esta ecuación, I_1 e I_2 denotan los valores de la fotocorriente de salida del detector correspondientes al desplazamiento de fase de $\pm\pi/2$, respectivamente. K_1 es un valor constante relacionado con la potencia óptica máxima incidente en el detector, la responsividad del detector y el factor de escala del giroscopio ($2\pi L D / \lambda c$). La Figura 127 representa la curva analítica de respuesta del fotodetector (fotocorriente-ángulo de desfase $I = I(\phi)$, curva en rojo). Al aplicar una onda cuadrada de modulación de fase con valores de pico $\pm\pi/2$ (BIAS-modulation) y en ausencia de rotación ($\Omega = 0$), los puntos de trabajo son Q y Q' , respectivamente. Estos puntos son los de máxima pendiente (linealidad) de la curva de respuesta y, por tanto, los de mayor sensibilidad del giroscopio. Por otro lado,

cabe observar que las fotocorrientes detectadas en los puntos Q y Q' son iguales. Cuando el sistema se ve sometido a una rotación constante de valor Ω , un desplazamiento de fase de valor ϕ_s se superpone a las ondas CCW y CW,

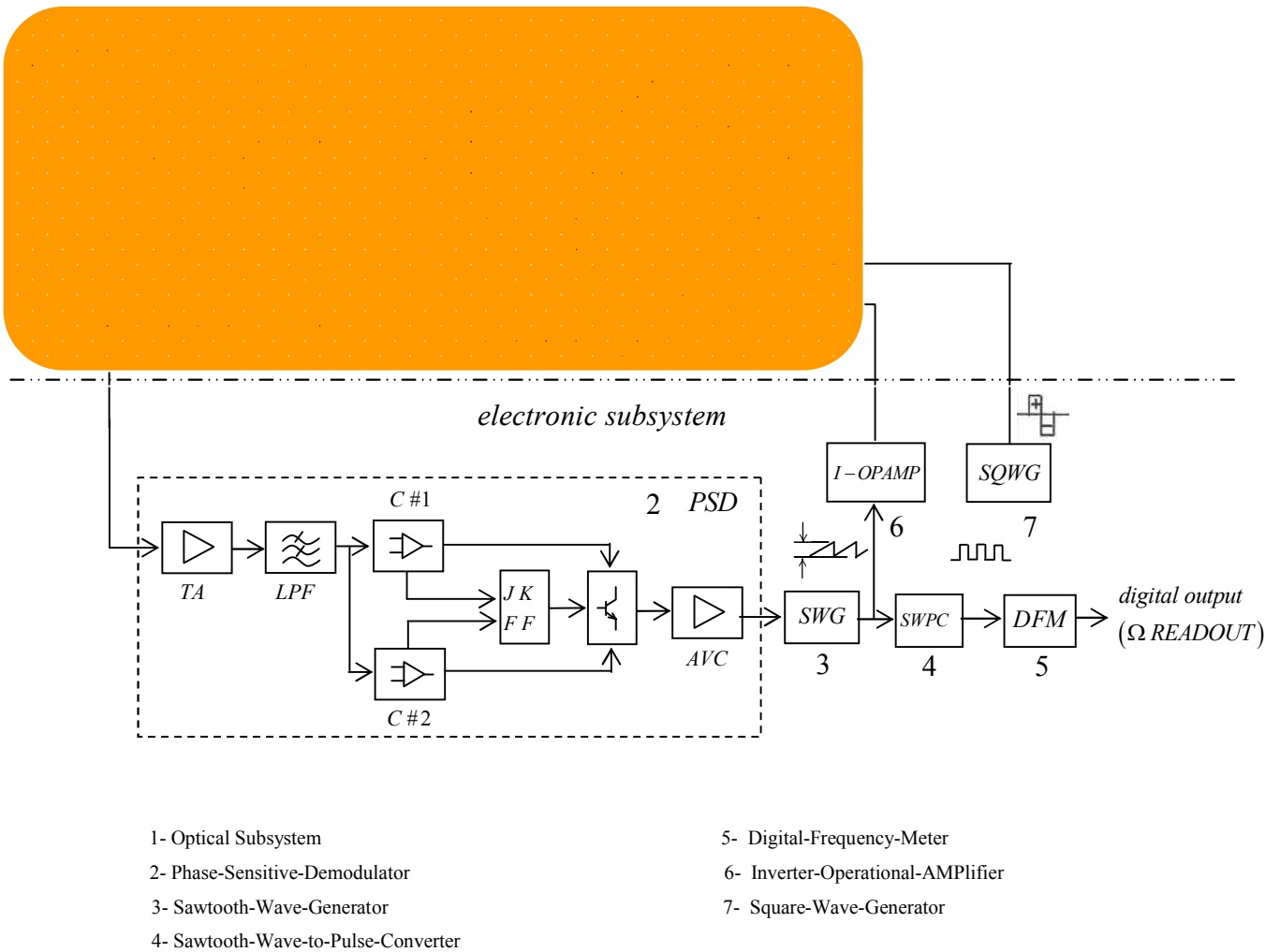


Figura 124

Configuración IFOG con doble modulación de fase: PM-BIAS (onda cuadrada), IOC-MODULATION (onda diente de sierra)

desplazando los puntos de trabajo Q y Q' hacia Q_1 y Q_2 , respectivamente (situados sobre la curva desplazada, curva en azul). Ahora se produce una diferencia en las fotocorrientes correspondientes a ambos puntos, cuyo valor será $(I_2 - I_1)$. Debido a la cuasi-linealidad de la curva de respuesta para pequeños valores de Ω , esta diferencia de fotocorrientes será proporcional al desplazamiento de fase inducido por la rotación ϕ_s y, por tanto, al valor de la ratio de rotación Ω .

En el Anexo IV de esta Tesis 5 se realiza un análisis matemático de la onda en diente de sierra (desarrollo en serie de Fourier, estudio de sumas armónicas). Sin ánimo de que este análisis sea exhaustivo, sirve con suficiencia y amplitud para cubrir el estudio de la generación de la onda periódica en diente de sierra que es necesaria para el presente diseño. En honor al rigor matemático, es necesario decir de paso, que diferentes intervalos de periodicidad producen formalmente diferentes desarrollos de la serie. Sin embargo, el período que se suele considerar en la literatura técnica de la onda en diente de sierra, ésta arranca desde 0 con valores positivos y es de flanco

ascendente. Además se suele representar con valores positivos, apoyada en el eje de los tiempos. Basándose en esta posición de la onda, se ha obtenido el desarrollo en serie, el cual muestra un valor DC de continua (valor medio en un período). Investigaciones realizadas en la Universidad de Stanford (California, EE.UU.), demostraron que se puede obtener un circuito estable de demodulación de fase, utilizando la suma de los dos primeros armónicos de la serie (fundamental y 2º armónico), con amplitudes y fases apropiadas. En este caso, la amplitud del segundo armónico se puede tomar como medida de la ratio de rotación. El problema es que no se puede tomar todo el período de la aproximación armónica del diente de sierra, sino solamente una parte. Esto trae como contrapartida una complicación adicional en el diseño del circuito de detección que necesita una conmutación on-off para aprovechar solamente una parte del ciclo.

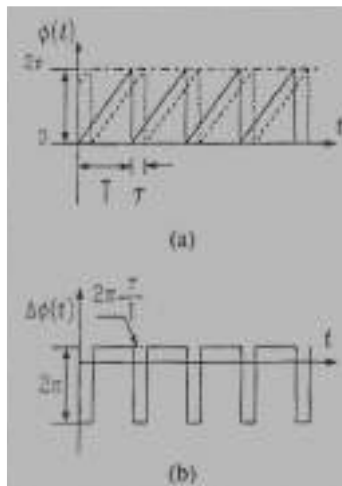


Figura 125
Configuración IFOG con doble modulación (PM, IOC)

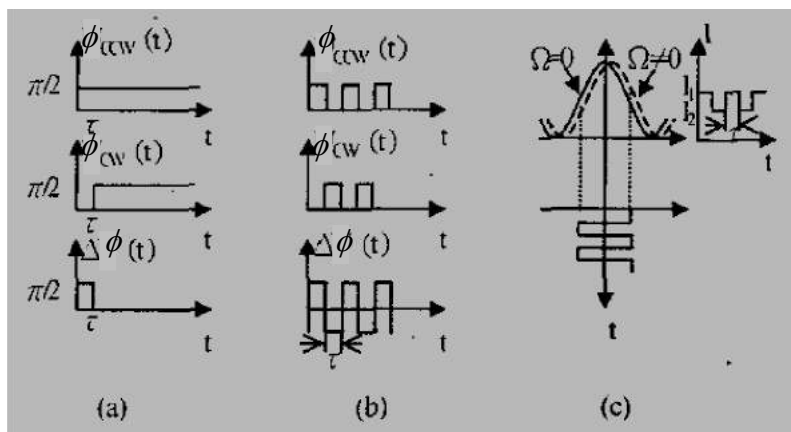


Figura 126
Señal de modulación en onda cuadrada aplicada al modulador PM

La solución de circuito analógico para generar una onda en diente de sierra perfecta, con amplitud $V_{2\pi}$ constante y frecuencia f variable linealmente en función de la tensión no resulta fácil de primera mano. Los circuitos integrados analógicos disponibles en el mercado implementan soluciones VCO (Voltage-Controlled-Oscillator). El problema es que no ofrecen una salida de amplitud constante, sino que la amplitud de la onda diente de sierra varía en función

de la frecuencia de salida (casi siempre, linealmente), lo cual imposibilita su utilización en la presente aplicación. La solución que se propone consiste en un diseño analógico nuevo, en base al circuito integrado temporizador 555 que realiza la tarea de conmutador sobre un circuito de carga de condensador a corriente constante (generada por un circuito espejo de corriente con transistores BJT). Ello permite obtener una onda de amplitud constante y frecuencia variable con la tensión de control puerta-fuente de una serie de transistores JFET que actúan como cargas resistivas. El cálculo de este diseño es un poco complicado debido fundamentalmente a la no-linealidad de la resistencia drenador-fuente del transistor con respecto a la tensión puerta-fuente. La descripción de este diseño y su desarrollo se realiza en el siguiente apartado.

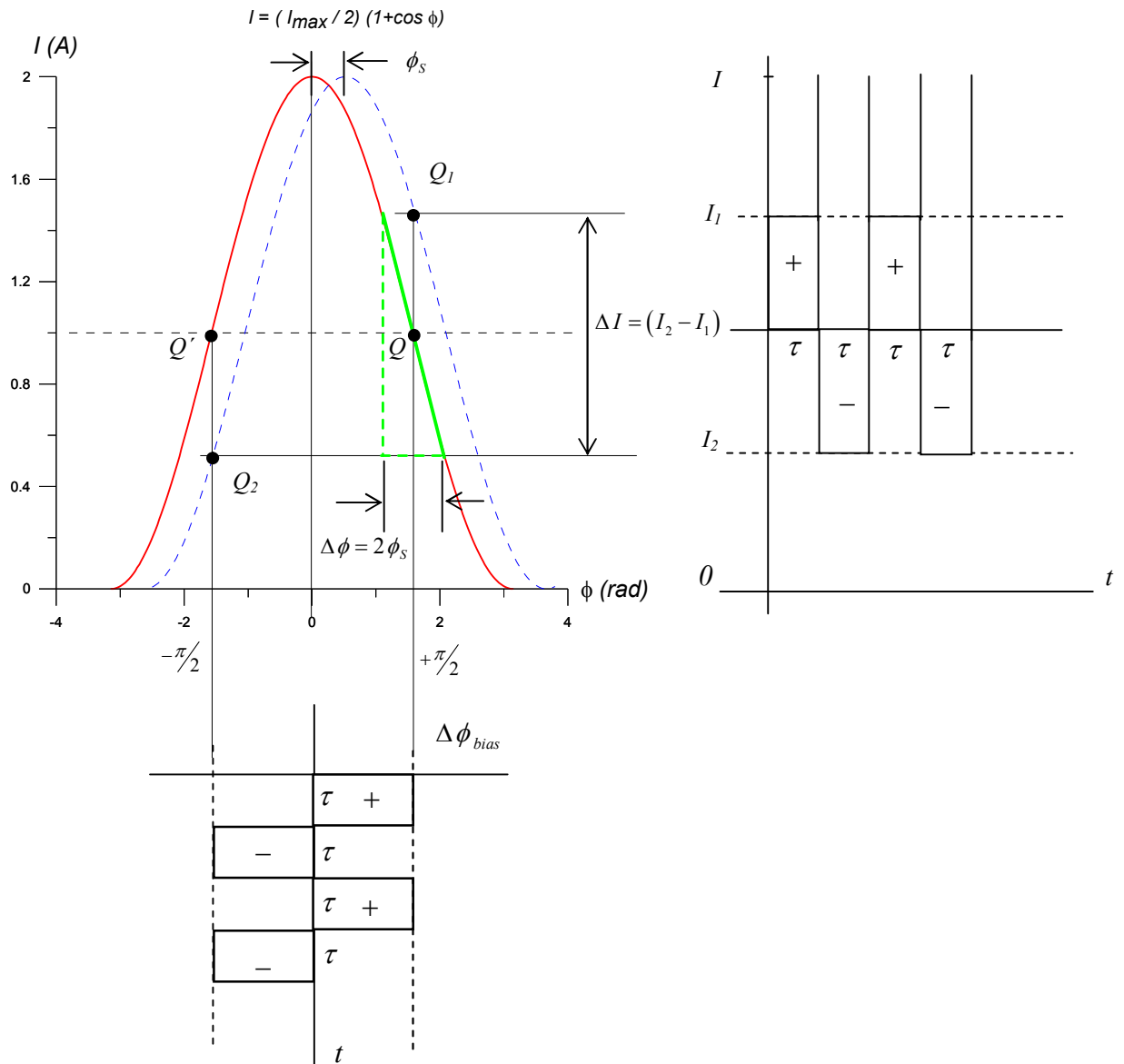


Figura 127

Análisis de la curva de respuesta de interferencia con señal de modulación cuadrada (BIAS MODULATION).

6.6.2 Diseño de los circuitos electrónicos (MODELO 5 y MODELO 6)

MODELO 5

Los circuitos electrónicos de modulación-demodulación de fase se representan en las Figuras 129, 130, 131 y 132, respectivamente. El diseño se ha basado en un modelo-prototipo con las siguientes características:

- BOBINA DETECTORA: $L = 1022,49 \text{ m}$, $D = 10 \text{ cm}$, área efectiva = $25,56 \text{ m}^2$
- FUENTE de LUZ (SLD, láser semiconductor): $\lambda = 1310 \text{ nm}$ (spectral bandwidth = 40 nm)
- BIAS-MODULATION: disco piezo-eléctrico de 3 cm de diámetro con 10 vueltas de fibra mono-modo
- IOM (modulador de onda en diente de sierra): $V_{2\pi} = 8 \text{ V}$ (amplitud), frecuencia central = 200 KHz

En primer lugar, el generador de *onda cuadrada* necesaria para la modulación-BIAS (período $T_{bias} = 2 \tau$) se genera mediante un circuito integrado 555D en configuración astable, con los valores de resistencias y condensadores obtenidos por cálculo. La tensión de alimentación del IC es de $V_{cc} = 12 \text{ V}$. Se obtiene una onda cuadrada cuyo período es $T_{bias} = 10 \mu\text{s}$ ($f_{bias} = 100 \text{ KHz}$) y ciclo de trabajo muy cercano al 50 % ($D \cong 50,36 \%$). El cálculo de T_{bias} corresponde con el valor del tiempo de tránsito para este caso, que vale $10 \mu\text{s}$. La amplitud de esta onda es de $V_{\pi/2} = 2 \text{ V}$. Este circuito está representado en la Figura 129.

La *onda en diente de sierra* (RAMPA LINEAL) necesaria para la modulación de compensación de fase (IOM) se sintetiza mediante un circuito de carga y descarga de condensador (el condensador C_3 de 1 nF) por medio de una *fuerza de corriente constante* (espejo de corriente). A su vez, el valor de esta corriente constante viene determinado por el valor de la señal de demodulación V_{demod} obtenida en el circuito de demodulación. La función de interruptor necesaria para obtener la carga y la descarga del condensador es realizada por el circuito integrado IC 555D a través de los pines 7 (descarga) y 2 (disparo). La señal de tensión de control $V_{control}$ procede del procesamiento de la señal óptica de interferencia (V_{demod}) a través del circuito de demodulación representado en la Figura 131. Esta señal se acopla como señal de tensión puerta-fuente de los dos transistores JFET (2N3819). Estos dos transistores actúan en el circuito como cargas resistivas en serie porque previamente se ha diseñado que su polarización esté dentro de la zona óhmica. Las señales de tensión puerta-fuente de ambos transistores JFET se aíslan entre sí mediante los amplificadores operacionales U12, U13, U14 y U15 (adaptadores de impedancia), evitando así polarización cruzada del terminal de fuente del transistor J1 respecto del terminal de drenador del transistor J2. Los resultados de la simulación con el programa PSPICE indican que el circuito trabaja satisfactoriamente con un barrido de desplazamientos de frecuencia de $\pm 10 \text{ KHz}$ centrado en una frecuencia central f_c de 200 KHz . En definitiva, este circuito genera una señal de tensión en bornes del condensador C_1 que constituye la onda en diente de sierra (rampa lineal) necesaria para la modulación de la compensación de fase en operación de lazo cerrado. El desplazamiento de frecuencia Δf_{ramp} de esta onda respecto de la frecuencia central f_c es una medida indirecta de la ratio de rotación Ω del sistema (ya que ambas siguen una correlación lineal directa, según hemos visto más atrás). Previo proceso de ajuste y calibración con otro giroscopio-patrón, el resultado de la medida aparece en el Frecuencímetro-Contador-Digital de salida. Un valor digital de esta medida también es obtenido en forma de tren de impulsos a la salida del circuito integrado U17 ($\mu\text{A}741$). El circuito está representado en la Figura 130.

El circuito de demodulación de la señal óptica está representado en la Figura 131. Incluye un amplificador de transimpedancia, un filtro pasivo paso-alto, un seguidor de tensión, dos circuitos detectores de pico negativo y positivo (respectivamente), dos circuitos comparadores de pico negativo, dos circuitos comparadores de pico positivo, un flip-flop J-K activado por flancos de reloj y, finalmente, dos transistores bipolares Q_1 y Q_2 (2N2222) que actúan como interruptores controlados por el flip-flop JK y que permiten el paso de una u otra señal de tensión de salida desde los inversores. Esta señal constituirá la señal de salida V_{demod} del circuito de demodulación.

El circuito representado en la Figura 132 realiza la función de conversión de la señal de demodulación V_{demod} (procedente del circuito de demodulación) en la señal $V_{control}$. Esta señal actuará como señal de entrada de tensiones puerta-fuente en los transistores JFET del circuito de oscilación en diente de sierra (rampa lineal). Este circuito es necesario para hacer corresponder la escala de la señal de demodulación V_{demod} (que varía en un rango desde 0 V hasta ± 1 V) con la escala necesaria de tensiones puerta-fuente ($-v_{GS}$) de los transistores JFET (que varía en un rango desde 0 V hasta 2 V). De esta manera se obtiene el rango deseado de desplazamiento correlativo de frecuencias ($200 \text{ KHz} \pm 10 \text{ KHz}$, respectivamente). La correspondencia entre V_{demod} y Δf_{ramp} (desplazamiento de frecuencia) se puede ver en la Figura 128 a continuación.

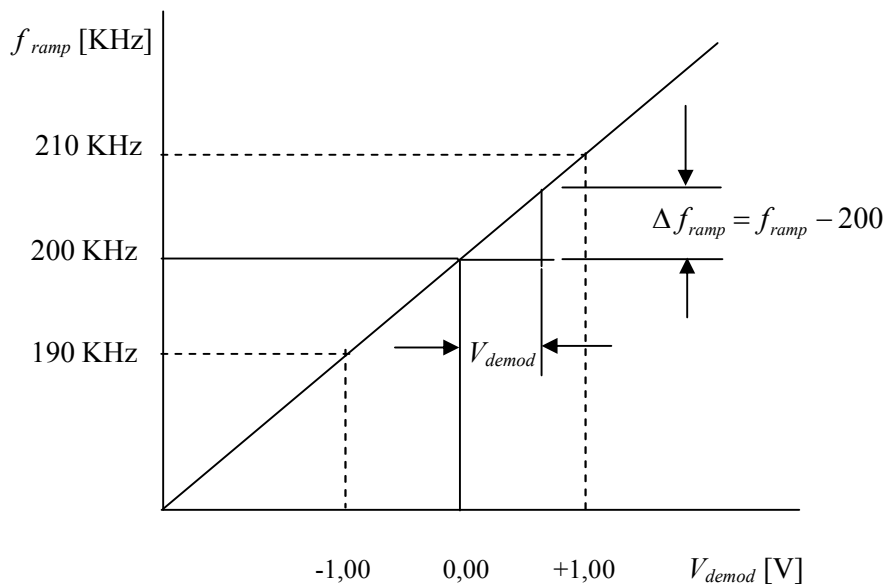


Figura 128

Correspondencia entre V_{demod} y Δf_{ramp} para el modelo de giroscopio diseñado (modulación de fase en rampa lineal)

La relación lineal que correlaciona ambas variables se puede obtener fácilmente y es:

$$f_{ramp} = 10000V_{demod} + 200000 \tag{6.27}$$

Por otro lado, el ajuste encontrado entre $V_{control}$ y V_{demod} para el circuito electrónico diseñado resulta ser:

$$V_{control} = 1,43587 - 0,57492 V_{demod} - 0,15706 (V_{demod})^2 \tag{6.28}$$

ecuación que sirve de base para diseñar el circuito electrónico de conversión de señales $V_{demod} - V_{control}$. En otro aspecto, se puede calcular, según la ecuación (6.25), el rango dinámico de la ratio de rotación que se puede alcanzar con este modelo. El resultado del cálculo es un rango dinámico desde $0^\circ / \text{hour}$ hasta $\pm 39639,35^\circ / \text{hour}$. Esto corresponde a un rango de desplazamientos de fase ϕ_s desde 0,00 radianes hasta $\pm 0,31415776$ radianes.

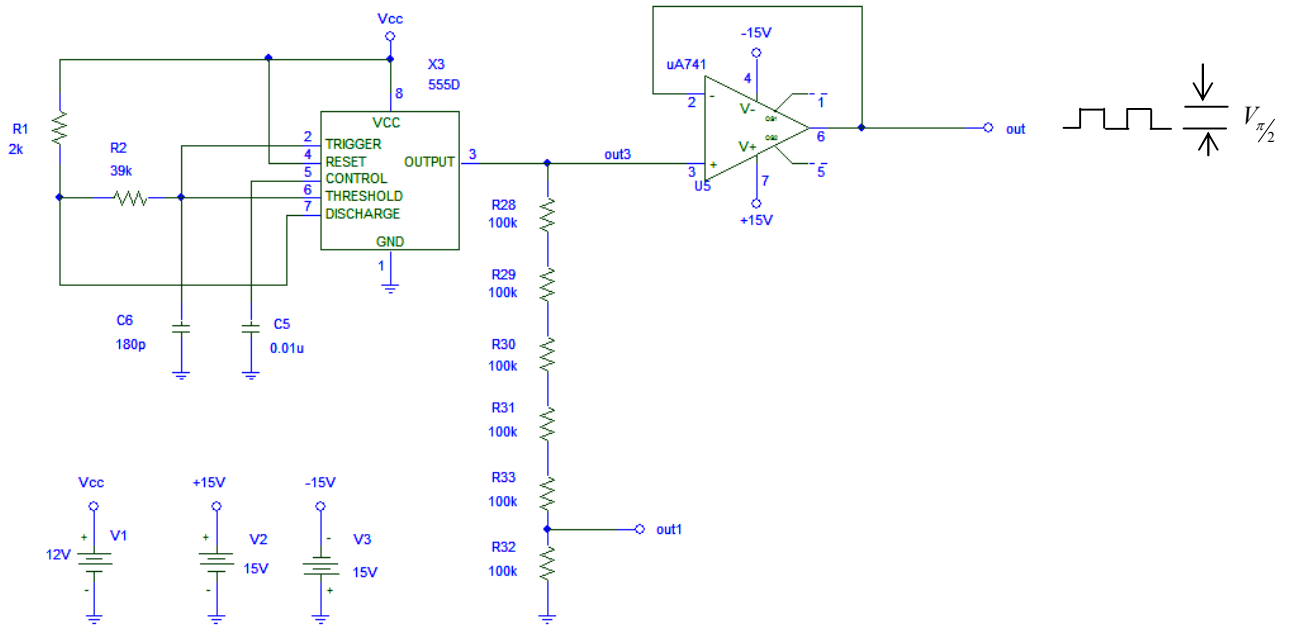
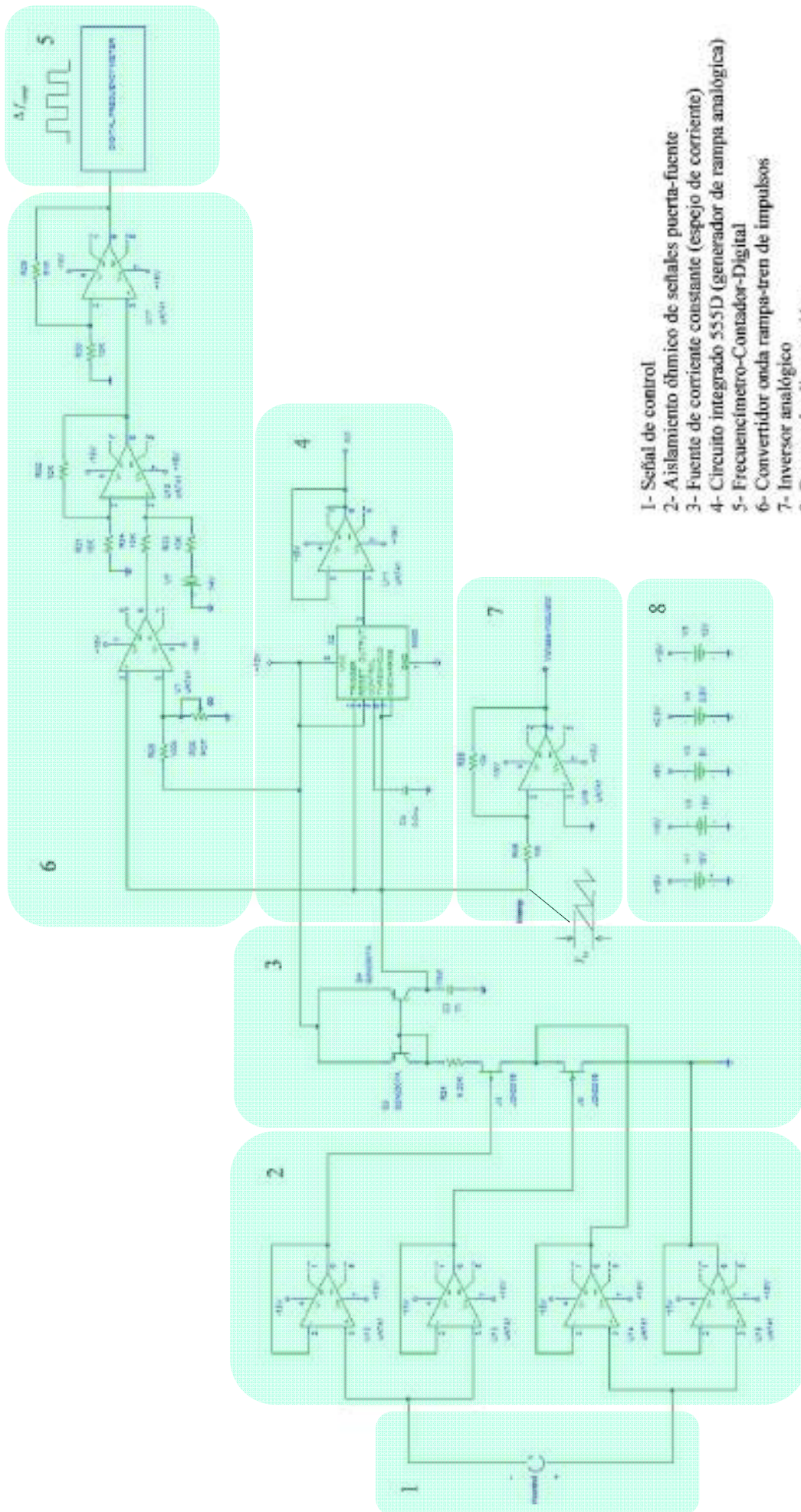


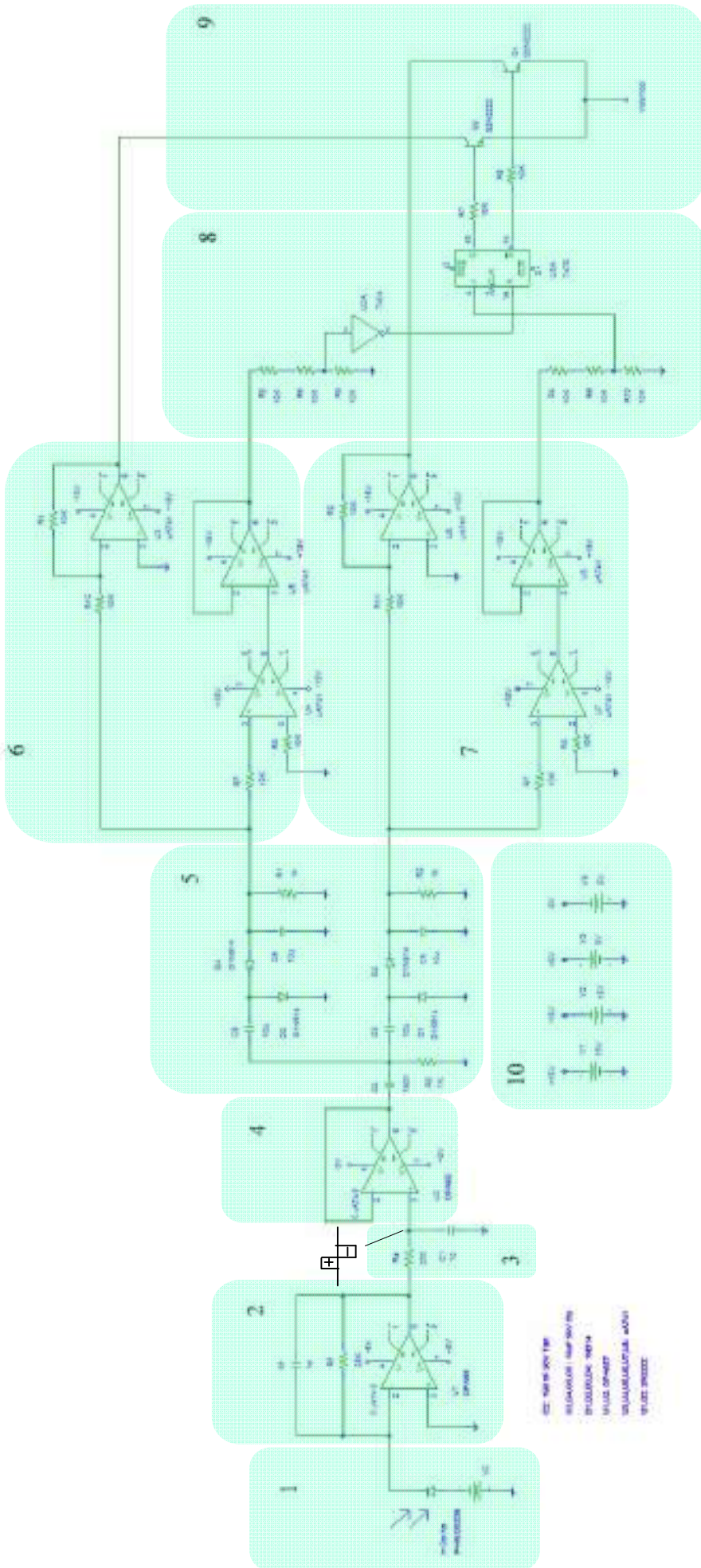
Figura 129
Circuito generador de onda cuadrada para la modulación-BIAS (la amplitud de onda es $V_{\pi/2} = 2\text{V}$)

Todos los componentes resistivos y capacitivos de estos circuitos deben ser de alta precisión (preferiblemente con tolerancias $\pm 1\%$), tomando para resistores, por ejemplo, los de la serie E96 que cumplen dicha tolerancia. Los resistores miniatura pirolíticos (capa de carbón) y los resistores de película metálica ofrecen una buena opción para el diseño de los circuitos del giroscopio por sus excelentes características de desempeño. Entre éstas podemos destacar: buen coeficiente de tensión ($< 20 \times 10^{-6} / \text{V}$), baja tensión de ruido ($< 0,01 \mu\text{V/V}$ para los de película metálica), alta estabilidad del valor óhmico, bajo valor de tolerancia (típica de $\pm 1\%$ para resistores de película metálica, incluso de $\pm 0,5\%$, $\pm 0,2\%$ ó $\pm 0,1\%$ sobre demanda), bajo coeficiente de temperatura ($< 0,0001/^\circ\text{C}$) y baja deriva ($< 1\%$). Para una información más exhaustiva puede consultarse la referencia [13]. La serie resistiva E96 comprende 96 valores por década, se caracteriza por tener una tolerancia normalizada de $\pm 1\%$ y se forma por el cálculo resultante de la expresión $\sqrt[96]{10^n}$ (n , entero positivo o negativo). De manera que puede obtenerse prácticamente cualquier valor óhmico deseado, mediante los múltiplos o submúltiplos decimales necesarios, ya que son de fabricación normalizada todos los múltiplos decimales de la serie hasta el valor máximo previsto de 22 MΩ. Para condensadores los valores deben tomarse de la serie E24 (tolerancia $\pm 5\%$), aunque es preferible la serie E96 (tolerancia $\pm 1\%$), con valores de hasta 100.000 pF. Con estos condicionantes de diseño, la incidencia en la variación de parámetros de desempeño de las funciones electrónicas del circuito será la mínima posible.



- 1- Señal de control
- 2- Aislamiento óhmico de señales puerta-fuente
- 3- Fuente de corriente constante (espejo de corriente)
- 4- Circuito integrado 555D (generador de rampa analógica)
- 5- Frecuencímetro-Contador-Digital
- 6- Convertidor onda rampa-tren de impulsos
- 7- Inversor analógico
- 8- Fuentes de alimentación

Figura 130
 Generador de onda en diente de sierra (rampa lineal) y circuito convertidor rampa-tren de impulsos
 (el desplazamiento de frecuencia Δf_{osc} es proporcional a la ratio de rotación)



- 1- Fotodiodo-detector
- 2- Amplificador de transimpedancia
- 3- Filtro paso-bajo
- 4- Adaptador de impedancia
- 5- Detectores de pico negativo y pico positivo
- 6- Comparadores de pico negativo
- 7- Comparadores de pico positivo
- 8- Circuito de flip-flop J-K
- 9- Transistores-interruptores de salida
- 10- Fuentes de alimentación

Figura 131
Circuito de demodulación de la señal óptica de interferencia (se obtiene la señal V_{demod})

MODELO 6

El diseño de este modelo es una mejora del anterior (Modelo 1), con frecuencia central de 100 KHz para la onda en diente de sierra y margen de frecuencia extendido de ± 30 KHz. La mejora se ha conseguido por modificación del circuito generador de onda diente de sierra, reajustando los valores de la resistencia y del condensador de la fuente de corriente constante y colocando una serie de 5 transistores JFET (J2N3819), actuando todos ellos como cargas óhmicas lineales. Para ello se hace trabajar a estos transistores en la zona óhmica ($V_{DS} \leq 1V$). Los parámetros electro-ópticos de este modelo son los siguientes:

- BOBINA DETECTORA: $L = 2045$ m, $D = 10$ cm, área efectiva = $51,125$ m²
- FUENTE de LUZ (SLD, láser semiconductor): $\lambda = 1310$ nm (spectral bandwidth = 40 nm)
- BIAS-MODULATION: disco piezo-eléctrico de 3 cm de diámetro con 10 vueltas de fibra mono-modo
- IOM (modulador de onda en diente de sierra): $V_{2\pi} = 8$ V (amplitud), frecuencia central = 100 KHz

El circuito electrónico correspondiente al generador de onda en diente de sierra se representa en la Figura 134. La onda diente de sierra generada con el valor de tensión puerta-fuente representada en el esquema ($V_{GS} = -1,487$ V), se muestra en la Figura 135. En tal condición se obtiene una frecuencia central de 100 KHz. Variando la tensión puerta-fuente V_{GS} en el intervalo $[0,000$ V, $-1,879$ V], se obtiene una variación de la frecuencia dentro de un margen de ± 30 KHz a uno y otro lado de la frecuencia central (intervalo simétrico).

Como los parámetros electro-ópticos de este modelo son los mismos que los del anterior, el *circuito de generador de onda cuadrada* para la modulación-BIAS y los *circuitos electrónicos de modulación-demodulación de fase* son los mismos que los correspondientes del modelo anterior, por lo cual se obvia su representación.

Los cálculos necesarios para sintetizar el circuito del generador de onda en diente de sierra son los que siguen:

Cálculos para el circuito de ONDA DIENTE-de-SIERRA (RAMPA LINEAL)

Datos de partida: $V_{2\pi} = 8$ V, $V_{demod} : 0$ V \div (± 1 V), $R = 3$ K Ω , $C = 3$ n F

Fórmulas de cálculo:

$$I_{REF} \cong \frac{V_{cc} - V_{EB}}{R + 5r_{DS}}, I_{ramp} = I_{REF} \text{ (espejo de corriente)}, I_{ramp} = V_{2\pi} C f_{ramp}, (f_{ramp})_{central} = 100 \text{ KHz}, V_{EB} \approx 0,734 \text{ V}$$

$$\Delta f_{ramp} = \pm 30 \text{ KHz}, \Delta f_{ramp} = \left(\frac{D}{n \lambda} \right) \Omega \quad (6.26)$$

La relación deseada entre la tensión de demodulación V_{demod} y la frecuencia de salida del generador de diente de sierra f_{ramp} debe ser lineal, y su correspondencia gráfica, la representada en la Figura 133.

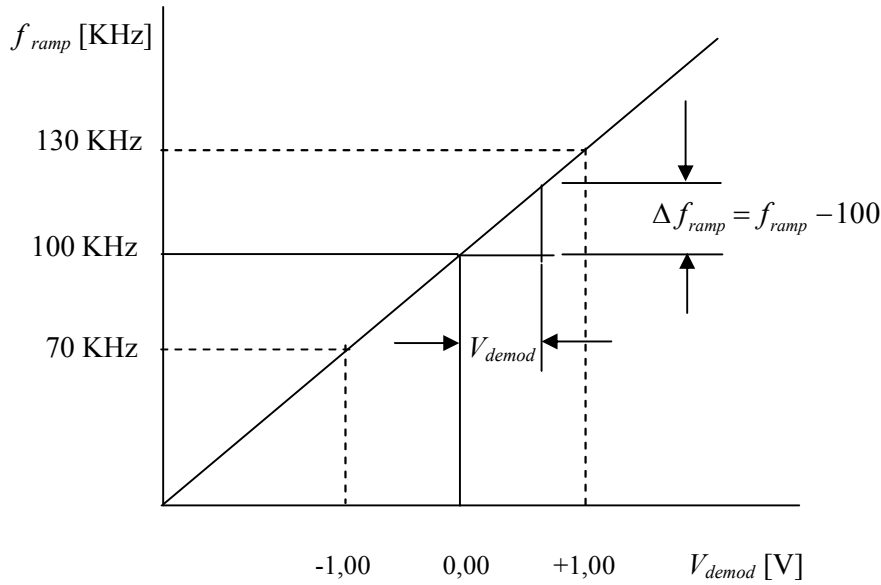


Figura 133
Correspondencia gráfica entre V_{demod} y Δf_{ramp} para el Modelo 2 (modulación de fase en rampa lineal)

Por tanto, la relación lineal que correlaciona ambas variables será:

$$f_{ramp} = 30000 V_{demod} + 100000 \tag{6.27}$$

Teniendo en cuenta las relaciones (6.26) y (6.27), se puede elaborar una tabla de valores que relaciona f_{ramp} , I_D , V_{DS} , r_{DS} , $(-V_{GS})$ y V_{demod} . Ello es posible mediante la simulación de circuito por computador (SPice). Se introducen valores descendentes de la tensión puerta-fuente $(-V_{GS})$, con variación incremental de 100 mV entre cada dos valores consecutivos. Entonces, la simulación permite obtener la medida T_{ramp} (período de la onda diente de sierra generada) para el valor de tensión puerta-fuente ensayado. A continuación, se calcula el valor de f_{ramp} , tomando el inverso de T_{ramp} . Para la serie formada por los transistores JFET, tomando los valores de I_D y V_{DS} proporcionados por la simulación, se puede calcular el valor de la resistencia equivalente drenador-fuente del transistor (r_{DS}). Esta tensión debe cumplir la condición $V_{DS} \leq 1$ V, para que los transistores se encuentren trabajando en la zona óhmica. De esta manera, los transistores se comportan como resistencias lineales dependientes de la tensión puerta-fuente. Por último, haciendo uso de (6.27), se puede calcular la tensión V_{demod} que corresponde al valor de tensión puerta-fuente $(-V_{GS})$ ensayado. Tomando en la tabla pares de datos $(-V_{GS})$ - r_{DS} , es posible realizar una representación gráfica de la variación de la resistencia drenador-fuente del transistor con respecto a la tensión puerta-fuente, que es una curva característica del transistor utilizado (J2N3819), pudiendo obtenerse una curva de ajuste polinómico entre ambas variables. También es posible realizar la representación gráfica $(-V_{GS})$ - V_{demod} que relaciona la tensión puerta-fuente del transistor con la tensión obtenida del circuito de demodulación y obtener un ajuste polinómico entre ambas variables.

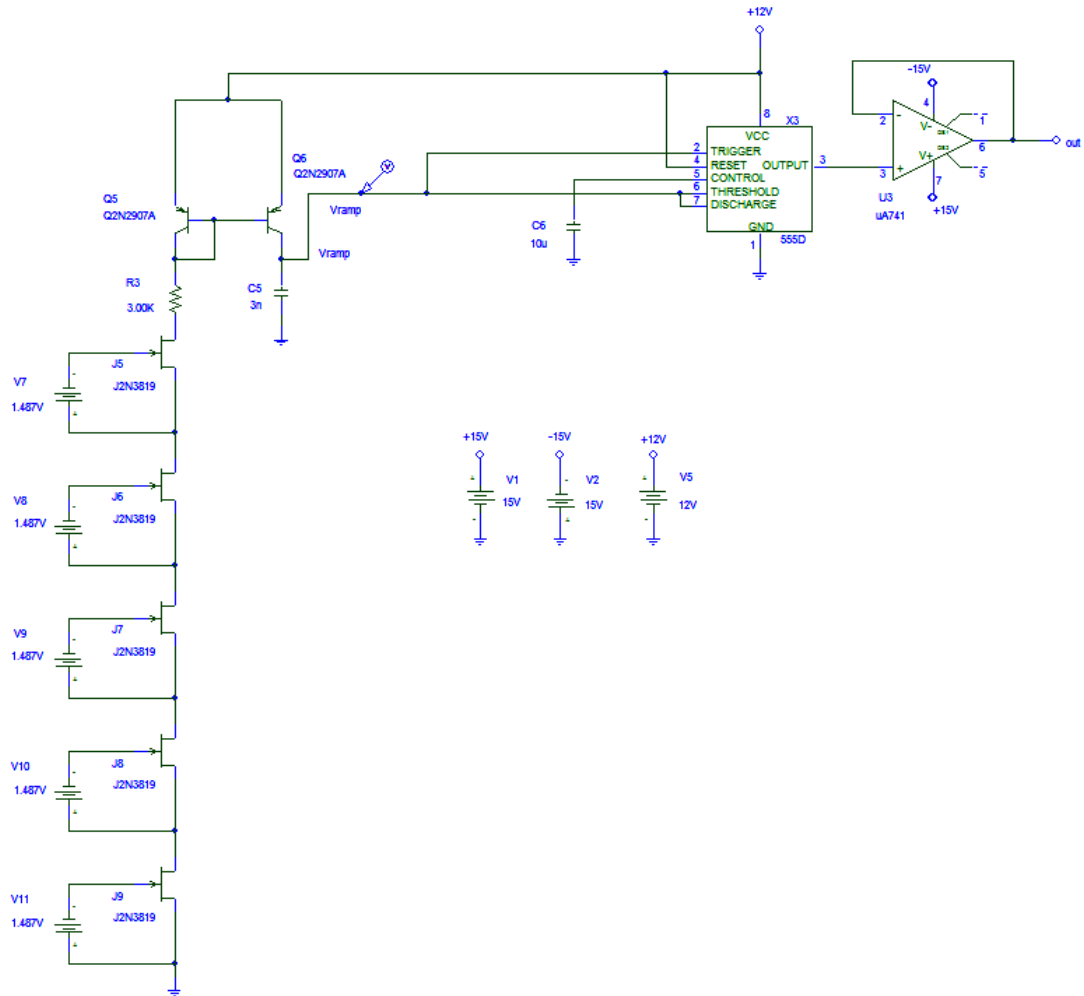


Figura 134
Circuito oscilador de onda en diente de sierra para la modulación de fase (Modelo 2)

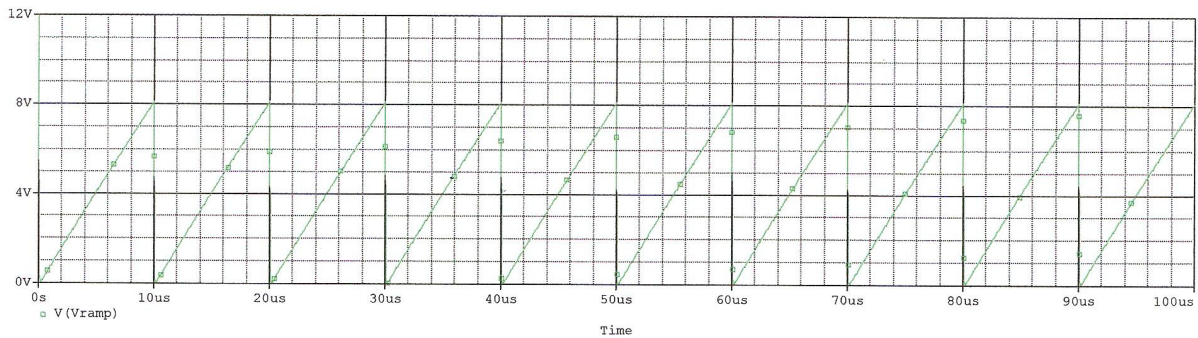


Figura 135
Rampa lineal (onda diente de sierra) para $f_{ramp} = 100 \text{ KHz}$ (se obtiene para $V_{GS} = -1,487 \text{ V}$)

La tabla de datos obtenida por simulación (SPice) es la Tabla 16, que se acompaña a continuación. En ella se correlacionan consecutivamente los valores de f_{ramp} , I_D , V_{DS} , r_{DS} , $(-V_{GS})$ y V_{demod} dados por este orden.

TABLA 16. Circuito generador de onda diente de sierra (parámetros)

f_{ramp} [KHz]	I_D [mA]	V_{DS} [V]	r_{DS} [Ω]	$(-V_{GS})$ [V]	V_{demod} [V]
70,000	1,640	1,270	774,39	1,879	-1,000
79,554	1,870	1,130	604,28	1,800	-0,682
88,370	2,080	1,000	480,77	1,700	-0,388
94,607	2,240	0,910	406,25	1,600	-0,180
99,443	2,350	0,839	357,02	1,500	-0,019
100,000	2,370	0,830	350,21	1,487	0,000
103,359	2,450	0,780	318,37	1,400	+0,112
106,670	2,530	0,732	289,33	1,300	+0,222
109,455	2,600	0,690	265,38	1,200	+0,315
111,942	2,660	0,653	245,49	1,100	+0,398
114,076	2,720	0,621	228,31	1,000	+0,469
116,012	2,760	0,592	214,49	0,900	+0,534
117,736	2,810	0,566	201,42	0,800	+0,591
119,315	2,850	0,543	190,53	0,700	+0,644
120,745	2,880	0,522	181,25	0,600	+0,692
122,052	2,910	0,502	172,25	0,500	+0,735
123,233	2,940	0,484	164,63	0,400	+0,774
124,296	2,970	0,467	157,24	0,300	+0,810
125,356	3,000	0,452	150,67	0,200	+0,845
126,346	3,020	0,438	145,03	0,100	+0,878
127,204	3,040	0,424	139,47	0,000	+0,907

Las principales ventajas de diseño de este circuito son cinco:

- 1) se utiliza íntegramente el rango de variación de la resistencia drenador-fuente del transistor con respecto a la tensión puerta-fuente, lo cual permite aprovechar mejor la característica del mismo (ver Figura 136).
- 2) se extiende el intervalo de variación de la intensidad de drenador del transistor, lo que permite obtener un rango dinámico de intensidades (y por tanto, de la frecuencia) que se multiplica por un factor de 3. El diseño anterior (Modelo 1), con sólo 2 transistores J2N3819 en serie con una resistencia de 6,20 K Ω , es sustituido por una resistencia de 3,0 K Ω conectada en serie con una serie formada por 5 transistores J2N3819. De esta manera se evita la criticidad del circuito causada por un margen muy estrecho de variación de la intensidad del transistor (149 μ A= 1741 μ A-1592 μ A, que ahora pasa a ser de 2400 μ A = 3040 μ A-1640 μ A) .
- 3) La serie de 5 transistores permite repartir mejor la tensión drenador-fuente de cada transistor, de forma que todos ellos trabajen en la región de ZONA ÓHMICA ($V_{DS} \leq 1$ V).

- 4) El rango de frecuencia f_{ramp} obtenido se multiplica por un factor 3 (pasa de ser 200 KHz \pm 10KHz a 100 KHz \pm 30KHz), implicando ello una mejora del rango dinámico del giroscopio por el mismo factor.
- 5) La frecuencia central del diseño pasa a ser de 200 KHz a 100 KHz. Ello repercute directamente en el ciclo de trabajo de la señal de realimentación del giroscopio, que del valor $[(T_{ramp})_1 - \tau] / (T_{ramp})_1 = 0,805$ pasa a ser $[(T_{ramp})_2 - \tau] / (T_{ramp})_2 = 0,9025$, con lo cual se consigue mayor efectividad en la acción de lazo cerrado.

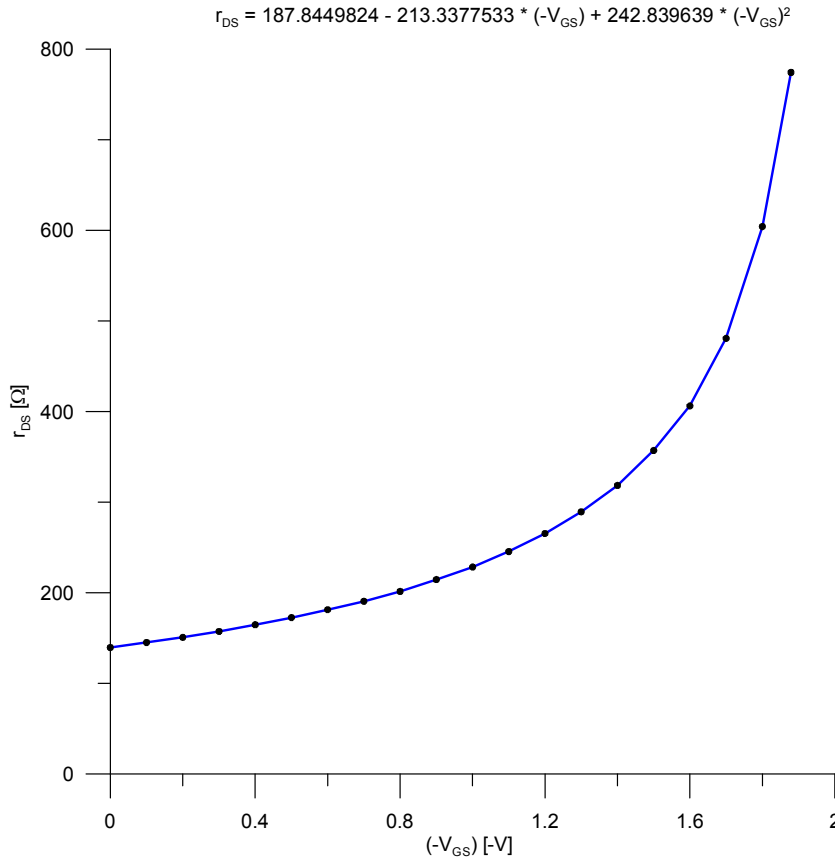


Figura 136
Característica $r_{DS} = f(-V_{GS})$ del transistor J2N3819

La dependencia $(-V_{GS}) = f(V_{demod})$ se obtiene a partir de la correspondencia de valores entre ambas variables proporcionada por la Tabla 35. El valor de $(-V_{GS})$ es introducido a priori en el programa de simulación. Para este valor, y como consecuencia de la simulación del circuito, se obtiene el valor de f_{ramp} correspondiente. Entonces se puede obtener el valor correspondiente de V_{demod} aplicando la ecuación (6.27). De esta manera es como se han obtenido todos los valores de V_{demod} relacionados en la tabla. La Tabla 17 recoge individualmente la correlación de valores $V_{demod} - (-V_{GS})$. La representación gráfica $V_{demod} - (-V_{GS})$ obtenida a partir de la Tabla 36 está representada en la Figura 137. Un ajuste polinómico de segundo grado de esta gráfica da la siguiente relación:

$$(-V_{GS}) = 1,530600634 - 0,9386124813 V_{demod} - 0,688678541 (V_{demod})^2 \quad (6.28)$$

TABLA 17. Relación $V_{demod} - (-V_{GS})$

V_{demod}	$(-V_{GS})$
-1.000	1.879
-0.682	1.800
-0.388	1.700
-0.180	1.600
-0.019	1.500
0.000	1.487
+0.112	1.400
+0.222	1.300
+0.315	1.200
+0.398	1.100
+0.469	1.000
+0.534	0.900
+0.591	0.800
+0.644	0.700
+0.692	0.600
+0.735	0.500
+0.774	0.400
+0.810	0.300
+0.845	0.200
+0.878	0.100
+0.907	0.000

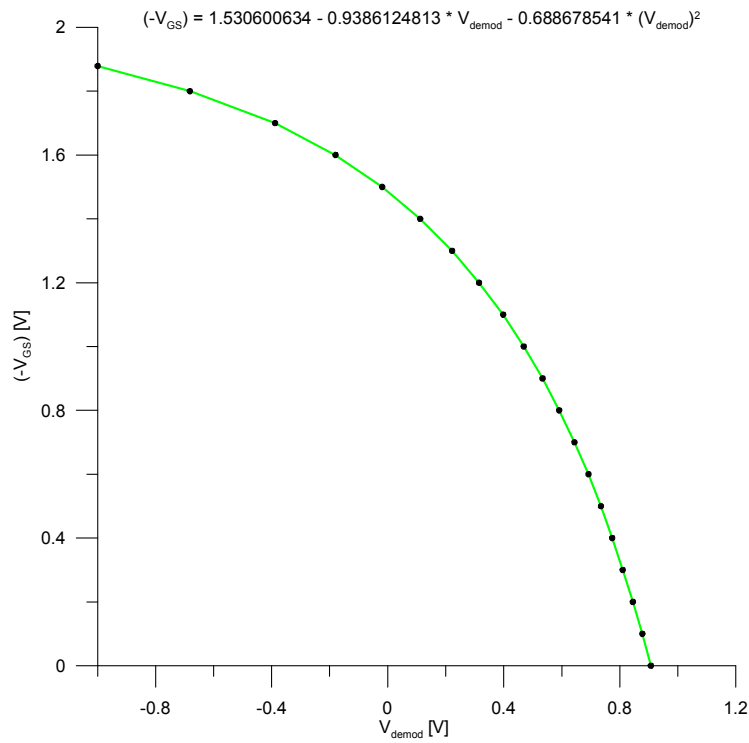


Figura 137
Relación $(-V_{GS}) = f(V_{demod})$

Esta ecuación sirve de base para diseñar el circuito electrónico de conversión de señales $V_{demod} - (-V_{GS})$. El circuito de conversión está representado en la Figura 139. En otro aspecto, se puede calcular, según la ecuación (6.25), el rango dinámico de la ratio de rotación que se puede alcanzar con este modelo. El resultado del cálculo es un rango dinámico desde $0^\circ / \text{hour}$ hasta $\pm 118918,05^\circ / \text{hour}$. Esto corresponde a un rango de desplazamientos de fase ϕ_S desde 0,00 radianes hasta $\pm 0,184$ radianes.

Los transistores bipolares Q_5 y Q_6 (Q2N2907A) trabajan con un rango dinámico de intensidad muy reducido para cubrir todo el intervalo de medida necesario (3040 μ A). Ello hace necesario un estudio riguroso de los efectos de los cambios de la temperatura ambiente sobre la unión colector, los cuales pueden hacer variar significativamente la corriente de colector, haciendo que el valor de la medida sufra una variación consecuente. El transistor de referencia (Q_5) trabaja conectado como diodo, y entonces su tensión emisor-base permanece en un valor casi constante, $V_{EB} \approx 0,734$ V . El coeficiente de temperatura del diodo emisor-base para mantener en un valor constante la corriente de la unión es de $-2,50$ mV / ° C. Un incremento de 10 ° C supondría una disminución de la tensión emisor-base de -25 mV. Esto supondría una variación de la corriente de drenador de los transistores JFET cuyo valor calculado es:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{[12 - (0,734 - 0,025)] - (12 - 0,734)}{12 - 0,734} = 0,00222 \equiv 0,22\% \quad (6.29)$$

Según esto, eligiendo la resistencia R (en serie con los transistores JFET) de alta precisión (tolerancia $< 0,5\%$ ó tolerancia $< 1\%$), vemos que las variaciones de la temperatura ambiente sobre el transistor producen un efecto despreciable. El transistor Q_6 trabaja como transistor espejo de la fuente de corriente constante. Por tanto, su corriente de colector permanece acotada (es casi la misma, algo inferior a la corriente de colector de Q_5). Entonces el único problema que el incremento de la temperatura ambiente puede producir en la unión colector de este transistor es el valor de la tensión colector-emisor del mismo. El valor promedio temporal de esta tensión también permanece acotado, tal como se puede comprobar mediante el cálculo que sigue:

$$(V_{CE})_{average} = 12\text{ V} - (V_{serrodyne})_{average} = 12\text{ V} - 4\text{ V} = 8\text{ V} \quad (6.30)$$

Como ambos transistores tienen un parámetro β de valor 231,7, la ganancia de corriente de la fuente de corriente es casi la unidad:

$$\frac{I_{ramp}}{I_D} = \frac{\beta}{\beta + 2} = \frac{231,7}{231,7 + 2} = 0,991 \quad (6.31)$$

El valor promedio de potencia que se produce en la unión colector de Q_6 es de:

$$(P_{CE})_{average} = (V_{CE})_{average} \times I_C = 8\text{ V} \times 3,040\text{ mA} = 24,32\text{ mW} \quad (6.32)$$

Este valor está muy por debajo del punto correspondiente de la hipérbola de disipación máxima para este transistor que es de (500 mW). En la Figura 138 se representa la característica de salida del transistor JFET J2N2819.

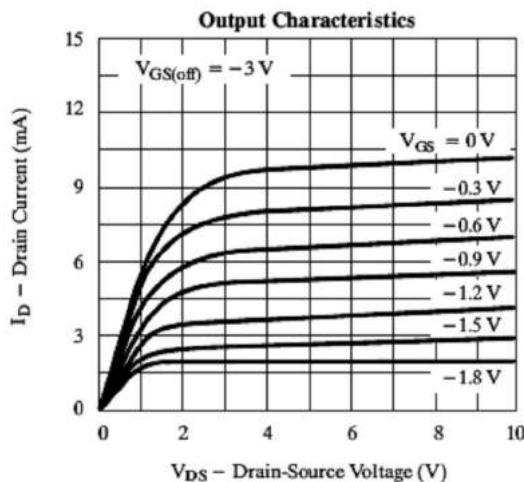


Figura 138
Característica de salida de J2N2918

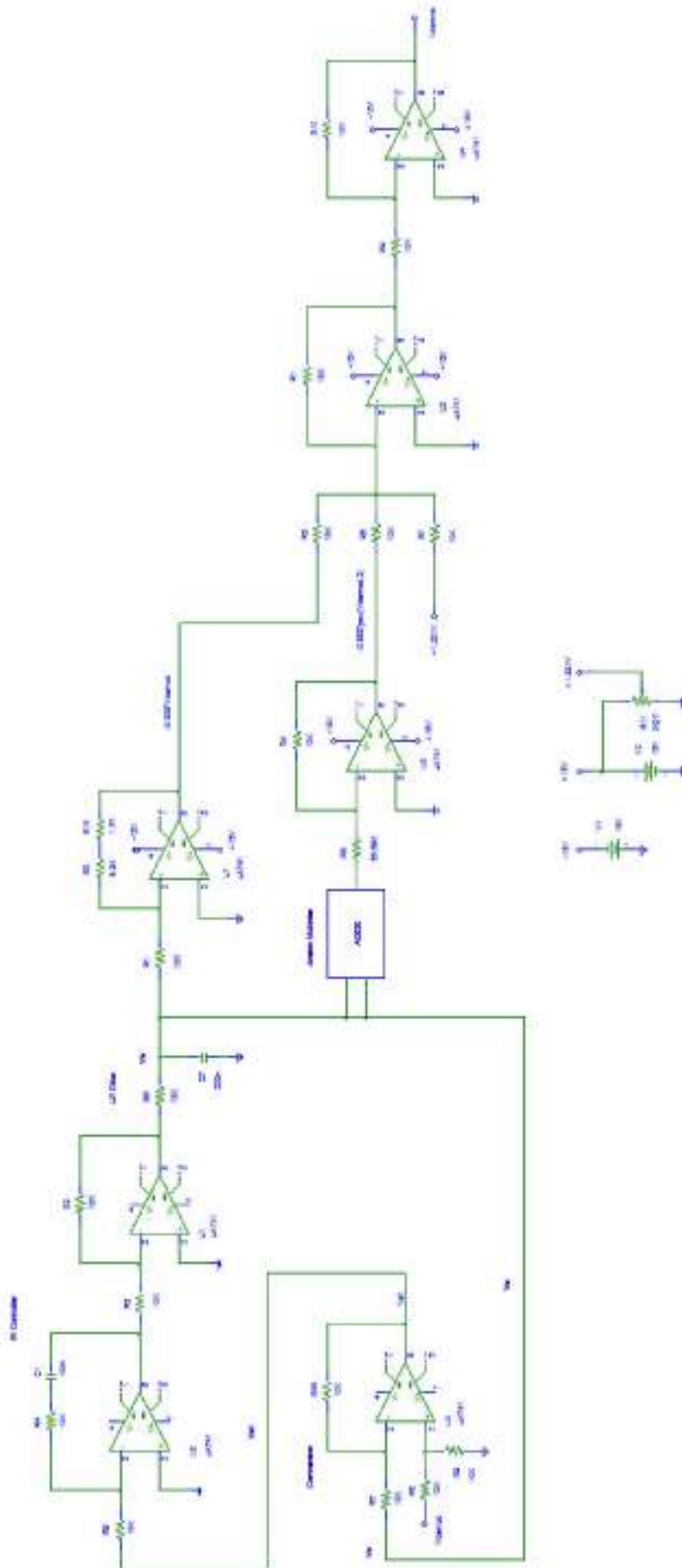


Figura 139
Circuito de conversión $(-V_{GS}) = f(V_{demo})$

6.6.3 Parámetros de desempeño

Un buen trabajo pionero de referencia sobre este modelo de giroscopio fue llevado a cabo por Ebberg y Schiffner [3], quienes realizaron la simulación, mediante programa de computador, de los parámetros de desempeño de un modelo con las siguientes características:

- BOBINA DETECTORA: $L = 2880 \text{ m}$, $D = 12,3 \text{ cm}$, área efectiva = $88,6 \text{ m}^2$
- FUENTE de LUZ (láser semiconductor): $\lambda = 880 \text{ nm}$ (spectral bandwidth = $2 \text{ nm} \div 4 \text{ nm}$)
- BIAS-MODULATION: disco piezo-eléctrico de 3 cm de diámetro (varias vueltas de fibra mono-modo)
- IOM (modulador de onda en diente de sierra): $V_{\pi} = 5 \text{ V}$ (amplitud), frecuencia central = 70 KHz

La frecuencia y el pico de fase del bias-modulation (PM) fueron ajustados para conseguir máxima señal de salida del demodulador PSD en lazo abierto. Para una ratio de rotación nula, la frecuencia de la onda diente-de-sierra fue ajustada a 70 KHz , proporcionando salida nula del dispositivo demodulador PSD (cancelación de fase). Se utilizó un valor de pico de la onda diente-de-sierra de $\phi_0 = \pi$, suponiéndose nulo el tiempo de caída Δt (flyback-time) y, por tanto, una onda diente-de-sierra ideal. La Figura 140 muestra la relación frecuencia-desplazamiento de fase para un rango de valores de ϕ_s de 0 a 1 rad. La línea continua ha sido calculada para un valor $X = 1$, siendo $X = (T - \Delta t) / T$ y la línea de puntos representa los valores medidos. Se observa un buen acuerdo entre ambos valores.

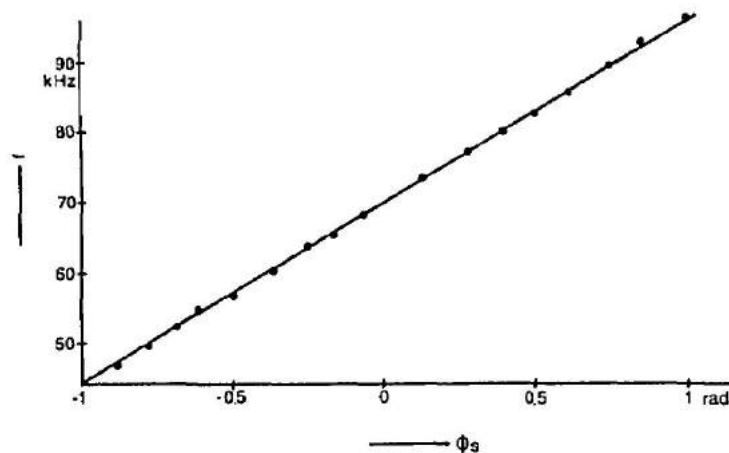


Figura 140

Relación frecuencia-desplazamiento fase Sagnac (modelo IFOG con modulación de fase en diente-de-sierra ideal)

La conclusión de estos resultados es que este modelo de IFOG en operación de lazo cerrado presenta un factor de escala constante si la onda diente-de-sierra se aproxima a la onda ideal (tiempo de caída nulo y amplitud de pico = π radianes). Si la onda diente-de-sierra no es ideal, los errores inducidos por el valor finito de tiempo de caída y por la forma de onda exponencial (rampa no-lineal) se pueden reducir eligiendo una amplitud de pico adecuada.

El modelo estudiado por nosotros, cuyas características hemos descrito en el apartado anterior (circuitos electrónicos), fue simulado mediante el programa SPice® en lo que se refiere al desempeño de los circuitos

electrónicos diseñados. El resultado de la simulación es satisfactorio, tal como puede comprobarse en la Figura 141 (generación de onda cuadrada para BIAS-MODULATION) y en la Figura 142 (generación de onda en diente-de-sierra rampa lineal para IOM, cancelación de fase). Los cálculos previos para la generación de estas ondas se exponen a continuación.

Cálculos para el circuito de ONDA CUADRADA

Datos de partida: $L = 1022,49 \text{ m}$, $D = 0,10 \text{ m}$, $\lambda = 1310 \text{ nm}$, $n = 1,46$, $V_{\pi/2} = 2 \text{ V}$

Cálculos:

$$\tau = \frac{nL}{c} = \frac{1,467 \times 1022,49}{3 \times 10^8} = 5 \mu\text{s}, T_{bias} = 2\tau = 2 \times 5 \mu\text{s} \cong 10 \mu\text{s}, f_{bias} = \frac{1}{T_{bias}} = \frac{1}{10 \mu\text{s}} = 100 \text{ KHz}$$

$$R_1 = 2 \text{ K}\Omega \pm 1\%, R_2 = 39 \text{ K}\Omega \pm 1\% \text{ (serie E96)}, C = 180 \text{ pF} \pm 5\%$$

$$W = 0,693(R_1 + R_2)C = 0,693 \times 41000 \times 180 \times 10^{-12} = 5,114 \mu\text{s}$$

$$T = 0,693(R_1 + 2R_2)C = 0,693 \times 80000 \times 180 \times 10^{-12} = 9,979 \mu\text{s}$$

$$D = W/T = \frac{5,114 \mu\text{s}}{9,979 \mu\text{s}} = 0,5125$$

Cálculos para el circuito de ONDA DIENTE-de-SIERRA (RAMPA LINEAL)

Datos de partida: (los mismos que para la onda cuadrada, excepto $V_{2\pi} = 8 \text{ V}$ y $V_{demod} : 0 \text{ V} \div (\pm 1 \text{ V})$)

Cálculos:

$$I_{ramp} \cong \frac{V_{cc} - V_{EB}}{R + 2r_{DS}}, I_{ramp} = V_{2\pi} C_3 f_{ramp}, (f_{ramp})_{central} = 200 \text{ KHz}, \Delta f_{ramp} = \pm 10 \text{ KHz}, \Delta f_{ramp} = \left(\frac{D}{n\lambda} \right) \Omega$$

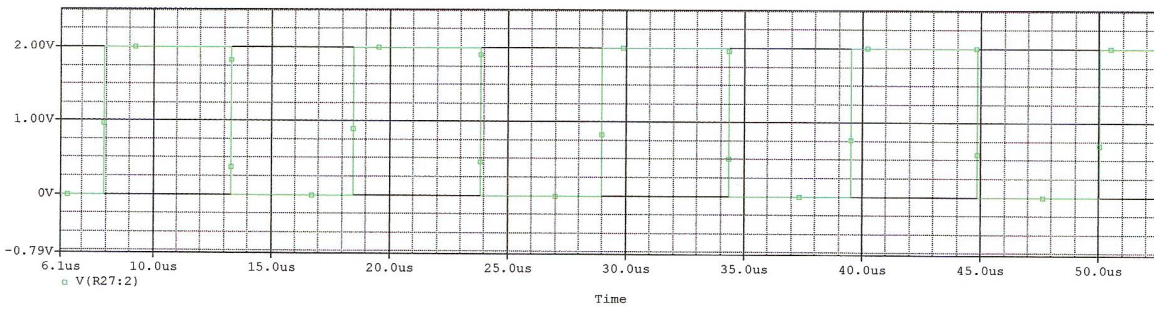


Figura 141
Onda cuadrada generada para la BIAS-MODULATION

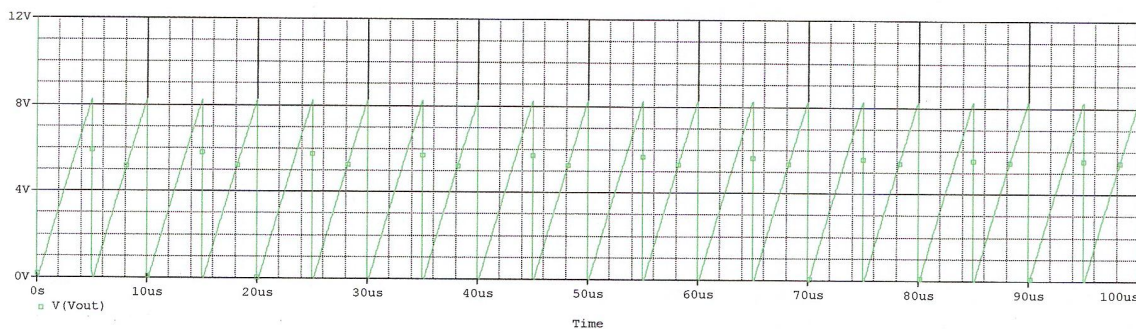


Figura 142
Onda en diente de sierra (RAMPA LINEAL) generada para la IOM-MODULATION (compensación de fase)

6.7 Prototipo de giroscopio IFOG en lazo cerrado digital (rampa digital)-MODELO 7

La modulación de fase en rampa digital, respecto de la rampa analógica, presenta cuatro grandes ventajas:

- *El diseño del circuito electrónico de demodulación resulta mucho más sencillo.* (Ahora la señal de la ratio de rotación puede obtenerse mediante una simple operación de substracción digital).
- *El reset de la onda en rampa digital y la señal de BIAS-MODULATION se pueden sincronizar.* Esto conlleva la ventaja de que se puede controlar con precisión el instante de reset de la onda en rampa y, por tanto, también el valor del escalón de reset ($V_{2\pi}$).
- *La obtención de la señal de salida de la ratio de rotación del sistema se facilita mediante un procesamiento digital de señal.* (Básicamente consiste en una operación de integración digital).
- *La operación en lazo cerrado digital permite insertar un segundo lazo de regulación* que sirva para controlar la ganancia del amplificador de tensión de salida. (De esta manera, la variación del coeficiente de modulación del Y-guia-ondas integrado debido a los cambios de temperatura, puede ser compensado ajustando la ganancia de dicho amplificador).

Debido a estas ventajas, los principales fabricantes de IFOG adoptan esta solución en sus diseños. Aunque el esquema básico de detección de este diseño ya fue bien establecido en 1994 por H.C. Lefèvre et al., [14] y [15], no ha dejado de seguir investigándose y, a día de hoy, son muchos los perfeccionamientos sucesivos que han tenido lugar sobre el mismo. Durante los últimos 10 años (2004-2014), son muy destacables las investigaciones llevadas a cabo sobre este diseño por varias universidades chinas. En particular, es muy significativo el desarrollo progresivo realizado sobre el tema por la Universidad de Harbin (University of Harbin Engineering, Harbin, China), cuyas principales referencias en este punto son [16], [17] y [18]. Sin lugar a duda, esta evolución es debida fundamentalmente al extraordinario desarrollo de la tecnología de circuitos integrados digitales VLSI con implementaciones de unidades programables por el usuario (circuitos DSP, FPGA y ASIC). Entonces, La electrónica digital necesaria para implementar las funciones de control requeridas para el funcionamiento en lazo cerrado del IFOG, puede ser desempeñada por un solo circuito integrado digital avanzado. Para este circuito digital (en lógica programable), se puede adoptar una de entre varias soluciones técnicas disponibles actualmente en el mercado, tal como un ASIC, un DSP, un CPLD ó un FPGA. De todas ellas, la solución basada en FPGA (Field Programmable Gate Array) es idónea para desempeñar el control digital en lazo cerrado del IFOG, debido a su alta integración, estabilidad y fácil programación.

6.7.1 Configuración del sistema óptico (MODELO 7)

El diagrama funcional de un modelo de giroscopio IFOG típico, en configuración de lazo cerrado digital, se muestra en la Figura 143. La parte óptica consiste en una fuente de luz de banda ancha (SLD, fotodiodo superluminiscente), un fotodetector P-I-N, un acoplador óptico 2×2 en fibra-óptica, un chip óptico integrado multifuncional (MIOC) y una bobina sensora de fibra óptica (fiber coil). El MIOC realiza las funciones de polarizador, separador de haz y modulador de fase. El MIOC está equipado con dos moduladores de fase (PM, Phase Modulators), situados simétricamente. Por tanto, se pueden utilizar independientemente para realizar una doble función de modulación de fase: BIAS-MODULATION (modulación de fondo) y compensation-MODULATION (modulación de compensación en lazo cerrado).

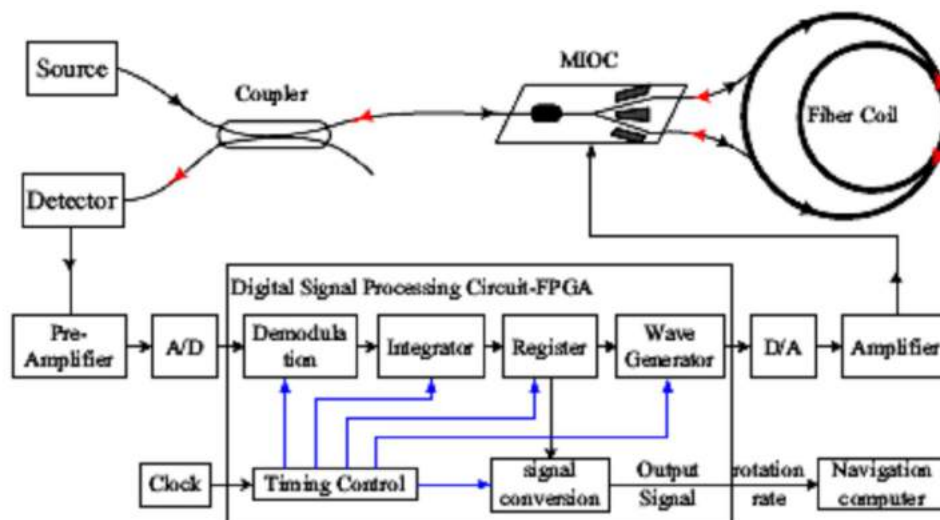


Figura 143

Diagrama funcional de giroscopio IFOG en lazo cerrado digital (con modulación en rampa digital)

6.7.2 Configuración del sistema electrónico

La parte electrónica incluye un circuito pre-amplificador, un convertidor analógico-digital (ADC), un módulo digital lógico-programable (FPGA), una memoria EPROM externa de salvaguarda de programa del módulo FPGA, un convertidor digital-analógico (DAC) y un circuito amplificador con filtro de salida. El módulo FPGA (Field Programmable Gate Array) no solamente procesa digitalmente los datos, sino que también realiza la secuenciación de control de tiempos. Las principales funciones realizadas por este módulo son: 1) *demodulación de la señal de error de ratio de rotación*, 2) *doble integración digital* (la primera para generar el valor ajustado de la altura de escalón de la onda en escalera (rampa digital), la segunda actúa como generador de la rampa digital necesaria para la modulación de compensación de fase) y 3) *síntesis de la señal de salida* para la lectura del valor de la ratio de rotación del giroscopio. En aplicaciones de alta precisión en las cuales la estabilidad del factor de escala frente a las variaciones de temperatura sea una característica crítica, se puede incluir un segundo lazo de regulación para controlar el voltaje de referencia ($V_{2\pi}$) o bien la ganancia del amplificador de salida, este último situado en la cadena de realimentación. Esta solución sirve para reducir el error de reset en el proceso de modulación de la onda en rampa.

La señal analógica de tensión procedente del pre-amplificador es convertida a digital en el convertidor A/D. Este valor digital realmente varía entre dos valores (I_1 e I_2), cada uno de ellos correspondiente a un semi-período de la onda BIAS-MODULATION, según se puede ver en la Figura 127. Los valores digitalizados de I_1 e I_2 obtenidos de la conversión A/D se envían al módulo FPGA en donde primeramente son almacenados, respectivamente, en sendos registros (latch) que, por aquel motivo, reciben la denominación de *registro de semi-período positivo* y *registro de semi-período negativo*.

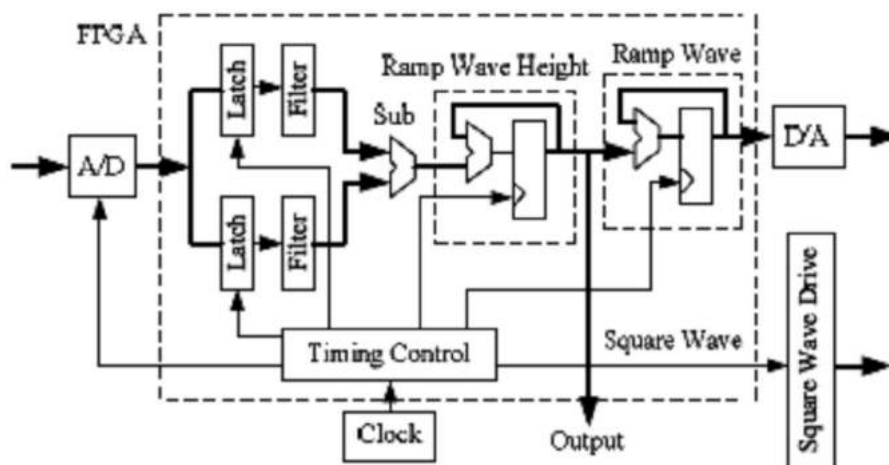


Figura 144

Diagrama funcional del procesamiento digital de la señal en IFOG digital (lazo cerrado, modulación en rampa digital)

La primera función realizada por el módulo FPGA es *la demodulación digital*. Consiste en la sustracción digital de los dos operandos I_2 e I_1 en formato digital. El valor resultante de esta sustracción digital es una señal de error de la ratio de rotación. Esta señal es enviada y almacenada en *el registro de señal de altura de escalón de onda-rampa*, pasando previamente por un *primer integrador (sumador) digital*. Éste realiza una operación iterativa, hasta que el valor actual del registro coincide con el valor actual de la señal de error de rotación. Después de un proceso de filtrado, esta señal es enviada en forma digital al computador de navegación como señal de salida del giroscopio. El detalle del procesamiento digital de la señal puede verse en la Figura 144. Por otro lado, la señal procedente del registro de señal de escalón, continúa su camino hasta la entrada en un segundo registro (registro de rampa digital), pasando previamente por un segundo integrador (sumador), *el integrador generador de rampa digital*. Este integrador también actúa de forma iterativa, hasta que el valor almacenado en el registro coincide con el valor digitalizado de la tensión de reset ($V_{2\pi}$) almacenado permanentemente en EPROM. El valor actual de este registro se envía finalmente al convertidor digital-analógico D/A en forma paralela, para su conversión en valor analógico de tensión, a través de un puerto exterior del módulo FPGA. La secuenciación de tiempos para los ciclos de lectura-escritura en los registros y para las operaciones aritméticas de sustracción e integración iterativa es llevada a cabo por el reloj de sistema. Este reloj está integrado internamente en el módulo FPGA. El programa para realizar la secuenciación de la FPGA se realiza mediante software en lenguaje VHDL y se almacena en un módulo externo de memoria EPROM que se conecta a un puerto externo de aquella.

Para adicionar la señal de BIAS-Modulation al PM (Phase Modulator) del MIOC son posibles dos opciones: 1) generar la onda cuadrada externamente a la FPGA, mediante un generador analógico propio y acoplar la señal de voltaje generada a los electrodos del segundo PM existente en el módulo MIOC, o bien 2) generar la onda cuadrada de modulación en formato digital dentro del módulo FPGA. En este caso, la adición se realiza digitalmente, mediante una operación de suma aritmética digital de dos operandos, uno correspondiente a la onda cuadrada y el otro correspondiente a la onda en rampa digital (onda en escalera). Esta segunda opción es la

preferente porque, de esta forma, el reloj-patrón interno del módulo FPGA puede controlar la ejecución de los ciclos de la onda cuadrada y sincronizar éstos con el instante de escalón de reset de la onda en rampa digital (onda en escalera). Finalmente el valor digital resultante se saca en formato paralelo a través de un puerto externo del FPGA a través de un bus de datos que conecta con la entrada de datos del convertidor digital-analógico DAC.

El circuito electrónico de demodulación-modulación digital incluye un convertidor analógico-digital de 12 bits, un módulo FPGA (Xilinx, XC4003E-3PQ100I), un convertidor digital-analógico de 16 bits y una memoria EPROM (8K × 8) de salvaguarda de programa del módulo FPGA. El resto del circuito incluye un módulo de alimentación con cinco tensiones disponibles (+5V, -5V, +3,3V, +2,5V, +1,8V), un módulo INTERFACE de alimentación, y el circuito amplificador de transimpedancia de entrada (para la captación de fotocorriente generada por el fotodiodo In-Ga-As). Se incluyen dos filtrados de la señal analógica de entrada, con frecuencias de corte $f_{c1} = 28,42$ MHz y $f_{c2} = 1$ KHz. El primero tiene como objeto limitar la señal de ruido de alta frecuencia (dejando pasar los armónicos impares de la señal cuadrada de entrada, con frecuencia central $f_c = 512,82$ KHz). El segundo sirve para bloquear la componente continua de la señal de error, antes de entrar en el convertidor analógico digital. Para los operacionales del amplificador de transimpedancia se elige el circuito integrado OPA65 de Analog Devices. Para el convertidor analógico-digital de 12 bits, se elige el integrado AD9225 de Analog Devices y para el convertidor digital-analógico de 16 bits se elige el circuito integrado AD768 de Analog Devices. En la Figura 145 se representa el esquema eléctrico del circuito electrónico.

Se hace necesaria una justificación de la elección de los convertidores A/D y D/A utilizados, en lo que se refiere a número de bits y ratio de muestreo. Para el convertidor A/D, el número de bits debería corresponder con el rango dinámico deseado. Suponiendo un giroscopio con una característica de desempeño de grado de navegación, se requiere un rango dinámico de 140 dB (lo que supone una excursión de valor $10^7 = 10\ 000\ 000$). Por tanto, sería necesario un convertidor de 24 bits para cubrir todos los valores de la escala ($2^{24} = 16\ 777\ 216$). Sin embargo, un convertidor A/D con 12 bits de precisión es suficiente. Según la teoría de señales, un LSB (Least Significant Bit) de valor justamente menor que la raíz cuadrada del ruido es suficiente para la cuantización de la señal.

A partir de la etapa de integración digital, la atenuación de ruido que se puede conseguir es la misma que la de un filtro analógico que se podría diseñar al respecto. La desviación estándar del ruido para una potencia óptica correspondiente a desfase $\pm\pi/2$ es de $SNR = 2,83 \times 10^{-3}$. Por tanto, un convertidor A/D de 12 bits de precisión alcanza el requerimiento de limitación del ruido (desviación estándar). Por otro lado, en lo que se refiere a la ratio de muestreo, el convertidor A/D debe cumplir la condición de realizar al menos una muestra en un tiempo igual o inferior al tiempo de tránsito τ de la luz sobre la bobina detectora. Suponiendo una bobina de longitud $L = 200$ m, el tiempo de tránsito es $\tau = 0,975$ μ s. Entonces, la ratio de muestreo del convertidor A/D debe ser mayor o igual que 1,026 MSPS (Million-Samples-Per-Second). El convertidor A/D elegido (AD9225) es de 25 MSPS, lo cual cumple sobradamente la expectativa.

En lo que respecta al convertidor D/A, se debe cumplir la condición de que el tiempo de elaboración de la señal de salida sea menor que el tiempo de tránsito τ . El tiempo de elaboración afecta a la forma del flanco de la señal de salida. Un tiempo muy largo podría empeorar la pendiente de la señal de salida. Por otra parte, el error de conversión debe caer dentro de la parte lineal de la curva de respuesta sinusoidal del giroscopio. Esto ocurre en el entorno de un desfase igual a $\pm\pi/2$. Entonces, el convertidor D/A debe tener un error de conversión menor que $175 \times (1/10^7)$ en el centro del rango de la escala. Esta condición se cumple con 16 bits: $(1/2^{16}) < 175 \times (1/10^7)$. Por tanto, el convertidor D/A elegido (30 MSPS y 16 bits) cumple las especificaciones.

El circuito preamplificador incluye un amplificador de transimpedancia, calculado para proporcionar una señal de error de tensión de $\pm 1V$, correspondiente a la señal de ratio de rotación. Para ello se ha tenido en cuenta la responsividad del fotodiodo. Como la señal procedente del fotodetector está muy afectada por ruido blanco, se hacen necesarias etapas de filtrado analógico, con el objeto de disminuir las componentes de ruido. De esta forma, la relación señal-ruido SNR sale mejorada (se asegura $SNR > 30$ dB para la potencia-BIAS de desfase $\pm\pi/2$). El primer filtrado de la señal analógica de entrada (filtro pasa-bajo) se ha calculado para una frecuencia de corte de $f_{c1} = 28,42$ MHz y tiene como objeto limitar la señal de ruido de alta frecuencia (dejando pasar los armónicos impares de la señal cuadrada de entrada, con frecuencia central $f_c = 512,82$ KHz, para longitud de bobina $L = 200$ m). El segundo filtrado (filtro pasa-alto), colocado delante del convertidor A/D, sirve para bloquear la componente continua de la señal de error, antes de que la señal se acople a la entrada del mismo. Se ha calculado para una frecuencia de corte de $f_{c2} = 1$ KHz.

El circuito amplificador de salida consiste en una doble etapa en cascada de amplificadores operacionales. La primera de ellas es una etapa inversora con ganancia ajustable y bajo ruido. La segunda etapa también es inversora y de ganancia unidad. Este circuito está representado en la Figura 146. En ella se puede apreciar la forma de onda escalonada que será acoplada a la entrada de los electrodos del modulador de fase (PM) del Y-guiaondas. Es importante que la etapa amplificadora de salida garantice la integridad de la forma de onda escalonada que sale del convertidor D/A. Consecuentemente, deben conservarse todos los armónicos de la señal así como también asegurar el sincronismo de los pulsos de onda cuadrada de BIAS-modulation con respecto al escalón de reset de la onda en escalera (rampa digital), ambas generadas internamente por procesamiento digital en el módulo FPGA. En la Figura 147 se pueden ver las dos ondas componentes de modulación, la BIAS-modulation (señal cuadrada) y la rampa-DIGITAL (señal en escalera), así como el sincronismo entre ambas. En la Figura 148 se ve, además, la señal de tensión de control de modulación ($V_{control}$), resultante de la suma de ambas.

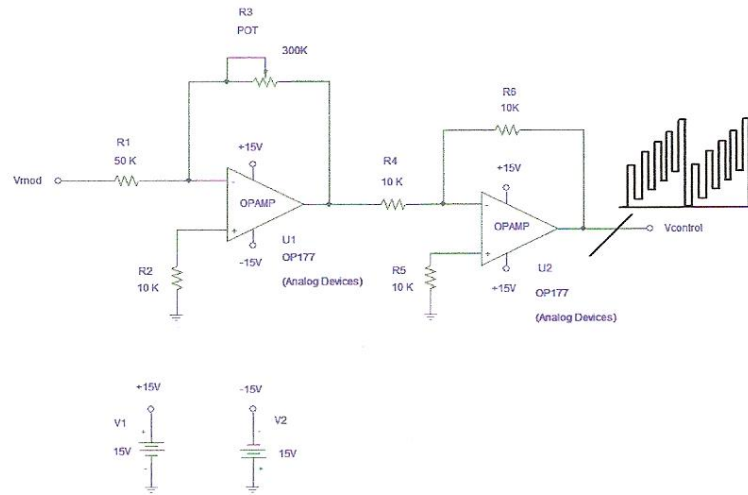


Figura 146

Amplificador de salida de bajo ruido (doble etapa inversora, la primera con ganancia ajustable). La señal de salida de tensión se aplica a los electrodos del modulador de fase (PM)

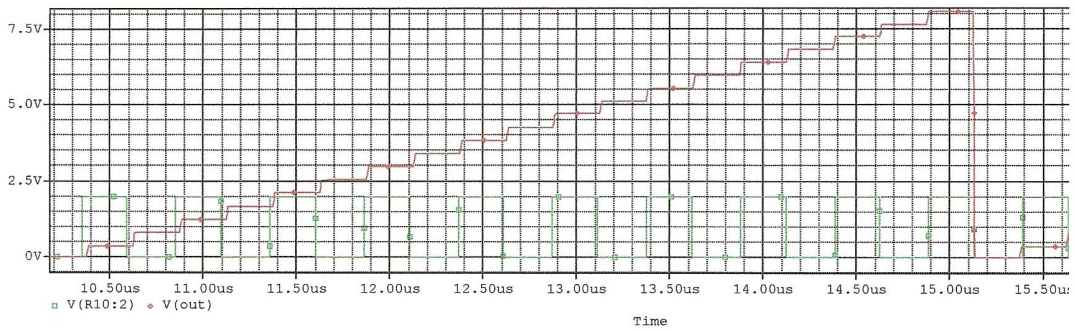


Figura 147

Formas de onda de modulación (simulación analógica), en rojo: RAMPA-digital, en verde: onda-CUADRADA (BIAS-modulation)

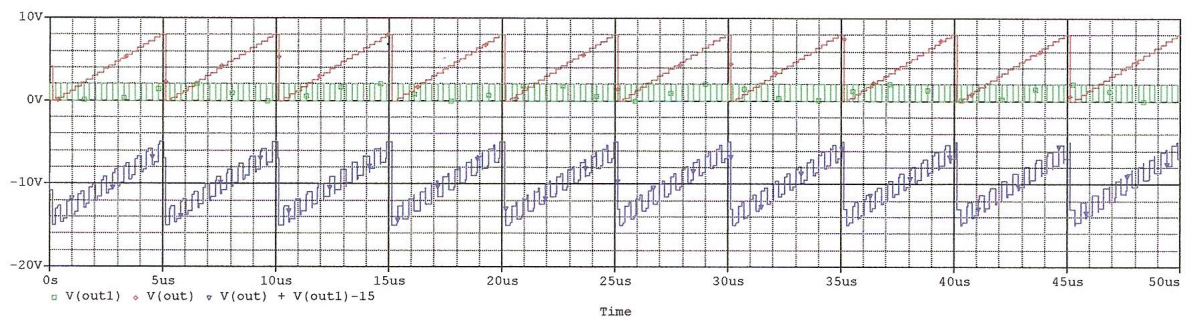


Figura 148

Formas de onda de modulación (simulación analógica), en rojo: RAMPA-digital, en verde: onda-CUADRADA (BIAS-modulation), en azul: onda ESCALONADA de la señal de tensión de salida ($V_{control}$)

6.8 Prototipo de giroscopio IFOG en doble lazo cerrado digital (rampa digital)- MODELO 8

El esquema de detección en simple lazo cerrado y modulación de fase en rampa digital, analizado en la sección anterior, presenta un problema significativo para unidades IFOG en las que se requiere un alto grado de desempeño (por ejemplo, en unidades de grado de navegación inercial, destinadas a navegación aérea o navegación espacial). El problema fundamental que se presenta es que el modulador de fase integrado PM (Phase Modulator) produce un error en el desplazamiento de fase generado, debido a las variaciones del coeficiente de modulación del mismo causadas, a su vez, por los cambios de temperatura. Un modulador electro-óptico de fase de niobato de litio (LiNbO_3) tiene un coeficiente de modulación de fase dado por la ecuación (5.11), que reproducimos a continuación:

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{\lambda} n^3 r \left(\frac{U}{g} \Gamma \right) L \quad (6.29)$$

El cambio de la temperatura provoca un cambio en el índice de refracción del canal dieléctrico. Entonces, la variación en el índice de refracción induce un error en el desplazamiento de fase generado por el modulador. Considerado desde el punto de vista de la tensión de control, el cambio experimentado por el índice de refracción se puede asignar a un cambio en la tensión de voltaje medio U_π , definido por la ecuación (5.12), que también reproducimos a continuación:

$$U_\pi = \frac{\lambda g}{n^3 r L \Gamma} \quad (6.30)$$

Cuando no hay cambio de temperatura, el producto $U_\pi L$ se mantiene constante (debido a que el índice de refracción n y el coeficiente electro-óptico r se mantienen constantes). Para un canal de niobato de litio el valor de este producto está en el entorno de 5 V. cm. Cuando se produce un incremento positivo de temperatura, el índice de refracción aumenta y, por consiguiente se produce un error por exceso en el desplazamiento de fase generado. Este problema se puede solucionar, modificando el esquema de detección. Para ello, se introduce un segundo lazo de regulación, el cual actúa modificando convenientemente la ganancia del amplificador de salida de modulación. De esta manera, se puede compensar el error de fase generado por el modulador de fase debido al incremento de temperatura. El razonamiento es simétrico para una disminución de la misma. Una descripción detallada de la utilización de moduladores de fase integrados (canal de LiNbO_3) para giroscopios IFOG puede consultarse en la referencia [19].

Los primeros diseños de esquema de detección de IFOG en doble lazo cerrado, con modulación de fase en rampa digital, fueron desarrollados en la mitad de los años 1980 por H.C. Lefèvre et al. en los laboratorios Thomson CSF (Francia) [20]. Una década más tarde, la compañía Litton Systems Inc. (U.S.A), basada en las patentes de G.A. Pavlath, [21] y [22], desarrolló y perfeccionó el diseño original realizado por Thomson CSF. Una descripción rigurosa y detallada de la función y de la operación del segundo lazo de regulación puede seguirse en el artículo de Pavlath [22]. En la última década (2004-2014) son muy notables y numerosas las contribuciones realizadas sobre este diseño por la Universidad de Harbin (University of Harbin Engineering, Heilongjiang Province, China). Se pueden citar como más representativas las referencias [23], [24], [25], [26] y [27].

El análisis es un poco complicado y largo, pero se puede realizar un análisis cualitativo simplificado, partiendo de la configuración en simple lazo cerrado, cuyo diagrama de bloques se representa en la Figura 149. En ella podemos ver que, si por efecto de un cambio de la temperatura, se modifica el coeficiente de modulación K_α del modulador de fase integrado, se produce un error en el desplazamiento de fase generado por éste. Esto traerá como consecuencia un error en la evaluación de valor de la señal de salida de la ratio de rotación generada por el giroscopio. Esto es consecuencia de que el punto de equilibrio de la operación en lazo cerrado seguirá cumpliendo la condición $\Delta\phi_{fb} \approx \Delta\phi_R$ (cancelación de fase). Si, por ejemplo, el coeficiente de modulación K_α aumenta, el equilibrio de fase en operación de lazo cerrado, ahora se alcanzará para un valor menor de la tensión V de entrada en los electrodos del modulador. Siguiendo hacia atrás por la cadena de retroalimentación, hasta la salida del Digital integrator 1, se verá que el valor de la señal de salida de medida ($\omega(Z)$ = señal de ratio de rotación) será menor y el giroscopio medirá por defecto.

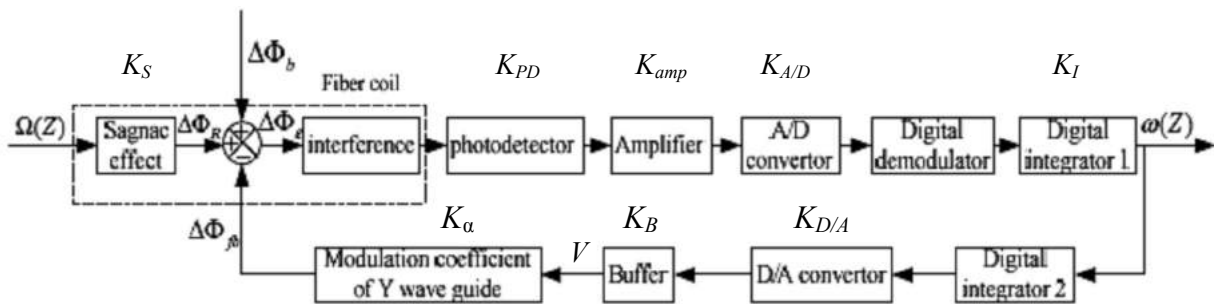


Figura 149 Diagrama de bloques de una configuración IFOG en lazo cerrado único con modulación de fase en rampa digital

La Figura 151 representa el diagrama de bloques de la configuración en doble lazo cerrado, con modulación en diente de sierra digital (rampa digital). En los instantes de reset de la rampa digital T_{reset} (flanco descendente), Figura 150, se produce un escalón transitorio de fase. Despreciando el voltaje de la onda cuadrada BIAS-modulation y el desplazamiento de fase Sagnac de rotación, este escalón de fase se traduce en un transitorio en la potencia acoplada al fotodetector (Figuras 147 y 148).

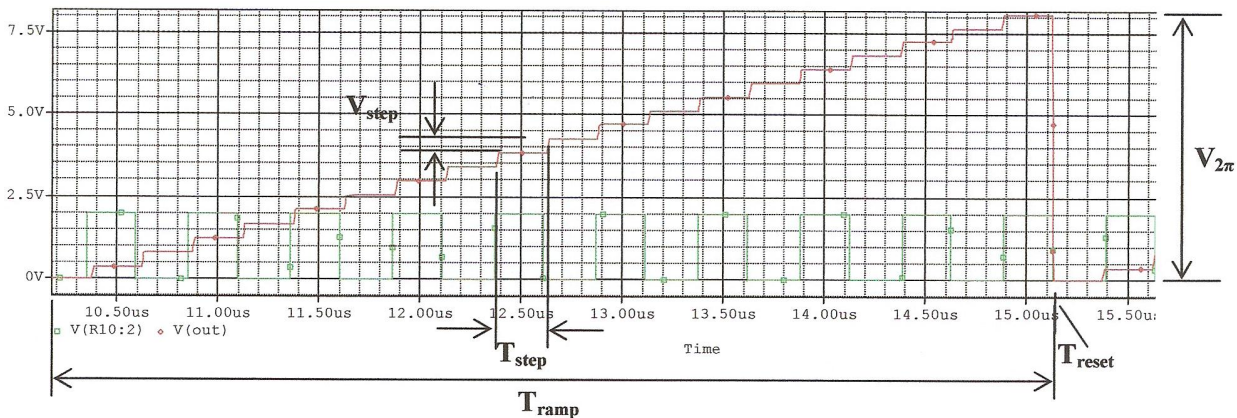


Figura 150 Geometría de la rampa digital de fase (digital serrodyne)

El valor de este escalón transitorio se aprovecha como señal de error en la entrada del segundo lazo de regulación (en el bloque Error Digital demodulator 2, en la Figura 151). Esta señal de error es igual a cero, cuando se cumple la condición de que $V_{2\pi} = 2\pi$. En cambio, si ocurre que $V_{2\pi} < 2\pi$ ó $V_{2\pi} > 2\pi$, la señal de error no es nula y actuará sobre la entrada del segundo lazo. La principal función de este segundo lazo de regulación es estabilizar el producto $K_\alpha \times V_{2\pi}$.

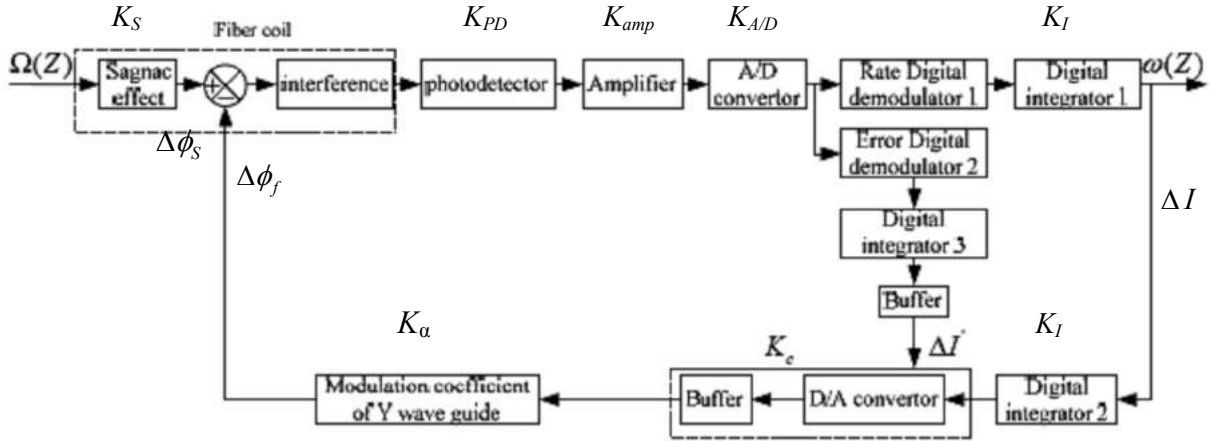


Figura 151
Diagrama de bloques de una configuración IFOG en doble lazo cerrado con modulación de fase en rampa digital

La linealidad y estabilidad del factor de escala del giroscopio depende de varios factores: la longitud y diámetro de la bobina detectora de fibra, la longitud de onda de la luz, el coeficiente de modulación K_α del modulador de fase integrado, el voltaje de pico de la rampa digital ($V_{2\pi}$) y la duración del escalón de la rampa (T_{step}), Figura 150. De todos estos factores, el más sensible a las variaciones de temperatura es el coeficiente de modulación K_α del modulador de fase. De hecho, la principal función del segundo lazo de regulación es mantener constante el producto (coeficiente de modulación) \times (voltaje de pico de rampa ($V_{2\pi}$)), tal como hemos comentado más arriba.

La operación del lazo es como sigue: una muestra de la señal a la salida del convertidor A/D (procedente de la transformación de la señal captada por el fotodetector) se introduce en el segundo demodulador digital (Demodulator 2). Esta señal es proporcional a la altura del transitorio de potencia durante el escalón de reset (Figura 150). Esta señal es integrada en el Digital Integrator 3, almacenada en un registro digital (buffer) y luego inyectada como señal de ajuste ($\Delta I'$) de la ganancia K_c en el bloque amplificador de ganancia ajustable, a la salida del convertidor D/A. De esta manera queda compensada la variación del coeficiente de modulación K_α del modulador de fase (en este esquema se mantiene constante el producto de ganancias $K_c \times K_\alpha$).

La operación en simple lazo cerrado, Figura 149, opera con un valor de BIAS-modulation de $\pm\pi/2$. Partiendo de la señal de salida de fotodetector:

$$I(t) = I_0 (1 + \cos \Delta\phi_\epsilon) = I_0 \left[1 + \cos(\Delta\phi_R + \Delta\phi_b - \Delta\phi_f) \right] \quad (6.31)$$

Al sustituir el valor $\Delta\phi_b = \pm\pi/2$ en la anterior ecuación (6.31), queda:

$$I(t) = I_0 \left[1 \mp \sin(\Delta\phi_R - \Delta\phi_f) \right] \tag{6.32}$$

Entonces, el valor de la señal de salida del fotodetector para esta configuración será:

$$\Delta I(t) = -2 I_0 \left[\sin(\Delta\phi_R - \Delta\phi_f) \right] \approx -2 I_0 (\Delta\phi_R - \Delta\phi_f) \tag{6.33}$$

Teniendo en cuenta la ecuación del desplazamiento de fase de Sagnac inducida por la rotación:

$$\Delta\phi_R = \left(\frac{2\pi L D}{\lambda c} \right) \Omega \tag{6.34}$$

El valor actual de la ratio de rotación se obtendrá integrando en el tiempo el valor de $\Delta I(t)$. Por otro lado, teniendo en cuenta la teoría de control de sistemas discretos y considerando los parámetros (coeficientes de la función de transferencia, señalados en el esquema de la Figura 149) y la función de cada bloque, para la función de transferencia global se llega al siguiente resultado:

$$\Phi(Z) = \frac{\omega(Z)}{\Delta\phi_R(Z)} = \frac{K_S K_{PD} K_{amp} K_{AD} K_I}{(1 + K_\alpha K_S K_{PD} K_{amp} K_{AD} K_I^2) - Z^{-1}} \tag{6.35}$$

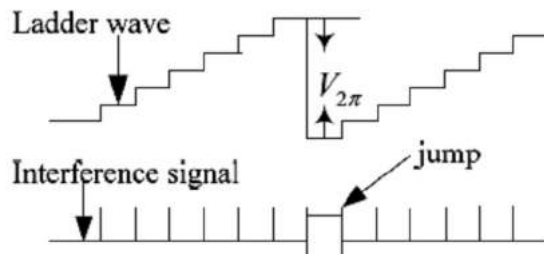
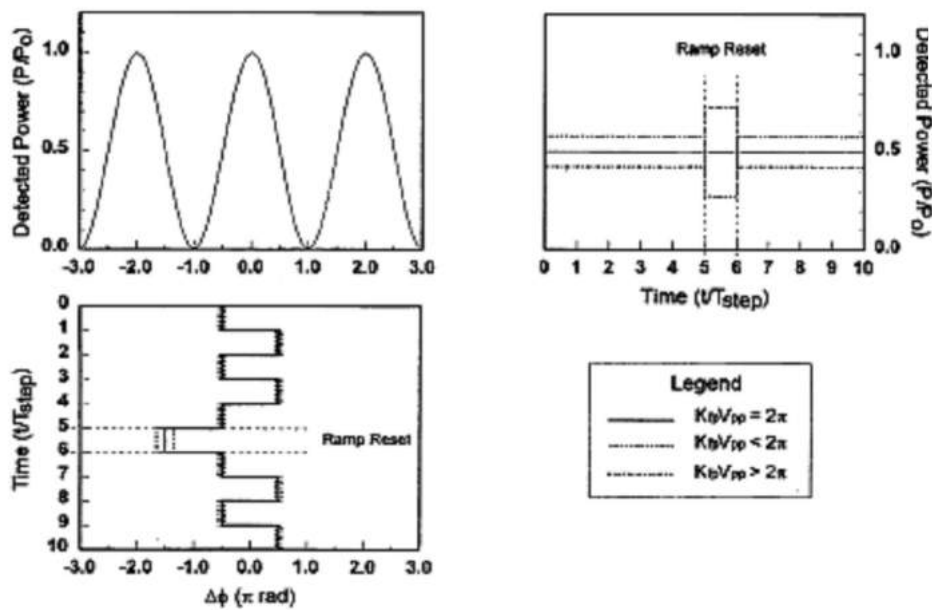


Figura 152

Transitorio de la señal de interferencia detectada por el fotodetector cuando $V_{2\pi} \neq 2\pi$ en el instante de reset de la rampa digital

Una BIAS-modulation de cuatro estados, cuyos detalles aparecen estudiados en la referencia [18], Figura 153 (a), produce una señal de interferencia muy adecuada para la generación de la señal de escalón de reset de la rampa digital cuando el interferómetro está desajustado por efecto de la temperatura ($V_{2\pi} \neq 2\pi$). Los valores de la señal de interferencia, Figura 153 (b), durante el primero (τ) y el segundo (τ) semiciclos de la señal de modulación son, respectivamente (con $\varphi_0 = \pi/8$):

$$I_1 = I_0 [1 + \cos(\Delta\phi_R - \Delta\phi_f + \varphi_0)] \tag{6.36a}$$

$$I_2 = I_0 [1 + \cos(\Delta\phi_R - \Delta\phi_f - \varphi_0)] \tag{6.36b}$$

Por tanto, la señal de error de interferencia durante el primer ciclo completo (2τ), será:

$$\Delta I = I_1 - I_2 = 2 \sin(\Delta\phi_R - \Delta\phi_f) \sin \varphi_0 \tag{6.37}$$

Si no hay rotación se produce la cancelación exacta de la fase ($\Delta\phi_R = \Delta\phi_f$), entonces $\Delta I = 0$ y se obtendrá una señal de salida de interferencia con forma de peine, tal como la de la Figura 153 (b). Cuando aparece rotación, se

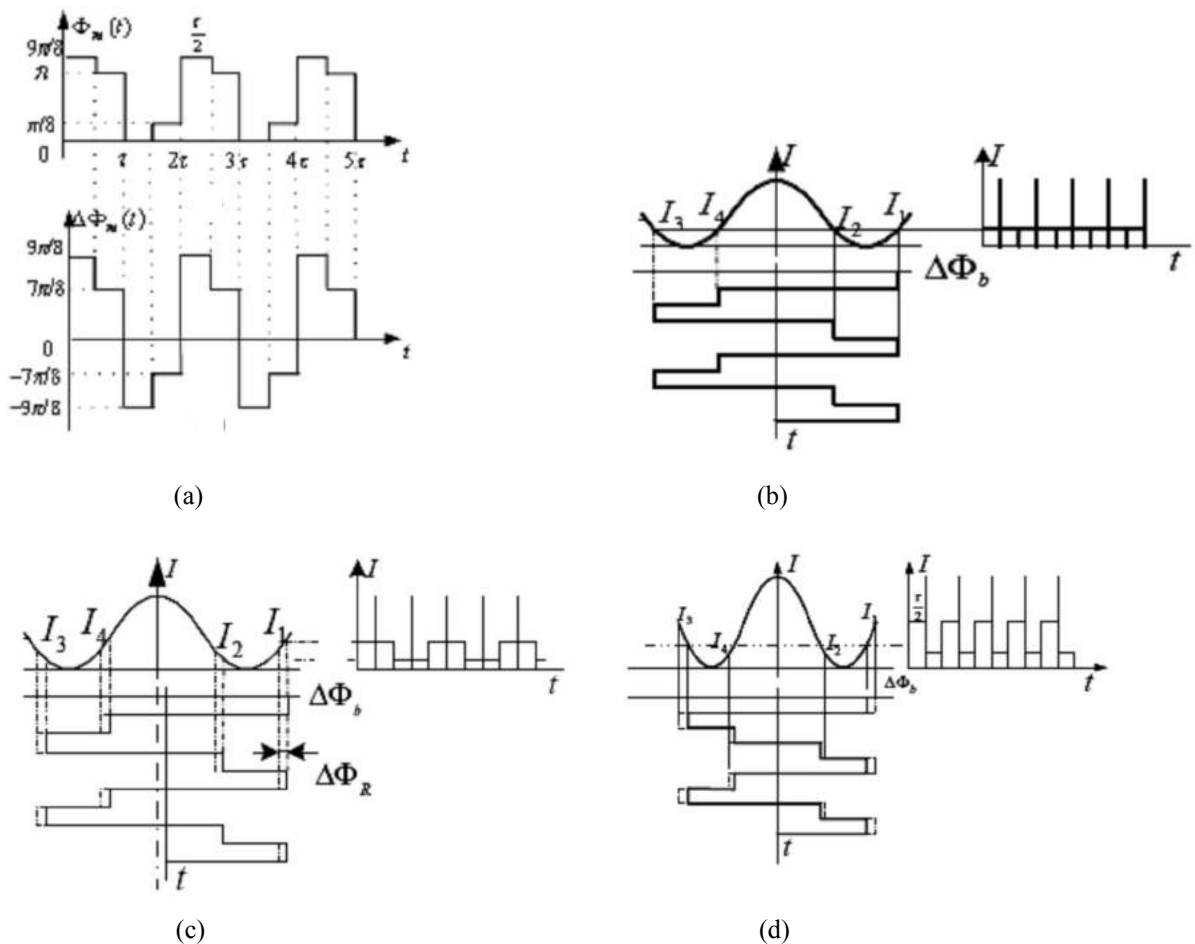


Figura 153
 Modulación de cuatro estados. (a) Forma de onda de modulación, (b) sin rotación, compensación exacta ($\Delta\phi_R = \Delta\phi_f$)
 (c) con rotación, compensación exacta $\Delta\phi_R = \Delta\phi_f$, (d) el valor de pico de la rampa digital $V_{2\pi} \neq 2\pi$ con
 compensación exacta ($\Delta\phi_R = \Delta\phi_f$)

produce una forma de señal de salida de interferencia como la de la Figura 153 (c). La señal de error ΔI que se produce en este caso sirve para evaluar la ratio de rotación (porque es proporcional a ésta). En este punto, el lazo de regulación principal toma el valor de la señal de error de interferencia ΔI como variable de control para controlar el generador de la onda en escalera, ajusta el valor del escalón de ésta y, en consecuencia, ajusta el valor de la fase de retroalimentación $\Delta\phi_f$ para producir el equilibrio de la cancelación de fase ($\Delta\phi_f = \Delta\phi_R$). Por tanto, este sistema de modulación de cuatro estados produce el mismo resultado que la BIAS-modulation de onda cuadrada de dos estados ($\pm\pi/2$). Ahora bien, si se produce un cambio en el coeficiente de modulación K_a del modulador de fase, digamos en un factor de $(1+\varepsilon)$ veces, entonces el valor del desplazamiento de fase de retroalimentación cambiará también al valor $(1+\varepsilon)\Delta\phi_f$ siendo en este caso la señal de salida de interferencia la indicada en la Figura 152 (d). Comparando las señales de salida de interferencia de las Figuras 153 (c) y 153 (d), se observa un nuevo valor $\Delta I'$ de la señal de error de interferencia. Ahora la señal de interferencia será:

$$I = I_0 \left\{ \left[1 + \cos \left[(\Delta\phi_R - \Delta\phi_f) + (1 + \varepsilon) \Delta\phi_b \right] \right] \right\} = I_0 \left[1 + \cos (1 + \varepsilon) \Delta\phi_b \right] \quad (6.38)$$

Ahora la señal de error de interferencia en el período τ será:

$$\begin{aligned} \Delta I' &= I_1 - I_2 = I_0 \left\{ \left[\cos (1 + \varepsilon) (\pi + \varphi_0) \right] - \left[\cos (1 + \varepsilon) (\pi + \varphi_0) \right] \right\} = \\ &= 2 I_0 \sin (\varepsilon \pi) \sin \left[(1 + \varepsilon) \varphi_0 \right] \end{aligned} \quad (6.39)$$

Se produce una señal de error de interferencia $\Delta I'$ con frecuencia $2 / \tau$. Esta señal es demodulada digitalmente (Error Digital Demodulator 2), integrada (Digital Integrator 3), almacenada en Buffer y convertida a analógica mediante el convertidor D/A. Esta señal, ya en forma analógica de tensión, se utilizará para ajustar la ganancia K_c del amplificador de salida en la primera cadena de realimentación. De esta manera, el modulador de fase situado en el Y-guiaondas verá compensada la variación de su coeficiente de modulación K_a y ahora proporcionará en su salida el valor correcto de fase de compensación. Sin embargo, una implementación en circuito más asequible se alcanza modificando un poco el esquema de detección. Se utiliza un segundo convertidor D/A, también externo al módulo FPGA, cuya salida analógica se utiliza como variable de ajuste de la ganancia K_c del amplificador de ganancia ajustable, Figura 154. El diagrama de bloques de este esquema en doble lazo de realimentación, ligeramente modificado se muestra en la Figura 155.

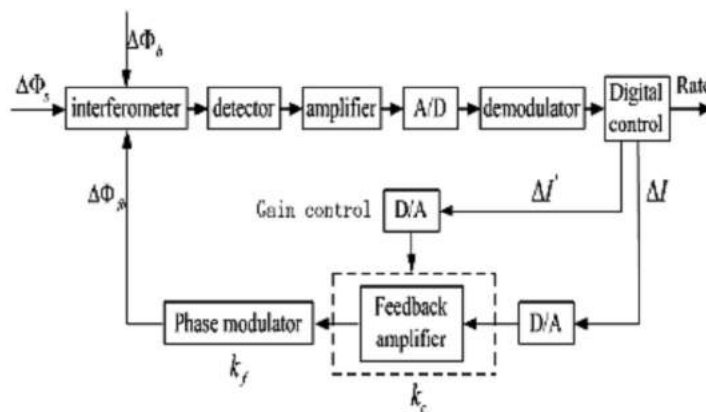


Figura 154

Diagrama de bloques para detección en lazo cerrado que incluye un segundo lazo de retroalimentación y un segundo convertidor D/A

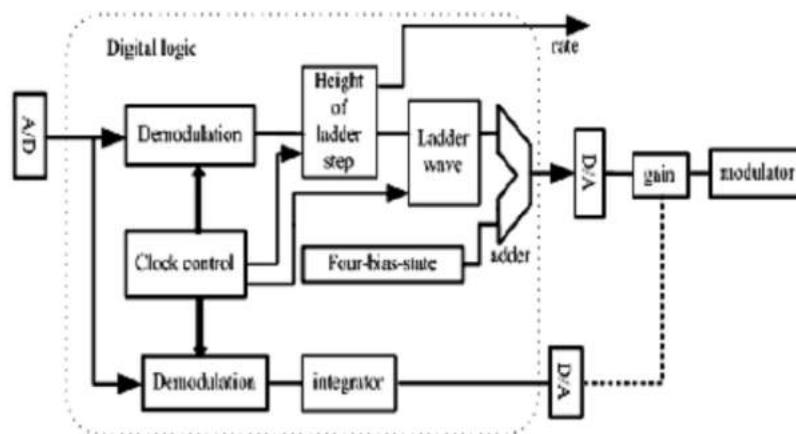


Figura 155

Procesamiento digital de la señal (IFOG doble lazo cerrado, BIAS-MODULATION de 4 estados, modulación en rampa)

6.8.1 Configuración electro-óptica (MODELO 8)

El circuito electrónico de un esquema de detección para un giroscopio IFOG con modulación en rampa digital y doble lazo de regulación se muestra en la Figura 156. El diseño está basado en un módulo FPGA con dos convertidores D/A externos. El primero de ellos actúa en el lazo principal de retroalimentación y suministra la señal de tensión necesaria para acoplar al modulador de fase integrado, después de pasar por una etapa amplificadora de salida, al igual que ocurre en el diseño de lazo único. El segundo está situado al final del lazo de retroalimentación secundario, siendo su misión generar una señal de tensión de control para realizar el ajuste de la ganancia del amplificador de salida cuya ganancia es ajustable.

El convertidor D/A principal (16 bits) opera con la señal de interferencia ΔI , mientras que el convertidor D/A secundario (asistente, de 12 bits) opera con la señal $\Delta I'$, ambas calculadas en la sección anterior. En este diseño, la onda cuadrada de BIAS-modulation es generada internamente en el módulo FPGA, al igual que la onda de rampa digital. Posteriormente ambas ondas son sumadas digitalmente mediante un circuito sumador de 16 bits. El resultado de la suma pasa como entrada del convertidor D/A principal. La gran ventaja de este diseño, frente a la onda de modulación en rampa analógica, consiste en que se puede sincronizar perfectamente el instante de reset de la rampa digital con los pulsos de la onda cuadrada de BIAS-modulation (en el caso de modulación de dos estados). En este caso los pulsos de reloj de sistema son de ancho τ y frecuencia $1/(2\tau)$. Para el caso de BIAS-modulation de cuatro estados, el sincronismo de la onda de modulación con respecto al instante de reset de la rampa digital se consigue con pulsos de reloj de ancho $\tau/2$ y frecuencia $1/\tau$.

La salida de señal de la ratio de rotación es en formato digital de 12 bits en paralelo, estando preparada como entrada para una tarjeta-interfaz de adquisición de datos por el computador de navegación. Otra alternativa es utilizar el formato serie para su comunicación con el computador, vía enlace serie RS232C ó RS485. Incluso es factible habilitar los dos tipos de salida (paralelo y serie) si el número de I/O externas disponible en el módulo

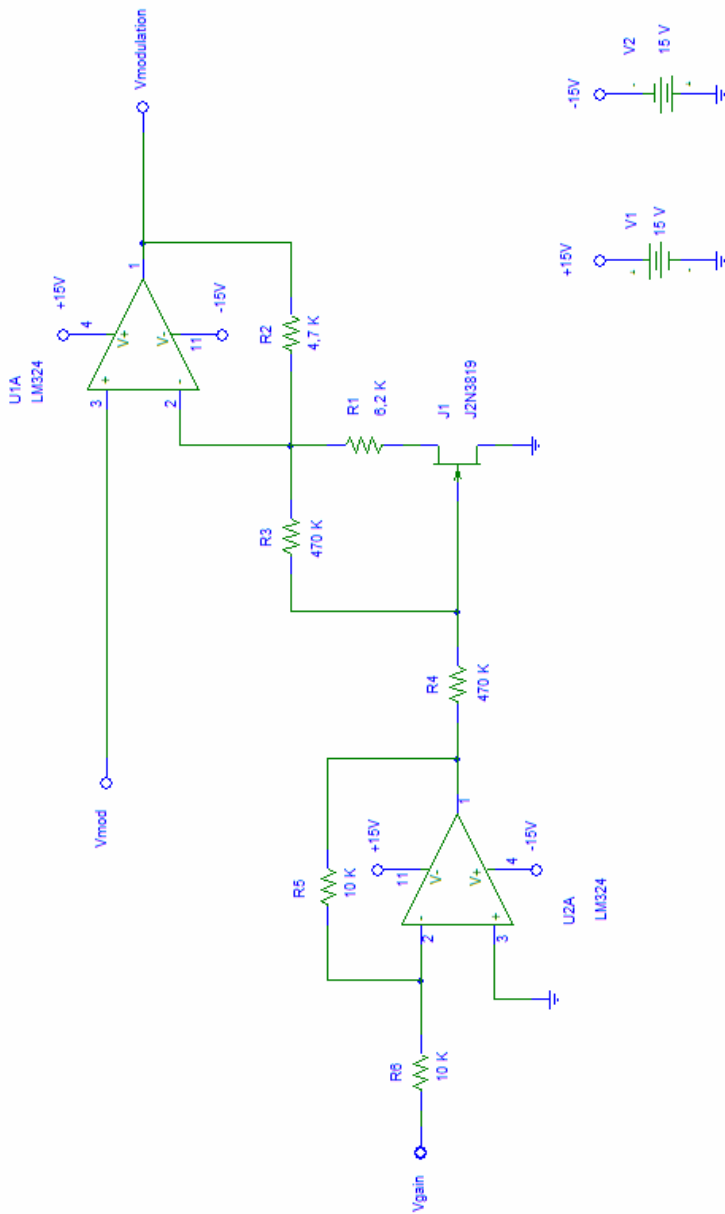


Figura 157

Amplificador de salida de ganancia ajustable con la tensión (V_{gain})

6.9 Prototipo de giroscopio IFOG (modulación en onda analógica- triangular-simétrica-MODELO 9)

En la Figura 159 se representa el diseño correspondiente a un esquema de detección analógico con BIAS-modulation sinusoidal, utilizando un valor de frecuencia $f_{BIAS} = 340,83 \text{ KHz}$. El diseño permite elegir entre dos modos de operación: operación en LAZO ABIERTO u OPERACIÓN en LAZO CERRADO. Esta elección es posible por medio de un conmutador de doble contacto-eléctrico (SW1-SW2). La operación en lazo abierto produce una señal de demodulación (PSD #1) que proporciona dos señales de salida: la primera- salida 1 (V_{out1}), una señal de voltaje proporcional a la ratio de rotación y la segunda-salida 2 (V_{out2}), una señal de voltaje proporcional a la medida del ángulo de giro desde el instante de inicialización. La operación en lazo cerrado incluye un circuito de conmutación digital (DG) para desconectar la señal de demodulación de fase en el intervalo apropiado (cuando se hace negativa), un filtro pasa-baja (BPF #1) y un demodulador detector de fase (PSD #2). En este caso, la señal BIAS-modulation es la misma que para la operación en lazo abierto, proporcionada por un generador sinusoidal trabajando a 340,83 KHz. Un circuito discriminador-detector de fase (PDD) proporciona los impulsos necesarios para la conmutación digital que acopla la señal de fotovoltaje al circuito de demodulación. La señal de COMPENSATION-phase-modulation se genera a partir de un generador de onda cuadrada (SQWG) que trabaja a la frecuencia $f_m = 25 \text{ KHz}$, filtrando convenientemente los armónicos de orden impar (1°, 3° y 5°), mediante el filtro de paso bajo LPF ¹. Un circuito-filtro equalizador (EF) consigue las amplitudes adecuadas de estos tres armónicos a su salida, con el objeto de realizar la aproximación de una onda triangular simétrica, tal como la representada en la Figura 158. En esta misma Figura se puede ver que el desplazamiento de fase inducido en el modulador de fase (PM) cuando se le aplica una onda triangular-simétrica de voltaje, es una onda cuasi-rectangular que alterna entre valores positivos y negativos. Entonces, realizando una conmutación de esta señal en los instantes en que cambia de signo, se puede disponer de una señal de compensación de fase que contrarresta la señal de desfase ϕ_s inducida por la rotación en el sistema (operación de lazo cerrado).

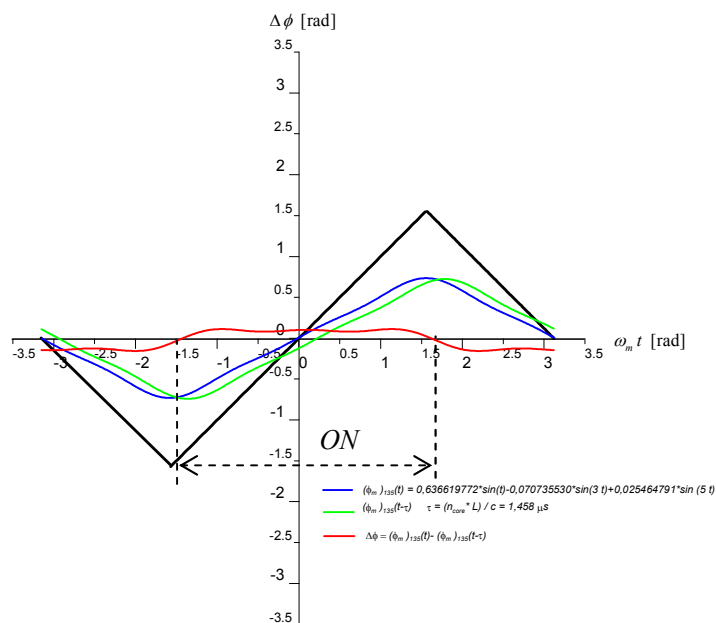
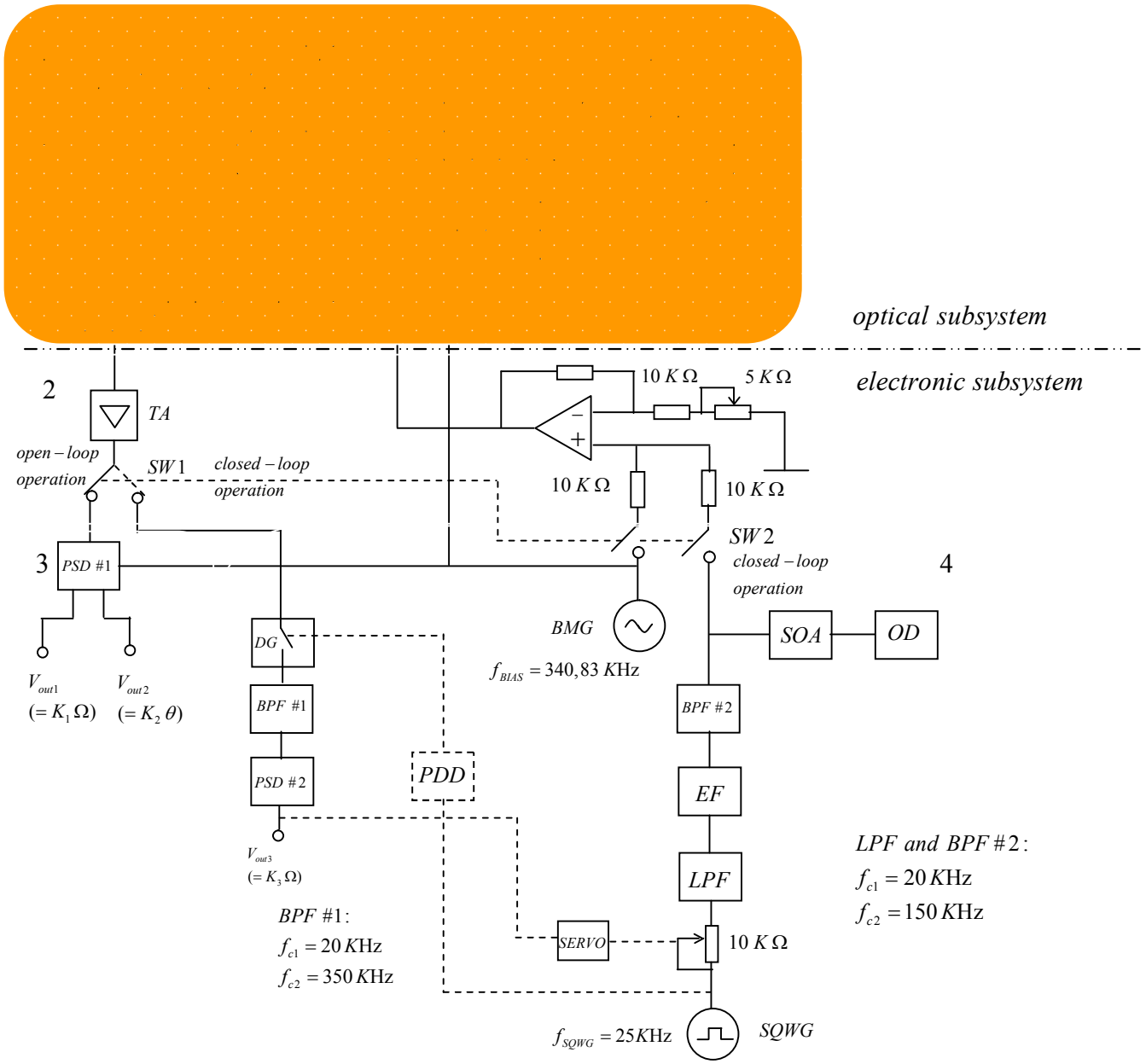


Figura 158. Onda triangular-simétrica (en negro) y su aproximación con la suma armónica de los tres primeros armónicos impares (1°, 3° y 5°) (en azul); onda desplazada (en verde) y onda inducida de desplazamiento de fase (en rojo)

¹ en la página 229 se muestra el desarrollo en serie de Fourier de la onda cuadrada simétrica (Figura 160)



LEGEND:

<p>optical subsystem</p>	<p> { SLD = Super - Luminiscent - Diode DC = Directional - Coupler PF = Polarizer - Fiber IOC = Integrated - Optical - Circuit PM = Phase - Modulator SC = Sensing - Coil Ph = Photodetector </p>	<p>electronic subsystem</p>	<p> { TA = Transimpedance - Amplifier PSD = Phase - Sensitive - Demodulator BPF = Band - Pass - Filter DG = Digital - Gating LPF = Low - Pass - Filter SQWG = Square - Wave - Generator BMG = BIAS - phase - Modulation - Generator EF = Equalization - Filter SOA = Selective - Operational - Amplifier OD = Output - Display PDD = Phase - Discriminator - Detector </p>
--------------------------	---	-----------------------------	--

- 1- Optical -Subsystem
- 2 - Common Input and Output Section (Input = TA+SW1, Output = Operational-Adder-Amplifier)
- 3- Open-Loop-Operation-Circuit
- 4 - Closed-Loop-Operation-Circuits

Figura 159

Configuración IFOG con doble operación: lazo abierto/lazo cerrado; en lazo cerrado, modulación de fase con aproximación a onda triangular-simétrica mediante suma armónica (1°+3°+5° armónicos)

ONDA CUADRADA

El desarrollo en serie de Fourier de una onda cuadrada simétrica, de período T , tal como la representada en la Figura 160 es:

$$v(t) = V_m \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1 - \cos(n\pi)}{n\pi} \right] \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) = V_m \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1 - \cos(n\pi)}{n\pi} \right] \sin(n\omega_m t) =$$

$$= V_m \left[\frac{2}{\pi} \sin(\omega_m t) + \frac{2}{3\pi} \sin(3\omega_m t) + \frac{2}{5\pi} \sin(5\omega_m t) + \dots \right]$$

Esta onda solamente contiene armónicos de orden impar y, por tanto, se puede aproximar mediante sumas armónicas impares.

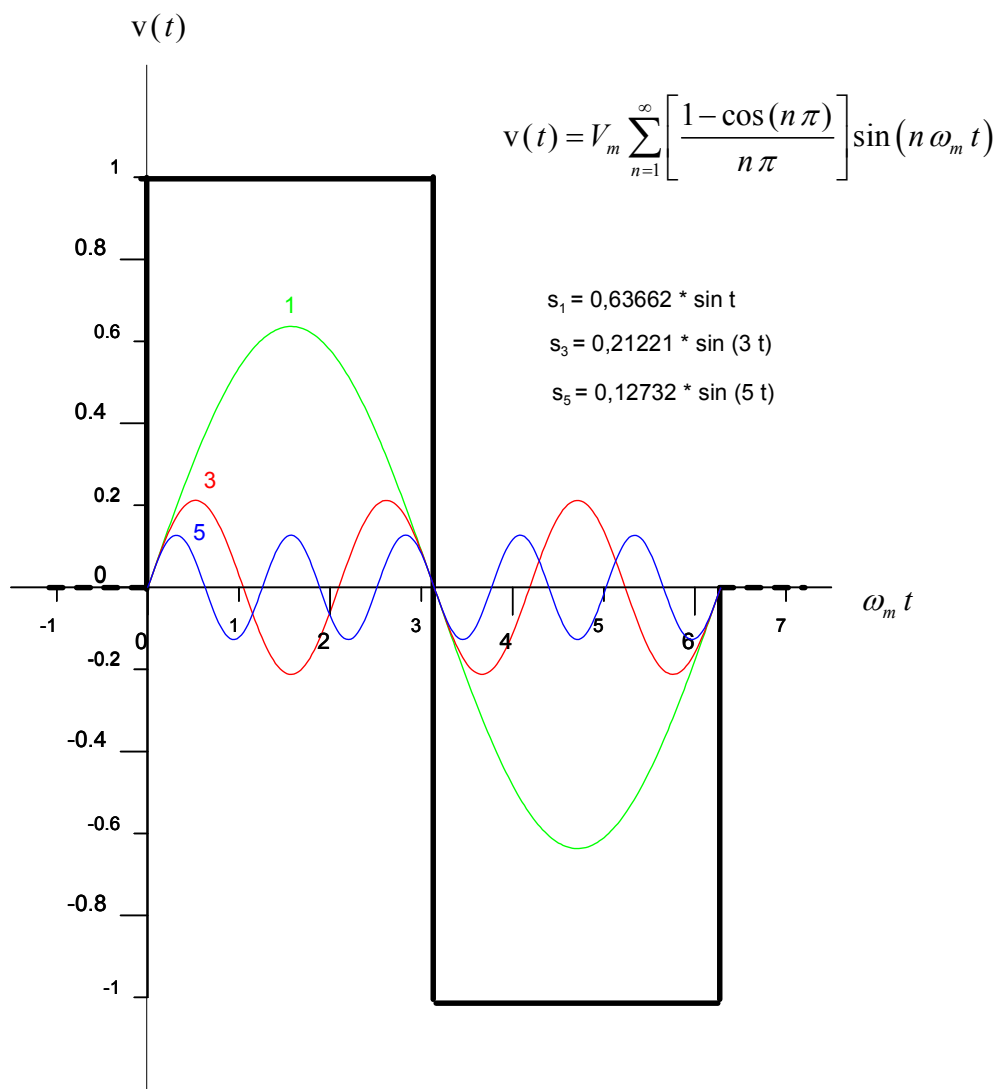


Figura 160

Desarrollo armónico en serie de Fourier de la onda cuadrada simétrica (contiene solamente armónicos de orden impar). En la Figura se representan los tres primeros armónicos impares (1°, 3° y 5° armónicos)

6.10 Conclusiones

A lo largo de este Capítulo se desarrollan los esquemas de detección de nueve configuraciones de giroscopio IFOG: 1) *lazo abierto con modulación sinusoidal y demodulación analógica (MODELO 1)*, 2) *lazo cerrado con modulación sinusoidal y demodulación analógica (MODELO 2)*, 3) *lazo cerrado con modulación sinusoidal y demodulación digital (MODELO 3)*, 4) *IFOG con despolarización de onda óptica, en lazo cerrado con modulación sinusoidal y demodulación analógica (MODELO 4)*, 5) *lazo cerrado con modulación en rampa analógica y demodulación analógica, 1º diseño (MODELO 5)*, 6) *lazo cerrado con modulación en rampa analógica y demodulación analógica, 2º diseño (MODELO 6)*, 7) *lazo cerrado con modulación en rampa digital y demodulación digital, (MODELO 7)*, 8) *doble lazo cerrado con modulación en rampa digital y demodulación digital (MODELO 8)* y 9) *lazo cerrado analógico con modulación en aproximación a onda triangular-simétrica (MODELO 9)*. La modulación de la fase óptica es un proceso que se hace totalmente necesario en un giroscopio interferométrico de fibra óptica (IFOG). El desplazamiento de fase entre las ondas en contrapropagación (CW y CCW) que producen la interferencia en el fotodetector es el orden de μ -radián. Por consiguiente, la diferencia de caminos ópticos correspondiente es del mismo orden, es decir, desde cienmilésima hasta millonésima de longitud de onda. La tecnología actual (cámaras CCD) no dispone de captadores de imagen óptica que lleguen a discriminar la imagen en tal escala de resolución. De manera que en un giroscopio óptico interferométrico solamente es posible extraer la señal de desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_S inducida por la rotación, mediante un proceso de modulación-demodulación de fase de las dos ondas ópticas en contrapropagación a través del lazo sensitivo de fibra. La modulación de fase se consigue mediante un modulador electro-óptico situado en el extremo de la bobina sensora de fibra-óptica. La forma de onda del voltaje aplicado al modulador determina la respuesta específica del sistema ante una configuración de partida utilizada. Básicamente existen dos configuraciones de partida: 1) *configuración en lazo abierto* y 2) *configuración en lazo cerrado*. Ambas configuraciones tienen en común el *proceso de demodulación de la señal de salida* de la ratio de rotación, realizada por un dispositivo PSD (*phase-sensitive-demodulator*) que básicamente es un detector fotodiodo de InGaAs. La corriente de salida del foto-diodo I_d es la señal de respuesta en forma eléctrica a la señal de interferencia de la luz producida por las dos ondas en contra-propagación a través del lazo de fibra-óptica.

El proceso de modulación de fase consiste en adicionar un exceso de fase a cada una de las dos ondas en contra-propagación a través del lazo sensitivo. El desplazamiento diferencial de fase entre las dos ondas aportado por el modulador de fase (en posición asimétrica en un extremo del lazo) valdrá $\Delta\phi(t) = \phi(t) - \phi(t - \tau)$, siendo τ el tiempo de tránsito de la luz a través del lazo. La forma de onda utilizada para la señal de modulación de fase $\phi(t)$ puede ser sinusoidal, cuadrada, diente de sierra (rampa analógica) ó rampa digital (diente de sierra escalonado).

De todas las variantes posibles para el diseño del esquema de detección, la opción de *modulación-demodulación digital* se muestra como la más efectiva para conseguir los mejores valores en los parámetros de desempeño del giroscopio (linealidad y estabilidad del factor de escala, amplitud del rango dinámico, baja deriva de BIAS-modulation y bajo valor de ARW). Ello es posible, gracias a la disponibilidad de circuitos integrados digitales

avanzados (DSP, CPLD, FPGA) que permiten la realización de la lógica-aritmética de las funciones electrónicas necesarias de forma totalmente programada por el usuario.

Referencias

- [1] D.M. Shupe. *Thermally induced nonreciprocity in the fiber-optic interferometer*. Applied Optics, **19**, 5, pp. 654-655 (1980).
- [2] Burns W.K. *Optical fiber rotation sensing*. Academic Press, San Diego California, (1994).
- [3] Ebergh, A. and Schiffner, G.. *Closed-loop fiber-optic gyroscope with a sawtooth phase-modulated feedback*. Optics Letters, **10** (6), pp. 300-302 (1985).
- [4] C.J. Kay. *Serrodyne modulator in a fibre-optic gyroscope*. IEE Proceedings, Vol. 132, No. 5 (1985).
- [5] R.P. Moeller, W.K. Burns and N.J. Frigo. *Open-loop output and scale factor stability in a fiber-optic gyroscope*. Journal of Lightwave Technology, Vol. 7, No. 2, February (1989).
- [6] P.B. Ruffin, J.S. Baeder and C.C. Sung. *Study of ultraminiature sensing coils and the performance of a depolarized interferometric fiber-optic gyroscope*. Optical Engineering, **40**, 4, pp. 605-611, April (2001).
- [7] U.S. Patent #5,781,301. *Thermally Symmetric, Crossover-Free Fiber Optic Sensor Coils and Method for Winding Them* (1998).
- [8] Lefèvre, H.C., Bettini, J.P, Vatoux, S. and Papuchon, M. *Progress in optical fiber gyroscopes using integrated optics*. AGARD-NATO Conference Proceedings, CCP 383, 9A-1 to 9A-13 (1985).
- [9] Lefèvre, H.C., Vatoux, S., Papuchon, M. and Puech, C. *Integrated optics: A practical solution for the fiber-optic gyroscope*. Proceedings of SPIE, 719, pp. 101-102 (1986).
- [10] Lefèvre, H.C. *Comments about the fiber-optic gyroscope*. Proceedings of SPIE, 838, pp. 86-97 (1987).
- [11] U.S. Patent #5,598,489 (1994).
- [12] Pavlath, G.A. *Closed-loop fiber optic gyros*. Fiber Optic Gyros: 20th Anniversary Conference. Denver, Colorado U.S.A., 5-6 August 1996. Proc. SPIE, Vol. 2837, pp. 46-60 (1996).
- [13] Álvarez Santos, R. *Materiales y componentes electrónicos*. Litoprint, Madrid (1973).
- [14] Lefèvre, H.C. *Latest advances in fiber optic gyroscope technology at Photonetics*. SPIE Proceedings, Vol. 2292, pp. 156-165 (1994).
- [15] Lefèvre, H.C. *Fundamentals of the Interferometric Fiber-Optic Gyroscope*. SPIE Proceedings, Vol. 2837, pp. 2-16 (1996).
- [16] Junliang Han, Shengmin Ge, Yi Shen. *Implementation of digital detection scheme for closed-loop FOG based on DSP and FPGA*. Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC), Sorrento, Italy 24-27 April 2006.
- [17] Shitong Chen, Jianhua Cheng, Wei Gao. *A phase modulation method for improving the scale factor stability of fiber-optic gyroscope*. Proceedings of 2008 International Conference on Mechatronics and Automation (2008).
- [18] Shitong Chen, Yushen Li, Lei Wu. *Research on the digital closed-loop control of fiber optical gyroscope*. International Conference on Computer and Automation Engineering, IEEE (2009).
- [19] H.C. Lefèvre, S. Vatoux, M. Papuchon and C. Puech. *Integrated optics: a practical solution for the fiber-optic gyroscope*. SPIE Proceedings, Vol. 719, pp. 101-112 (1986).
- [20] H.C. Lefèvre, P.H. Graindorge, H.J. Arditty, S. Vatoux and M. Papuchon. *Double closed-loop hybrid fiber gyroscope using digital phase ramp*. Proceedings 3rd Internacional Conference of Optical Fiber Sensors (OFS'85). Technical Digest Series, PDS 7.1-7.8 (1985).

-
- [21] Pavlath, G.A. *The LN200 Fiber Gyro Based Tactical Grade IMU*. Proceedings of Guidance, Navigation, and Control Conference, AIAA, pp. 898-904 (1993).
- [22] Pavlath, G.A. *Closed-loop fiber optic gyros*. Fiber Optic Gyros: 20th Anniversary Conference. Denver, Colorado U.S.A., 5-6 August 1996. Proc. SPIE, Vol. 2837, pp. 46-60 (1996).
- [23] Wang Yan, Zhang Chun-Xi. *All digital closed-loop fiber optic gyroscope with the second feedback loop*. Piezoelectrics & Acousto-optics, Vol. 27, No. 4, pp. 349-351 (2005).
- [24] Junliang Han, Shengmin Ge, Yi Shen, Xiangjun Li. *Modeling and simulation of digital closed-loop fiber optic gyroscope*. The Sixth World Congress on Intelligent Control and Automation 2006 (WCICA 2006), pp. 1659-1663 (2006).
- [25] Junliang Han, Shengmin Ge, Yi Shen. *Research on modeling and simulation of digital closed-loop FOG*. Journal of system simulation (Journal of Harbin Engineering University), 20 (4), pp. 833-836 (2008).
- [26] Shengmin Ge, Junliang Han, Yi Shen, Zhiqiang Bian, Hui Wang. *Research and implementation of digital detection system for closed-loop FOG*. 7th World Congress on Intelligent Control and Automation 2008 (WCICA 2008), pp. 6739-6744, 25-27 June 2008 (2008).
- [27] Zhang Yong-gang, Gao Zhong-Xing, Wang Guo-Chen, Gao Wei. *Modeling and simulation of the second feedback loop for fiber optic gyroscope*. International Symposium on Photoelectronic Detection and Imaging 2013. Proceedings of SPIE, Vol. 8914, 8914E (2013).

Capítulo 7

Medida, modelización y simulación de parámetros de desempeño del giroscopio IFOG

7.1 Configuración de prototipo experimental de giroscopio IFOG

7.1.1 Componentes ópticos

7.1.2 Componentes electrónicos

7.2 Cálculo y medida de parámetros de desempeño

7.2.1 Cálculo de la relación señal-ruido SNR (Signal-to-Noise-Ratio)

7.2.2 Cálculo de la sensibilidad umbral (límite de detección)

7.2.3 Cálculo del rango dinámico (dynamic range)

7.2.4 Cálculo del factor de escala (scale factor)

7.3 Modelización del lazo de regulación

7.4 Simulación del lazo de regulación

7.5 Simulación del circuito óptico

7.6 Conclusiones

Referencias

7. Medida de características de desempeño de giroscopio IFOG experimental

7.1 Configuración de prototipo experimental de giroscopio IFOG

La configuración óptica de un giroscopio IFOG experimental, utilizada en el laboratorio para realizar la medida de características de desempeño, está representada en la Figura 161. Se trata de *un conjunto híbrido de componentes ópticos discretos* (componentes no-fibra, componentes-fibra) en el que se pueden diferenciar siete componentes básicos: 1) fuente SLD de banda ancha, 2) A1, acoplador óptico direccional de salida (polished coupler-PM fiber, 0,2 dB loss), 3) polarizador de fibra-óptica (PM fiber), 4) A2, acoplador óptico direccional de entrada de entrada (fused fiber, 0,1 dB loss), 5) bobina detectora de fibra-óptica, 6) modulador de fase electro-óptico y 7) fotodiodo-detector.

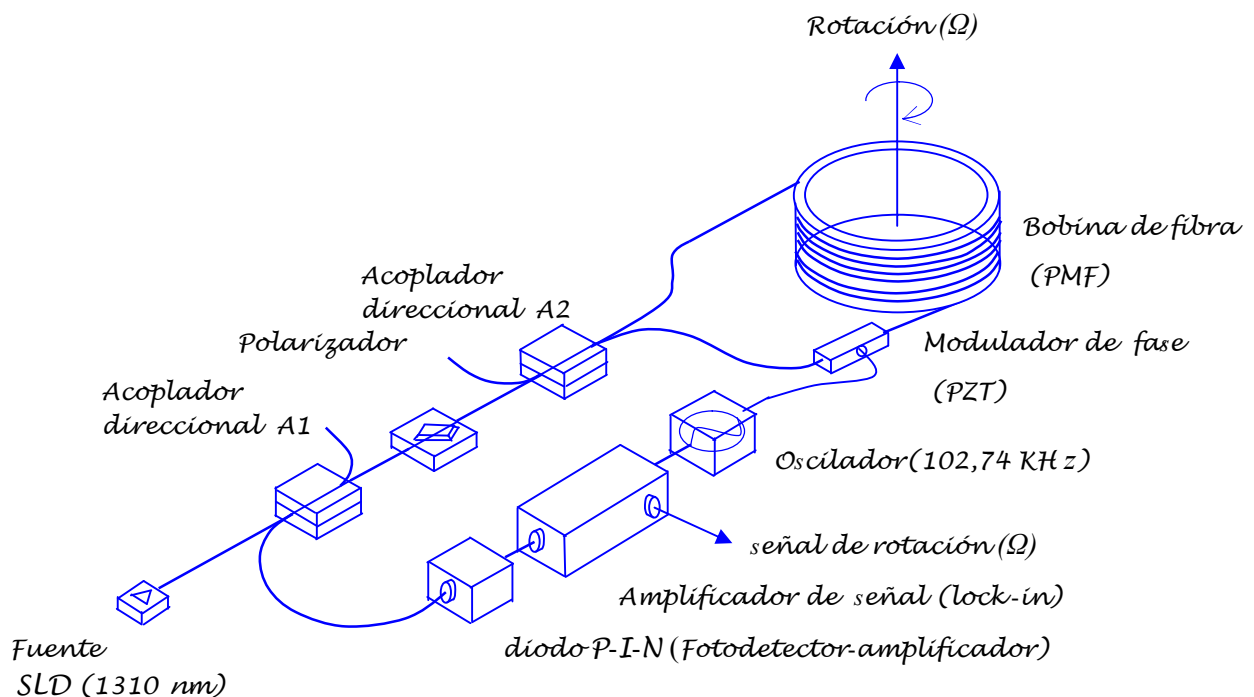


Figura 161

Configuración de *giroscopio IFOG experimental* en lazo abierto (open loop) para realizar la medida de características de desempeño

El modulador de fase admite dos opciones, cilindro piezoeléctrico (PZT) o modulador de cristal de LiNbO_3 . Dado que el precio de un modulador de LiNbO_3 es comparativamente muy superior al de un cilindro piezoeléctrico, se ha optado finalmente por éste. El sistema electrónico incluye como elemento principal *un amplificador selectivo (lock-in amplifier)* de la señal de fotocorriente de fotodetector.

7.1.1 Componentes ópticos

A continuación se hará una breve descripción de cada uno de los componentes ópticos. La *fente de luz* es un *diodo superluminescente* (Super-Luminiscent-Diode) fabricado por Superlum Inc. y codificado con la referencia SLD-561-MP2-DIL-SM. Constituye una fuente de baja coherencia óptica cuya corriente de control está controlada por el micro-controlador 89C51. El encapsulado del SLD presenta una superficie metálica externa que está en contacto térmico con un disipador de calor de aluminio. El diseño térmico del conjunto se completa con un

termo-ventilador cuya corriente eléctrica está controlada mediante termistor por el micro-controlador. De esta manera es posible conseguir una buena estabilidad en la temperatura, la potencia óptica y la longitud de onda de la fuente. La longitud de coherencia temporal de esta fuente es de $42,5 \mu\text{m}$, centrada en longitud de onda de $1304,2 \text{ nm}$ y con un ancho de línea espectral de $40,0 \text{ nm}$.

El *foto-detector* es un diodo *P-I-N* de arseniuro de galio-indio (*InGaAs*). Se ha utilizado el modelo referencia G8195-12 de Hamamatsu-Photonics. La potencia-promedio recibida por éste es aproximadamente de $85 \mu\text{W}$ en la longitud de onda de 1310 nm . El *acoplador óptico direccional de entrada* (A2, gyro coupler) es de empalme fundido de fibra-óptica PM (fused-silica), relación de potencias de salida 50/50 y pérdidas de $0,80 \text{ dB}$. El *acoplador óptico direccional de salida* (A1, output coupler, PM fiber) es de empalme de fibra pulida (polished-fiber), relación de potencias de salida 50/50 y pérdidas de $0,60 \text{ dB}$.

El *polarizador* es un polarizador 1×1 de fibra-óptica PM (polarización mantenida), cuyo valor de PER (polarization-extinction-ratio) está por encima de 30 dB ($\text{PER} > 30 \text{ dB}$). El *modulador de fase electro-óptico* utilizado es un cilindro *PZT* (*Piezo-Ceramic Tube*) sobre el que se enrolla una sección de bobina de fibra PM. El diámetro exterior del cilindro es de $1,75 \text{ cm}$ y la longitud total de la sección de fibra bobinada de 35 cm . La constante de frecuencia de este cilindro es de 175 KHz-cm . Por tanto, la frecuencia de resonancia es de 100 KHz en el modo circunferencial (hoop mode), valor que coincidirá con la frecuencia de modulación de fase de las ondas ópticas.

La longitud de la *bobina detectora de fibra-óptica* es de 1000 m . Consiste en un carrete de bobina de fibra-óptica mono-modo de sílice fundida (fused-silica), referencia SMF-28-1000 de Thorlabs, con diámetro de núcleo de $8,20 \mu\text{m}$, diámetro de recubrimiento de $(125 \pm 0,70) \mu\text{m}$, encamisada exteriormente con una cubierta de acrilato de diámetro $(245 \pm 5) \mu\text{m}$. Las pérdidas de esta fibra a la longitud de onda de 1310 nm son de $0,33\text{-}0,35 \text{ dB/Km}$. Esta fibra puede trabajar en un intervalo de longitudes de onda desde 1310 nm hasta 1625 nm . El diámetro medio del mandril de la bobina sobre el cual está enrollada la fibra-óptica es de 15 cm . De acuerdo con estos datos, el tiempo de tránsito a través de la bobina es de $4,87 \mu\text{sec}$. Esto corresponde a una frecuencia de modulación de $102,74 \text{ KHz}$. Por otro lado, el bobinado de las sucesivas capas de fibra se realiza mediante devanado simétrico cuadrupolar, para realizar la compensación de los efectos térmicos y acústicos externos.

7.1.2 Componentes electrónicos

Haciendo uso de las ecuaciones (5.2) y (6.4) y teniendo en cuenta un valor de índice de refracción de $1,46$ para el núcleo de la fibra-óptica, los valores obtenidos de τ y f_m para el prototipo IFOG descrito anteriormente serán de $4,87 \mu\text{sec}$ y $102,74 \text{ KHz}$, respectivamente.

La *electrónica de demodulación de la señal del fotodetector* incluye siete etapas funcionales: 1) un convertidor de intensidad-tensión con OPA657 de TI (*amplificador de transimpedancia*), 2) un filtro pasivo de paso-bajo con frecuencia de corte 800 KHz , 3) un acoplador-seguidor de tensión de alta impedancia con OPA657 (TI) y bajo

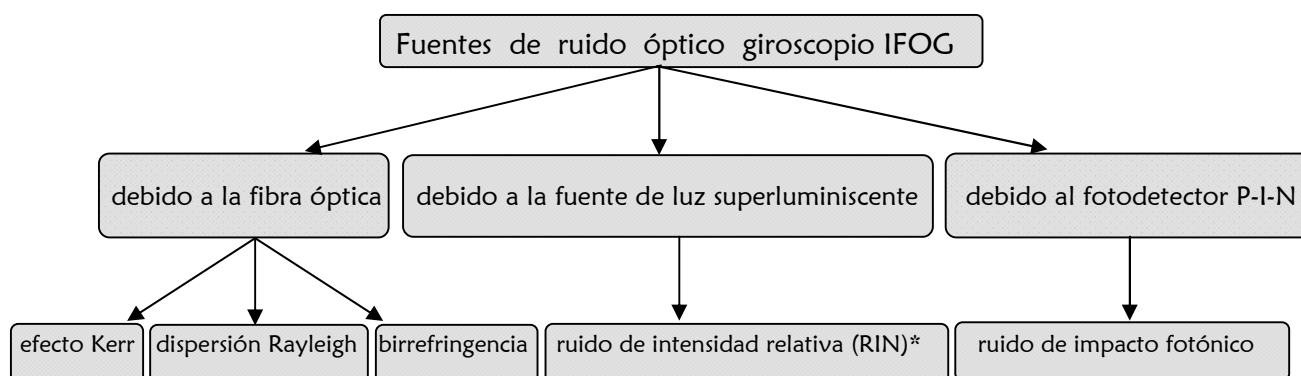
ruido, 4) un filtro activo paso-banda (OPA27), controlado por oscilador de cristal de cuarzo (frecuencia de oscilación = 102,74 KHz), cuya frecuencia central de salida es 102,74 KHz, 5) un multiplicador-modulador analógico (AD630), 6) un buffer de entrada de alta impedancia (OPA657), 7) un amplificador de ganancia ajustable y bajo ruido, 8) un filtro pasa-bajo pasivo con frecuencia de corte de valor 4,82 Hz para filtrado de señal de baja frecuencia, 9) un integrador con reset y, finalmente, 10) un amplificador-inversor para proporcionar una tensión positiva de salida. Las resistencias empleadas en el circuito son de película de óxidos metálicos con valor óhmico de alta precisión (tolerancias inferiores al $\pm 1\%$) y los condensadores tienen tolerancia de $\pm 10\%$. Para reducir la deriva de las corrientes y tensiones, el circuito ha sido eficazmente apantallado (la envolvente es una caja de aluminio estándar para circuitos electrónicos) y conectado a masa. En la Figura 163 se representa la configuración óptica y el circuito de realimentación analógica del prototipo estudiado. El circuito electrónico de demodulación de la señal óptica acoplada al fotodetector se representa en la Figura 164.

7.2 Cálculo y medida de parámetros de desempeño

Esta sección está dedicada al cálculo y medida de los siguientes parámetros de desempeño del giroscopio IFOG: 1) relación señal-ruido (SNR), 2) sensibilidad umbral, 3) rango dinámico (DR) y 4) factor de escala (SF).

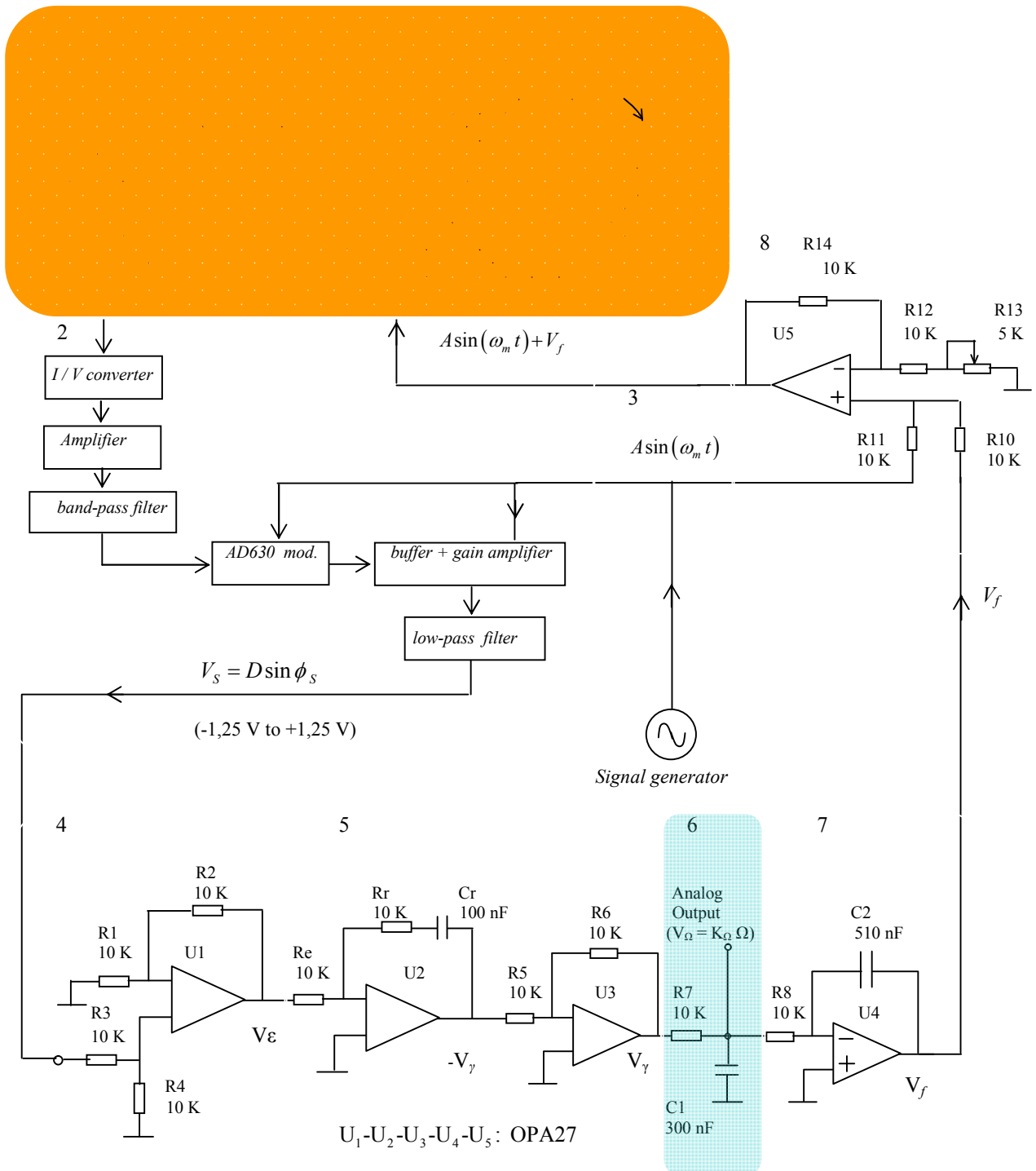
7.2.1 Cálculo de la relación señal-ruido SNR (Signal-to-Noise-Ratio)

Son muchos los trabajos de investigación y fondos bibliográficos especializados los que tratan sobre las fuentes de ruido óptico que se presentan en los dispositivos fotónicos, particularmente los debidos a fuentes de luz superluminiscentes (SLD), fuentes de luz superfluorescentes por bombeo (EDFA) y fotodetectorres P-I-N. A tal efecto y sin que tengan carácter exclusivo, uno se puede remitir a las que quedan señaladas por las referencias [1], [2] y [3]. Un diagrama esquemático de las fuentes de ruido óptico específicas que aparecen en el circuito óptico de un giroscopio IFOG se representa en la Figura 162. Tal como se ve en el diagrama, las fuentes de ruido óptico se deben fundamentalmente a la fibra óptica, a la fuente de luz superluminiscente (luz láser) y al fotodetector.



* (RIN) = Relative Intensity Noise

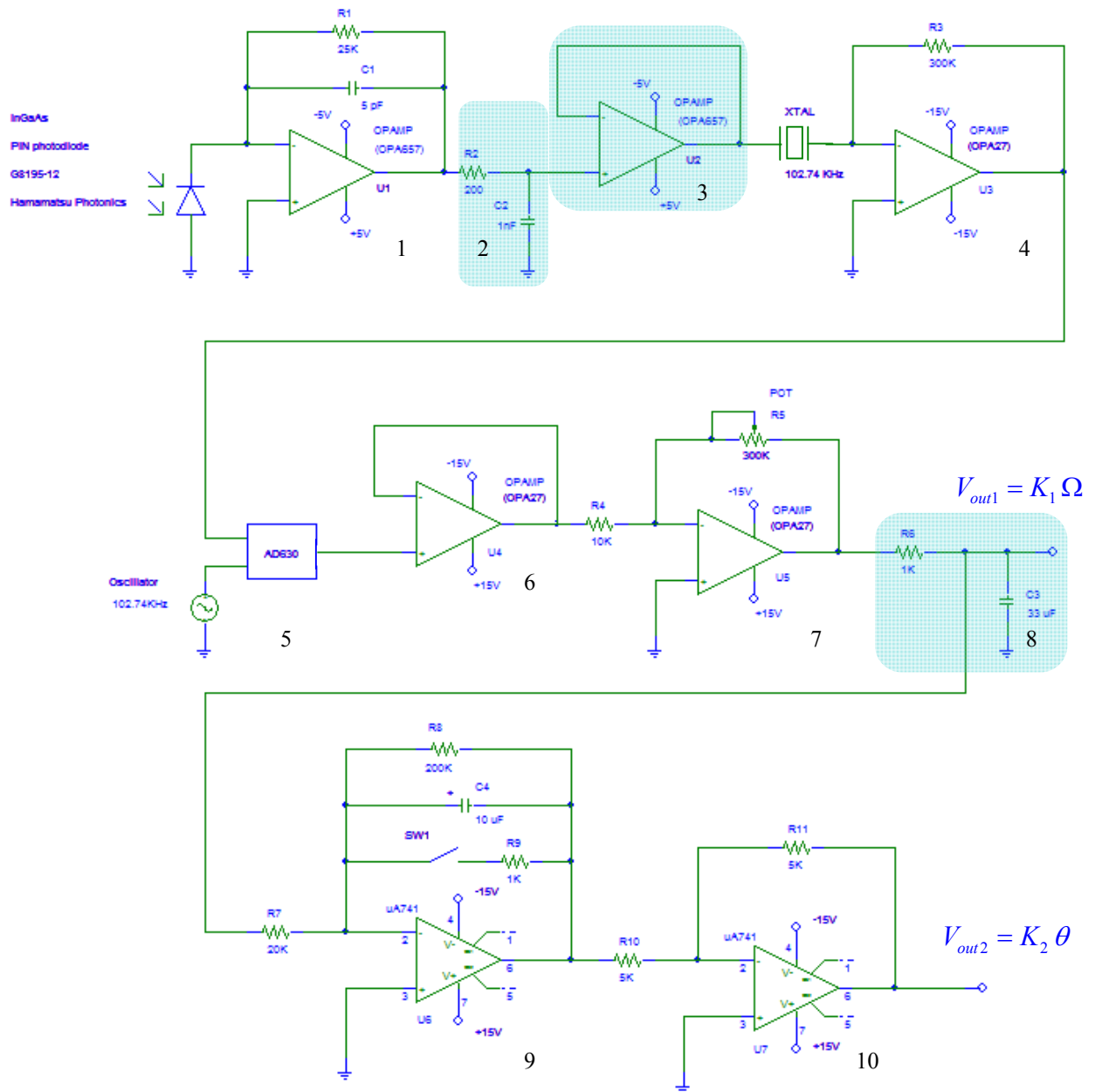
Figura 162
Principales fuentes de ruido óptico en el giroscopio IFOG



- | | |
|---|--|
| <ul style="list-style-type: none"> 1- Subsistema óptico 2- Circuito de demodulación 3- Generador de señal de referencia (onda sinusoidal) 4- Comparador analógico | <ul style="list-style-type: none"> 5- Integrador analógico (PI Controller)+ Inversor 6- Filtro pasa-bajo 7- Amplificador Operacional Inversor-Integrador 8- Circuito sumador analógico |
|---|--|

Figura 163

Configuración óptica y circuito de demodulación analógica de prototipo experimental de giroscopio IFOG en lazo cerrado con modulación sinusoidal



- | | |
|---|--|
| 1- Amplificador de transimpedancia | 6- Separador de alta impedancia-seguir de tensión |
| 2- Filtro pasivo paso-bajo (frecuencia de corte = 800 KHz) | 7- Amplificador de ganancia ajustable y bajo ruido |
| 3- Acoplador de impedancia (buffer)-seguir de tensión de bajo ruido | 8- Filtro pasivo paso-bajo (frecuencia de corte = 4,82 Hz) |
| 4- Filtro activo paso-banda (frecuencia central = 102,74 KHz) | 9- Filtro activo Integrador |
| 5- Multiplicador analógico | 10- Amplificador-inversor |

Figura 164
Circuito electrónico para demodulación de la señal de fotocorriente del diodo P-I-N (InGaAs)

La potencia de *señal de ruido inducido por el efecto Kerr* en la fuente de luz superluminiscente (SLD) se puede formular según la siguiente expresión:

$$I_K^2(P_{\max}, \Delta\lambda) = \left(\frac{eq\lambda}{2hc} P_{\max} \Delta\phi_K \right)^2 \quad (7.1)$$

donde la magnitud $\Delta\phi_K$ es el *desplazamiento de fase equivalente de Sagnac debido al efecto Kerr electro-óptico*.

Su valor es:

$$\Delta\phi_K(\Delta\lambda) = mL_c(1-2K)\left[I(t-\tau_0)-2\overline{I(t)}\right] \quad (7.2)$$

con el siguiente valor del parámetro m :

$$m = \frac{4\pi\eta_c n_K \delta}{\lambda} \quad (7.3)$$

y la siguiente descripción de magnitudes:

- P_{\max} = potencia máxima de radiación de entrada acoplada a la fibra-óptica [W]
- $\Delta\lambda$ = anchura de línea espectral (~ 40 nm)
- e = carga electrónica ($= 1,6 \times 10^{-19}$ C)
- q = eficiencia cuántica
- λ = longitud de onda de la radiación emitida [nm]
- $h = 6,624 \times 10^{-24}$ J s = constante de Plank
- c = velocidad de la luz en el vacío ($\sim 3 \times 10^8$ m/s)
- L_c = longitud de coherencia de la fibra-óptica [m]
- K = coeficiente de fragmentación en potencia (adimensional)
- τ_0 = tiempo de distribución grupal del haz de luz en la bobina de fibra-óptica [s]
- $I(t)$ = intensidad de radiación de la fuente de luz [W/m^2]
- $\overline{I(t)}$ = valor-promedio temporal de $I(t)$ [W/m^2]
- η_c = impedancia del medio [Ω]
- n_K = coeficiente Kerr del medio
- δ = coeficiente de distribución transversal de modos (~ 1)

La potencia de la *señal de ruido inducido por la dispersión Rayleigh* se puede formular según la siguiente expresión:

$$I_R^2(P_{\max}, \Delta\lambda) = \left[\frac{eq\lambda}{2hc} P_{\max} \Delta\phi_R(\Delta\lambda) \right]^2 \quad (7.4)$$

donde la magnitud $\Delta\phi_R(\Delta\lambda)$ es el *desplazamiento de fase equivalente de Sagnac debido a la dispersión Rayleigh*, que se puede calcular según:

$$\Delta\phi_R(\Delta\lambda) = \frac{\beta_R}{4} \sqrt{\frac{\alpha_0 \lambda^2}{n\sqrt{\pi} \Delta\lambda}} \quad (7.5)$$

siendo:

$$\beta_R = \frac{n_1^2 - n_2^2}{4n_1^2} = \text{coeficiente de retro-dispersión de Rayleigh (adimensional)}$$

α_0 = pérdidas de potencia por dispersión Rayleigh en la fibra-óptica [W/m]

$\Delta\lambda$ = anchura de línea espectral (~ 40 nm)

n = índice de refracción del núcleo de la fibra ($\sim 1,467$)

λ = longitud de onda de la radiación emitida [nm]

La potencia de la *señal de ruido inducido por la birrefringencia de la fibra-óptica* se puede calcular según la siguiente expresión:

$$I_b^2(P_{\max}, \Delta\lambda) = \left[\frac{eq\lambda}{2hc} P_{\max} \Delta\phi_b(\Delta\lambda) \right]^2 \quad (7.6)$$

donde la magnitud $\Delta\phi_b(\Delta\lambda)$ es el *desplazamiento de fase equivalente de Sagnac debido a la birrefringencia de la fibra-óptica*, que se puede calcular según:

$$\Delta\phi_b(\Delta\lambda) = \left(\frac{\Delta\lambda}{h \lambda L_b} \right)^2 \quad (7.7)$$

siendo:

h = parámetro-h de la fibra-óptica [m^{-1}]

L_b = longitud de batido de la fibra-óptica mono-modo de polarización-mantenida (PM) [mm]

$L_b = \frac{\lambda}{B}$, siendo $B = |n_x - n_y| = \text{birrefringencia}$

Por su parte, el ruido óptico debido al fotodetector (diodo P-I-N de InGaAs) es debido a la naturaleza cuántica discreta de la luz incidente. Se conoce como *ruido de impacto fotónico (photon-shot noise)* y puede ser formulado de la siguiente forma:

$$I_{sn}^2(P_{\text{max-detector}}, \Delta f) = \frac{e^2 q \lambda}{h c} P_{\text{max-detector}} \Delta f \quad (7.8)$$

donde:

e = carga electrónica ($= 1,6 \times 10^{-19}$ C)

q = eficiencia cuántica del fotodetector (< 1)

$h = 6,624 \times 10^{-24}$ J s = constante de Plank

Δf = anchura de banda en frecuencia del circuito electrónico de detección [Hz]

$P_{\text{max-detector}}$ = potencia máxima de radiación acoplada en la entrada del fotodetector [μ W]

λ = longitud de onda de la radiación emitida [nm]

c = velocidad de la luz en el vacío ($\sim 3 \times 10^8$ m/s)

La potencia acoplada eléctricamente en forma de fotocorriente a la salida del fotodetector puede ser formulada según la expresión:

$$I_d^2(P_{\text{max}}) = \left(\frac{e q \lambda}{2 h c} P_{\text{max}} \Delta\phi_d \right)^2 \quad (7.9)$$

con las variables y parámetros definidos anteriormente y $\Delta\phi_d$ es el desfase de Sagnac inducido por la rotación del sistema por efecto Sagnac. Entonces *la relación señal-ruido del giroscopio*, teniendo en cuenta únicamente el ruido óptico de impacto fotónico generado por el foto-detector, se puede plantear así:

$$\frac{S}{N} = \frac{I_d^2}{I_{sn}^2} = \frac{q \lambda}{4 h c \Delta f} P_{\text{max}} (\Delta\phi_d)^2 \quad (7.10)$$

Haciendo igual a 1 la relación anterior ($S/N = 1$) y teniendo en cuenta la relación que existe entre la velocidad angular Ω que afecta al sistema y el desfase de Sagnac inducido por la rotación, ecuación (4.16), se llega al siguiente valor para *la sensibilidad umbral del giroscopio (límite de detección)*:

$$\Omega_{\text{lim}}(P_{\text{max}}) = \sqrt{\frac{hc\Delta f}{q\lambda P_{\text{max}}}} \left(\frac{\lambda c}{\pi LD} \right) \quad (7.11)$$

La relación señal-ruido del giroscopio teniendo en cuenta todas las fuentes de ruido óptico (fibra óptica + fuente de luz + fotodetector) puede formularse así:

$$\frac{S}{N} = \frac{I_d}{\sqrt{I_{sn}^2(P_{\text{max}}) + I_K^2(P_{\text{max}}, \Delta\lambda) + I_R^2(P_{\text{max}}, \Delta\lambda) + I_b^2(P_{\text{max}}, \Delta\lambda)}} \quad (7.12)$$

7.2.2 Cálculo de la sensibilidad umbral (límite de detección)

Haciendo en la ecuación (7.12) que el cociente señal-ruido valga la unidad ($S/N = 1$), tendremos el valor de *la sensibilidad umbral (límite de detección) del giroscopio*, considerando todas las fuentes de ruido óptico:

$$\Omega_{\text{lim}}(P_{\text{max}}, \Delta\lambda) = \left(\frac{hc^2}{\pi e q L D P_{\text{max}}} \right) \sqrt{I_{sn}^2 + I_K^2 + I_R^2 + I_b^2} \quad [\text{rad / s}] \quad (7.13)$$

Realizando cálculo se puede ver que el término preponderante en la cantidad sub-radical es el debido al ruido de impacto fotónico (la suma de los otros 3 supone una cantidad relativa $< 1\%$ de aquella). Despreciando los términos en I_K , I_R e I_b , y suponiendo $P_{\text{max}} = 20 \mu\text{W}$, $\lambda = 1310 \text{ nm}$, $q = 0,65$, $\Delta f = 1 \text{ Hz}$, $L = 1000 \text{ m}$ y $D = 0,15 \text{ m}$, se puede hacer los cálculos de I_{sn} , según (7.8) y de Ω_{lim} , según (7.13), resultando:

$$I_{sn}^2 = \frac{(1,6 \times 10^{-19})^2 \times 0,65 \times (1310 \times 10^{-9})}{6,624 \times 10^{-34} \times (3 \times 10^8)} \times (20 \times 10^{-6}) \times 1 \times 10^0 = 2,193 \times 10^{-24} \text{ A}^2$$

$$I_{sn} = \sqrt{2,193 \times 10^{-24}} = 1,481 \times 10^{-12} \text{ A}$$

$$\Omega_{\text{lim}} = \left(\frac{6,624 \times 10^{-34} \times (3 \times 10^8)^2}{\pi \times (1,6 \times 10^{-19}) \times 0,65 \times 1000 \times 0,15 \times (20 \times 10^{-6})} \right) \times 1,481 \times 10^{-12} =$$

$$\approx 9 \times 10^{-8} [\text{rad / s}] = 9 \times 10^{-8} \times \left(\frac{180^\circ}{\pi} \right) \times \left(\frac{3600 \text{ s}}{1 \text{ hr}} \right) = 0,01856 \left(\frac{^\circ}{\text{hr}} \right)$$

7.2.3 Cálculo del rango dinámico (dynamic range)

Primero se calculan los valores máximo y mínimo que puede alcanzar la ratio de rotación en este prototipo sin perder la linealidad del factor de escala. Finalmente, se calcula el factor de escala. Los cálculos son:

$$\Omega_{\text{max}} = \frac{\lambda c}{12 L D} = \frac{(1310 \times 10^{-9}) \times (3 \times 10^8)}{12 \times 1000 \times 0,15} = 0,218 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\Omega_{\text{min}} \approx \frac{\sqrt{h L_b}}{L D} = \frac{\sqrt{10^{-5} \times (7,8 \times 10^{-3})}}{1000 \times 0,15} = 1,862 \times 10^{-6} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$DR = 20 \log \left(\frac{\Omega_{\text{max}}}{\Omega_{\text{min}}} \right) = 20 \log \left(\frac{0,218}{1,862 \times 10^{-6}} \right) = 101,37 \text{ dB}$$

7.2.4 Cálculo del factor de escala (scale factor)

El factor de escala del giroscopio es el coeficiente que relaciona el desplazamiento de fase de Sagnac con la ratio de rotación. Tomando como referencia la ecuación (4.16) que relaciona ambos, el factor de escala es:

$$SF = \frac{2\pi LD}{\lambda c} = \frac{2\pi \times 1000 \times 0,15}{(1310 \times 10^{-9}) \times (3 \times 10^8)} = 2,398 \text{ [s]}$$

Un procedimiento metodológico de laboratorio para la determinación del factor de escala del giroscopio puede ser consultado en la referencia [4].

7.3 Modelización del lazo de regulación

El sistema correspondiente al prototipo de giroscopio IFOG analizado (modulación sinusoidal, demodulación analógica en lazo cerrado) puede ser representado en un diagrama de bloques tal como el que aparece en la Figura 165. Una vez calculados los parámetros del sistema, se pueden calcular las funciones de transferencia de cada bloque en el diagrama de bloques del sistema completo.

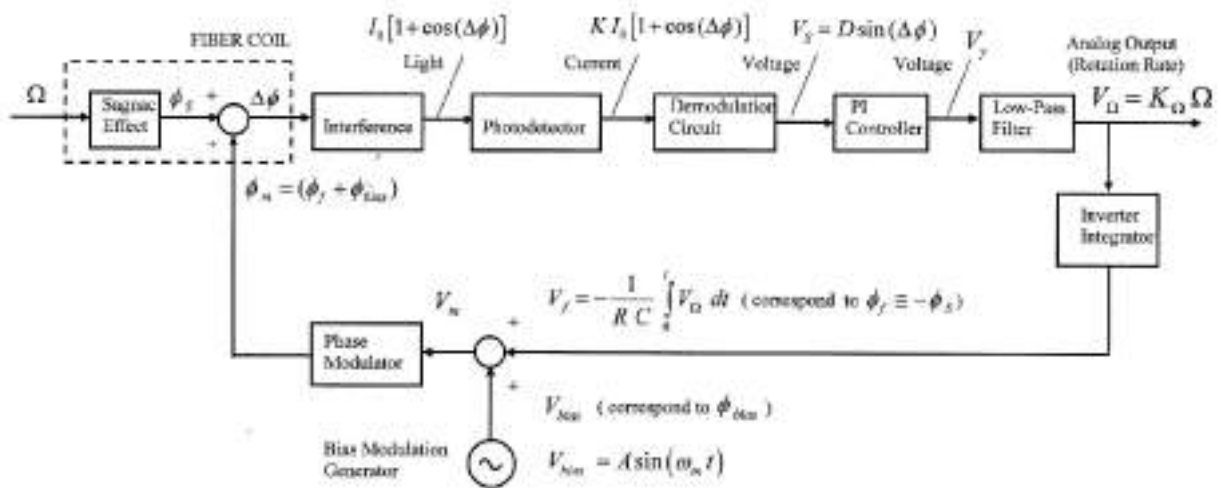


Figura 165

Diagrama de bloques para el prototipo IFOG estudiado (modulación-BIAS sinusoidal, demodulación analógica en lazo cerrado) considerado como un sistema de regulación

El resultado es el que se muestra en la Figura 166. Los cálculos de parámetros y funciones de transferencia de bloque se acompañan a continuación.

Cálculo de funciones de transferencia

Efecto Sagnac:

$$\frac{2\pi LD}{\lambda c} = \frac{2\pi \times 1000 \times 0,15}{(1310 \times 10^{-9}) \times (3 \times 10^8)} = 2,398 \frac{\text{rad}}{\text{rad/s}}$$

Interferómetro:

(la curva de respuesta del interferómetro que es no-lineal según la expresión $I_0(1 + \cos \varepsilon)$, se puede linealizar en torno al punto de equilibrio $\varepsilon \approx 0$), entonces desarrollando la función coseno, se tiene:

$$\cos \varepsilon = 1 - \frac{\varepsilon^2}{2!} + \frac{\varepsilon^4}{4!} - \frac{\varepsilon^6}{6!} + \dots \text{ (desarrollo en serie de Taylor)}$$

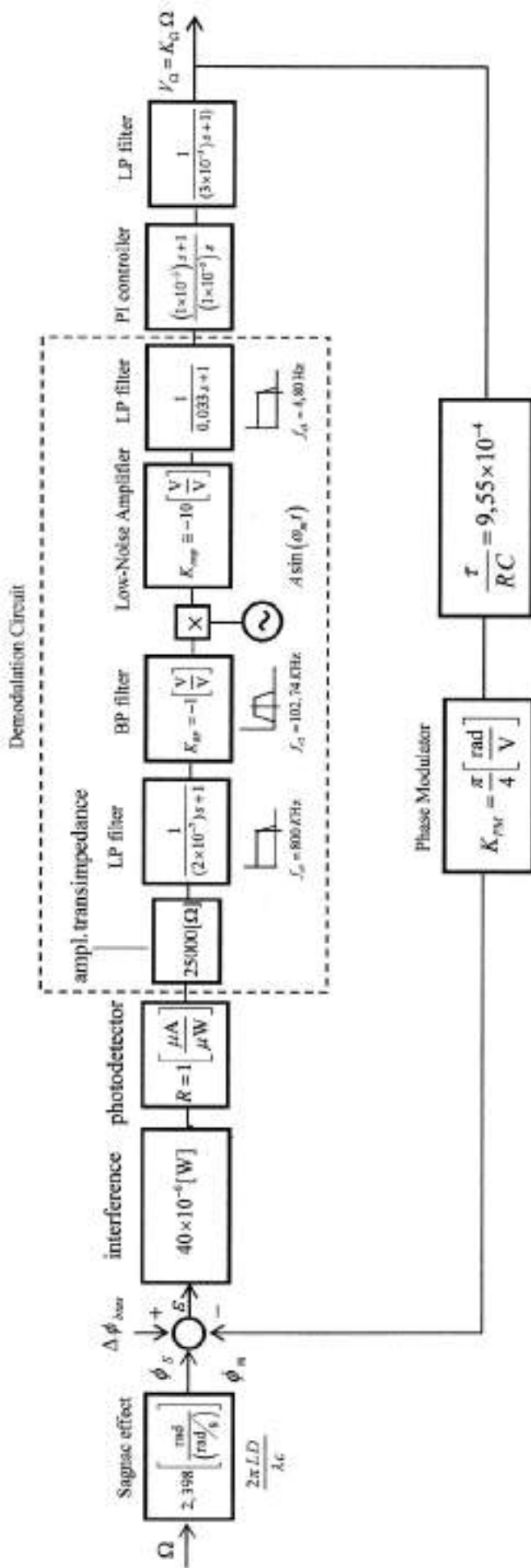


Figura 166

Funciones de transferencia del diagrama de bloques (giroscopio IFOG modulación sinusoidal-demodulación analógica)

$$I_0(1 + \cos \varepsilon) \approx 2 I_0 = 2 \times (20 \times 10^{-6}) \text{ [W]}$$

Fotodetector:

$$R = 1 \left[\frac{\mu\text{A}}{\mu\text{W}} \right] \text{ (parámetro de responsividad de Photo-Detector)}$$

Amplificador de transimpedancia:

$$R_i = 25000[\Omega] \text{ (resistencia de realimentación del amplificador-inversor)}$$

Primer Filtro Paso-Bajo:

$$\frac{1}{s R_2 C_2 s + 1} = \frac{1}{(200 \times 1 \times 10^{-9})s + 1} = \frac{1}{(2 \times 10^{-7})s + 1} \text{ (frecuencia de corte } f_{c1} = 800 \text{ KHz)}$$

Filtro Paso-Banda:

$$K_{PB} \cong -1 \left[\frac{\text{V}}{\text{V}} \right] \text{ (amplificador-filtro activo de bajo ruido con cristal de cuarzo, frecuencia central } f_{c2} = 102,74 \text{ KHz)}$$

Multiplicador Analógico:

(en torno al punto de equilibrio $\varepsilon \approx 0$, el multiplicador analógico no modifica la ganancia en el camino directo)

Amplificador de ganancia ajustable y bajo ruido:

$$K_{amp} \cong -10 \left[\frac{\text{V}}{\text{V}} \right]$$

Segundo Filtro Paso-Bajo:

$$\frac{1}{s R_6 C_3 s + 1} = \frac{1}{(1000 \times 33 \times 10^{-6})s + 1} = \frac{1}{0,033s + 1} \text{ (frecuencia de corte } f_{c3} = 4,80 \text{ Hz)}$$

PI Controller:

$$\frac{R_6 R_r (R_r C_r s + 1)}{R_5 R_e R_r C_r s} = \frac{10K}{10K} \frac{10K}{10K} \frac{(10000 \times 100 \times 10^{-9} s + 1)}{10000 \times 100 \times 10^{-9} s} = \frac{(1 \times 10^{-3})s + 1}{(1 \times 10^{-3})s}$$

Tercer Filtro Paso-Bajo:

$$\frac{1}{s R_7 C_1 + 1} = \frac{1}{(10000 \times 300 \times 10^{-9})s + 1} = \frac{1}{(3 \times 10^{-3})s + 1}$$

Inversor-Integrador

Este componente está situado al principio de la cadena de realimentación y pertenece a ella. Su función es la de realizar la integración en el tiempo de la señal de salida de medida V_Ω para generar una señal de voltaje en rampa lineal. Una señal de voltaje en rampa lineal (o en diente de sierra) produce un desfase constante en el tiempo, al ser aplicada a los electrodos del modulador de fase. Los cálculos para justificar esto son los siguientes:

$$V_f = -\frac{1}{R C} \int_0^t V_\Omega dt = -\frac{1}{R C} V_\Omega t \quad (7.14)$$

Esta señal de voltaje (rampa lineal) a la salida del integrador, al ser aplicada a los electrodos del *PM* (Phase-Modulator) produce un desfase constante en el tiempo, según se puede ver en el resultado del siguiente cálculo:

$$V_f(t) - V_f(t - \tau) = -\frac{V_\Omega}{RC} t - \left[-\frac{V_\Omega}{RC} (t - \tau) \right] = -\frac{V_\Omega}{RC} \tau \quad (7.15)$$

En el diagrama de bloques, la acción combinada del integrador y del modulador de fase (ambos situados en cascada en el camino de retroalimentación) se puede identificar como un bloque de acción proporcional (ganancia constante en el tiempo) de valor $-\tau/(RC)$. Como en nuestro caso con $\tau = 4,87 \mu\text{s}$ y los parámetros de $R = 10 \text{ K}$ y $C = 510 \text{ nF}$, para esta ganancia resulta un valor de $-9,549 \times 10^{-4}$ (adimensional).

Phase-Modulator:

Para el modelo de bloque (en el dominio- s) de *un modulador de fase de tipo electro-óptico* deben tenerse en cuenta la dos acciones principales que realiza este elemento:

- 1) ejecuta la diferencia de valores que la función de modulación de fase $\phi(t)$ adquiere en dos instantes de tiempo separados por un intervalo igual al tiempo de tránsito τ , esto es, realiza el cálculo: $\phi(t) - \phi(t - \tau)$
- 2) realiza una conversión de magnitudes voltaje-fase, caracterizada por una relación lineal entre ambas (está basado en el efecto Kerr electro-óptico), cuantificada mediante el coeficiente de modulación electro-óptico K_{PM} .

Por tanto, el modulador de fase se puede modelizar mediante la cascada de dos bloques funcionales, el primero con una función de transferencia que se puede calcular como sigue:

$$\frac{\mathcal{L}[\phi(t) - \phi(t - \tau)]}{\mathcal{L}[\phi(t)]} = \frac{\mathcal{L}[\phi(t)] - \mathcal{L}[\phi(t - \tau)]}{\mathcal{L}[\phi(t)]} = \frac{\mathcal{L}[\phi(t)] - e^{-\tau s} \mathcal{L}[\phi(t)]}{\mathcal{L}[\phi(t)]} = (1 - e^{-\tau s}) \approx \tau s \quad (\text{para } s \rightarrow 0) \quad (7.16)$$

y el segundo como una ganancia constante de valor K_{PM} ; para un modulador de niobato de litio el valor de esta constante suele ser el siguiente (el fabricante siempre proporciona su valor):

$$K_{PM} = \frac{2\pi}{V_{2\pi}} = \frac{2\pi}{8} \left[\frac{\text{rad}}{\text{V}} \right] = \frac{\pi}{4} \left[\frac{\text{rad}}{\text{V}} \right] \quad (\text{coeficiente de modulación del modulador}) \quad (7.17)$$

La señal $\Delta\phi_{bias}$ a la entrada al comparador se aplica sumando positivamente al mismo. Su función es la de realizar la modulación de fase de referencia (BIAS-modulation) del interferómetro. Para este diseño IFOG, su valor en función del tiempo es:

$$\Delta\phi_{bias} = A \sin(\omega_m t) - A \sin[\omega_m (t - \tau)] \quad (7.18)$$

El multiplicador analógico realiza el producto de la señal $B \sin(\omega_m t)$ que viene por la cadena directa (detrás del primer filtro LP) con la señal $A \sin(\omega_m t)$ del generador sinusoidal. Este producto analógico contribuye con una señal cuadrática $\sin^2(\omega_m t)$ en el camino directo. Su objetivo es obtener una señal que después de ser amplificada y filtrada permite obtener un valor de continua proporcional a $D \sin \varepsilon$ realizándose la demodulación de la señal de fase. Las causas de la no-linealidad del sistema son: 1) la dependencia en $\cos \varepsilon$ de la función de transferencia del interferómetro y 2) la función cuadrática obtenida de la multiplicación analógica en la cadena directa, según se ha visto anteriormente. A pesar de la no-linealidad, el sistema se puede linealizar alrededor de un punto de

equilibrio ($\varepsilon \approx 0$). Después se puede obtener un modelo simplificado del sistema haciendo uso de varias aproximaciones razonables.

7.4 Simulación del lazo de regulación

Respecto de la función de transferencia del camino directo $G(s)$, se pueden realizar las siguientes aproximaciones: los polos asociados a los filtros LP primero y tercero se pueden despreciar. Esto es debido a que ambos polos están distanciados del origen con distancias mayores que 6 veces la distancia del polo asociado al segundo filtro LP al origen. Por tanto, este polo actúa como *polo dominante* de la trayectoria directa. La constante de tiempo de este filtro es de 0,033 s, un tiempo comparativamente mucho mayor que el tiempo de tránsito de la luz a través de la bobina de fibra-óptica, que es de $\tau = 4,87 \mu\text{s}$. Ahora se puede calcular el valor de la transformada de Laplace de la trayectoria directa del lazo de regulación $G(s)$, que será:

$$G(s) = (40 \times 10^{-6}) \times 25000 \times 10 \times \frac{1}{(2 \times 10^{-7})s + 1} \times \frac{1}{0.033s + 1} \times \frac{(1 \times 10^{-3})s + 1}{(1 \times 10^{-3})s} \times \frac{1}{(3 \times 10^{-3})s + 1} \cong \frac{10s + 10000}{s(0,036s + 1)} \quad (7.19)$$

y teniendo en cuenta que el camino de retro-alimentación tiene una función de transferencia constante no unitaria $H(s) = (\pi/4) \times 9,549 \times 10^{-4}$, se debe ajustar también la ganancia de la trayectoria directa por este factor (debe hacerse en el camino directo, detrás del lazo de regulación). Procediendo de esta forma y dado que el sistema es de tipo 1 (un solo integrador en la cadena directa), se obtendrá un error nulo en el estado estacionario en la respuesta al escalón unitario (sistema estable). Entonces la función de transferencia del sistema en lazo cerrado quedará finalmente así:

$$\frac{V_{\Omega}(s)}{\phi_s(s)} = \frac{G(s) \times \frac{\pi}{4} \times 9,549 \times 10^{-4}}{1 + G(s) \times \frac{\pi}{4} \times 9,549 \times 10^{-4}} = \frac{\frac{10s + 10000}{s(0,036s + 1)} \times \frac{\pi}{4} \times 9,549 \times 10^{-4}}{1 + \frac{10s + 10000}{s(0,036s + 1)} \times \frac{\pi}{4} \times 9,549 \times 10^{-4}} = \dots = \frac{0,20833s + 208,326863}{s^2 + 27,986105s + 208,326863} \quad (7.20)$$

El sistema lineal simplificado que resulta es de segundo orden. La respuesta temporal del sistema a la señal escalón unitario se puede obtener con el programa MATLAB-Simulink. El resultado es el que se muestra en la Figura 167. El factor de amortiguamiento relativo del sistema es de $\xi = 0,969482$. La frecuencia natural no amortiguada del sistema es de $\omega_n = 14,43 \text{ s}^{-1}$ (pulsación natural). El comportamiento dinámico transitorio del sistema es *muy próximo al amortiguamiento crítico* ($\xi = 1$). Por tanto, al tratarse de un sistema muy próximo al amortiguamiento crítico, la sobreelongación es despreciable. El valor en el estado permanente se alcanza al cabo de un tiempo de 613 ms, según se puede ver en el gráfico proporcionado por el programa. El tiempo de subida del sistema es de $t_r = 0,258 \text{ s} = 258 \text{ ms}$. Estos tiempos pueden acortarse haciendo más pequeña la constante de tiempo RC del circuito de carga del condensador en el operacional-inversor-integrador, pero debe tenerse en cuenta que si el valor de la capacidad es muy pequeño (pF) esto limita el valor de continua del voltaje máximo que puede adquirir el condensador.

Hay que hacer varias observaciones respecto del modelo simplificado obtenido: 1) el modelo es perfectamente válido para analizar la respuesta temporal, tomando como entrada de referencia el desfase de Sagnac ϕ_s y como salida el voltaje de medida V_{Ω} , 2) la señal de modulación $A \sin(\omega_n t)$ es una señal auxiliar que se aplica al

modulador de fase PM (Phase Modulator) como señal-BIAS de modulación de fase, 3) la señal $A \sin(\omega_n t)$ del generador sinusoidal también se aplica como factor, mediante un multiplicador analógico, a la cadena directa para hacer posible el proceso de demodulación, 4) el proceso de demodulación obtiene una señal proporcional a $D \sin(\Delta\phi)$ (con $\sin(\Delta\phi) \approx \Delta\phi$), o sea, a la señal de error de la ratio de rotación, 5) el controlador PI introduce una integración en la cadena directa, haciendo nulo el error permanente del sistema, 6) el sistema resultante es de 2º orden muy próximo al amortiguamiento crítico, por lo que no se produce sobreelongación y 7) el estado estacionario de la medida se alcanza rápidamente (en un tiempo inferior a 615 ms).

Se puede realizar una comparativa de parámetros de desempeño (período transitorio, tiempos de respuesta) de la dinámica de este modelo de sistema con respecto a los correspondientes de un modelo equivalente (con los mismos parámetros dimensionales de bobina detectora, $L = 1000$ m y $D = 15$ cm), basándose en la configuración del Modelo 2 estudiado en el Capítulo 6 (modulación en diente de sierra analógico, demodulación analógica). El diagrama de bloques simplificado obtenido para este caso, se puede demostrar que es el representado en la Figura 168. Resulta un sistema lineal de tercer orden, pero se puede aproximar convenientemente con gran exactitud por medio de un sistema de segundo orden. La función de transferencia en lazo cerrado de este sistema está dada por la ecuación (7.21).

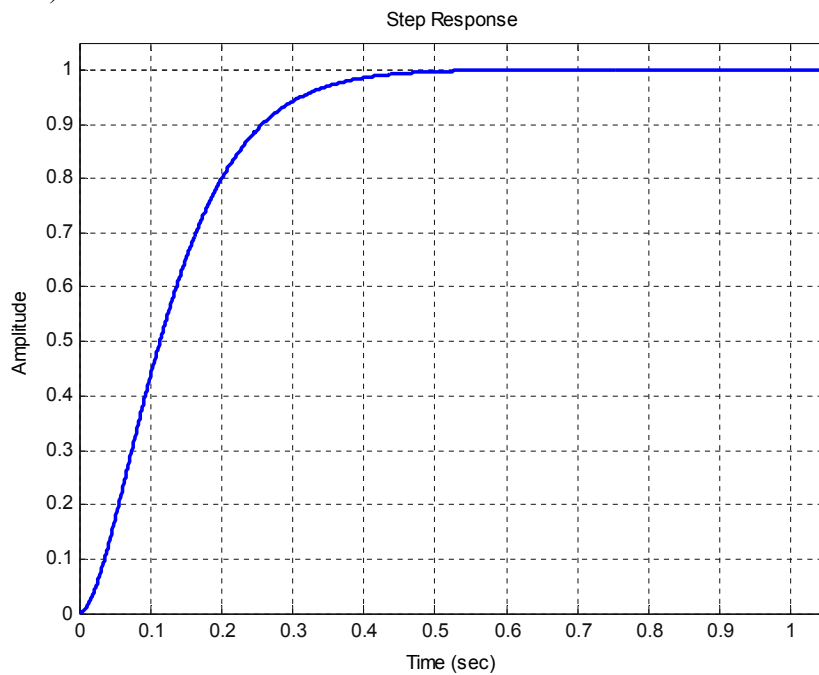


Figura 167
 Respuesta temporal del sistema giroscópico IFOG en lazo cerrado (BIAS-modulation sinusoidal, demodulación analógica)

La función de transferencia normalizada en lazo cerrado de este sistema es:

$$\begin{aligned} \frac{V_{ramp}(s)}{\phi_s(s)} \times \frac{277865,216}{20416305,68} &\cong \frac{G(s)}{1+G(s)H(s)} \times \frac{277865,216}{20416305,68} = \frac{(73,52325 \times 10^{-3})s + 73,52325}{(3,32 \times 10^{-6})s^2 + (2,16 \times 10^{-3})s + 1} \times \frac{277865,216}{20416305,68} = \\ &= \frac{277,685216 s + 277685,216}{s^2 + 677,8851 s + 277685,216} \end{aligned} \tag{7.21}$$

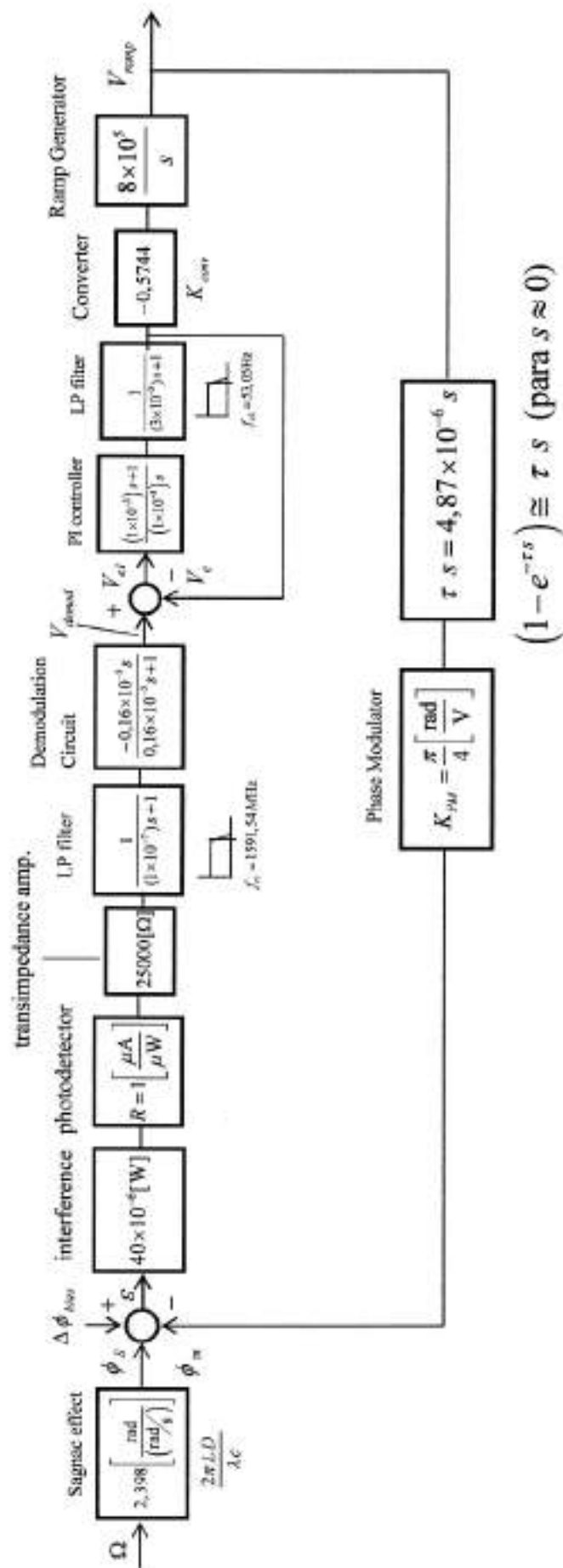


Figura 168

Diagrama de bloques giroscopio IFOG (BIAS-modulation square-wave, modulación diente de sierra analógico, demodulación analógica)

El factor de amortiguamiento relativo del sistema es de $\xi = 0,643205$. La frecuencia natural no amortiguada del sistema es de $\omega_n = 526,9585 \text{ s}^{-1}$. La respuesta de este sistema a la función escalón unitario es la que se muestra en la Figura 169. El tiempo de subida es de $t_r = 0,00347 \text{ s} = 3,47 \text{ ms}$. El tiempo de asentamiento es de $t_s = 0,0264 \text{ s} = 26,40 \text{ ms}$. El pico de sobreelongación tiene magnitud de 1,09 y se alcanza al cabo de 6,4 ms.

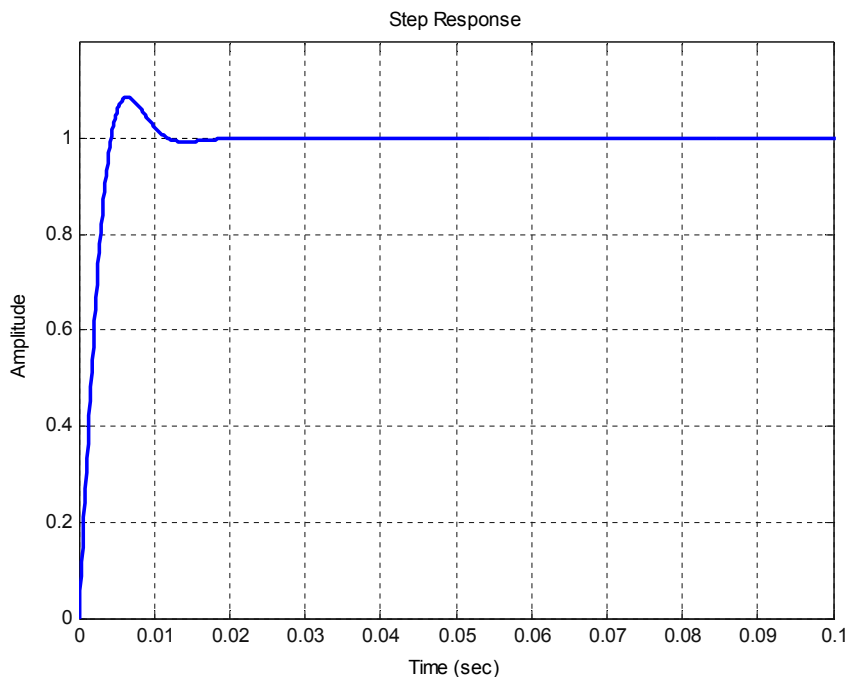


Figura 169
 Respuesta temporal del sistema giroscópico IFOG en lazo cerrado (BIAS-modulation square-wave, modulación diente de sierra analógico, demodulación analógica)

Se puede realizar una comparativa de parámetros de desempeño para estos dos modelos de giroscopio IFOG en configuración de lazo cerrado. Los datos correspondientes se recogen en forma de tabla y quedan expuestos en la Tabla 18. Los criterios de comparación de los dos modelos se basan en los siguientes parámetros de desempeño recogidos en la tabla: 1) rango dinámico, 2) no-linealidad del factor de escala, 3) tiempo de respuesta (tiempo de asentamiento a la respuesta a la señal escalón unitario).

Tabla 18 – Comparativa de modelos IFOG en lazo cerrado

parámetro IFOG / modulación	rango dinámico ϕ_s	no-linealidad de factor de escala	tiempo de respuesta (señal escalón-unitario)
modulación SINUSOIDAL	$\pm \frac{\pi}{6} = \pm 0,523598775 \text{ [rad]}$	4,507 %	613 ms
modulación DIENTE-de-SIERRA	$\pm 0,921743284 \text{ [rad]}$	< 0,50 %	26,40 ms

7.5 Simulación del circuito óptico

La simulación del circuito óptico de los modelos IFOG analizados se va a realizar con el programa OptSim[®] de la firma RSoft-Synopsys. Aunque en principio este programa está dirigido a la simulación de redes de fibra-óptica involucradas en la transmisión de señales ópticas de datos y voz (telecomunicaciones ópticas), es igualmente válido para realizar la simulación de sensores ópticos basados en la fibra-óptica. Posee una extensa librería de componentes ópticos y permite la utilización de los principales tipos de fibra-óptica (mono-modo, multi-modo, dispersión desplazada, dispersión compensada), así como también tener en cuenta los parámetros más significativos de la misma (factor de atenuación, coeficiente de dispersión, índice de refracción efectivo, longitud de onda). Otra característica de este programa que resulta de gran interés en el diseño de giroscopios IFOG es la posibilidad de tener en cuenta los efectos ópticos no-lineales que se pueden producir en la fibra-óptica mono-modo, dado que con este tipo de fibra se suele trabajar con altos valores de intensidad luminosa.

El proceso para la obtención de la respuesta simulada de un circuito o red ópticos mediante el programa OptSim[®] consiste en tres pasos:

- 1) dibujo del esquemático del circuito óptico del sistema,
- 2) parametrización de los componentes y de la simulación , y
- 3) visualización, extracción y/o exportación de los resultados de la simulación

En el primer paso debe elegirse entre un proyecto esquemático basado en el modo Block_Mode_Simulation o bien en el modo Sample_Mode_Simulation. La diferencia entre ambos modos de construcción del esquemático consiste en la utilización o no de bloques de componentes. Como la versión original del programa que viene de fábrica no trae operativos todos los posibles bloques de componentes, es preferible, en principio, definir un esquemático en el modo Sample_Mode_Simulation.

Una vez definido el proyecto esquemático en el modo Sample_Mode_Simulation, el programa permite realizar dos tipos o estrategias de simulación:

- 1) *SPT (Spectral Propagation Technique)*, Técnica de Propagación Espectral: las señales se propagan en el sistema óptico como espectros de potencia, teniendo en cuenta las pérdidas y el ruido; mediante este modo de simulación se pueden obtener: el espectro de potencia, el nivel de potencia y la relación señal-ruido (SNR) en cualquier punto del circuito óptico.
- 2) *VBS (Variable Bandwidth Simulation)*, Simulación de Ancho de Banda Variable: las señales ópticas se propagan a través del circuito como muestras en el dominio del tiempo sobre un ancho de banda seleccionable por el usuario; este modo de simulación permite realizar la simulación del desempeño de la fibra-óptica (Simplified-Fiber-Model, Full-Model) y de otros componentes ópticos, obteniéndose los niveles de potencia óptica (Probe) o las señales eléctricas de fotocorriente-generada o voltaje (Scope) del componente opto-electrónico deseado.

Sobre la simulación VBS es esencialmente crítico definir correctamente el rango de parámetros de operación de todos los componentes ópticos involucrados en el circuito, dado que si algún componente se parametriza fuera del rango permitido por el ancho de banda VBS definido a priori, este componente no será simulado en el dominio del tiempo y el programa puede, incluso, no presentar los resultados de la simulación.

El proyecto esquemático en el modo *Sample_Mode_Simulation* del modelo IFOG analizado (modulación SINUSOIDAL) está representado en la Figura 170. Los parámetros más importantes de este modelo son: $L = 1000$ m, $D = 15$ cm, $\lambda = 1310$ nm, $n_{core} = 1,467$, $P_0 = 1$ mW (potencia óptica de la fuente de luz acoplada al circuito). Se realiza una simulación en el modo Linear-Fiber para obtener los resultados deseados.

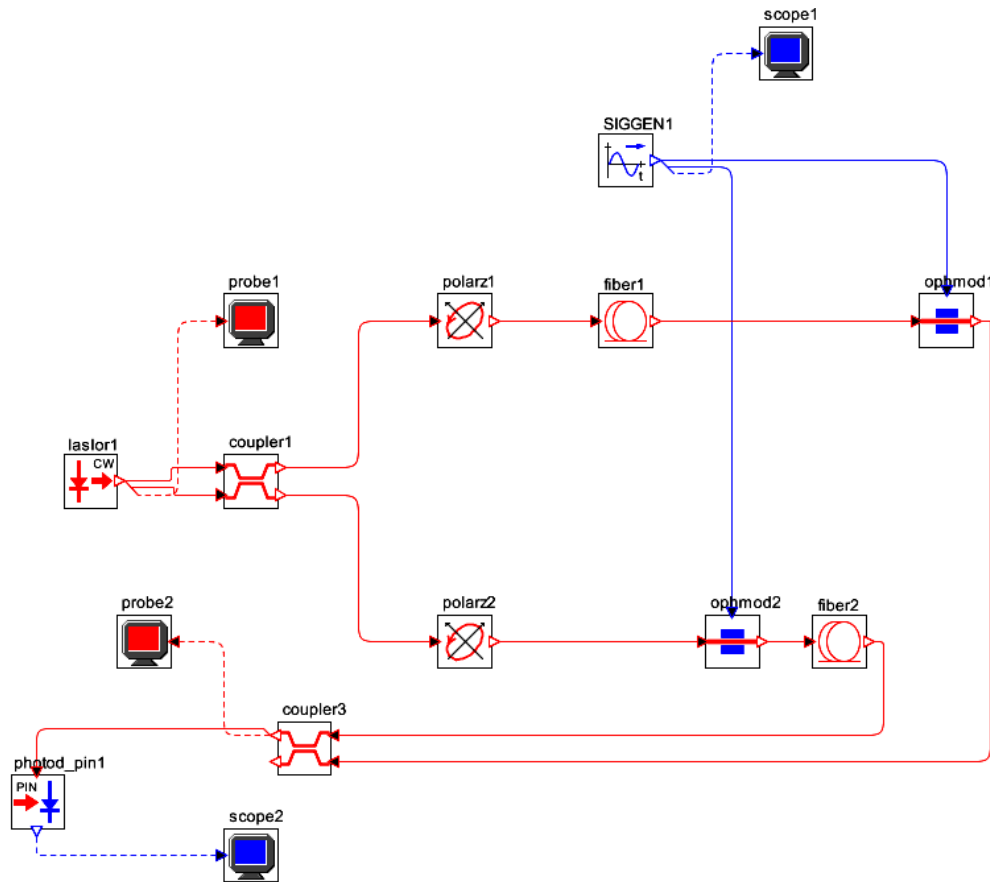


Figura 170

Esquemático (*Sample_Mode_Simulation*) del modelo IFOG analizado (modulación SINUSOIDAL), con los siguientes parámetros: $L = 1000$ m, $D = 15$ cm, $\lambda = 1310$ nm, $n_{core} = 1,467$, $n_{cladding} = 1,460$, $P_0 = 1$ mW (potencia óptica de la fuente)

En la Figura 171 se representa la variación temporal de la onda de voltaje de variación sinusoidal producida por el generador de señal y aplicada al modulador de fase. Esta señal de voltaje es medida por el medidor *scope 1* conectado a la salida de voltaje del generador de señal sinusoidal. En la Figura 172 se representa la curva de respuesta temporal de fotocorriente generada en el detector que es proporcionada por la simulación y medida por el medidor *scope 2*, conectado a la señal eléctrica de salida del mismo. Para obtener una gráfica razonable (exenta de ruido, que no es significativo para la medida) es necesario aplicar un filtrado selectivo en un rango de

frecuencia con ancho de banda de 200 KHz (frecuencia central en $2f_m = 204,50$ KHz). Se ha realizado mediante un filtro-pasabanda de Chebishev de un polo, con frecuencia central de 204,50 KHz y ancho de banda de 300 KHz (deja pasar los dos primeros armónicos de la señal de frecuencia de modulación $f_m = 102,25$ KHz). El valor de potencia de la señal óptica promedio (average-optical-power) proporcionada por la fuente de luz es medido por la sonda *probe 1*, conectada a la salida óptica de la misma. El resultado medido es de $1000 \mu\text{W}$. El valor de potencia óptica promedio de la señal óptica recibida al final del circuito por el fotodetector es medida por la sonda *probe 2*, conectada a la entrada óptica del fotodetector o bien a la salida óptica útil del acoplador direccional de salida. El resultado medido es de $478,62 \mu\text{W}$. Por tanto, las pérdidas en unidades dB equivalen a 3 dB. La simulación en modo *Sample_Mode_Simulation (Linear-Fiber)* también permite obtener la potencia óptica instantánea (variación temporal de la potencia óptica) a la salida de la fuente y a la entrada del fotodetector. Estas señales están afectadas de ruido óptico (efectos no lineales en la fibra y ruido de impacto fotónico en el fotodetector, fundamentalmente), por tanto solamente es relevante el valor medio de ambas que ya se ha comentado. Es interesante obtener la relación señal-ruido SNR de la potencia óptica en dos puntos muy significativos del circuito como son la salida de la fuente de luz y la entrada en el fotodetector. Esta medida puede obtenerse realizando una simulación SPT (Spectral-Propagation-Technique) del sistema. Los valores obtenidos son 56 dBm y 34 dBm, respectivamente.

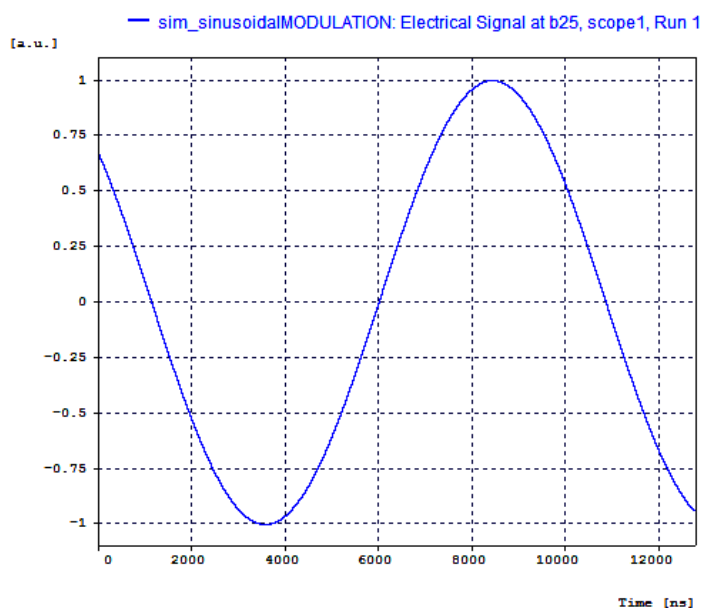


Figura 171

Variación temporal de la onda de voltaje SINUSOIDAL aplicada al modulador de fase (BIAS-phase-modulation) captada por el osciloscopio *scope1*

El proyecto esquemático en el modo *Sample_Mode_Simulation* del modelo IFOG equivalente (modulación en onda DIENTE de SIERRA) está representado en la Figura 173. Los parámetros más importantes de este modelo son los mismos que los del modelo de referencia analizado, es decir: $L = 1000$ m, $D = 15$ cm, $\lambda = 1310$ nm, $n_{core} = 1,467$, $P_0 = 1$ mW (potencia óptica de la fuente de luz acoplada al circuito). En este modelo se utiliza para la señal

BIAS-phase-modulation una onda cuadrada con frecuencia de 512,82 KHz y para la señal COMPENSATION-phase-modulation una onda en diente de sierra de 100 KHz de frecuencia.

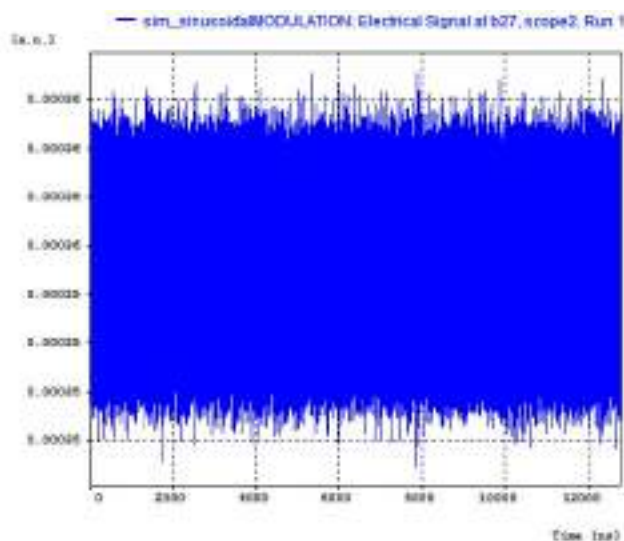


Figura 172

Curva de respuesta de fotocorriente (en el dominio temporal) generada por el fotodetector (PIN-photodiode) y captada por el osciloscopio *scope 2*

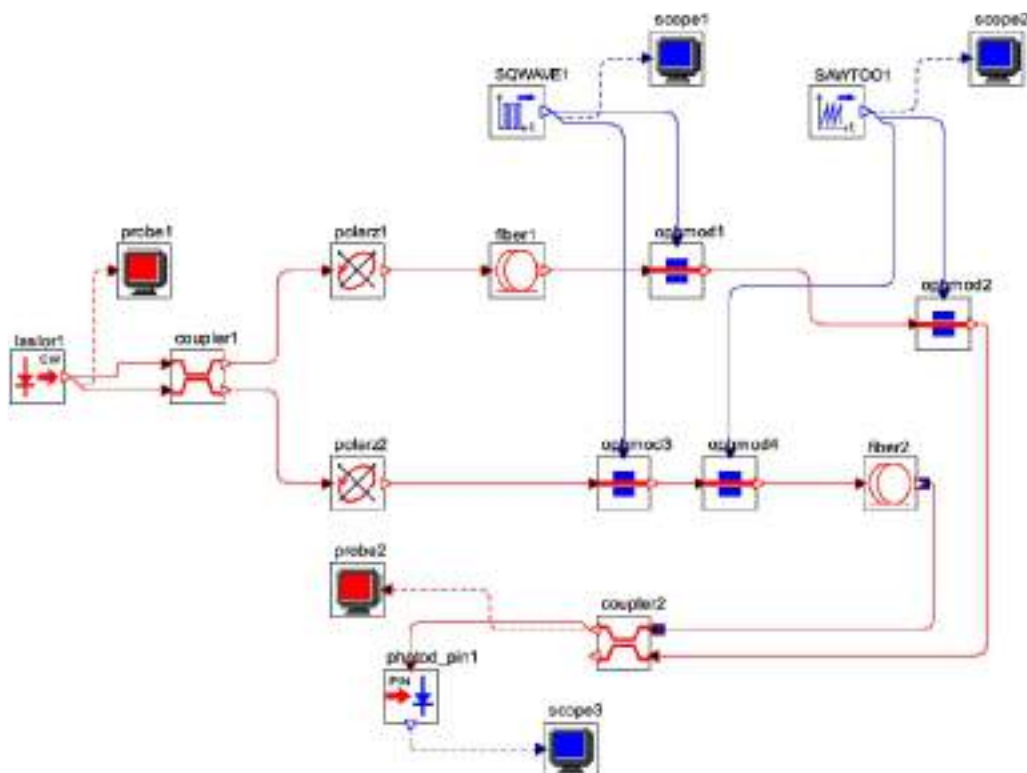


Figura 173

Esquemático (Sample_Mode_Simulation) de un modelo IFOG de referencia (modulación DIENTE-de-SIERRA) equivalente (con los mismos parámetros: $L = 1000$ m, $D = 15$ cm, $\lambda = 1310$ nm, $n_{core} = 1,467$, $n_{cladding} = 1,460$) para comparación

En la Figura 174 se representa la variación temporal de la onda de voltaje en onda cuadrada aplicada al modulador de fase como señal de BIAS-phase-modulation. Esta señal tiene amplitud $V_{\pi/2} = 2$ V y frecuencia $f_{\text{square-wave}} = 512,82$ KHz. Esta señal de voltaje es medida por el medidor *scope 1* conectado a la salida de voltaje del generador de onda cuadrada.

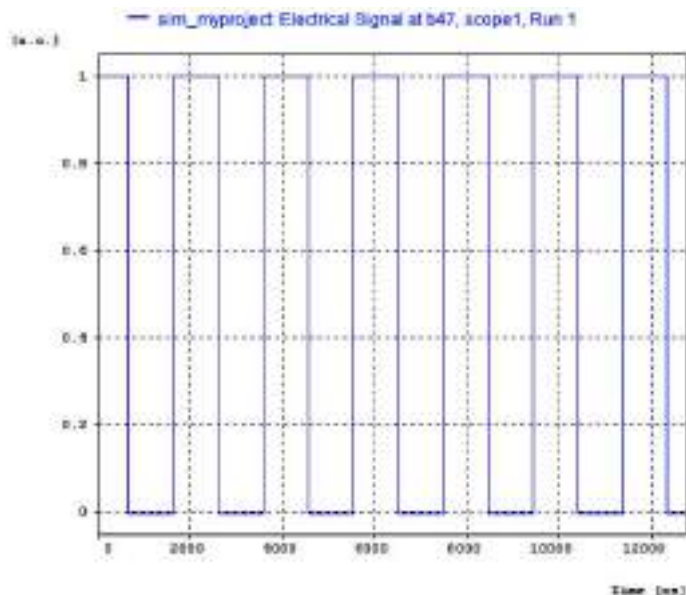


Figura 174

Variación temporal de la onda CUADRADA de voltaje (señal BIAS-phase-modulation) aplicada al 1^{er} modulador de fase y captada por el osciloscopio *scope1*

En la Figura 175 se representa la onda diente de sierra aplicada en este diseño al modulador de fase como señal COMPENSATION-phase-modulation y medida por el medidor *scope 2* en la salida eléctrica del generador de onda en diente de sierra.

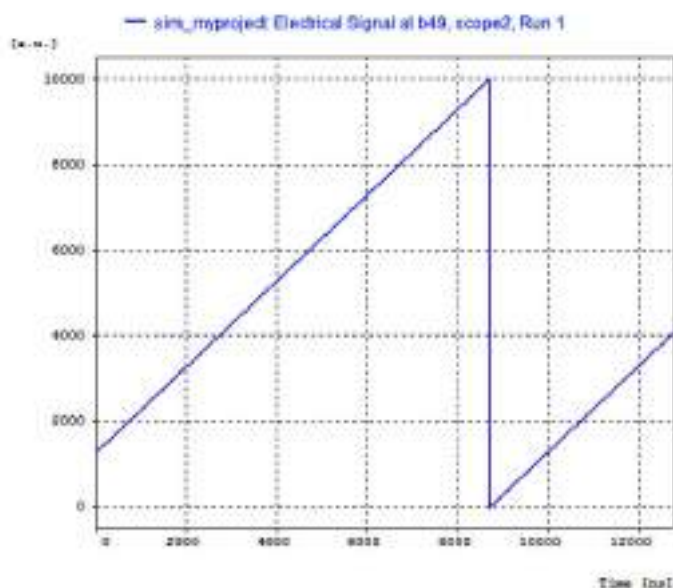


Figura 175

Variación temporal de la onda en DIENTE de SIERRA de voltaje (señal COMPENSATION-phase-modulation) aplicada al 2^o modulador de fase y captada por el osciloscopio *scope2*

En la Figura 176 se representa la curva de respuesta temporal de fotocorriente generada en el detector que es proporcionada por la simulación y medida por el medidor *scope 3*, conectado a la señal eléctrica de salida del mismo. La potencia óptica de entrada al sistema es medida por la sonda *probe 1* conectada en la salida óptica de la fuente de luz. El valor-promedio de esta señal es de $1000 \mu\text{W}$.

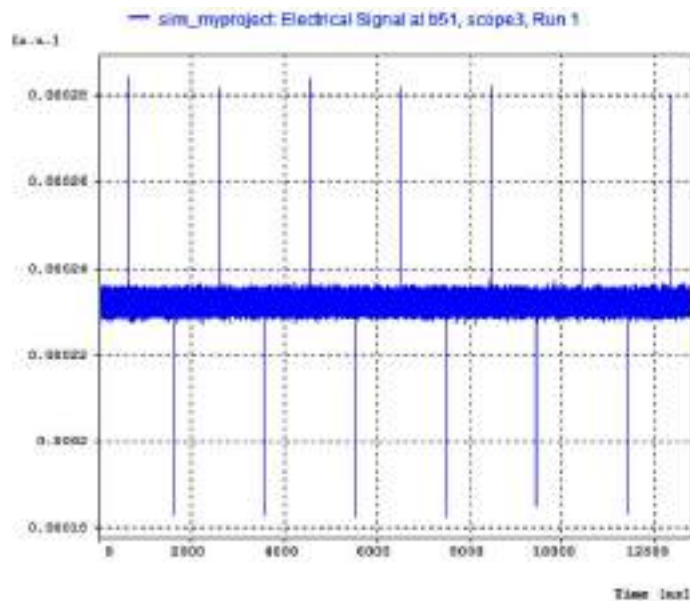


Figura 176

Curva de respuesta de fotocorriente (en el dominio temporal) generada por el fotodetector (PIN-photodiode) y captada por el osciloscopio *scope 3*

La potencia óptica de salida del sistema es medida mediante la sonda *probe 2*, conectada a la salida óptica del acoplador direccional de salida y también a la entrada óptica del fotodetector. El valor-promedio obtenido es de $250 \mu\text{W}$. La señal obtenida por esta sonda está representada en la Figura 177.

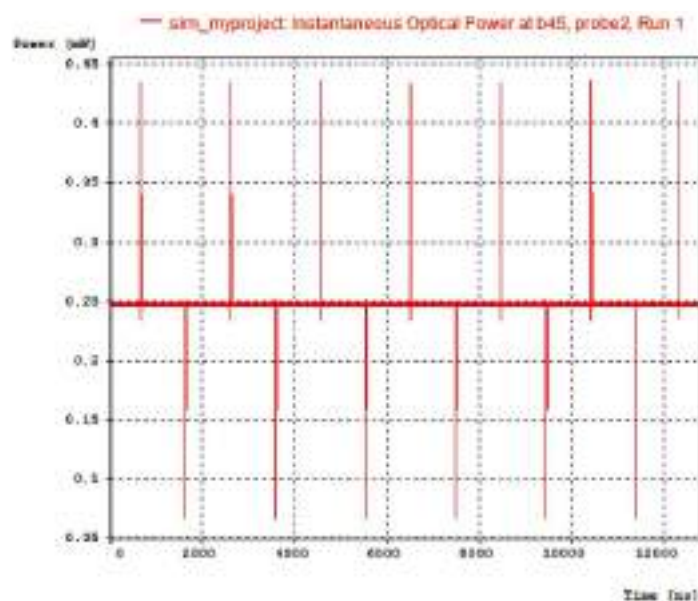


Figura 177

Curva de respuesta de la señal óptica captada por el medidor *probe 2* a la entrada del fotodetector

Los parámetros de desempeño del modelo IFOG de referencia analizado (modulación SINUSOIDAL), obtenidos bien mediante cálculo teórico o bien derivados de los resultados de la simulación, quedan recogidos en la Tabla 19. Igualmente, y con efectos de comparación, quedan también recogidos en la tabla los parámetros del modelo ópticamente equivalente (mismas dimensiones y estructura de bobina detectora de fibra), basado en modulación de fase en onda DIENTE de SIERRA.

Tabla 19 – Comparativa de modelos IFOG en lazo cerrado

parámetros IFOG	<i>parámetros IFOG calculados teóricamente</i>			<i>parámetros IFOG calculados mediante resultados de simulación</i>	
<i>modulación</i>	<i>sensibilidad umbral</i>	<i>rango dinámico</i>	<i>factor de escala (SF)</i>	<i>no-linealidad de factor de escala</i>	<i>BIAS-drift</i>
modulación SINUSOIDAL	0,01856 [°/hr]	$\pm \pi/6 = \pm 0,523599$ [rad]	2,398 [s]	4,507 %	<1,00 %
modulación DIENTE-de-SIERRA	0,01856 [°/hr]	$\pm 0,921743$ [rad]	2,398 [s]	< 0,50 %	<1,00 %

7.6 Conclusiones

La determinación de parámetros de desempeño de una configuración giroscópica IFOG puede realizarse en el laboratorio de Optoelectrónica tomando medidas sobre el modelo real ya construido. Otras opciones igualmente válidas y más económicas (ahorro del coste real de materiales) son la realización de cálculos previos o bien la simulación por computador de un modelo representativo del prototipo diseñado. Estas dos últimas opciones conllevan el inconveniente de que no se pueden evaluar con exactitud dos de los parámetros de desempeño: 1) ARW (Angle-Random-Walk = ángulo de camino aleatorio) y 2) BIAS-drift (deriva del BIAS). Ello es debido a que estos dos parámetros tienen un carácter aleatorio y, por tanto, solamente se pueden determinar a partir de una tabla de datos obtenida experimentalmente en el laboratorio ensayando el modelo real ya construido. Naturalmente, y siempre que exista la posibilidad, debe aplicarse una combinación de ambos procedimientos (cálculo-simulación + ensayo real). La ventaja de la solución combinada es que ésta siempre puede aportar la comparación experimental del modelo real diseñado con respecto al modelo teórico y, como consecuencia, la validación del mismo.

El prototipo de referencia estudiado en este Capítulo 7 es una configuración giroscópica IFOG en lazo cerrado con BIAS-modulation sinusoidal y demodulación analógica. Las características de diseño de este prototipo son: $L = 1000$ m, $D = 15$ cm, $\lambda = 1310$ nm, bobina de fibra-óptica mono-modo SMF-28 de polarización mantenida. Se realizan los cálculos de los parámetros de desempeño que se enumeran a continuación, obteniéndose los resultados que se indican: 1) sensibilidad umbral (límite de detección), $\Omega_{lim} = 0,01856$ (° / hr), 2) rango dinámico, DR = 101, 37 dB y 3) factor de escala, SF = 2,398 [s]. Se ha realizado la modelización de sistema de la configuración IFOG diseñada, obteniéndose un modelo lineal simplificado de segundo orden y tipo 1. Tomando este modelo como base, se ha realizado la simulación por computador, mediante el software MATLAB-

Simulink[®], obteniéndose en la respuesta temporal a la señal escalón-unitario un tiempo de asentamiento de $t_s = 613 \text{ ms}$. Esto significa que el giroscopio IFOG diseñado obtiene un valor estacionario de la medida de ratio de rotación en un tiempo inferior a 620 ms , con error de sistema nulo. Con el objetivo de realizar la contrastación de este modelo, se plantea el diagrama de bloques de un segundo modelo de giroscopio IFOG equivalente (iguales medidas y estructura de bobina detectora) en configuración de lazo cerrado, con modulación de fase en onda diente de sierra analógico y BIAS-modulation en onda cuadrada. Se estudia la respuesta temporal de este segundo sistema a la señal de entrada en escalón unitario, obteniéndose un tiempo de asentamiento de $26,40 \text{ ms}$ (equivalente al $4,31 \%$ del tiempo de asentamiento del modelo estudiado). La ventaja obtenida en el tiempo de respuesta y el mejor comportamiento de la señal de retroalimentación hace que este segundo modelo sea preferente con respecto al primero. La simulación de los circuitos electrónicos del giroscopio diseñado ha sido realizada con el software PSpice[®]-MicroSim, habiendo producido los resultados esperados. La simulación de los circuitos ópticos de ambos modelos IFOG se ha llevado a cabo mediante el programa OptSim[®], obteniéndose en cada caso la medida de las potencias ópticas de entrada y salida y la medida de la señal eléctrica de salida de fotodetector.

Otros diseños de giroscopio IFOG basados en configuración de lazo cerrado (BIAS-modulation en onda cuadrada, modulación de fase en onda diente de sierra analógica o digital) presentan un circuito electrónico de modulación mucho más sencillo. Para estos diseños también es posible realizar el cálculo teórico de parámetros de desempeño y la simulación por computador (PSpice[®]-MicroSim, MATLAB-Simulink[®]) de los circuitos electrónicos y del modelo lineal simplificado del sistema. Es lo que se ha llevado a cabo anteriormente con fines de contrastación.

Referencias

- [1] Sandoval-Romero G.E., Nikolaev V.A. *Límite de detección de un giroscopio de fibra óptica usando una fuente de radiación superluminiscente*. Revista Mexicana de Física, 49 (2), pp. 155-165, Abril 2002 (2002).
- [2] P.C. Becker, N.A. Olsson, J.R. Simpson. *Erbium-doped Fiber Amplifiers (Fundamentals and Technology)*, pp. 212-247. Academic Press, San Diego, CA (1999).
- [3] Jia-Ming Liu. *Photonic Devices (Part 2)*, pp. 927-935. University of California (Los Angeles). Cambridge University Press 2005 (2005).
- [4] O. Celikel and S. Eren San. *Establishment of all digital-closed loop interferometric fiber-optic gyroscope and scale factor comparison for open-loop and all digital closed-loop configurations*. IEEE Sensors Journal, vol. 9, no. 2, pp. 176-186, February 2009 (2009).
- [5] Junliang Han, Shengmin Ge, Yi Shen, Xiangjun Li. *Modeling and simulation of digital closed-loop fiber optic gyroscope*. The Sixth World Congress on Intelligent Control and Automation 2006 (WCICA 2006), pp. 1659-1663 (2006).
- [6] Junliang Han, Shengmin Ge, Yi Shen. *Research on modeling and simulation of digital closed-loop FOG*. Journal of system simulation (Journal of Harbin Engineering University), 20 (4), pp. 833-836 (2008).
- [7] Shengmin Ge, Junliang Han, Yi Shen, Zhiqiang Bian, Hui Wang. *Research and implementation of digital detection system for closed-loop FOG*. 7th World Congress on Intelligent Control and Automation 2008 (WCICA 2008), pp. 6739-6744, 25-27 June 2008 (2008).
- [8] Zhang Yong-gang, Gao Zhong-Xing, Wang Guo-Chen, Gao Wei. *Modeling and simulation of the second feedback loop for fiber optic gyroscope*. International Symposium on Photoelectronic Detection and Imaging 2013. Proceedings of SPIE, Vol. 8914, 8914E (2013).

Capítulo 8

Aplicaciones del giroscopio IFOG en control de proceso industrial

8.1 *Posicionamiento y estabilización de plataformas giratorias*

8.2 *Posicionamiento angular de brazos-robot*

8.3 *Medida de rotación diferencial*

8.4 *Girocompás óptico (localizador de N geográfico)*

8.5 *Detector sísmico de 3 ejes*

8.6 *Conclusiones*

Referencias

8. Aplicaciones del giroscopio IFOG en control de proceso industrial

8.1 Posicionamiento y estabilización de plataformas giratorias

El problema de la estabilización de plataformas giratorias se presenta en aplicaciones reales de la ingeniería, tales como la orientación de una cámara captadora de imágenes situada sobre un vehículo móvil, la orientación de una antena terrestre instalada sobre un pedestal rotatorio o el posicionamiento de un vehículo-lanzadera, entre otros. El planteamiento de la solución de este problema pasa por un proceso de 3 etapas. La primera de ellas consiste en realizar un análisis dinámico del sistema. La segunda es la realización de un diseño de control multi-lazo que permita controlar la posición angular, la velocidad de rotación y la aceleración angular del sistema. La tercera etapa consiste en la identificación de parámetros del sistema con el objetivo de investigar el comportamiento del sistema aplicando la teoría de sistemas de control, [1].

A modo de ejemplo, en la Figura 178 (a) se representa un sistema para la estabilización de una cámara toma-vista situada sobre un cuerpo cilíndrico inercial, [2]. Este cuerpo cilíndrico principal puede girar sobre un eje paralelo al eje Y de un sistema de coordenadas absoluto. La cámara va montada, a su vez, sobre un segundo rotor en forma de U que puede girar alrededor de un eje paralelo al eje Z de coordenadas absolutas. Todo este conjunto (cámara + rotor) va situado sobre una superficie plana solidaria con la cubierta de un vehículo móvil. Se desea que la cámara esté orientada y apuntando en todo momento hacia una dirección elegida (conocida como línea-de-visión), a pesar de los movimientos del vehículo-base. Entonces, el problema de estabilización de la cámara consiste en diseñar un sistema de control tal que, haciendo variar los ángulos de azimut (α) y elevación (γ), representados en la Figura 178 (b), se consiga que la dirección de apuntamiento de aquella permanezca constante. Para ello se sitúan dos giroscopios que miden la velocidad angular del cilindro-cámara y del rotor en U. Aunque este sistema tiene 3 grados de libertad, se supone, por simplicidad, que el giro del vehículo-soporte alrededor del eje Z (eje de giro principal) es de valor despreciable o nulo. Por tanto, es suficiente instalar un sistema sensor de rotación solamente sobre dos ejes.

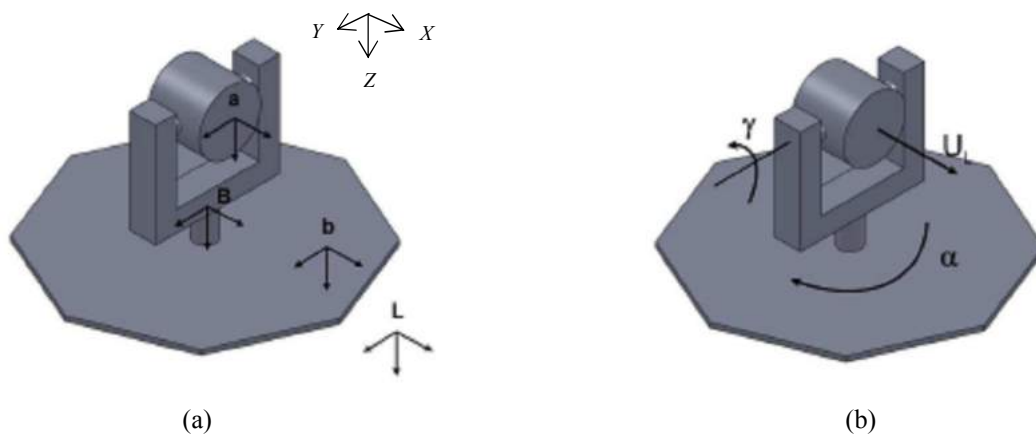


Figura 178

Estabilización de plataforma: (a) sistema de coordenadas adoptado, (b) ángulos de compensación (α, γ) y línea-de-visión (U_1)

Los sistemas de coordenadas se eligen como sigue: L es el sistema inercial de coordenadas en el nivel local, b es el sistema de coordenadas del vehículo. Los sistemas de ejes de rotación necesarios para la descripción del conjunto se eligen de la siguiente manera: B es el sistema de ejes externo y a es el sistema de ejes interno. Considerando la orientación espacial del vehículo como una función de los ángulos (ψ, θ, ϕ) , de balanceo, cabeceo y orientación, respectivamente, se tendrá:

$$C_{bL} = R_z(\phi) R_y(\theta) R_x(\psi) \quad (8.1)$$

donde $R_i(k)$ es la rotación alrededor del eje i con ángulo de valor k y C_{ij} es la orientación del sistema i respecto al sistema j representada en el sistema i . Entonces, la dirección de la línea-de-visión (LOS, Line-Of-Sight) en función de la orientación del vehículo:

$$C_{aL} = C_{bL}(\psi, \theta, \phi) R_z(\alpha) R_y(\gamma) \quad (8.2)$$

vendrá dada por:

$$U_L = C_{aL} e_x = C_{bL}(\psi, \theta, \phi) R_z(\alpha) R_y(\gamma) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (8.3)$$

Como el objetivo de la estabilización de la plataforma es mantener esta dirección invariante, entonces es suficiente un sistema con sólo 2 grados de libertad y, por consiguiente, solamente hacen falta dos sistemas giroscópicos de medida. Esto es así porque no es necesario compensar las rotaciones alrededor de la línea-de-visión. Partiendo de una línea-de-visión inicial elegida por el operador de la cámara y caracterizada por los ángulos $(\psi^*, \theta^*, \phi^*)$, la expresión del valor inicial de la orientación del vehículo será:

$$C_{aL}^* = C_{bL}(\psi^*, \theta^*, \phi^*) R_z(\alpha^*) R_y(\gamma^*) \quad (8.4)$$

de manera que la dirección de la línea-de-visión elegida será:

$$U_L^* = C_{aL}^* e_x \quad (8.5)$$

El primer paso para lograr la estabilización consiste en determinar los ángulos de azimut (α) y elevación (γ) para los cuales ambas direcciones coincidan, es decir: $U_L = U_L^*$. Esta condición requiere que se cumpla:

$$C_{bL}(\psi, \theta, \phi) R_z(\alpha) R_y(\gamma) e_x = C_{aL}^* e_x \quad (8.6)$$

La dirección de la línea-de-visión en el sistema de coordenadas b del vehículo será:

$$U_b^* = R_z(\alpha) R_y(\gamma) e_x = C_{bL}^T(\psi, \theta, \phi) U_L^* = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \quad (8.7)$$

Los ángulos de azimut (α) y de elevación (γ) para conseguir la estabilización pueden ser calculados por:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{x_2}{x_1}\right) \quad \gamma = \arctan\left(\frac{x_3}{x_1}\right) \quad (8.8)$$

Otros sistemas de posicionamiento y estabilización de plataformas, [3], [4], se basan en procedimientos análogos.

8.2 Posicionamiento angular de brazos-robot

La velocidad angular es un parámetro crítico en aplicaciones donde sea necesario determinar con exactitud la posición de un objeto móvil a lo largo de su trayectoria. Éste es el caso de un robot móvil cuya posición dependa en cada momento de un sistema de navegación de reconocimiento (dead reckoning navigation) o del ángulo de giro exacto del brazo de un robot (posicionamiento angular).

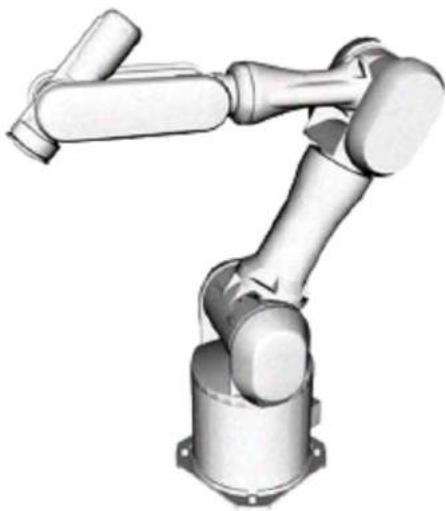
Aunque existen sensores de rotación basados en otras tecnologías (giroscopio MEMS, encóder óptico, encóder magnético), el giroscopio IFOG constituye también una solución eficaz para la medición precisa de la rotación en este campo. Esto se debe en buena parte al esfuerzo de algunas compañías que han diversificado su línea de producto para cubrir el sector de la robótica industrial. La compañía norteamericana KVH Industries Inc. produce un modelo de giroscopio IFOG de coste competitivo (denominado AUTOGYRO) específicamente dedicado para la robótica, la estabilización de plataformas (pedestales de antena, soportes de telescopios ópticos) y sistemas de navegación por reconocimiento para robots móviles. Este giroscopio opera con una fuente-láser análoga a la de un reproductor de CD-ROM ($\lambda = 820 \text{ nm}$) y va equipado con una bobina de fibra-óptica de núcleo elíptico de polarización mantenida. Este láser opera por debajo del umbral de oscilación láser, generando, por tanto, luz de baja coherencia espacial. Esto hace que el ruido de intensidad relativa (RIN, Relative-Intensity-Noise) debido a la fuente de luz sea reducido ayudando, por tanto, a mejorar la ratio señal-ruido SNR (Signal-to-Noise-Ratio), el ángulo de camino aleatorio ARW (Angle-Random-Walk) y la estabilidad del BIAS del giroscopio. Este modelo de giroscopio IFOG presenta un esquema de detección en lazo abierto con modulación PZT sinusoidal y demodulación síncrona a la frecuencia del armónico fundamental. Los parámetros de desempeño son: rango dinámico ($\pm 100 \text{ °/h}$), linealidad factor de escala ($\pm 1 \text{ % fondo escala}$), bias-repeatability ($0,02 \text{ °/sec}$), bias-offset ($0,20 \text{ °/sec}$), ARW ($20 \text{ °/h / root square Hz}$), temperatura de operación ($-40 \text{ °C a } +75 \text{ °C}$).

En la Figura 179 (a) y (b) se pueden ver, respectivamente, la configuración general y la definición de ejes del brazo-robot de 7 ejes de la firma industrial Mitsubishi (robot Mitsubishi PA10-7CE). El sistema mostrado en la Figura 180 (a) y (b) sirve para determinar la posición del extremo del brazo del robot, [5]. Se colocan tres giroscopios (S_1 , S_2 y S_3), respectivamente, en las articulaciones de los tres ejes X, Y, Z. La posición del extremo del brazo se puede determinar con ayuda de las coordenadas esféricas (ρ , θ , ϕ), donde el vector $\vec{\rho}$ es la suma vectorial de los vectores $\vec{\rho}_1$ y $\vec{\rho}_2$, θ es el ángulo que forma el vector $\vec{\rho}_1$ con la horizontal y ϕ es el ángulo de rotación alrededor del eje Z. El ángulo θ depende de la magnitud del vector $\vec{\rho}$. Puede ser determinado por la ratio de cambio en la orientación de los vectores $\vec{\rho}_1$ y $\vec{\rho}_2$ (o sea, midiendo los ángulos θ_1 y θ_2). Estos cambios se pueden determinar utilizando las medidas de los tres giroscopios S_1 , S_2 y S_3 . El giroscopio S_3 mide el ángulo de giro ϕ sobre el eje Z. Para ello solamente hace falta un proceso de integración, que es según la siguiente expresión:

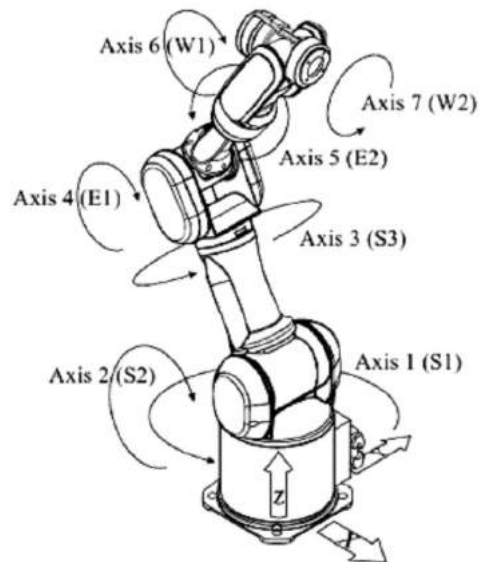
$$\theta(t) = \int_{t=0}^{t=t} \Omega(t) dt \quad (8.9)$$

Primero se realiza la medida de la rotación del brazo-robot sobre el eje Z (ángulo ϕ medido por el sensor S_3). Entonces la posición final del extremo del brazo-robot viene determinada por los siguientes valores calculados:

$$\begin{aligned} \rho &= \sqrt{l_1^2 + l_2^2 - 2l_1 l_2 \cos\left(\int_{t=0}^{t=t} \Omega_2 dt\right)} \\ \theta &= \int_{t=0}^{t=t} \Omega_1 dt - \sin^{-1}\left[\frac{l_2}{\rho} \sin\left(\int_{t=0}^{t=t} \Omega_2 dt\right)\right] \\ \phi &= \int_{t=0}^{t=t} \Omega_3 A dt \\ A &= \left(\frac{\cos\sqrt{\left[\left(\int_{t=0}^{t=t} \Omega_2 dt\right)^2 + \left(\int_{t=0}^{t=t} \Omega_1 dt\right)^2\right]}}{2} \right) \end{aligned} \tag{8.10}$$



(a)



(b)

Figura 179
Brazo-robot de 7-ejes Mitsubishi PA10-7CE: (a) vista general, (b) definición de ejes

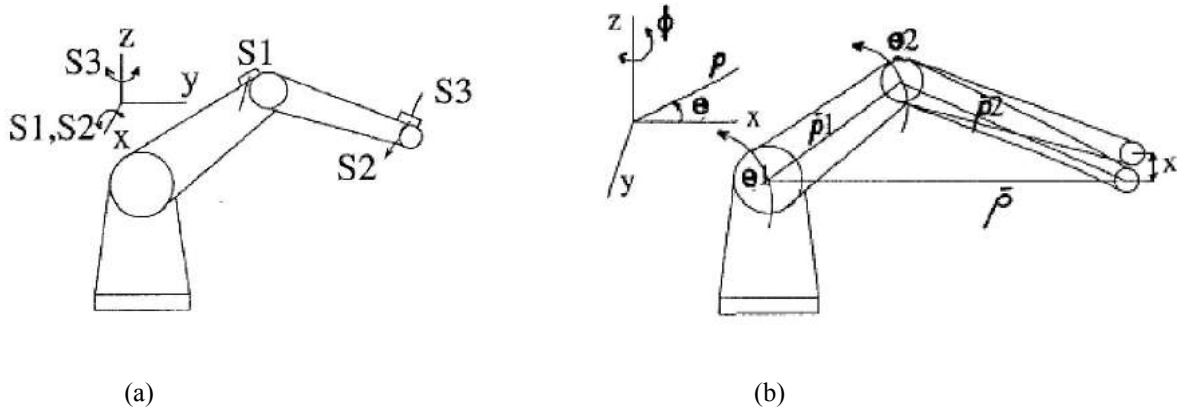


Figura 180
 Determinación de la posición del extremo de un brazo-robot de 3-ejes mediante 3 giroscopios S_1 , S_2 y S_3

8.3 Medida de rotación diferencial

Una aplicación muy interesante de giroscopio IFOG consiste en una configuración diferencial de dos bobinas detectoras A y B de fibra-óptica, conectadas en serie mediante un enlace de fibra (fiber 2), Figura 181. Las bobinas (que son iguales en longitud y área) tienen sus ejes paralelos y están sometidas a diferentes ratios de rotación (Ω_A , Ω_B). Esta configuración permite medir la diferencia de ratios de rotación ($\Omega_A - \Omega_B$) entre ambas con mucha exactitud, utilizando el efecto Sagnac. El sistema es útil, por ejemplo para medir la torsión entre dos secciones transversales rectas de una estructura metálica (o de otro material) de gran longitud (por ejemplo un navío, una aeronave ó una pala de rotor eólico de gran longitud). Las secciones son perpendiculares respecto del eje longitudinal de la estructura y se trata de medir la torsión relativa que ésta experimenta entre ambas. El diseño y los cálculos de este sistema giroscópico IFOG se debe a L. Vines y G. Wang (Departamento de Investigación de la Defensa, Noruega), [6].

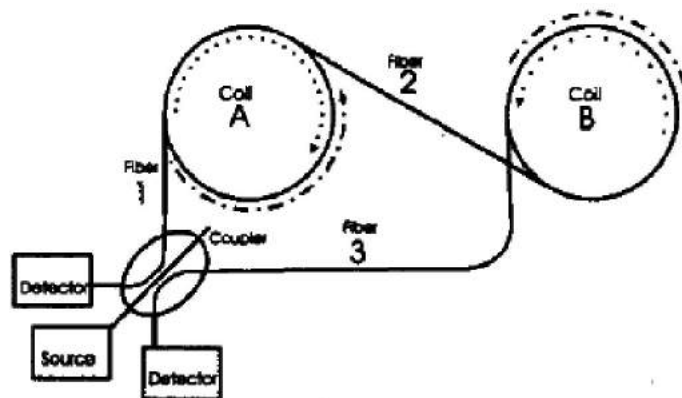


Figura 181
 Configuración diferencial de dos bobinas (A,B) de fibra-óptica de ejes paralelos conectadas en serie; esta configuración permite medir la diferencia de velocidad angular ($\Omega_A - \Omega_B$) entre las dos bobinas

La configuración óptica consiste en una fuente de luz, un acoplador óptico 3×3, dos bobinas detectoras (A y B) y dos foto-detectores y los enlaces de fibra necesarios para acoplar las dos bobinas en serie (fiber 2) y éstas a la fuente y detectores (fiber 1, fiber 3. Las dos bobinas detectoras de fibra (A,B) deben estar alineadas con los ejes paralelos y conectadas en serie, de forma que el haz de luz que se propaga en dirección horaria en la bobina A, se propaga en dirección anti-horaria en la bobina B y viceversa. El desplazamiento total de fase entre los dos haces en contra-propagación a través de las bobinas que es captado por el sistema foto-detector es:

$$\phi_S = \frac{2\pi}{\lambda_0 c_0} (L_A D_A \Omega_A - L_B D_B \Omega_B) + \Phi_{common} \quad (8.11)$$

siendo todas las magnitudes las ya conocidas, excepto Φ_{common} que es un desplazamiento de fase adicional introducido por efectos no-recíprocos causados por los enlaces de fibra. Si se supone que el sistema entero está afectado por una rotación común Ω_g , que se toma como referencia la rotación de la segunda bobina Ω_B y que se define la rotación diferencial como $\Omega_d = (\Omega_A - \Omega_B)$, otra expresión alternativa para el desfase es:

$$\phi_S = \frac{2\pi}{\lambda_0 c_0} [L_B D_B \Omega_d + \Delta(LD)(\Omega_g + \Omega_d)] + \Phi_{common} \quad (8.12)$$

Entonces, si se supone que ambas bobinas tienen iguales áreas efectivas ($L_A D_A = L_B D_B$), será $\Delta(LD) = 0$ y, por tanto, el desfase total medirá solamente la rotación diferencial entre ambas, supuesto despreciable Φ_{common} .

8.4 Girocompás óptico (localizador de N geográfico)

La aplicación de un giroscopio de fibra-óptica como girocompás (localizador de N geográfico) se basa en medidas de la determinación de la velocidad de rotación terrestre Ω_{earth} . El vector velocidad angular terrestre $\vec{\Omega}_{earth}$ apunta hacia el punto N geográfico y su módulo es de, aproximadamente, 15,041 °/h. Se posiciona la bobina del giroscopio en un plano vertical sobre el punto de la superficie terrestre donde se desea determinar la dirección del N, tal como se ve en la Figura 182. Entonces, al ir rotando este plano sobre un eje que coincida con la dirección vertical sobre el punto-posición del lugar de determinación, se obtendrá una señal de salida del giroscopio que será proporcional a la velocidad de rotación medida por el mismo. La velocidad de rotación medida según esta disposición, es proporcional al producto escalar de la velocidad de rotación terrestre $\vec{\Omega}_{earth}$ y el vector \vec{k} de sensibilidad del giroscopio.

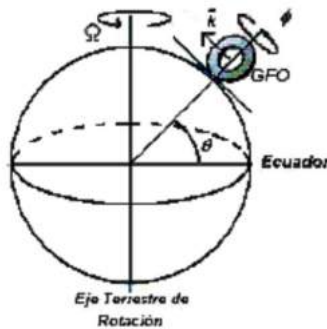


Figura 182

Girocompás óptico basado en giroscopio IFOG; la bobina detectora se sitúa en un plano vertical sobre el lugar y la dirección del N geográfico se obtiene orientando la bobina para máxima señal de salida del giroscopio

Según esta disposición, el vector \vec{k} de sensibilidad del giroscopio estará situado en el plano horizonte (plano horizontal sobre el lugar). Al rotar el plano de la bobina sobre la vertical del lugar, se obtendrá una señal de salida del giroscopio que varía según una senoide proporcionalmente al coseno del ángulo Φ (ángulo azimutal respecto del meridiano N-S del lugar). El plano meridiano del lugar (que señala la dirección N-S) estará determinado para aquella posición del plano de la bobina para la cual el valor de la señal de salida del giroscopio sea máxima (Figura 183). El valor de la señal de salida del giroscopio se obtiene en función de los ángulos de latitud θ y de azimut ϕ según la expresión:

$$U = k \Omega \cos \theta \cos \phi \tag{8.13}$$

Por lo tanto, la dirección N-S se obtendrá cuando el vector \vec{k} sea colineal con la misma ($\phi = 0$), de manera que la señal se hace máxima para este punto de latitud θ . Un sistema giroscópico IFOG en función de localizador de N-geográfico se puede ver en la referencia [7].

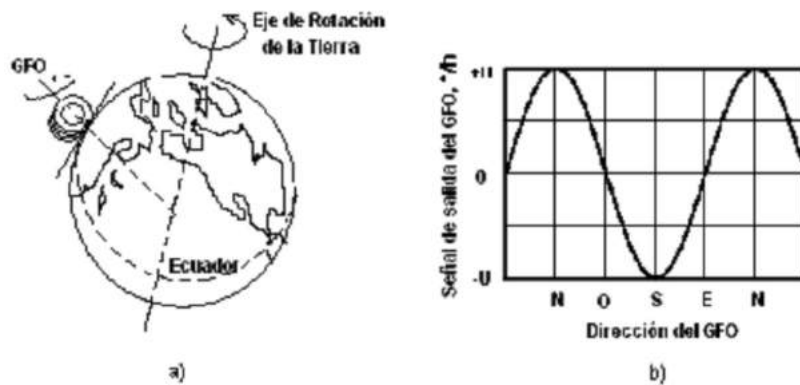


Figura 183

Girocompás óptico basado en giroscopio IFOG; la bobina detectora se sitúa en un plano vertical sobre el lugar y la dirección del N geográfico se obtiene orientando la bobina para máxima señal de salida del giroscopio: (a) orientación del giroscopio, (b) señal de salida del giroscopio en función de la orientación del plano de la bobina detectora

Si el giroscopio es de alta sensibilidad ($< 0,1 \text{ }^\circ/\text{h}$) y muy baja deriva (drift $< 0,01 \text{ }^\circ/\text{h}$) es ventajoso el método de medida estático. En cambio si el giroscopio es de sensibilidad media o baja ($< 1 \text{ }^\circ/\text{h}$) y valor grande de deriva (drift $< 1 \text{ }^\circ/\text{h}$), es preferible el método de medida dinámico. En el método de medida estático se toman tres valores de salida del giroscopio U_1, U_2 y U_3 correspondientes a tres orientaciones $\phi, (\phi + \phi_1)$ y $(\phi + \phi_2)$ de la bobina, siendo entonces los valores calculados los siguientes:

$$U_1 = k \Omega \cos \theta \cos \phi$$

$$U_2 = k \Omega \cos \theta \cos(\phi + \phi_1) \quad U_3 = k \Omega \cos \theta \cos(\phi + \phi_2) \tag{8.14}$$

Si se hace $\phi_1 = -\pi/2$ y $\phi_2 = +\pi/2$, entonces el valor del azimut se puede calcular por interpolación, según la expresión:

$$\frac{U_1 - U_2}{U_1 - U_3} = \frac{\cos \phi - \sin \phi}{\cos \phi + \sin \phi} \tag{8.15}$$

En el método de medida dinámico se dispone el plano de la bobina detectora en posición horizontal, de manera que ahora la señal de salida del giroscopio es proporcional al seno del ángulo de latitud y también al seno del ángulo de desfase de Sagnac ϕ_s : $\Omega = \Omega_{\max} \sin \theta$.

8.5 Detector sísmico de 3 ejes

Los movimientos sísmicos implican la propagación de ondas traslacionales y rotacionales sobre el terreno. Éstas últimas son de una amplitud relativamente pequeña respecto de las ondas traslacionales. Las ondas sísmicas rotacionales son debidas a efectos rotacionales asociados a la interacción de las ondas sísmicas traslacionales primarias con las propiedades micromórficas de las rocas (gradientes de elasticidad del medio debidos a defectos del mismo o a discontinuidades de su estructura interna), referencia [8].

Los sismógrafos convencionales van equipados con sensores inerciales que detectan únicamente ondas traslacionales. Una nueva generación de *sismógrafos* está basada en un diseño que incorpora *dos péndulos inerciales en posición anti-paralela*, Figura 184. Este dispositivo consta de una única barra de dos brazos en cada uno de cuyos extremos se disponen unas masas inerciales en forma de bola. La barra puede pivotar sobre un eje antero-posterior para detectar las vibraciones rotacionales del terreno. Se dispone una vinculación por resorte en cada extremo de la barra cuya función es la estabilización del movimiento vibratorio-rotacional de las bolas. A su vez, el eje es solidario con dos brazos en forma de L tumbada dispuestos hacia los lados de manera invertida. El movimiento vertical de este eje hacia arriba y abajo es transmitido a los brazos y constituye la detección de la vibración traslacional del terreno. El problema que presenta este diseño es que es poco sensible a las componentes rotacionales de las ondas sísmicas. Entonces una modificación de este diseño consiste en adicionar *un giroscopio IFOG* cuyo eje coincida solidariamente con el eje antero-posterior de la barra de péndulos anti-paralelos. El giroscopio IFOG medirá la velocidad de rotación absoluta de las masas inerciales colocadas en la barra.

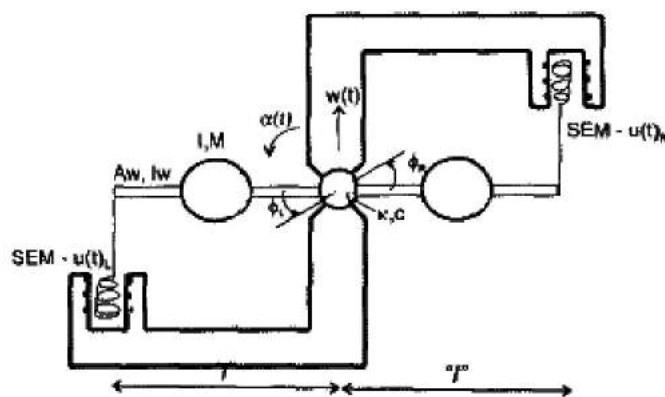


Figura 184

Sismógrafo de péndulos anti-paralelos. El sistema detecta vibración traslacional y rotacional (ésta última con menor sensibilidad); la incorporación de una bobina detectora de fibra-óptica cuyo eje coincida con el de rotación de los péndulos permite medir con gran exactitud las vibraciones rotacionales del sistema (además la bobina es inmune al movimiento lineal uniforme y a la distorsión)

Si el movimiento sísmico contiene ondas de desplazamiento $w(t)$ y ondas de rotación $\alpha(t)$, entonces el sismógrafo de péndulos anti-paralelos detectará una componente de desplazamiento $\pm w(t)$ y otra de movimiento rotacional que se pueden calcular según la siguiente expresión:

$$u(t)_{LR} = \pm w(t) + l\alpha(t) \begin{cases} + \text{ for } R \text{ inertial mass} \\ - \text{ for } L \text{ inertial mass} \end{cases} \quad (8.16)$$

Si las dos masas inerciales son iguales y están a la misma distancia l del eje, la onda rotacional se puede obtener a partir de la suma de los desplazamientos a izquierda y derecha, según:

$$\alpha(t) = \frac{1}{2l} [u(t)_R + u(t)_L] \quad (8.17)$$

Los errores de este sistema se producen a partir del instante en el cual la amplitud relativa de la onda rotacional disminuye considerablemente respecto de la onda translacional. Esto tienen como consecuencia que la calibración de este sistema sea un proceso crítico. El giroscopio IFOG añadido puede solucionar este problema. En el diseño desarrollado, se dispone una bobina detectora de fibra-óptica de polarización mantenida (PANDA Fiber) de longitud $L = 400$ m y diámetro $D = 0,10$ m coaxialmente con el eje del sismómetro. Se realiza una configuración IFOG mínima, tal como la que se representa en la Figura 185. La fuente de luz opera a $\lambda = 1300$ nm acoplado una potencia promedio de $1,0$ mW al lazo de fibra. La unidad de detección, basada en un amplificador lock-in realiza la detección sincrónica con el procedimiento de calibración del sismómetro. Simultáneamente, se utiliza una estación de grabación de datos.

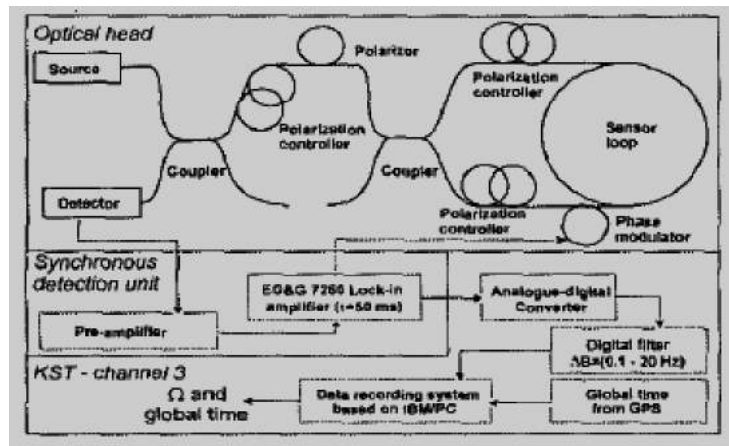


Figura 185

Configuración mínima de giroscopio IFOG añadida al sismógrafo de péndulos anti-paralelos para detectar las ondas sísmicas rotacionales

El convertidor A/D opera a una frecuencia de muestreo de 1 KHz y después de una repetición de muestreo almacena los datos con una frecuencia $f_s = 100$ Hz. Las pérdidas del sistema óptico se estiman en 30 dB. Entonces el ARW (Angle-Random-Walk) del sistema es de $0,14$ (°/h) / root square(Hz). La sensibilidad medida para el sistema IFOG fue de $1,15$ °/h. Este resultado es el doble que el esperado para este sistema en una detección con banda-base de 20 Hz. La principal fuente de este error es la variación de parámetros de polarización de la fuente de luz. La deriva del sistema IFOG también es fuente de error porque la posición angular es determinada

por integración en el tiempo de la ratio de rotación detectada $\Omega(t)$. Aunque la sensibilidad del sistema crece cuanto menor sea el tiempo de integración, la minimización del efecto de la deriva requiere el aumento del mismo. Sin embargo, si la señal de salida utilizada es la ratio de rotación $\Omega(t)$, entonces no es necesario el proceso de integración. Esto tiene como consecuencia inmediata la eliminación de la influencia de la deriva (drift) del sistema, eligiendo adecuadamente la banda-base de frecuencia de señal de salida. Un filtro digital de salida hace posible la selección de una banda-base de frecuencias desde 0,1 Hz (limitada por fluctuaciones ambientales) hasta 20 Hz (que es justamente la frecuencia de operación del amplificador lock-in). Es útil destacar que esta banda-base de frecuencias coincide con la banda-base de frecuencias características de las ondas sísmicas rotacionales.

8.6 Conclusiones

La utilización del giroscopio IFOG en aplicaciones específicas del entorno industrial ha resultado posible gracias a la disminución de coste de fabricación de unidades con características de desempeño menos exigentes que en aplicaciones convencionales (bias-offset $< 0,2$ °/sec, maximum input rotation-rate ± 100 °/sec, angle-random-walk = $20^\circ/\text{h}/\sqrt{\text{Hz}}$). Aplicaciones conocidas en la actualidad son: posicionamiento y estabilización de plataformas giratorias, posicionamiento angular de precisión de brazos-robot, medida de rotación diferencial, girocompás óptico y detector sísmico de 3-ejes. Se abre una expectativa a posibles nuevas aplicaciones de este dispositivo de alta precisión en medidas angulares de proceso industrial.

Referencias

- [1] Hilkert J. *Inertially stabilized platform technology: concepts and principles*. IEEE Control System Magazine, 28 (1), pp. 26-46, (2008).
- [2] Battistel A., Lizarralde F., Liu Hsu. *Inertially stabilized platforms using only two gyroscopic measures and sensitivity analysis to unmodeled motion*. American Control Conference (ACC), 2012, vol. no., pp. 4582-4587, 27-29 June 2012 (2012).
- [3] Xu Jie, Gu Yang, Gouws J. *Control method of rotation angular position zero point transition of stabilization platform framework*. International Conference on Computer Science and Information Processing, (CSIP) 2012, vol.no., pp. 1018-1021, 24-26 Aug. 2012 (2012).
- [4] Zon Yan-tao, Jiang Xiao-yu, Song Xiao-shan, Wang Xi, Liu Zhong-xuan. *Design of a two axes stabilization platform for vehicle-borne opto-electronic imaging system*. Internacional Conference on Computacional Problem-Solving (ICCP), 2010, v, 3-5 Dec. 2010 (2010).
- [5] Cronje H.A., Gouws J. *Inertial measurement system for the position control of a flexible robot arm*. 8th Mediterranean Electrotechnical Conference, 1996. MELECON'96, vol. 2, no., pp. 1141-1144, vol. 2, 13-16 May 1996 (1996).
- [6] Vines L., Wang G. *Sagnac interferometer design for differential rotation measurement*. Optical Fiber Sensors Conference Digest, 2002. 15th OFS'2002, vol. no., pp. 355-358, vol. 1, 10-10 May 2002 (2002).
- [7] Celikel O., Sametoglu F., Suzeri H. *Optoelectronic design parameters of interferometric fiber optic gyroscope with LiNbO_3 having north finder capability and earth rotation rate measurement*. Indian Journal of Pure & Applied Physics, Vol. 48, pp. 375-378, June 2010 (2010).
- [8] Jaroszewickz L.R., Krajewski Z., Solar L., Marc P., Kostrzynski T. *A new area of the fiber-optic Sagnac interferometer application*. Microwave and Optoelectronics Conference 2003. IMOC 2003. Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International, vol. 2 no., pp. 661-666, vol. 2, 20-23 Sept. 2003 (2003).

Capítulo 9

Aplicaciones del giroscopio IFOG en sistemas de navegación inercial autónoma

9.1 Aplicación del giroscopio IFOG en la navegación inercial de vehículos terrestres

9.2 Aplicación del giroscopio IFOG en la navegación marítima

9.3 Aplicación del giroscopio IFOG en la navegación aérea

9.4 Aplicación del giroscopio IFOG en el guiado y posicionamiento de naves espaciales y satélites

9.5 Conclusiones

Referencias

9. Aplicaciones del giroscopio IFOG en sistemas de navegación inercial autónoma

9.1 Aplicación del giroscopio IFOG en la navegación inercial de vehículos terrestres

Una aplicación muy interesante del giroscopio IFOG lo es como parte integrante de subsistema multi-sensor en sistemas DGPS (Differential-Global-Positioning-System). Como es conocido, DGPS es un sistema de navegación asistida por satélite para vehículos automóviles terrestres.

El sistema DGPS constituye una herramienta eficaz y precisa para el posicionamiento y seguimiento (geolocalización) de la trayectoria de un vehículo terrestre. Un posicionamiento exacto del vehículo en su trayectoria, asegura una navegación precisa del mismo. Sin embargo, cuando la señal DGPS falla o se pierde (porque el vehículo se introduce, por ejemplo, en un túnel o en un aparcamiento subterráneo), un sistema adicional de reconocimiento de la posición del vehículo puede ser muy útil. Los primeros sistemas para conseguir tal objetivo se diseñaron en U.S.A. y Japón en el año 1994. La idea básica de tales sistemas no es otra que la de integrar en el sistema DGPS un subsistema multi-sensor basado en filtro de Kalman. Tal subsistema incluye básicamente un giroscopio de fibra-óptica (IFOG) y un velocímetro-acelerómetro de ruedas. K. Watanabe et al. (Tokio University) diseñaron un sistema, referencias [1] y [2], empleando una técnica basada en la combinación de señales de dos sensores (giroscopio IFOG y velocímetro de ruedas). Este sistema permite calcular la posición instantánea del vehículo de forma totalmente autónoma y simultánea con respecto a la determinada por el sistema DGPS, incluso mejorarla. En la Figura 186 se representa el sistema de navegación asistida DGPS junto con el sistema auxiliar. El sistema auxiliar permite el reconocimiento de la posición del vehículo en zonas de sombra de la señal DGPS.

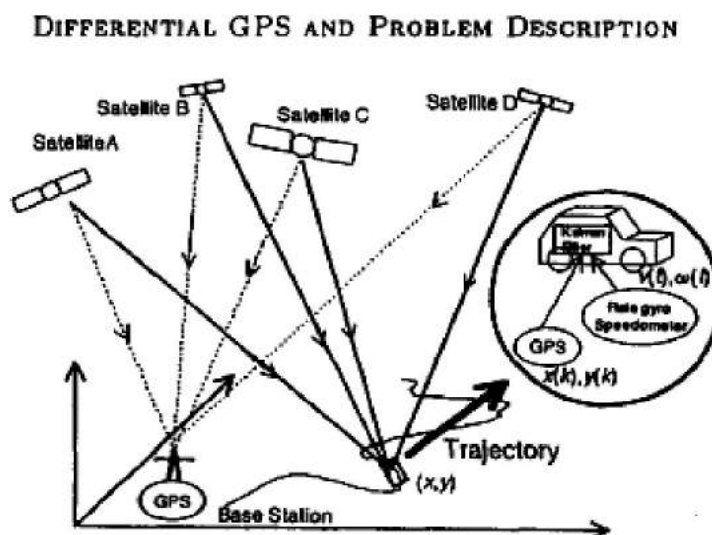


Figura 186

Técnica de combinación de sensores para navegación DGPS asistida (Watanabe et al., 1994)

Por otro lado, el sistema de posicionamiento GPS tiene problemas de precisión cuando se aplica a vehículos en movimiento. La señal de sistema GPS presenta un ruido de baja frecuencia (SA, Selective Availability) generado intencionadamente por el operador por motivos de seguridad. El máximo error en la posición debido a la señal GPS es de 100 m. El sistema DGPS evita los efectos debidos a la Disponibilidad Selectiva (SA). En este método una estación fija recibe señales desde varios satélites. Al mismo tiempo, el vehículo móvil, cuya posición va a ser determinada, recibe también señal de los mismos satélites. De esta manera, se pueden calcular las coordenadas relativas del vehículo móvil respecto de la estación fija. Entonces, la posición exacta del vehículo móvil se puede calcular por substracción de las coordenadas de la estación fija con respecto de las coordenadas del mismo.

Además, surge el problema de la radio-interferencia de señales simultáneas provenientes de diferentes satélites. Puede incluso ocurrir que no se reciba señal GPS durante minutos. La técnica de ajuste de mapeo (map-matching technique) se combina con la localización GPS para prevenir los efectos de la radio-interferencia y del ruido. Pero incluso la combinación de ambas puede fallar si se produce una pérdida de señal GPS durante varios minutos. De manera que se puede perder la localización del vehículo en esos intervalos. Entonces, una combinación de técnicas es la solución del problema. La combinación de un sistema multi-sensor (giroscopio IFOG, velocímetro de ruido), junto con la señal DGPS y la técnica de ajuste de mapeo logran reconstruir totalmente la posición del vehículo de forma precisa.

El giroscopio IFOG proporciona la medida de la velocidad angular de giro $\omega(t)$ del vehículo sobre el plano horizontal. El velocímetro de ruedas proporciona la medida de la velocidad lineal $v(t)$ del vehículo sobre dicho plano. Se puede diseñar un filtro de Kalman discreto, tomando como variables las coordenadas de posición del vehículo en el plano $x(t)$, $y(t)$. Teniendo en cuenta la posición x_{c0} y el ángulo inicial θ_0 del vehículo, la afectación de ruido del sistema mediante la variable $w_j(k)$ (varianza Q_j), el error de medida debido al giroscopio $\omega_{\Delta\theta}$, el error de medida debido al velocímetro $\omega_{\Delta d}$, la señal de medida de posición DGPS $x_m(k)$ con su error $n_m(k)$ (varianza R_x) se pueden plantear las ecuaciones de un filtro de Kalman discreto para determinar la posición actual $x(k)$, $y(k)$ del vehículo en el plano. La Figura 187 representa las coordenadas relativas del plano XY para la determinación de distancias Δd y ángulos $\Delta\theta$ conforme a las señales proporcionadas por el velocímetro y el giroscopio, respectivamente.

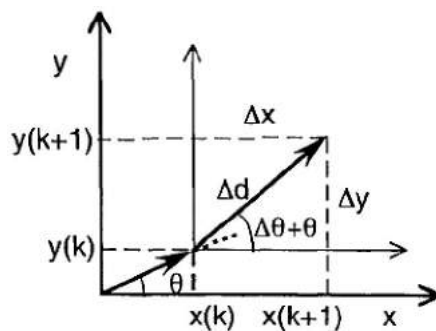


Figura 187
 Coordenadas relativas en el plano horizontal XY para señales de giroscopio y velocímetro

La compañía Litton Guidance and Control Systems Inc. desarrolló independientemente en 1994 un sistema integrado híbrido denominado LLN-95 para navegación inercial terrestre basado en un giroscopio IFOG, referencia [3]. Este sistema fue diseñado específicamente para vehículos automóviles terrestres. Los datos de navegación son obtenidos a partir de un giroscopio IFOG en configuración de lazo cerrado (mide la rotación del vehículo), un módulo sensor de nivel, sistema GPS (determina posición y velocidad del vehículo) y un velocímetro de ruedas (odómetro, mide velocidad de vehículo). Todas las señales procedentes de estos elementos se integran en un filtro de Kalman discreto, el cual calcula la posición, el rumbo y la velocidad del vehículo. La Figura 188 representa la configuración de este sistema.

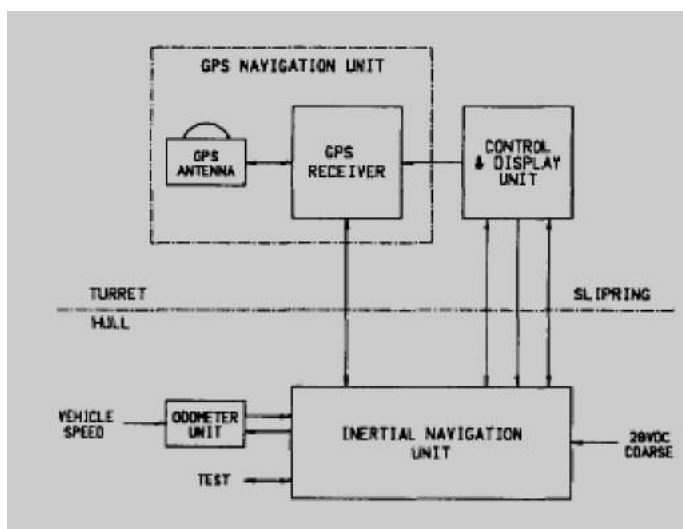


Figura 188
Configuración del sistema LLN-95

Consta de cinco bloques principales (INU, CDU, GPS-Receiver, GPS-Antenna, Odometer). La Figura 189 representa la composición de la INU (Inertial Navigation Unit). La Figura 190 muestra la configuración del giroscopio IFOG y la Figura 191 el diagrama de bloques de la ejecución de la navegación.

Después del encendido del equipo, éste entra en un ciclo de tres modos de operación, según el siguiente orden: 1) modo de arranque (5 seg.), 2) modo de alineamiento (25 seg.) y 3) modo de navegación (indefinidamente). Durante el modo de arranque se realiza la inicialización de sistema y las rutinas de test de arranque. Durante el modo de alineamiento se realiza la inicialización de datos de posición y rumbo del vehículo. Una vez realizados el arranque y el alineamiento iniciales, el sistema entra indefinidamente en el modo de navegación. En este punto el sistema entra en el primer sub-modo de navegación (navegación de reconocimiento ciego), arrancando con los datos almacenados de posición y rumbo. Durante el modo de navegación, el sistema conmuta automáticamente entre dos sub-modos: 1) sub-modo de navegación de reconocimiento ciego y 2) sub-modo de navegación de reconocimiento ciego ayudado por GPS, dependiendo de la disponibilidad de datos GPS. En el modo de navegación (en cualquiera de los dos sub-modos), el sistema entrega la posición y el rumbo actual del vehículo, así como la información relacionada con los datos de los puntos-destino.

Durante el sub-modo de navegación de reconocimiento ciego, se elabora la posición del vehículo por evaluación de los tres ángulos Φ_x , Φ_y , Φ_z calculados por el sistema tri-giroscópico. La información de la distancia recorrida es suministrada por el odómetro. A partir de estos datos es evaluada la posición exacta del vehículo.

Durante el sub-modo de navegación de reconocimiento asistido por GPS se comparan los datos entregados por ambos sistemas y se integran en un filtro de Kalman. De esta comparación resulta una actualización de la posición, el ángulo de rumbo y la calibración del odómetro. En cuanto están disponibles los datos de GPS, el sistema conmuta automáticamente hacia el segundo sub-modo de navegación, realizándose a partir de este instante un doble reconocimiento de posición y rumbo (sistema GPS y sistema auxiliar). Cuando el vehículo se mueve, el rumbo es determinado a partir de la velocidad del vehículo determinada por el GPS. Esta determinación de rumbo es dependiente del valor de la velocidad del vehículo. A partir de una velocidad de 20 Km/h, la determinación de rumbo se realiza en 30 seg., aproximadamente.

Técnicamente, los cinco bloques de que consta el sistema se integran en cuatro partes: *INU (Inertial-Navigation-Unit)*, *CDU (Control-Display-Unit)*, *GPS-receiver* y *odómetro*. La INU (Unidad de Navegación Inercial) contiene la *unidad IMU (Inertial-Measurement-Unit)*, el *procesador de navegación*, *interfaces externos RS-422* y el *módulo de alimentación*. La IMU consiste en *el bloque de sensores* y *el procesador de sensores*. El *bloque de sensores* contiene tres módulos sensores giroscópicos IFOG (uno en cada plano del espacio) equipados cada uno con una bobina de fibra-óptica y un MIOC (Multifunctional-Integrated-Optical-Chip), un módulo sensor de nivel, una fuente SLD (Super-Luminiscent-Diode de $\lambda = 830 \text{ nm}$), tres fotodetectores y optoacopladores. En la Figura 154 se muestra la configuración de un módulo IFOG.

El *procesador de sensores* entrega las ratios de rotación según los tres ejes X, Y, Z, la altitud y el ángulo de rumbo al procesador de navegación, a través de un puerto de memoria RAM. El *procesador de navegación* ejecuta la operación de los actuadores mecánicos de la navegación y controla (vía cuatro interfaces RS-422) la CDU, el GPS, el odómetro y el puerto de pruebas. La Figura 155 representa el diagrama de bloques de la operación de los actuadores mecánicos. La velocidad captada por el odómetro (velocímetro de ruedas) es convertida a pulsos de frecuencia 64 Hz. Las señales de altitud y ángulo de rumbo son proporcionadas por el IMU. La señal de velocidad captada por el odómetro es integrada para obtener la latitud, longitud y altitud. Estos datos son utilizados para generar la posición UTM (Universal-Transversal-Mercator projection) del vehículo.

El lazo de reconocimiento ciego es asistido a baja frecuencia (1 Hz) por los datos de posición y velocidad entregados por el GPS para reducir los errores de la IMU y del odómetro. La señal de velocidad GPS también es utilizada para actualizar el rumbo del vehículo cuando está parado. El filtro de Kalman trabaja con 15 estados (errores de posición relativos a los puntos cardinales N y E, error de altitud, ángulos de inclinación del sistema de navegación respecto de los ejes X,Y,Z, deriva de la ratio giroscópica respecto del eje Z, errores de factor de escala del giroscopio y del odómetro, errores correlacionados de velocidad respecto de N, E y componente ascensional y errores correlacionados de posición respecto de N, E y componente ascensional).

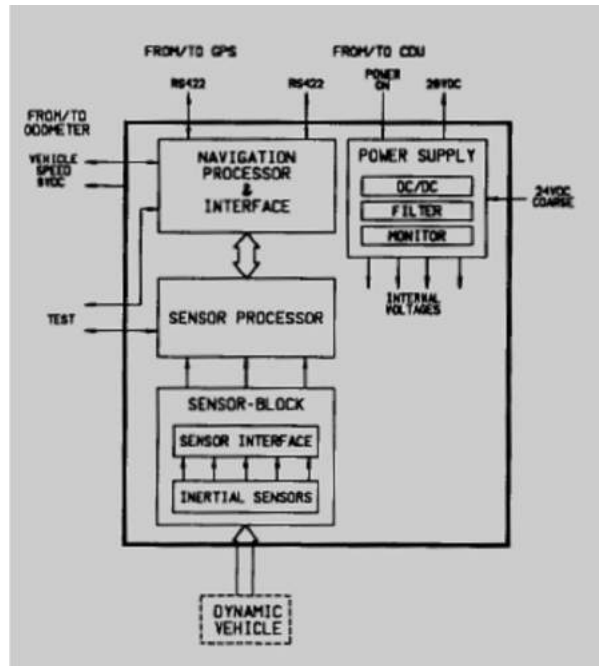


Figura 189
LLN-95. Configuración de la INU (Inertial Navigation Unit)

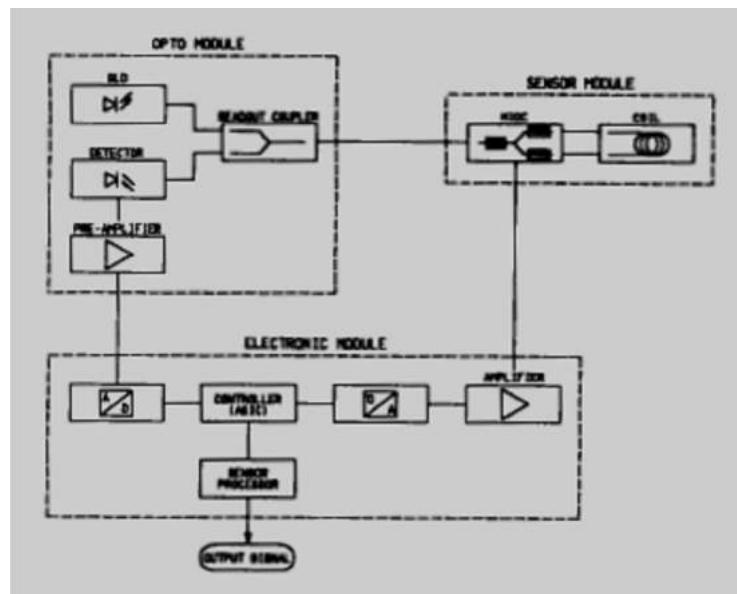


Figura 190
LLN-95. Configuración del sistema giroscópico IFOG (una unidad, el sistema de navegación incluye 3 de ellos)

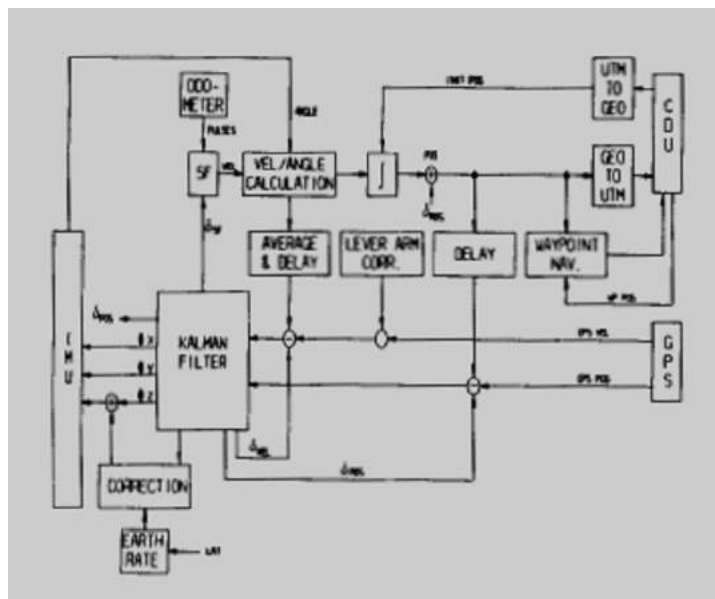


Figura 191
LLN-95. Diagrama de bloques

Merecen destacarse otros trabajos de investigación que incluyen aplicaciones del giroscopio IFOG a la navegación terrestre. S. Oho, H. Kajioka y T. Sasayama de Hitachi Ltd. (Japan) desarrollaron un importante trabajo sobre requisitos de desempeño de un giroscopio IFOG para aplicaciones de navegación en el sector de automoción terrestre, [4]. S.M. Bennett, S. Emge y R.B. Dyott de la compañía Andrew Corporation (hoy, KVH Industries Inc., USA) propusieron una configuración mínima de IFOG para navegación inercial en vehículos terrestres, [5] y [6]. La empresa japonesa Sumitomo Electric Industries en su división de Electricidad y Electrónica para Automoción y Laboratorio de Tecnología de Vehículos, referencia [7], desarrolla un modelo propio para navegación inercial de vehículos de pasajeros basado en giroscopio IFOG que actúa como sensor de medida de rotación. Este sistema incorpora un sistema mejorado de localización de la posición del vehículo y dispone de una información vía radio en tiempo real sobre el estado de la carretera proporcionada por un conjunto de radio-emisores baliza situados en el borde de la vía. También incorpora información adicional en formato CD-ROM conteniendo CDCRAFT (un standard de aplicación de sistemas de navegación en Japón).

9.2 Aplicación del giroscopio IFOG a la navegación marítima

Otra aplicación clásica y convencional de los giroscopios IFOG es en la navegación inercial de buques, navíos y submarinos de la armada. Posteriormente este uso también se ha extendido a la navegación inercial en buques mercantes y de pasajeros de la marina civil, incluso embarcaciones pesqueras y naves de menor tamaño. Ya en 1991, Dandridge y Cogdell [8] recogieron las principales aplicaciones de los sensores de fibra-óptica en la marina de los EE.UU. (U.S. Navy), incluyendo giroscopios IFOG. La Universidad de Ingeniería de Harbin (Harbin Engineering University, China) ha realizado más recientemente (2007) estudios sobre la aplicación de sistemas de

navegación inercial INS (Inertial-Navigation-Systems) basados en sensores IFOG a vehículos autónomos submarinos AUV (Autonomous-Underwater-Vehicles), [9]. El diseño mecánico de la cápsula del prototipo de la INU (Inertial-Navigation-Unit), el componente principal del sistema INS, se realiza en una caja de dimensiones $20 \times 20 \times 20 \text{ cm}^3$, Figura 192. Los resultados de los parámetros de desempeño de los tres giroscopios IFOG contenidos en el sistema INU, realizados por simulación numérica, y bajo diferentes condiciones de navegación, demuestran unas características de alta precisión.

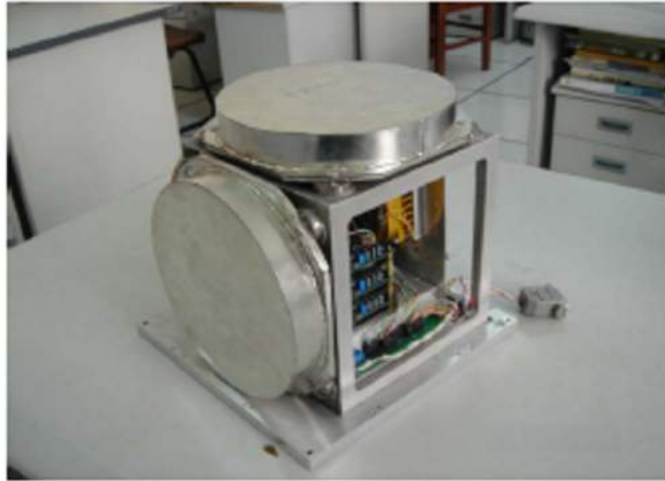


Figura 192

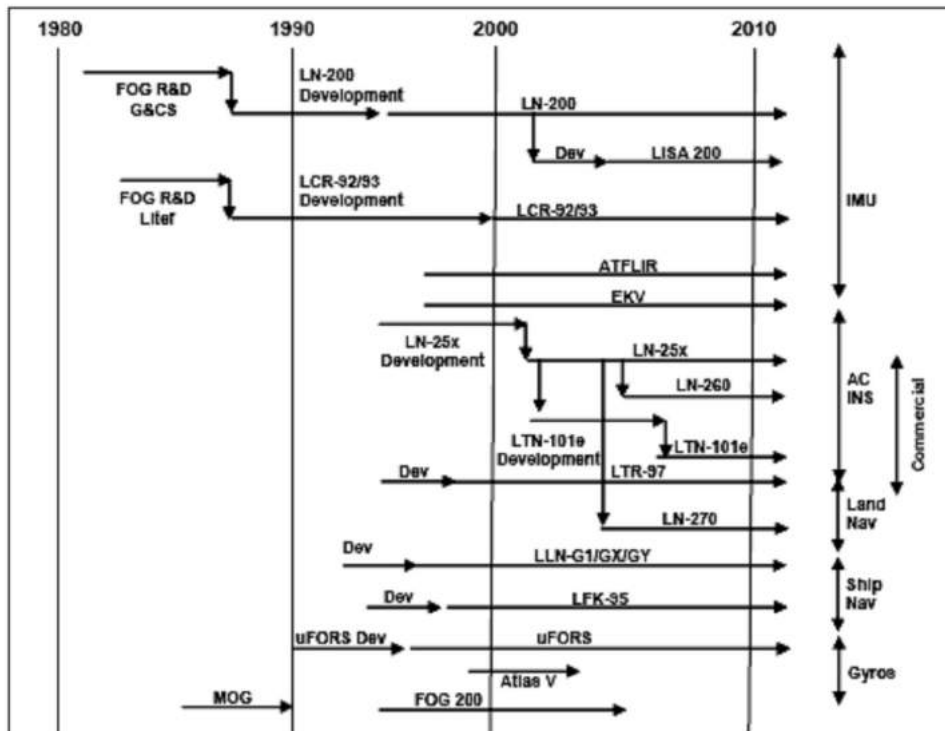
Estructura de la INU (Inertial-Navigation-Unit) basada en tres giroscopios IFOG para aplicaciones submarinas

Varias compañías comerciales fabrican actualmente unidades INS destinadas específicamente a la navegación submarina: iXSea (France), iXBlue (France), Northrop Grumman NSD (USA), Boeing Company (Guidance, Navigation & Sensors) (USA),

9.3 Aplicación del giroscopio IFOG a la navegación aérea

La aplicación clásica y convencional del giroscopio IFOG es la de un sensor de rotación integrado en un sistema de navegación inercial (INS) para aplicaciones de navegación aérea. Muchas compañías a lo largo del mundo (Northrop Grumman, Honeywell, Photonics, KVH) centraron sus esfuerzos en la mejora de características de desempeño de sus unidades IFOG destinadas a tal aplicación. Primeramente fueron aplicadas en el ámbito militar, y posteriormente para la navegación aérea comercial. La referencia [10] sirve de ejemplo como una muestra de los esfuerzos dedicados por las fuerzas aéreas de las diferentes naciones para la normalización de características de desempeño de los sistemas INS aplicados a sus unidades. Las características de desempeño para unidades de giroscopio IFOG con grado de aplicación en navegación aérea son muy exigentes (sensibilidad $\leq 0,001 \text{ }^\circ/\text{h}$, scale-factor error $\leq 100 \text{ ppm}$, bias $\leq 0,01 \text{ }^\circ/\text{h } 1\sigma$, dynamic range: $\pm 1000 \text{ }^\circ/\text{s}$). De ahí el empeño de las compañías fabricantes en cumplir y superar los estándares fijados por la normativa de navegación aérea de cada país respectivo. En la Figura 193 se representa un diagrama de evolución de los sistemas INS basados en giroscopios IFOG construidos por la compañía Northrop Grumman Inc. (Navigation-Systems-Division), USA, desde 1980 hasta 2010, referencia [11]. La Figura 194 representa el aspecto exterior de la unidad LN-251 INS/GPS destinada

a aplicaciones militares. La Figura 195 representa la arquitectura electro-óptica de esta unidad y la Figura 196 representa una vista del despiece de la misma. La Figura 197 representa un diagrama funcional de la unidad LN-251 INS/GPS (Northrop Grumman ®).



Fiber-Optic-Gyro-Based Inertial Product Timelines Grouped by Product Category

Figura 193
Familia de sistemas INS (Inertial-Navigation-System) fabricadas por Northrop Grumman ® (1980-2010)



Figura 194
Estructura exterior de la unidad LN-251 INS/GPS (Northrop Grumman ®) destinada a aplicaciones militares

Fiber-optic gyro architecture in the LN-251

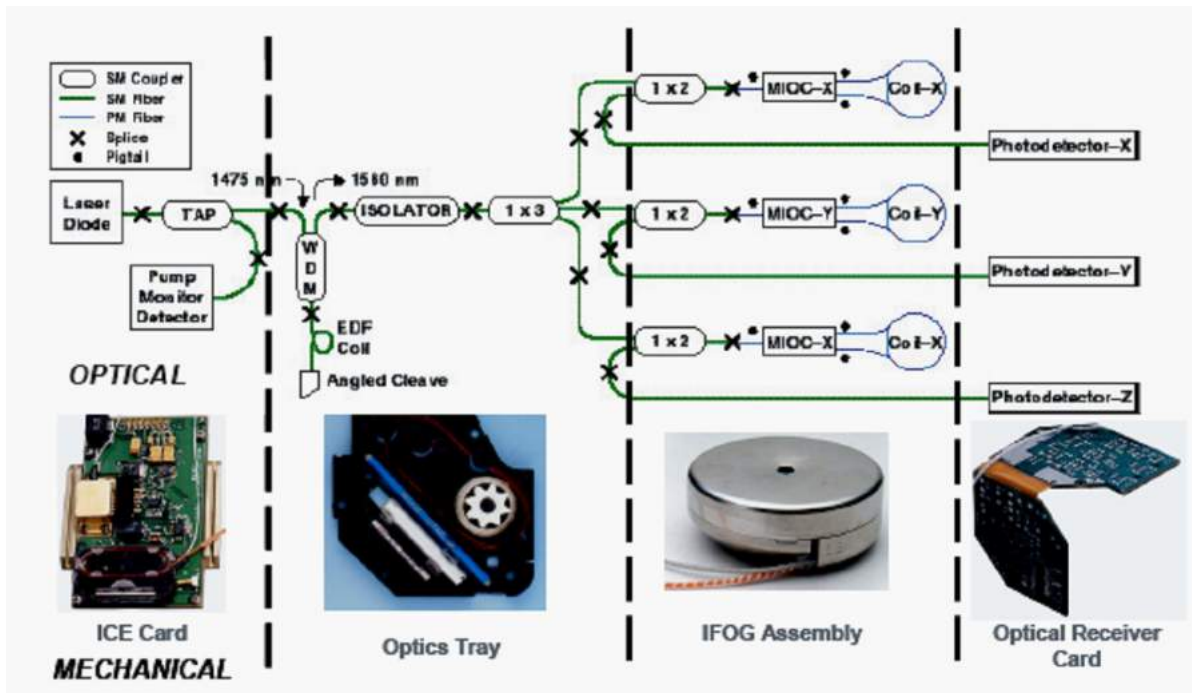


Figura 195

Arquitectura electro-óptica de la unidad LN-251 INS/GPS (Northrop Grumman ®) destinada a aplicaciones militares

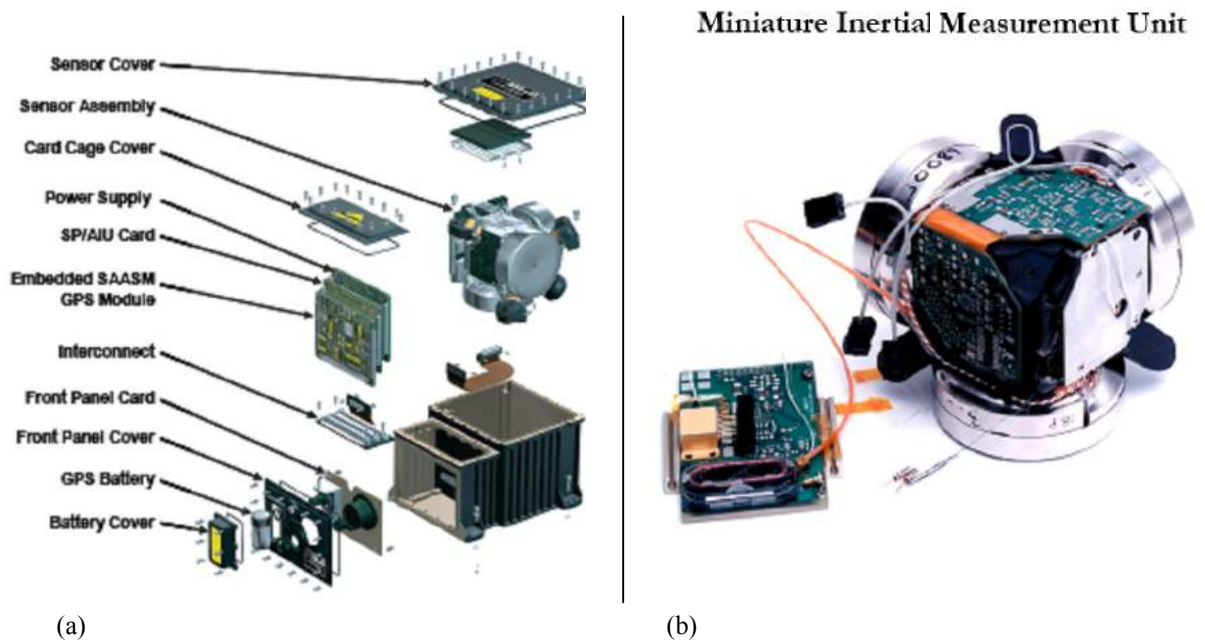


Figura 196

Unidad LN-251 INS/GPS (Northrop Grumman ®): (a) despiece de la unidad, (b) MIMU (Miniature-Inertial-Measurement-Unit)

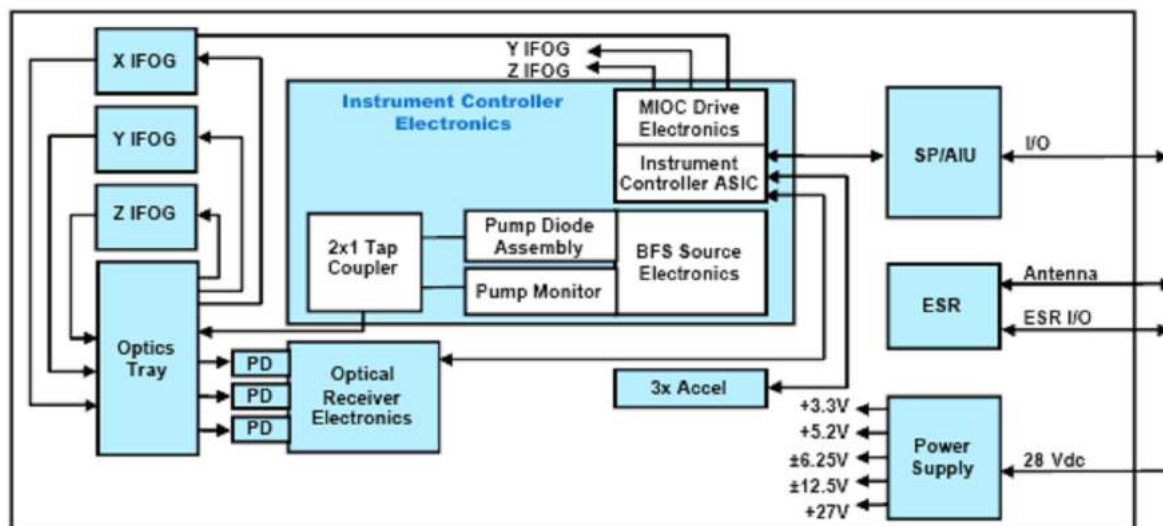


Figura 197

Diagrama funcional de la unidad LN-251 INS/GPS (Northrop Grumman ®) destinada a aplicaciones militares

Esta unidad, referencia [12], destinada en un principio a aplicaciones militares aéreas y terrestres, se extendió rápidamente a la navegación aérea comercial, aeronaves no tripuladas y vehículos terrestres. Requiere una baja potencia de alimentación (25 W) y, excepto la fuente de luz (un diodo láser), está compuesta de componentes ópticos pasivos. La fuente de luz es común para los tres sistemas ópticos giroscópicos y tiene un tiempo de vida de varios millones de horas, por lo cual aquella no afecta la fiabilidad del dispositivo. Funcionalmente, la unidad LN-251 INS/GPS integra las funciones de navegación inercial INS (Inertial-Navigation-System) y las funciones de receptor GPS (Global-Positioning-System). Utilizando un sistema LOS (Line-Of-Sight) a partir de la señal GPS, es posible corregir los parámetros de navegación y los errores debidos a los instrumentos inerciales del sistema INS. Ello es posible mediante una integración de los datos de ambos sistemas mediante un filtro de Kalman. La Figura 196 (a) representa un despiece de la unidad y la Figura 196 (b) representa el corazón del equipo, la MIMU (Miniature-Inertial-Measurement-Unit). En la Figura 197 se representa el diagrama de flujo funcional de la unidad INS/GPS.

El sistema INS/GPS de la unidad LN-251 consta de la unidad MIMU, la unidad ESR (Embedded-GPS-Receiver), la unidad SP/AIU (Sistema-Processor/Adaptable-Interface-Unit), la unidad PS (Power-Supply), un conjunto adaptable de panel frontal y el chasis envolvente. La unidad ESR procesa las señales GPS de satélite y los datos de salida de satélite hacia el sistema procesador SP. El sistema procesador SP combina los datos GPS con los datos inerciales generados por la MIMU de forma coordinada y colaborativa, mediante un filtro de Kalman. Los datos inerciales proporcionados por la MIMU se suministran hacia el ESR como ayuda para los lazos del sistema GPS de búsqueda de pre-posicionamiento. El sistema INS/GPS proporciona tres sub-modos de navegación simultáneos: 1) sub-modo híbrido INS/GPS, 2) sub-modo INS y 3) sub-modo GPS.

La unidad MIMU proporciona medidas de precisión de la aceleración y rotación del sistema. Las funciones integradas de navegación proporcionan correcciones a estas medidas. La MIMU, Figura 196 (b), consiste en un conjunto de sensores comprendiendo tres giroscopios IFOG, tres acelerómetros y un conjunto de electrónica de control de instrumentos. Los instrumentos inerciales están montados sobre un bloque inercial ISO robusto y aislado de vibraciones. La unidad ESR es un receptor GPS de 12 canales capaz de procesar las señales de 5 satélites avistados simultáneamente. Esta unidad proporciona un conjunto standard de datos de posición, velocidad y tiempo (PVT Data) y procesa varias funciones avanzadas de fallos de detección de señal y de monitorización autónoma integrada. El sistema procesador SP ejecuta un software denominado CSCI (Computer-Software-Configuration-Item). Este software está programado en lenguaje ADA, es modular, de fácil mantenimiento y adaptable a nuevas aplicaciones. Se ejecuta sobre un microprocesador PowerPC™. El sistema SP/AIU realiza cuatro funciones principales: procesamiento de datos de la MIMU, procesamiento de la navegación, procesamiento integrado y procesamiento de aplicaciones.

El programa CSCI del sistema procesador compensa los datos proporcionados por los giroscopios y los acelerómetros respecto de la temperatura y otros efectos, utilizando datos obtenidos mediante calibración. También genera datos incrementales de velocidad y ángulo. Los datos de lazo secundario de control de los giroscopios son ajustados y monitorizados para ejecución óptima. El programa CSCI computeriza los sub-modos de navegación para determinar la posición y la velocidad del vehículo, utilizando datos incrementales de velocidad y de ángulo generados por la unidad MIMU. El filtro de Kalman procesa datos de medida GPS, altitud barométrica y datos de referencia externa para estimar y corregir los errores de altitud de vehículo y salida de sensores inerciales en sub-modos de navegación. En sub-modos de navegación, el sistema procesador utiliza los datos de posición y velocidad generados por la unidad inercial como ayuda para ser usados por los lazos de seguimiento del sistema GPS. Los modos de alineamiento son dos: alineamiento estacionario y alineamiento móvil. El modo de alineamiento móvil soporta señal GPS y determinación asistida de posición/velocidad. El sistema INS/GPS proporciona capacidad de alineamiento asistida por GPS.

9.4 Aplicación del giroscopio IFOG al guiado y posicionamiento de naves espaciales y satélites

En las referencias [13] a [17] se pueden ver aplicaciones específicas de giroscopios IFOG al sector espacial (guiado y posicionamiento de naves espaciales y satélites). La ventaja de la aplicación de un giroscopio IFOG respecto de otras tecnologías es un amplio rango dinámico (> 140 dB), excelentes características de factor de escala, muy alta precisión y robustez frente a entornos adversos. La exigencia específica para aplicación espacial es el bajo peso, el mínimo consumo de energía, la resistencia a vibraciones y choque y el pequeño tamaño para las unidades IMU (Inertial-Measurement-Unit) donde va ubicado. Consideraciones especiales de respuesta de la unidad IMU ante vibraciones y choques son puestas en evidencia mediante pruebas previas hechas en el laboratorio, antes de realizar el lanzamiento del cohete, [14]. Los resultados de estas pruebas demuestran que los instantes críticos son el de ignición del motor de propulsión y los de separación de las fases del cohete.

9.5 Conclusiones

Las aplicaciones clásicas del giroscopio IFOG son como elemento sensor de la ratio de rotación en sistemas de navegación inercial INS (Inertial-Navigation-System). Estos sistemas de navegación se pueden aplicar a vehículos autónomos terrestres, marinos, aéreos y espaciales.

Para la navegación terrestre es muy útil la combinación de un sistema inercial asistido por geo-localización mediante un segundo sistema GPS (sistema INS/GPS) ó DGPS. La aplicación del giroscopio IFOG en los sistemas AUV (Autonomous-Underwater-Vehicles) para unidades sub-marinas también se ha desarrollado con éxito hasta profundidades de 3000 m. Para navegación marítima de superficie, al igual que para navegación terrestre, es muy útil un sistema de posicionamiento inercial asistido por GPS (sistema dead-reckoning-GPS). La navegación inercial aérea (militar y civil), tanto para aeronaves tripuladas como no tripuladas, constituye la aplicación clásica convencional y más importante de los giroscopios IFOG. De hecho, esta aplicación ha sido la referencia constructiva para todos los fabricantes de giroscopios IFOG, en lo que se refiere a la investigación de la mejora de parámetros de desempeño con el objetivo de cumplir los requisitos mínimos de grado de navegación. Por último, en aplicaciones espaciales (naves espaciales y satélites), el giroscopio IFOG representa un papel excepcional en las unidades inerciales de medida (posición, velocidad angular) dadas sus características ventajosas respecto de otro tipo de sensores (MEMS, encoders ópticos). De esta manera, es considerado en todos los proyectos actuales de sistemas multi-sensor, sin duda, como el sensor de ratio de rotación tecnológicamente más avanzado hasta nuestros días.

Referencias

- [1] Kobayashi K., Watanabe K., Munekata F. *Accurate navigation via sensor fusion of differential GPS and rate-gyro*. Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1994. IMTC/94. Conference Proceedings. 10th Anniversary. Advances Technologies in I&M, 1994 IEEE vol. no., pp. 556-559 vol. 2, 10-12 May 1994 (1994).
- [2] Y. Akazawa and T. Isobe. *Application of optical fiber gyro to vehicle*. Optronics, no. 9, pp. 79-84 (1992).
- [3] Lipp W., Sagrestani V., Sarrica R. *Integrated GPS/Fibre Optic Gyro Land Navigation System*. Position Location and Navigation Symposium, 1994. IEEE vol. no., pp. 447-452, 11-15 Apr. 1994 (1994).
- [4] Oho S., Kajioka H., Sasayama T. *Optical fiber gyroscope for automotive navigation*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 44, no. 3, pp. 698-705, Aug. 1995 (1995).
- [5] S.M. Bennett, S. Emge and R.B. Dyott. *Fiber optic gyroscopes for vehicular uses*. Intelligent Transportation System, 1997. IEEE Conference on ITSC'97, vol. no. Pp. 1053-1057, 9-12 Nov. 1997 (1997).
- [6] S.M. Bennett, S. Emge and R.B. Dyott. *Reduced minimum configuration fiber optic gyro for land navigation applications*. Position Location and Navigation Symposium, 1996. IEEE vol. no., pp. 38-41, 22-26 Apr. 1996 (1996).
- [7] Ikeda H., Kobayashi Y., Kawamura S. and Nobuta H. *Sumitomo electric's navigation systems for private automobiles*. Vehicle Navigation and Information Systems Conference, 1991, vol. 2, no. , pp. 451-462, 20-23 Oct. 1991 (1991).
- [8] Dandridge A., Cogdell G.B. *Fiber optic sensors for navy applications*. LCS, IEEE, vol. 2, no. 1, pp. 81-89, Feb. 1991 (1991).

- [9] Qi Nie, Wei Gao, Lin Zhao, Wei Zu. *High accuracy INS based on fiber optical gyroscope for AUV applications*. Industrial Electronics Applications, 2007. 2nd Conference on ICIEA 2007, vol. no., pp. 2617-2622, 23-25 May 2007 (2007).
- [10] Usui R., Ohno A. *Recent progress of fiber optic gyroscopes and applications at JAE*. Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest, 2002. OFS'2002, 15th, vol. no., pp. 11-14, vol. 1, 10-10 May 2002 (2002).
- [11] George A. Pavlath. *Fiber optic gyros: the vision realized*. Proc. SPIE 6314, Photorefractive Fiber and Cristal Devices: Materials, Optical Properties and Applications XII, 63140G (August 24, 2006); doi: 10.1117/12.683457; <http://dx.doi.org/10.1117/12.683457> (2006).
- [12] Volk C., Lincoln J., Tazartes D. *Northrop Grumman's family of fiber-optic based inertial navigation systems*. Position, Location, and Navigation Symposium, 2006 IEEE/ION, vol. no., pp., April 25-27 2006 (2006).
- [13] Sanders G.A., Szafraniec B., Liu R.Y., Lakoskie C.L. *Fiber optic gyros for space, marine, and aviation applications*. Proc. SPIE 2837 Fiber Optic Gyros: 20th Anniversary Conference, 61 (November 12, 1996); doi: 10.1117/12.258208; <http://dx.doi.org/10.1117/12.258208> (1996).
- [14] Nasu J., Saito K., Kurokawa A., Hayashi F., Nakatani I. *Application of fiber gyros at MPC-Inertial Navigation and Guidance System for M-V rocket*. Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest, 2002. 15th OFS'2002, pp. 15-18, vol. 1, 10-10 May 2002 (2002).
- [15] Killian K.M. *Pointing grade fiber optic gyroscope*. Aerospace and Electronic System Magazine, IEEE, vol. 9, no. 7, pp. 6-10, July 1994 (1994).
- [16] Kurokawa A. *Space applications of I-FOG*. Proc. of the 11th Int. Conference: OFS'96, pp.70-71, Sapporo, May 1996 (1996).
- [17] Nasu J. et al. *Development of the FOG system for space*. Proc. of 25th Meeting on Lightwave Sensing Technology, pp.23-29, June 2000 (2000).

Capítulo 10

Conclusiones generales

Principales conclusiones de esta Tesis Doctoral

Principales aportaciones de esta Tesis Doctoral

Principales conclusiones de esta Tesis Doctoral

Las principales conclusiones, derivadas de los estudios y trabajos de investigación desarrollados en la presente Tesis Doctoral sobre sensores interferométricos de rotación en fibra-óptica mono-modal, son las siguientes:

1. Es posible realizar el diseño de un sensor de velocidad de rotación altamente preciso ($\Omega < 0,005^\circ / \text{hr}$) utilizando una bobina detectora en fibra-óptica mono-modo standard, con una longitud de uno o varios centenares de metros y diámetro de carrete de unos 10 cm. Dado que el desfase inducido por la rotación entre las dos ondas ópticas en contra-propagación a través de la bobina detectora es muy pequeño (para las longitudes de bobina típicamente empleadas es del orden de μrad), el interferograma de Sagnac obtenido es difícil de captar mediante las cámaras de tecnología CCD o CMOS disponibles a día de hoy. Por lo tanto, al efecto de captar dicha señal, se hace absolutamente necesario utilizar un fotodetector preciso (tal como un fotodiodo P-I-N ó APD) que convierta la señal de intensidad óptica capturada en el proceso de interferencia, en una señal eléctrica de salida en forma de fotocorriente. Posteriormente, esta señal de fotocorriente es transformada en una señal eléctrica de voltaje que es procesada mediante una electrónica analógica o digital adecuada, con el objeto de extraer la información de desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s inducido por la rotación en el sistema.
2. La sensibilidad del medidor de rotación por efecto Sagnac basado en bobina detectora de fibra-óptica es directamente proporcional a la longitud L y al diámetro D de la misma e inversamente proporcional a la longitud de onda λ de la luz empleada. Sin embargo, altas longitudes de bobina ($L > 2000$ m) y/o altos valores del diámetro de carrete ($D > 10$ cm) no resultan de interés práctico para prototipos destinados a aplicaciones industriales, debido a que el umbral de sensibilidad del detector depende solamente de los parámetros electro-ópticos de la fuente de luz y del fotodetector y también a que un aumento dimensional de la bobina detectora supone un incremento proporcional en tamaño, peso y coste del modelo fabricado posteriormente a partir del prototipo original.
3. El criterio básico de clasificación de los modelos de giroscopio IFOG (Interferometric-Fiber-Optic-Gyroscope) diseñados es la configuración del esquema de detección del interferograma obtenido. De acuerdo con este criterio se pueden distinguir dos configuraciones básicas: 1) *configuración en lazo abierto*, donde la señal electrónica producida por el fotodetector es demodulada en fase para obtener el desfase de Sagnac ϕ_s proporcional a la velocidad de rotación Ω del sistema; el dispositivo de demodulación de fase es denominado PSD (Phase-Sensitive-Demodulator): para ello hace falta aplicar previamente una modulación de fase a las dos ondas ópticas en contra-propagación a través de la bobina detectora; esto último se consigue situando un modulador electro-óptico de fase en uno de los extremos de la misma, 2) *configuración en lazo cerrado*, se basa en el mismo subsistema óptico que el utilizado en la detección de lazo abierto, disponiendo adicionalmente un segundo modulador electro-óptico de fase que produce la cancelación de la fase ϕ_s inducida por la rotación; en este caso, la señal eléctrica que activa este segundo modulador es derivada del dispositivo

PSD y cierra la cadena de realimentación, conformando de esta manera un lazo de regulación. En ambos casos, el subsistema óptico es el mismo y los moduladores electro-ópticos pueden ser de tipo fibra, bobinando varias vueltas de ésta sobre un cilindro piezoeléctrico PZT (Piezo-Electric-Tube), o bien, un modulador de canal-guiaondas de niobato de Litio (LiNbO_3). Conforme se va produciendo un avance evolutivo de la tecnología de circuitos integrados ópticos en cuanto a costes, es posible incorporar al subsistema óptico del modelo IFOG un dispositivo MIOC (Multifunctional-Integrated-Optical-Circuit, Circuito Integrado Óptico Multifuncional). Este dispositivo realiza varias funciones: acoplador óptico direccional, filtro polarizador y modulador de fase, contribuyendo, de esta forma, a minimizar el tamaño global del medidor giroscópico.

4. La modulación de fase con *onda de variación sinusoidal* solamente es apropiada para operación en esquema de detección en lazo abierto, ya que debido a la no-linealidad de la función seno, el rango dinámico de un detector en configuración de lazo cerrado queda restringido al mismo valor que en operación de lazo abierto. Además, para operación en lazo cerrado son necesarios circuitos de demodulación más complejos que incluyen una función de conmutación electrónica de la señal de voltaje procedente del fotodetector.
5. El esquema de detección en lazo cerrado que resulta más efectivo es el que utiliza una doble modulación de fase: a) *BIAS-phase-modulation*, con forma de onda cuadrada de amplitud $V_{\pi/2}$ y frecuencia $f_{bias} = 1/(2\tau)$ (τ es el tiempo de tránsito de la luz a través de la bobina detectora); el objetivo de esta primera modulación de fase es hacer trabajar el medidor giroscópico en los puntos de máxima pendiente (máxima sensibilidad) de la curva-respuesta de interferencia en ausencia de rotación del sistema, b) *COMPENSATION-phase-modulation* con forma de *onda en diente de sierra*, *onda triangular* o *rampa lineal*, de amplitud fija $V_{2\pi}$ y frecuencia f_{ramp} variable linealmente con la ratio de rotación Ω . En este esquema, la velocidad de rotación Ω es medida indirectamente por medio del desplazamiento de frecuencia $\pm \Delta f_{ramp}$ alrededor de un valor de frecuencia central $f_{central}$ de la onda en diente de sierra (rampa lineal). El dispositivo PSD necesario en este esquema puede estar basado en electrónica analógica (rampa analógica) o en electrónica digital (rampa digital de fase).
6. Se hace absolutamente necesario utilizar una fuente de luz de banda ancha (FWHM $\sim 40 \text{ nm}$), tal como un diodo superluminiscente (SLD, Super-Luminiscent-Diode) para reducir la deriva o variación del factor de escala del giroscopio en operación. La fuente de banda ancha asegura la estabilidad espectral y minimiza los efectos no-lineales que se producen en la fibra-óptica (fundamentalmente, el efecto Kerr no-lineal y la retrodispersión Rayleigh), contribuyendo de esta manera a minorar el ruido de intensidad relativa de la fuente (RIN, Relative-Intensity-Noise). En cuanto al fotodetector, debe elegirse un fotodiodo P-I-N con alto valor de responsividad R ($R > 0,7 \text{ } [\mu\text{A} / \mu\text{W}]$) y eficiencia cuántica η ($\eta > 0,80$), por ejemplo, un fotodiodo de In-As-Ga.
7. Un aspecto clave en el diseño de un modelo IFOG destinado a una aplicación específica lo es la elección del tipo de fibra-óptica utilizada en la confección de la bobina detectora. Para aplicaciones con grado de desempeño bajo o mediano (automoción terrestre, robótica industrial, aeronaves teledirigidas de pequeño

porte) puede utilizarse fibra-óptica mono-modo standard con $PER > 10$ dB (PER, Polarization-Extinction-Ratio). En las aplicaciones estratégicas civiles y militares de grado de navegación aero-espacial y submarina, en donde el requerimiento de sensibilidad es $< 0,0001$ ° / hr, se utiliza fibra-óptica de alta birrefringencia PMF (Polarization-Maintaining-Fiber) con $PER > 20$ dB / Km. En cuanto a la longitud de onda λ empleada, el trabajo en la 2ª ventana de transmisión de la fibra ($\lambda = 1310$ nm) es aconsejable para longitudes medianas o pequeñas de bobina detectora ($L < 1000$ m), porque el factor de atenuación es de valor 0,34 dB / Km y el coeficiente de dispersión cromática es nulo. Para altas longitudes de la bobina detectora ($L > 1000$ m) es adecuado trabajar en la 3ª ventana de transmisión de la fibra ($\lambda = 1550$ nm), en donde el factor de atenuación de la fibra es mínimo (0,20 dB / Km), aunque el coeficiente de dispersión tiene un valor de 16 ps / nm × Km.

8. El giroscopio interferométrico IFOG (Interferometer-Fiber-Optic-Gyroscope) con bobina detectora realizada en fibra óptica mono-modo convencional SMF (Single-Mode-Fiber) y con despolarización de la onda óptica, constituye una solución de bajo coste para aplicaciones de automoción inercial terrestre. La configuración básica de un modelo de giroscopio IFOG con despolarización de la onda de campo óptico, (DFOG, Depolarized-Fiber-Optic-Gyroscope), puede realizarse utilizando un chip en óptica integrada (IOC, Integrated-Optical-Chip) que realiza las funciones de acoplador óptico (Y-Junction) y de modulador de fase (Phase Modulator), respectivamente. Un acoplador óptico direccional 2×2 en fibra óptica PMF (Polarization-Maintaining-Fiber) y un polarizador lineal de fibra (ambos a la entrada de la señal óptica) y dos despolarizadores Lyot en fibra óptica PMF, junto con una bobina detectora (sensing coil) en fibra óptica mono-modo standard (SMF) a la salida, completan el lazo del camino óptico para las dos ondas en contra-propagación. La fuente de luz del sistema puede ser un diodo superluminiscente (SLD, Super-Luminiscent-Laser-Diode) con magnitud promedio en potencia luminosa de unos 10 a 20 mW, trabajando en longitud de onda de 1310 nm con un ancho de banda de 40 nm (optical 3 dB bandwidth). Como fotodetector puede utilizarse un fotodiodo P-I-N de InGaAs con respuesta espectral centrada en longitud de onda de 1310 nm y sensibilidad típica de $0,9$ μ A/ μ W. La electrónica de demodulación de la señal óptica de interferencia se basa en una configuración en lazo cerrado analógico y para la señal de modulación de fase puede optarse por onda analógica sinusoidal u onda en diente de sierra (ésta última es la preferente teniendo en cuenta el mejor desempeño en lazo cerrado).
9. Los efectos ópticos no-lineales adquieren una relevancia especial en el comportamiento de las fibras ópticas mono-modo, debido a la alta densidad superficial de potencia luminosa acoplada en el área transversal del núcleo que, en este caso, es de valor reducido. Estos efectos se manifiestan como fenómenos de carácter dispersivo que, en el caso de las señales ópticas en contra-propagación a través de la bobina detectora de un giroscopio IFOG, dan lugar a una disminución importante de la relación señal-ruido SNR (Signal-to-Noise-Ratio) que llega a acoplarse al fotodetector. Los principales efectos no-lineales que afectan a la señal óptica transmitida a través de la bobina detectora de un giroscopio IFOG (realizada en fibra-óptica mono-modo), son: *el efecto Kerr electro-óptico no-lineal*, causado por campos eléctricos parásitos, *el efecto Faraday magneto-óptico* inducido por *el campo magnético terrestre* circundante a la bobina detectora y los *fenómenos asociados*

a la birrefringencia inducida en la fibra-óptica constituyente de la bobina. Estos últimos pueden ser debidos a varias causas: 1) gradientes importantes de temperatura a lo largo de las espiras de la bobina (*efecto Shupe-térmico*) o bien , 2) al tensionado lineal (stress), rotacional (twist) o por curvatura (bending) de la fibra-óptica. Para solucionar el efecto Shupe-térmico, se dispone el enrollamiento de la bobina detectora de manera bipolar o cuadrupolar (el número de vueltas en cada capa es múltiplo entero de 2 ó de 4, respectivamente). Para ello, se dobla por la mitad la longitud total de la bobina y se juntan las puntas, de forma que el bobinado se comienza disponiendo la primera capa en el centro del carrete y después se van disponiendo las capas sucesivas alternativamente hacia un extremo y hacia el otro del mismo. Esta disposición consigue un reparto muy uniforme de la temperatura a lo largo de toda la longitud de fibra de la bobina, evitando gradientes elevados de la misma que pudieran causar variaciones en el índice de refracción efectivo del núcleo de la misma. El efecto Faraday se puede anular casi por completo disponiendo la bobina detectora de fibra en el interior de una caja de material ferromagnético, la cual actúa como una pantalla electromagnética que bloquea el paso del campo magnético terrestre. El efecto Kerr no-lineal en la fibra se minimiza empleando una fuente de luz de banda ancha (broadband source), con anchura de línea espectral típica de $\sim 40 \text{ nm}$, por ejemplo, un diodo superluminiscente termoestabilizado SLD (Super-Luminiscent-Diode).

10. La Tabla-20 recoge los parámetros de desempeño de los modelos IFOG estudiados y desarrollados en los sucesivos capítulos de esta Tesis, obtenidos bien mediante cálculo teórico directo o bien mediante cálculos basados en los datos proporcionados por la simulación electrónica y óptica de los mismos (SPice[®], Electronics-Workbench[®], MultiSim[®], OptSim[®]).

Principales aportaciones de esta Tesis Doctoral

1. Estudio sistemático de la interferometría de la luz y de los principales tipos de interferómetros de luz, así como de sus aplicaciones (Michelson, Mach-Zender, Sagnac). Estudio detallado de medidas interferométricas con interferómetro Michelson (determinación de longitud de onda de la luz, determinación de índice de refracción de cristal-vidrio y medida de longitud con resolución nano-métrica). Estudio analítico del efecto Sagnac, del interferómetro Sagnac y de su aplicación a la determinación precisa de la velocidad angular de un sistema. Estudio de la configuración y aplicaciones del láser de anillo (RLG, Ring-Laser-Gyro). Estudio de las tres principales configuraciones de sensor interferométrico de rotación en fibra-óptica mono-modo (IFOG, RFOG, RLFOG), así como de su aplicación en la medida precisa de la velocidad angular de un sistema. Estudio analítico de las técnicas electro-ópticas de modulación de fase de la onda de campo óptico aplicadas a giroscopios IFOG. Estudio en detalle de las principales aplicaciones actuales del giroscopio IFOG, desde las convencionales (sistemas de navegación inercial terrestre, naval y aero-espacial) hasta las industriales (posicionamiento angular preciso de plataformas giratorias y brazos-robot, medidas de rotación diferencial, girocompás óptico, detector sísmico de 3-ejes).
2. Diseño y desarrollo de nueve prototipos de sensor giroscópico interferométrico IFOG: lazo abierto modulación sinusoidal-demodulación analógica, lazo cerrado modulación sinusoidal-demodulación analógica, lazo cerrado modulación sinusoidal-demodulación digital, despolarización de onda lazo cerrado modulación sinusoidal-demodulación analógica, primer diseño-lazo cerrado modulación rampa analógica-demodulación analógica, segundo diseño-lazo cerrado modulación rampa analógica-demodulación analógica, lazo cerrado modulación rampa digital-demodulación digital, doble lazo cerrado modulación rampa digital-demodulación digital y lazo cerrado modulación analógica en onda triangular-simétrica demodulación analógica. Los prototipos desarrollados todos ellos son en fibra óptica mono-modo standard SMF-28 con componentes optoelectrónicos de coste competitivo y bajo consumo energético.
3. Desarrollo de un procedimiento normalizado de cálculo de características de desempeño (sensibilidad umbral, factor de escala, rango dinámico, deriva y relación señal-ruido) de prototipos genéricos de giroscopio IFOG en sus dos posibles configuraciones (lazo abierto, lazo cerrado).
4. Diseño y caracterización de un prototipo de sensor giroscópico interferométrico de bajo coste, con onda óptica despolarizada, siendo la bobina detectora realizada en fibra óptica mono-modo standard SMF-28, con control de la modulación-demodulación de fase en tres formas variantes: lazo abierto analógico, lazo cerrado analógico y lazo cerrado digital. Estos diseños están dedicados específicamente para aplicaciones de automoción inercial terrestre (robots terrestres, vehículos automóviles terrestres).
5. Diseño y desarrollo de prototipo IFOG específico con despolarización de onda, modulación sinusoidal de fase, demodulación analógica, longitud de bobina detectora 300 m, diámetro 8 cm para aplicaciones de automoción inercial terrestre.

6. Diseño y desarrollo de prototipo IFOG específico con despolarización de onda, longitud de bobina detectora 200 m, diámetro 10 cm, BIAS-modulation en onda cuadrada de 512,82 KHz, modulación analógica de fase en onda en diente de sierra con frecuencia central de 100 KHz, utilizando longitud de onda de 1310 nm.
7. Diseño y desarrollo de prototipo IFOG específico con despolarización de onda, longitud de bobina detectora 300 m, diámetro 8 cm, BIAS-modulation en onda sinusoidal de 340,83 KHz, modulación analógica de fase en onda triangular-simétrica con frecuencia de 25 KHz , utilizando longitud de onda de 1310 nm.

Por último, resta decir que las iniciativas emprendidas en los trabajos de investigación desarrollados en la presente Tesis Doctoral, que lo fueron básicamente sobre una aplicación específica de la fibra-óptica mono-modo, como lo es la medida de la rotación diferencial de un sistema inercial, se pueden proyectar hacia futuros trabajos y líneas de investigación enfocados al estudio de otras aplicaciones de la fibra-óptica a nuevos tipos de sensores o bien al perfeccionamiento de los existentes a día de hoy. Tales pueden ser, por citar dos ejemplos con amplia relevancia en aplicaciones industriales: el perfeccionamiento de sensores de medida de la intensidad de corriente continua o alterna en un conductor eléctrico, basada en el efecto Faraday magneto-óptico, o bien, el desarrollo de sensores avanzados para la medición de vibraciones mecánicas, basada en la birrefringencia inducida en la fibra-óptica por efecto de aplicación de sollicitaciones mecánicas de carácter tensional (fuerza, torsión o curvatura) sobre la misma.

ANEXO I

Análisis matemático de la modulación-demodulación sinusoidal de fase para giroscopios IFOG

En un giroscopio IFOG, el desplazamiento de fase de Sagnac está dado por

$$\phi_s = \frac{2\pi LD}{\lambda c} \Omega \quad (I.1)$$

donde L y D son la longitud y el diámetro de la bobina detectora de fibra-óptica, c es la velocidad de la luz en el vacío, λ es la longitud de onda efectiva de la fuente de luz y Ω es la ratio de rotación. La señal de interferencia recibida por el PD (fotodetector) es

$$I_D(t) = \eta I_0 g(t) = \frac{1}{2} \eta I_0 \left\{ 1 + \cos[\phi_s + \Delta\phi(t)] \right\} \quad (I.2)$$

donde I_0 es la intensidad de la fuente, η es la respuesta del PD y $g(t)$ es la función de transferencia óptica del giroscopio IFOG. Para modulación sinusoidal $\phi_m(t) = \phi_0 \sin(\omega t)$, tenemos

$$\Delta\phi(t) = \phi_m(t) - \phi_m(t - \tau) = 2\phi_0 \sin\left(\frac{\omega_m \tau}{2}\right) \cos(\omega_m t) \quad (I.3)$$

En este caso, $g(t)$ puede ser desarrollado por funciones de Bessel como sigue

$$\begin{aligned} g(t) &= \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\phi_s + 2\phi_0 \sin\left(\frac{\omega_m \tau}{2}\right) \cos(\omega_m t) \right] \right\} = \\ &= \frac{1}{2} \left\{ 1 + J_0(\phi_b) \cos(\phi_s) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\phi_b) \cos \left[2n\omega_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right] \cos(\phi_s) \right. \\ &\quad \left. + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(\phi_b) \cos \left[2(n-1)\omega_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right] \sin(\phi_s) \right\} \quad (I.4) \end{aligned}$$

donde J_n es la función de Bessel de primera clase y orden n y $\phi_b = 2\phi_0 \sin\left(\frac{\omega_m \tau}{2}\right)$. Para una detección óptima

se sugiere que el valor de ω_m sea igual a la frecuencia propia del sistema, o sea $\omega_m = \pi/\tau$, de manera que se cumpla $\phi_b = 2\phi_0$. En el proceso de demodulación, ϕ_b es obtenido a partir de la expresión

$$\frac{J_4(\phi_b)}{J_2(\phi_b)} = \frac{I_{4H}}{I_{2H}} \quad (I.5)$$

Entonces el desplazamiento de fase de Sagnac es obtenido por

$$\phi_s = \arctan \frac{I_{1H} J_2(\phi_b)}{I_{2H} J_1(\phi_b)} \quad (I.6)$$

Aquí I_{nH} es la amplitud del n^{th} armónico. Se asume que la intensidad de luz y la profundidad de modulación son estables, entonces I_0 y ϕ_b son ambos constantes. De esta manera, solamente es necesario evaluar el 1^{er} armónico en el proceso de detección cuyo valor es

$$I_{1H}(t) = -I_0 \eta J_1(\phi_b) \sin(\phi_s) \cos\left(\omega_m t - \frac{\pi}{2}\right) = I_0 \eta J_1(\phi_b) \sin(\phi_s) \sin(\omega_m t + \pi) \quad (I.7)$$

cuya amplitud se puede denotar por I_{1H} y entonces el desplazamiento de fase de Sagnac se puede determinar por

$$\phi_s = \arcsin\left[\frac{I_{1H}}{I_0 \eta J_1(\phi_b)}\right] \quad (I.8)$$

En la demodulación convencional, la amplitud del primer armónico está determinada por el procesamiento de señal de un solo canal y se obtiene por la relación

$$I_{1H} = \sqrt{I_I^2 + I_Q^2} \quad (I.9)$$

sin tener en cuenta la fase de $I_{1H}(t)$. Aquí I_I es la amplitud de la señal en-fase del 1^{er} armónico, y I_Q es la amplitud de la señal en cuadratura del 1^{er} armónico. Entonces, el resultado de la demodulación se deduce por las ecuaciones (I.6) o (I.8).

ANEXO II

Fibras ópticas utilizadas en componentes para giroscopios IFOG

Mode comparison table

Mode	Core diameter	Cladding diameter	Numerical aperture	Potential Bandwidth (MHz-km)			Chromatic dispersion coefficient (ps/nm-km)		Attenuation Coefficient (dB/km)		
				850 nm	1310 nm	1550 nm	1310 nm	1550 nm	850 nm	1310 nm	1550 nm
				Single-mode	8.0	125	0.110				3.0
Multimode	50.0	125	0.200	200 to 1000	400 to 1500					3.00	1.00
Multimode	62.5	125	0.275	160 to 300	200 to 1000					3.75	1.75
Multimode	85.0	125	0.260	100 to 200	200 to 400					4.00	2.00
Multimode	100.0	140	0.290	100	100 to 200					5.00	2.00
Multimode	200.0			10						>10.00	

Fuente: Optoelectronics and Fiber Optic Technology (Ray Tricker, Elsevier Science, 2002)

Comparison of the three main optical fiber types

Fiber type	Bandwidth efficiency	Coupling diameter	Attenuation factor (dB)	Core	Advantages	Disadvantages	Types	Use
Step index	10–20 MHz km ⁻¹	70	10	100–200	Reduced refractive index at core.	Low transmission bandwidth.	Includes all plastic, PCS/HCS and some glass fibers with large cores, 100 μm or larger.	Short-distance applications (e.g. less than 1 Km).
Graded index	1 GHz km ⁻¹	40	5	50	Comparatively cheap to produce. Modal Dispersion reduced.		Typical sizes 50/125 μm, 62.5/125 μm and 85/125 μm.	
Single mode	20–2000 GHz km ⁻¹	20	3	10	Wide transmission bandwidth. Very low attenuation factor.	Coupling efficiency.	Small core, typically 8/125 μm.	Used for long-haul telecommunications (i.e. long transmission links with large information carrying capacity requiring few repeaters).

Fuente: Optoelectronics and Fiber Optic Technology (Ray Tricker, Elsevier Science, 2002)

Single Mode Fiber: 780 nm to 1000 nm

Specifications

ITEM #	780HP	SM800-5.6-125	SM800G80
Operating Wavelength	780 - 970 nm	800 - 1000 nm ²	820 - 1100 nm ²
Mode Field Diameter ^b	5.0 ± 0.5 μm @ 850 nm	5.6 μm @ 830 nm	4.2 μm @ 830 nm
Cladding Diameter	125 ± 1.5 μm	125 ± 1 μm	80 ± 1 μm
Coating Diameter	245 ± 15 μm	245 μm ± 5%	175 μm ± 5%
Cutoff Wavelength	730 ± 30 nm	660 - 800 nm	600 - 800 nm
Short- (Long-) Term Bend Radius	≥6 mm (≥13 mm)	≥5 mm (≥25 mm)	≥5 mm (≥12 mm or 38 mm for 25 Year Life)
Attenuation (Maximum)	<3.5 dB/km @ 850 nm	<5 dB/km @ 830 nm	≤5 dB/km @ 830 nm
Numerical Aperture	0.13	0.12 ^c	0.16 ^d

² Wavelength range is illustrative and not guaranteed

^c 0.10 ≤ NA ≤ 0.14

^b MFD is a nominal, calculated value, estimated at the operating wavelength(s)

^d 0.14 ≤ NA ≤ 0.18

Fuente: http://www.thorlasb.de/newsgrouppage9.cfm?objectgroup_id=949

Single Mode Fiber: 1260 nm to 1625 nm

Specifications

ITEM #	OPERATING WAVELENGTH	MODE FIELD DIAMETER	CLADDING DIAMETER	COATING DIAMETER	CUTOFF WAVELENGTH	SHORT- (LONG-) TERM BEND RADIUS	ATTENUATION MAXIMUM	NA
SMF-28-J9	1260 - 1620 nm	9.2 ± 0.4 μm @ 1310 nm 10.4 ± 0.5 μm @ 1550 nm	125 ± 0.7 μm	245 ± 5 μm	<1260 nm	-	<0.35 dB/km @ 1310 nm <0.20 dB/km @ 1550 nm	0.14
1310BHP	1300 - 1625 nm	8.6 ± 0.5 μm @ 1310 nm 9.7 ± 0.5 μm @ 1550 nm	125 ± 1.0 μm	245 ± 15 μm	1260 ± 30 nm	≥6 mm (≥13 mm)	0.5 dB/km @ 1310 nm 0.5 dB/km @ 1550 nm	0.13
SM1250G80	1260 - 1650 nma	9.0 μm @ 1310 nm 10.5 μm @ 1550 nm	80 ± 1.0 μm	175 μm ± 5%	1150 - 1250 nm	≥5 mm (≥12 mm or 38 mm for 25 Year Life)	≤2 dB/km @ 1310 nm and 1550 nm	0.12b
1550BHP	1460 - 1620 nm	9.5 ± 0.5 μm @ 1550 nm	125 ± 1.0 μm	245 ± 15 μm	1400 ± 50 nm	≥6 mm (≥13 mm)	0.5 dB/km @ 1550 nm	0.13
SM1500G80	1550 - 1700 nma	6.4 μm @ 1550 nm	80 ± 1.0 μm	175 μm ± 5%	1350 - 1500 nm	≥5 mm (≥12 mm or 38 mm for 25 Year Life)	≤2 dB/km @ 1550 nm	0.20c

² Wavelength range is illustrative and not guaranteed.

^b 0.11 ≤ NA ≤ 0.13

^c 0.19 ≤ NA ≤ 0.21

Fuente: http://www.thorlasb.de/newsgrouppage9.cfm?objectgroup_id=949

PM Fiber, Panda: 460 – 1100 nm

Specifications

ITEM #	OPERATING WAVELENGTH*	MODE FIELD DIAMETER*	CUTOFF WAVELENGTH	BEAT LENGTH	ATTENUATION	CLADDING DIAMETER	COATING DIAMETER	STRIPPING TOOL See Page 1154
PM460-HP	460 - 700 nm	3.3 ± 0.5 μm @ 515 nm	410 ± 40 nm	1.3 mm @ 460 nm	<100 dB/km @ 488 nm	125 μm ± 1 μm	245 ± 15 μm	T06S13
PM630-HP	620 - 850 nm	4.5 ± 0.5 μm @ 630 nm	570 ± 50 nm	1.8 mm @ 630 nm	<15 dB/km @ 630 nm	125 μm ± 1 μm	245 ± 15 μm	T06S13
PM780-HP	770 - 1100 nm	5.3 ± 1.0 μm @ 850 nm	710 ± 60 nm	2.4 mm @ 850 nm	<4 dB/km @ 850 nm	125 μm ± 1 μm	245 ± 15 μm	T06S13

Fuente: http://www.thorlasb.de/newsgrouppage9.cfm?objectgroup_id=1596

Bend-Insensitive PM Fiber, Bow Tie: 800 - 1000 nm

Specifications

Polarization-Maintaining Fiber, High-Performance, Low-Temperature

ITEM #	OPERATING WAVELENGTH ^a	MODE FIELD DIAMETER ^b	CUTOFF WAVELENGTH	BEAT LENGTH ^c	ATTENUATION	NA	CLADDING DIAMETER	COATING DIAMETER	STRIPPING TOOL See Page 1154
HB800G	800 - 1000 nm	4.2 μm @ 830 nm	660 - 800 nm	<1.5 mm @ 633 nm	<5 dB/km @ 830 nm	0.14 - 0.18	80 $\mu\text{m} \pm 1 \mu\text{m}$	170 $\mu\text{m} \pm 5\%$	T04S10

^a Typical operating wavelengths - The single mode operating window is ~200 nm above the cutoff wavelength if dual mode effects are minimized near the cutoff wavelength and bend losses are minimized at long wavelengths.

^b Mean value calculated from the relative specifications

^c Measured at 633 nm

Fuente: http://www.thorlasb.de/newsgrouppage9.cfm?objectgroup_id=1596

PM Fiber, Bow Tie: 980 - 1750 nm

Specifications

ITEM #	OPERATING WAVELENGTH	MODE FIELD DIAMETER	CUTOFF WAVELENGTH	BEAT LENGTH	ATTENUATION	CLADDING DIAMETER	COATING DIAMETER	STRIPPING TOOL See Page 1054
HB980T	980 - 1200 nm	6.0 μm @ 980 nm	870 - 970 nm	<2 mm @ 633 nm	<3 dB/km @ 980 nm	125 $\mu\text{m} \pm 1 \mu\text{m}$	245 $\mu\text{m} \pm 5\%$	T06S13
HB1250T	1300 - 1650 nm	9.0 μm @ 1310 nm	1100 - 1290 nm	<2 mm @ 633 nm	<2 dB/km @ 1310 nm	125 $\mu\text{m} \pm 1 \mu\text{m}$	400 $\mu\text{m} \pm 5\%$	T06S16
HB1500T	1550 - 1750 nm	10.5 μm @ 1550 nm	1290 - 1540 nm	<2 mm @ 633 nm	<2 dB/km @ 1550 nm	125 $\mu\text{m} \pm 1 \mu\text{m}$	400 $\mu\text{m} \pm 5\%$	T06S16

Fuente: http://www.thorlasb.de/newsgrouppage9.cfm?objectgroup_id=1596

Er-doped silica optical fiber data

Fiber model:	Er 304
Core host material:	Germano-alumino-silicate
Core diameter:	4.0 \pm 0.5 μm
Numerical aperture:	0.20 \pm 0.02
LP ₁₁ cutoff wavelength:	900 \pm 50 nm
Mode-field diameter @ 1550 nm:	6 \pm 1 μm
Absorption peak @ 976 nm:	3 dB/m
Absorption peak @ 1538 nm:	4 dB/m
Background loss @ 1200 nm:	<5 dB/km
Cladding diameter:	125 \pm 1 μm
Coating diameter:	250 \pm 5 μm
Screen proof tested:	>100 kpsi
Splice loss with a HI1060:	<0.20 dB

Fuente: Specialty Optical Fibers Handbook
A. Méndez & T.F. Morse (Academic Press, 2007)

ANEXO III

Láser de fibra óptica dopada con Erblio (EDFA)

A.III.1 Amplificador de fibra óptica dopada con Erblio (EDFA)

Referencias

A.III.1 Amplificador de fibra óptica dopada con tierras raras (Neodimio-Nd o Erblio-Er) (EDFA)

En amplificadores de fibra, una fibra óptica es dopada con un elemento del grupo de las tierras raras, tal como el neodimium (Nd) o praseodymium (Pr), en fibras de vidrio de fluoruro para operación en longitud de onda de 1310 nm , o bien, ytterbium (Yb) o erbium (Er), en fibras de vidrio de sílice para la ventana de 1550 nm . Justo como un amplificador de semiconductor, la realización de la ganancia óptica en un amplificador de fibra requiere la inversión de población de los átomos. La introducción de dopantes genera nuevas bandas de energía (correspondientes a nuevas longitudes de onda de transición) dentro de la fibra. La inversión de población requerida es conseguida por *el bombeo óptico* en una longitud de onda correspondiente a estos nuevos niveles de energía. Este proceso está representado esquemáticamente en la Figura AIII.1. La señal de bombeo, de frecuencia f_p , interactúa con los iones dopantes y los sitúa en un estado de energía más alto, E_p . El tiempo de vida de estos iones en este estado excitado (τ_p) es relativamente corta, de manera que decaen rápidamente a un estado de energía inferior, E_1 , donde tienen un tiempo de vida más largo (τ_1). La diferencia de energía entre los niveles E_1 y E_0 equivale a la frecuencia de la señal principal que tiene que ser amplificada. Como $\tau_1 \gg \tau_p$, una condición de la inversión de la población de átomos es la siguiente: los fotones de la señal principal (con frecuencia f_s) interactúan fuertemente con los átomos excitados, y como consecuencia de la emisión estimulada, la señal original es amplificada. Al igual que el mecanismo de la emisión láser, en este caso también se produce un decaimiento espontáneo desde el nivel E_1 hasta el nivel E_0 que causa una *emisión espontánea amplificada* (ASE, Amplified-Spontaneous-Emission) que se añade al ruido en la salida del amplificador óptico.

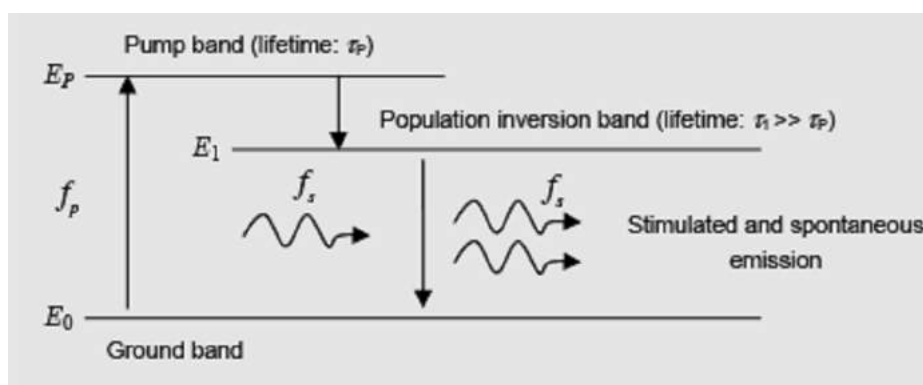


Figura AIII.1 Diagrama de bandas de energía de amplificador de fibra óptica dopada con Er^{+3} (EDFA)

Entre los amplificadores de fibra óptica, el amplificador de fibra dopado con erbium (EDFA) es el tipo más común, porque $E_1 - E_0$ equivale a la longitud de onda de 1550 nm (que justamente cae en la 3ª ventana de

transmisión de la fibra óptica standard). Así, el EDFA puede amplificar señales ópticas en la ventana con menor atenuación de las fibras de sílice, y por lo tanto se utilizan extensamente en comunicaciones de larga distancia [1], [2]. En un EDFA la señal de bombeo está por lo general en 980 nm, aunque una transición de energía inferior correspondiente a 1480 nm también está disponible. En realidad, las bandas de energía que se muestran como líneas definidas en la Figura AIII.1, son extendidas, lo cual significa que un EDFA puede proporcionar ganancia óptica a lo largo de un intervalo de longitudes de onda. Los amplificadores EDFA típicos pueden proporcionar ganancia a lo largo de un ancho de banda de 30 nm (~1530–1560 nm) con una ganancia de 20-30 dB. Por consiguiente, son ideales para la amplificación de señal óptica en sistemas WDM (Wavelength-Division-Multiplexing = multiplexación por división de la longitud de onda), porque se puede amplificar un rango completo de canales simultáneamente sin necesidad de ningún procesamiento electrónico. La figura AIII.2 muestra una posible configuración de amplificador EDFA. La señal principal que tiene que ser amplificada entra en el sistema por el lado inferior izquierdo, donde es acoplada a la señal de bombeo por medio de un acoplador 2×2. La salida principal del acoplador entra en la fibra dopada. A partir de aquí la señal principal y la de bombeo viajan juntas en la fibra en una longitud típica de varios metros. A lo largo del camino, la energía de la señal de bombeo contribuye en la creación de la inversión de población de los átomos de fibra, la cual, por su parte, causa la amplificación de la señal principal. La otra rama de salida del acoplador puede ser usada para monitorizar la señal. Al final del enlace de fibra dopada se utiliza otro acoplador para transferir la señal al resto de la red.

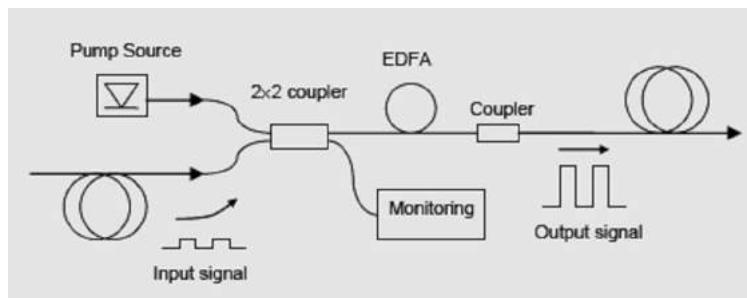


Figura AIII.2 EDFA (Erbium-Doped-Fiber-Amplifier), configuración co-direccional

La configuración mostrada en la Figura AIII.2 es un ejemplo de bombeo *co-direccional*, porque la señal principal y la de bombeo viajan en la misma dirección. También es posible tener bombeo *contra-direccional*, donde la señal de bombeo es aplicada del otro lado del EDFA y viaja en dirección contraria a la señal principal (Figuras AIII.3 y AIII.4)

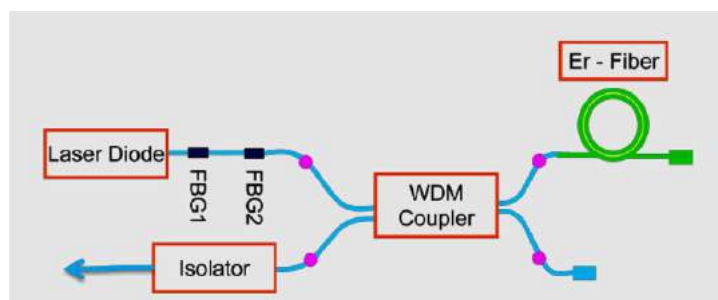


Figura AIII.3 Fuente-láser de fibra-óptica dopada con Erbio (SFS, Superfluorescent-Fiber-Source) (configuración contra-direccional)

Alternativamente, la señal de bombeo puede ser aplicada en una configuración *bi-direccional*, a ambos lados de la fibra, Figura AIII.5. Un sistema bi-direccional causa una potencia estacionaria más estable (también el perfil de ganancia) a lo largo de la fibra, teniendo como contrapartida el precio y la complejidad adicional del sistema.

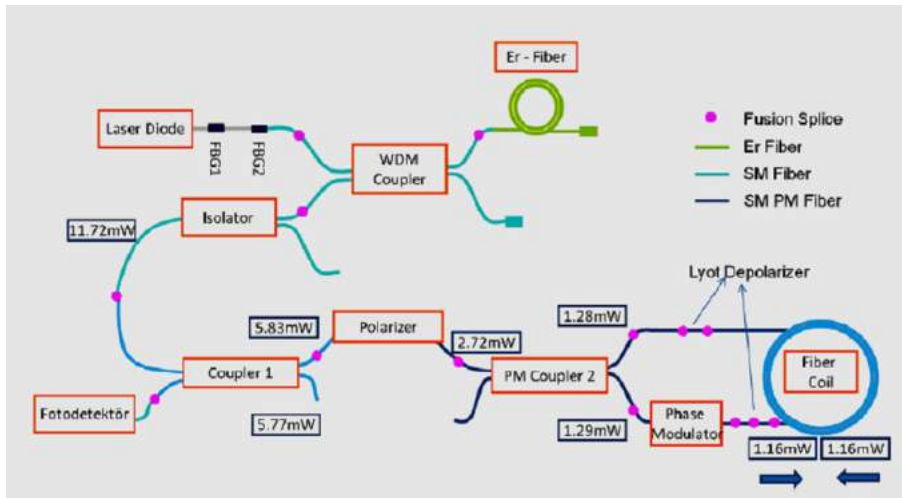


Figura AIII.4 Análisis de potencia óptica de un giroscopio IFOG con fuente equipada con EDFA (configuración contra-direccional)

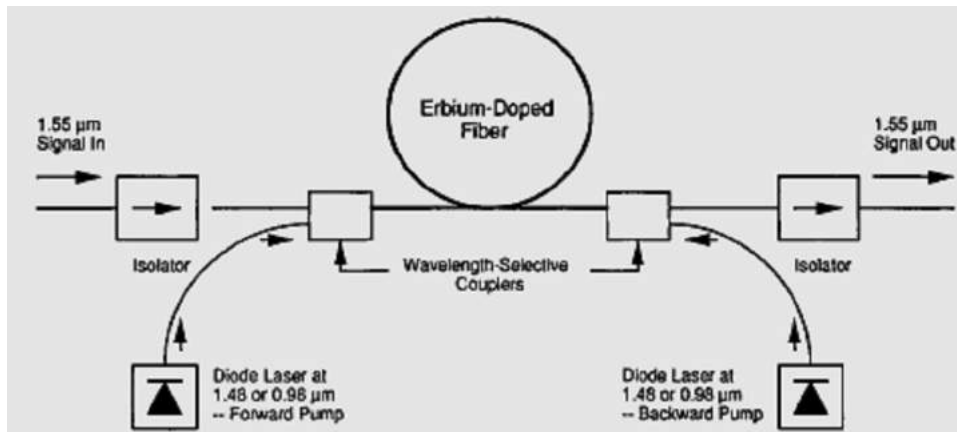


Figura AIII.5. Configuración bi-direccional de amplificador de fibra-óptica dopada con Erbium (EDFA)

Referencias

- [1] *Rare Earth Doped Fiber Lasers and Amplifiers*, 2nd Ed., Edited by M. J. F. Digonnet, Taylor & Francis, London (2001).
- [2] E. Desurvire, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers, Device and System Developments*, John Wiley, New Cork (2002).

ANEXO IV

Análisis matemático de la onda en diente de sierra

La onda en diente de sierra $\phi_m(t)$ periódica de período T (tal como la representada en fondo negro en la Figura AIV.1), definida en el intervalo abierto $(0, T)$ cumple las condiciones de Dirichlet:

- 1) $\phi_m(t)$ está definida y es unívoca en el intervalo excepto en los puntos $\omega t = nT$ ($n = \pm 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$)
- 2) $\phi_m(t)$ es una función periódica de periodo T
- 3) $\phi_m(t)$ y su derivada $\left(\frac{d\phi_m(t)}{dt}\right)$ son continuas por trozos en el intervalo $(0, T)$

entonces la función $\phi_m(t)$ es desarrollable en serie de Fourier de senos y cosenos y la serie converge hacia:

- (a) $\phi_m(t)$ si t es un punto de continuidad del intervalo $(0, T)$
- (b) $\lim_{\varepsilon \rightarrow 0^+} \frac{\phi_m(t + \varepsilon) - \phi_m(t - \varepsilon)}{2}$ si t es un punto de discontinuidad

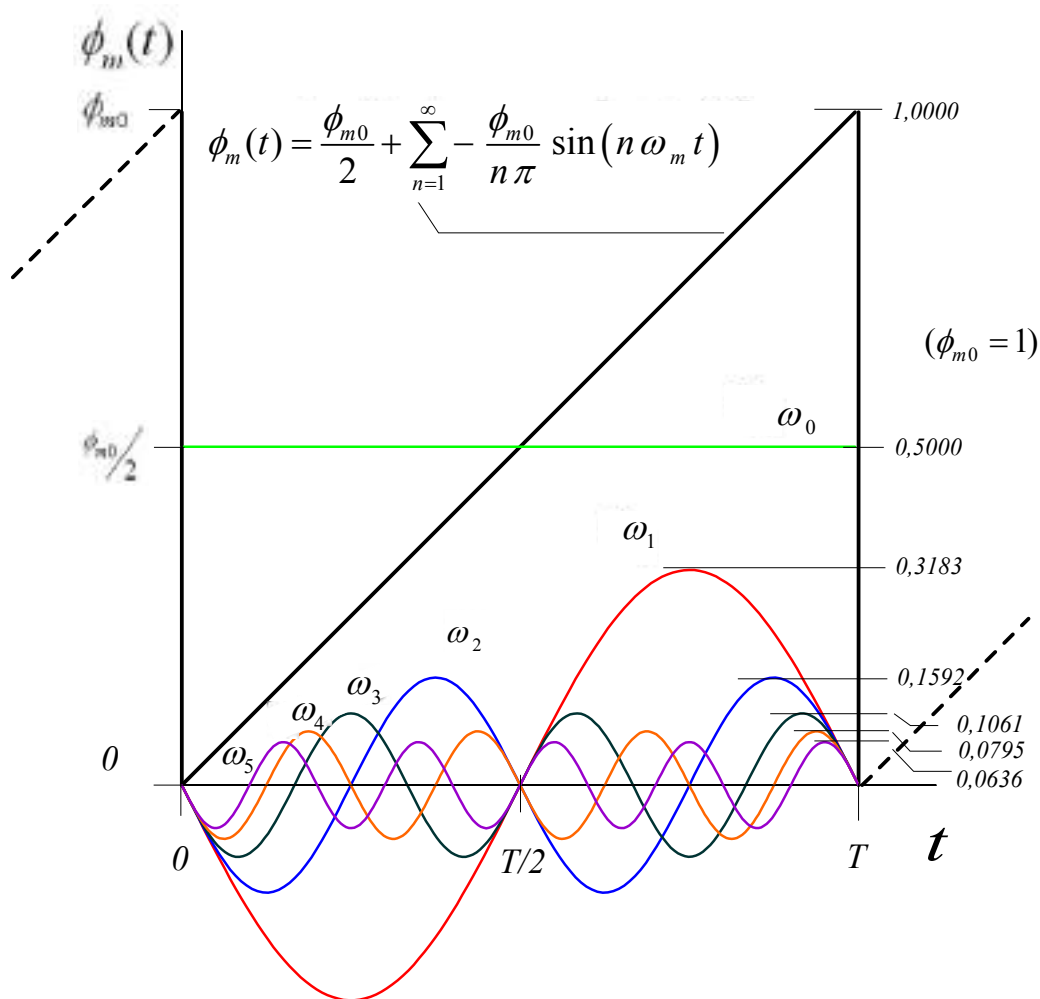


Figura AIV.1 Onda en diente de sierra periódica de período T junto con sus primeros seis armónicos

Como en este caso la onda se mantiene siempre con valores positivos, el análisis armónico en serie de Fourier se puede obtener de forma más sencilla por doble traslación de la onda periódica $\phi_m(t)$ representada en la Figura AIV.2. La primera traslación se realiza hacia la derecha sobre el eje de tiempos con un valor de $T/2$. La segunda traslación se realiza sobre el eje de ordenadas hacia arriba con un valor de $+\phi_{m0}/2$.

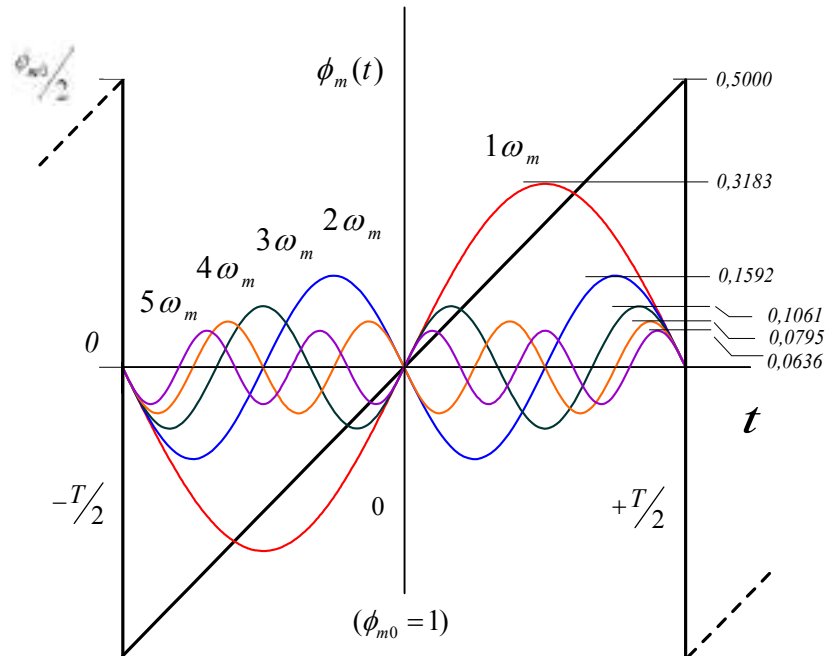


Figura AIV.2 Onda en diente de sierra periódica de período T junto con sus primeros seis armónicos

El desarrollo en serie de Fourier de la función $\phi_m(t)$ es:

$$\phi_m(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) + a_n \cos\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) \right] \quad (\text{AIV.1})$$

El cálculo de los coeficientes de la serie es:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{T/2} \int_{-T/2}^{+T/2} \phi_m(t) \cos\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) dt = \frac{1}{T/2} \left[\int_{-T/2}^{+T/2} \frac{\phi_{m0}}{T} t \cos\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) dt \right] = \\ &= \frac{1}{T/2} \frac{\phi_{m0}}{T} \left[\frac{T/2}{n\pi} t \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) \Big|_{-T/2}^{+T/2} + \left(\frac{T/2}\right)^2 \cos\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) \Big|_{-T/2}^{+T/2} \right] = 0 \end{aligned} \quad (\text{AIV.2a})$$

$$\begin{aligned}
b_n &= \frac{1}{T/2} \int_{-T/2}^{+T/2} \phi_m(t) \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) dt = \frac{1}{T/2} \left[\int_{-T/2}^{+T/2} \frac{\phi_{m0}}{T} t \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) dt \right] = \\
&= \frac{1}{T/2} \frac{\phi_{m0}}{T} \left[-\frac{T/2}{n\pi} t \cos\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) \Big|_{-T/2}^{+T/2} + \left(\frac{T/2}{n\pi}\right)^2 \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) \Big|_{-T/2}^{+T/2} \right] = -\frac{\phi}{n\pi} \cos(n\pi)
\end{aligned}
\tag{AIV.2b}$$

Entonces la expresión de la función $\phi_m(t)$ en serie de Fourier solamente contendrá términos en seno y será:

$$\phi_m(t) = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{\phi_{m0}}{n\pi} \cos(n\pi) \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right)
\tag{AIV.3}$$

La aplicación de la traslación de esta función sobre el eje de tiempos con valor $T/2$ genera el siguiente cálculo:

$$\begin{aligned}
\phi_m(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{\phi_{m0}}{n\pi} \cos(n\pi) \sin\left[\frac{n\pi}{T/2}(t-T/2)\right] = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{\phi_{m0}}{n\pi} \cos(n\pi) \sin\left(\frac{n\pi}{T/2}t - n\pi\right) = \\
&= \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{\phi_{m0}}{n\pi} \cos^2(n\pi) \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{\phi_{m0}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right)
\end{aligned}
\tag{AIV.4}$$

Ahora, la aplicación de la segunda traslación sobre el eje de ordenadas (con valor $+\phi_{m0}/2$), conduce al resultado final para la expresión analítica de la función analizada al principio:

$$\phi_m(t) = \frac{\phi_{m0}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{\phi_{m0}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right)
\tag{AIV.5}$$

Como era lógico esperar, el desarrollo solamente contiene términos en seno que corresponde a una función periódica impar. Además contiene un término de continua debido al desplazamiento de la onda diente de sierra simétrica verticalmente y hacia arriba en una cantidad igual.

Basándose en el desarrollo en serie de Fourier de una onda en diente de sierra ideal sin componente continua, esta onda se puede aproximar utilizando la suma de armónicos. Como es lógico cuanto mayor es el número de armónicos sucesivos tomados en la suma, mejor es el ajuste a la onda original. El cálculo y la representación gráfica de las primeras 5 sumas armónicas se muestra en la Figura AIV.3. Tal como se puede observar, el ajuste es bueno a partir de la segunda suma.

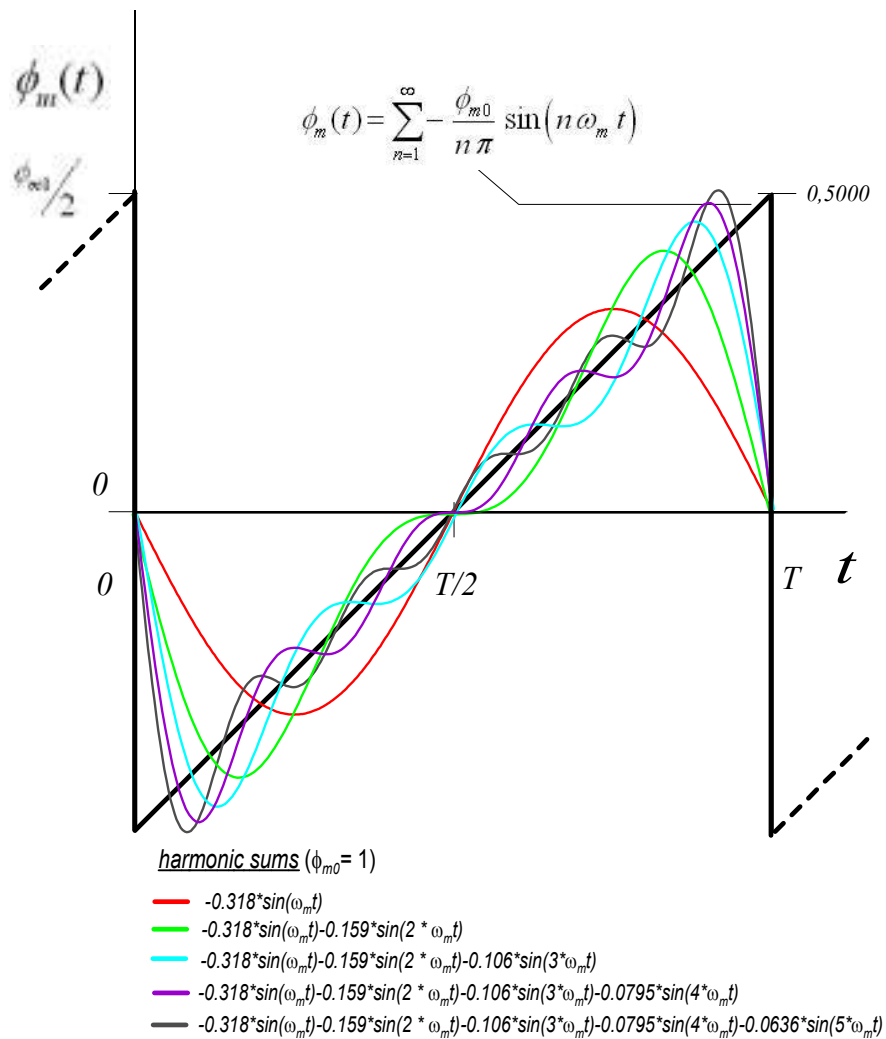


Figura AIV.3 Onda en diente de sierra ideal sin componente continua (sumas armónicas)

ONDA TRIANGULAR $\phi_m(t)$

Desarrollo en serie de Fourier de la onda triangular

Partiendo de la fórmula general (AIV.1), el cálculo de los coeficientes de la serie es:

$$\begin{aligned}
 a_n &= 0 \\
 b_n &= \frac{2}{T/2} \int_0^{T/2} \phi_m(t) \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) dt = \frac{2}{T/2} \left[\int_0^{T/4} \phi_m(t) \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) dt + \int_{T/4}^{T/2} \phi_m(t) \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) dt \right] = \\
 &= \frac{2}{T/2} \left[\int_0^{T/4} \frac{\phi_{m0}/2}{T/4} t \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) dt + \int_{T/4}^{T/2} -\frac{\phi_{m0}/2}{T/2} \left(t - \frac{\phi_{m0}/2}{T/2}\right) \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) dt \right] = \\
 &= \dots = \frac{4\phi_{m0}}{n^2\pi^2} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)
 \end{aligned}$$

(AIV.6)

Entonces el desarrollo en serie de Fourier solamente contiene senos (función impar) y tiene la forma:

$$\phi_m(t) = 4 \phi_{m0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n^2 \pi^2} \sin\left(\frac{n\pi t}{T/2}\right) \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{AIV.7})$$

Los tres primeros armónicos impares de esta función (primero, tercero y quinto) son, tomando $\phi_{m0} = \pi/2$ y $T/2 = \pi$:

$$\begin{aligned} h_1(t) &= \frac{4\phi_{m0}}{\pi^2} \sin\left(\frac{1\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{\pi t}{T/2}\right) = 0,636619772 \sin(t) \\ h_3(t) &= \frac{4\phi_{m0}}{9\pi^2} \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{3\pi t}{T/2}\right) = -0,070735530 \sin(3t) \\ h_5(t) &= \frac{4\phi_{m0}}{25\pi^2} \sin\left(\frac{5\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{5\pi t}{T/2}\right) = 0,025464791 \sin(5t) \end{aligned} \quad (\text{AIV.8})$$

De manera que la aproximación de la función mediante sumas armónicas, teniendo sucesivamente en cuenta los armónicos primero, tercero y quinto será:

$$(\phi_m)_1(t) = \frac{4\phi_{m0}}{\pi^2} \sin\left(\frac{\pi t}{T/2}\right) \quad (\text{AIV.9a})$$

$$(\phi_m)_{13}(t) = \frac{4\phi_{m0}}{\pi^2} \left[\sin\left(\frac{\pi t}{T/2}\right) - \frac{1}{9} \sin\left(\frac{3\pi t}{T/2}\right) \right] \quad (\text{AIV.9b})$$

$$(\phi_m)_{135}(t) = \frac{4\phi_{m0}}{\pi^2} \left[\sin\left(\frac{\pi t}{T/2}\right) - \frac{1}{9} \sin\left(\frac{3\pi t}{T/2}\right) + \frac{1}{25} \sin\left(\frac{5\pi t}{T/2}\right) \right] \quad (\text{AIV.9c})$$

En la Figura AIV.4 se representa la onda triangular simétrica, junto con las tres primeras sumas armónicas asociadas. En la Figura AIV.5 se representa la onda triangular simétrica (en negro), junto con las tres primeras sumas armónicas asociadas (onda azul, que representa la onda CCW). En esta Figura también se representa la onda desplazada (en verde, representando la onda CW) y la onda resultante de desplazamiento de fase (en rojo), cuya amplitud debe ser igual al desfase ϕ_s inducido por la rotación Ω del sistema.

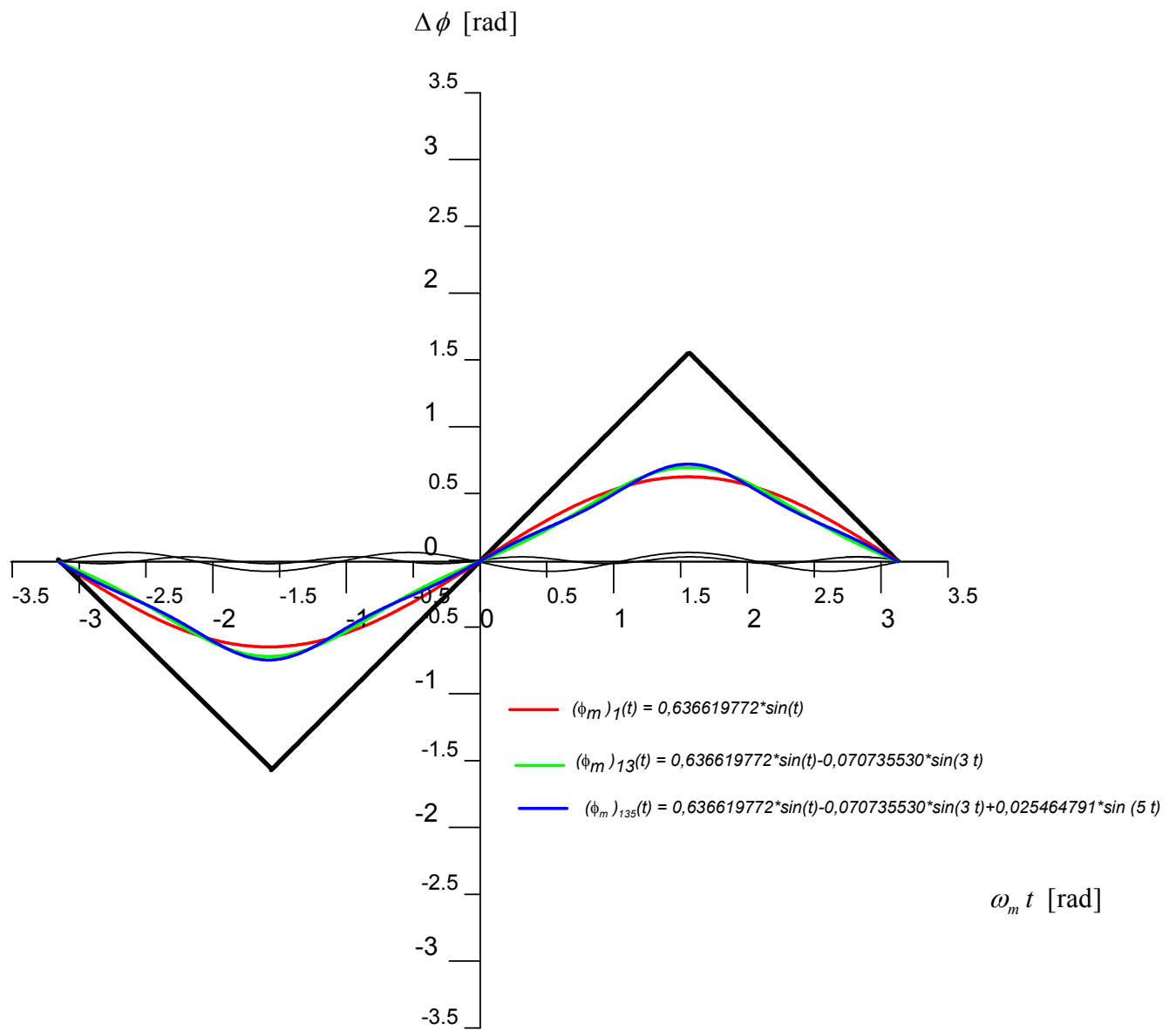


Figura AIV.4 Onda triangular simétrica (en negro) con sus primeras tres sumas armónicas

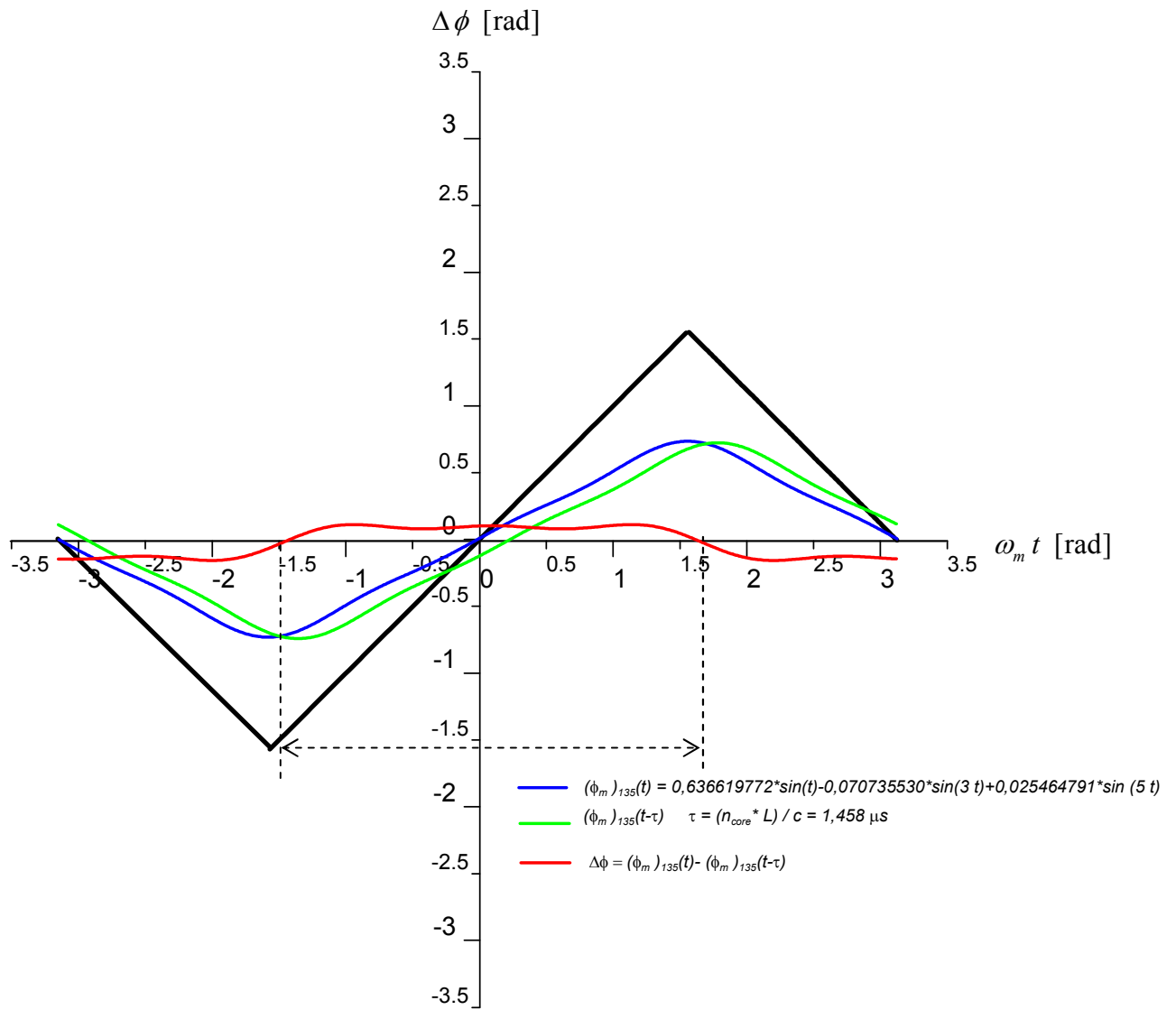


Figura AIV.5 Onda triangular simétrica (en negro) y su aproximación con la suma armónica (en azul) de los tres primeros armónicos impares (primero, tercero y quinto) que representa la onda CCW; onda desplazada (en verde), representando la onda CW y onda inducida resultante de desplazamiento de fase (en rojo)

ANEXO V

Resultados de la simulación óptica y electrónica

Evaluación de no-LINEALIDAD de Factor de Escala (SINUSOIDAL phase-modulation DFOG)

OPEN-loop IFOG design (SINUSOIDAL BIAS phase-modulation)

parameters: $L = 300$ [m], $D = 0,08$ [m], $\lambda = 1310$ [nm], $\Omega_{\max} = \pm 78,19$ [°/sec] (as calculated)

La señal óptica interferométrica captada por el fotodetector es convertida a fotocorriente y su valor se puede aproximar analíticamente por la ecuación:

$$I_d(t) = \frac{I_0}{2} \left\{ 1 + \left[J_0(\phi_m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t) \right] \cos\phi_s - 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\phi_m) \sin[(2n-1)\omega_m t] \right\} \sin\phi_s$$

desarrollando esta ecuación y aproximando la fotocorriente detectada con solamente la contribución de los dos primeros armónicos temporales, se obtiene la siguiente expresión aproximada:

$$I_d(t) \cong \frac{I_0}{2} \left[1 + J_0(\phi_m) \cos\phi_s \right] + I_0 J_2(\phi_m) \cos(2\omega_m t) \cos\phi_s - I_0 J_1(\phi_m) \sin(\omega_m t) \sin\phi_s,$$

siendo I_0 el valor máximo de la fotocorriente detectada y ϕ_m la amplitud de la modulación diferencial de fase. Asumiendo el valor $\phi_m = 1,80$, se obtienen los siguientes valores aproximados de las funciones de Bessel²:

$$J_0(1,80) \cong 0,33999, \quad J_1(1,80) \cong 0,58150 \quad \text{y} \quad J_2(1,80) \cong 0,30611$$

Ajustando la potencia óptica de la fuente de luz, de manera que en la simulación del circuito óptico (mediante el programa OptSim) se obtenga en condiciones de no-rotación del sensor una potencia óptica promedio acoplada al fotodetector PIN de valor $145,61 \mu\text{W}$ (y por tanto, una fotocorriente detectada de valor promedio $100 \mu\text{A}$, al ser el factor de responsividad del diodo $R = 0,68678 \left[\frac{\mu\text{A}}{\mu\text{W}} \right]$), se podrá obtener el valor de I_0 . Para condiciones de no-rotación de la bobina detectora ($\phi_s = 0$), el cálculo que procede es el siguiente:

$$\frac{I_0}{2} (1 + 0,34) = 100 \mu\text{A} \Rightarrow I_0 = 149,25 \mu\text{A}$$

Por tanto, en condiciones de rotación del sensor ($\phi_s \neq 0$), el valor de la fotocorriente detectada se puede aproximar mediante la expresión siguiente:

$$I_d(t) \cong 74,63 [1 + 0,34 \cos\phi_s] + 45,69 \cos(2\omega_m t) \cos\phi_s - 86,79 \sin(\omega_m t) \sin\phi_s \quad [\mu\text{A}]$$

² El valor de $J_1(1,80)$ se obtiene directamente de una tabla de valores calculados de $J_1(x)$, por ejemplo del texto *Optica*, E. Hecht, Addison-Wesley (3ª edición en español), pag. 471; el valor de $J_0(1,80)$ se puede calcular a partir del siguiente

desarrollo en serie: $J_0(x) = 1 - \frac{x^2}{2^2} + \frac{x^4}{2^2 \cdot 4^2} - \frac{x^6}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2} + \frac{x^8}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2} - \frac{x^{10}}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2 \cdot 10^2} + \dots$ y el valor de $J_2(1,80)$

se puede obtener haciendo uso de la siguiente fórmula de recurrencia: $J_2(x) = \frac{2}{x} J_1(x) - J_0(x)$ (ver la obra *Fórmulas y Tablas de Matemática Aplicada*, M. Spiegel, J. Liu & L. Abellanas, McGraw-Hill, 2ª edición en español, pp. 147-148).

En estas condiciones, se puede construir una tabla de valores que relacione la velocidad Ω [$^{\circ}$ /sec] de rotación del sistema, con el desplazamiento de fase de Sagnac ϕ_s , y con los valores calculados correspondientes al término de componente continua DC, a la amplitud del término de 1 $^{\circ}$ armónico AC y a la amplitud del término de 2 $^{\circ}$ armónico AC de la fotocorriente detectada $I_d(t)$. Consecuentemente, después se podrán introducir estos valores en el circuito electrónico de demodulación para proceder a la simulación con el programa MultiSim y poder obtener la tensión de salida V_{Ω} medida para el circuito. Los resultados de este proceso se detallan en Tabla 1 y la gráfica V_{Ω}/Ω se muestra en la Figura A. En la Figura B se representa el circuito óptico-electrónico simulado mediante OptSimTM y a continuación la señal interferométrica (corriente detectada por el fotodetector) obtenida para cada valor de la ratio de rotación en los intervalos ($0 \leq |\Omega| \leq 110$) [degrees/sec] y ($0 \leq |\Omega| \leq 10$) [degrees/sec], respectivamente. En la Figura C se muestra el circuito electrónico de referencia para realizar la simulación mediante el programa MultiSimTM y a continuación las formas de onda de tensión obtenidas en los puntos de prueba del circuito.

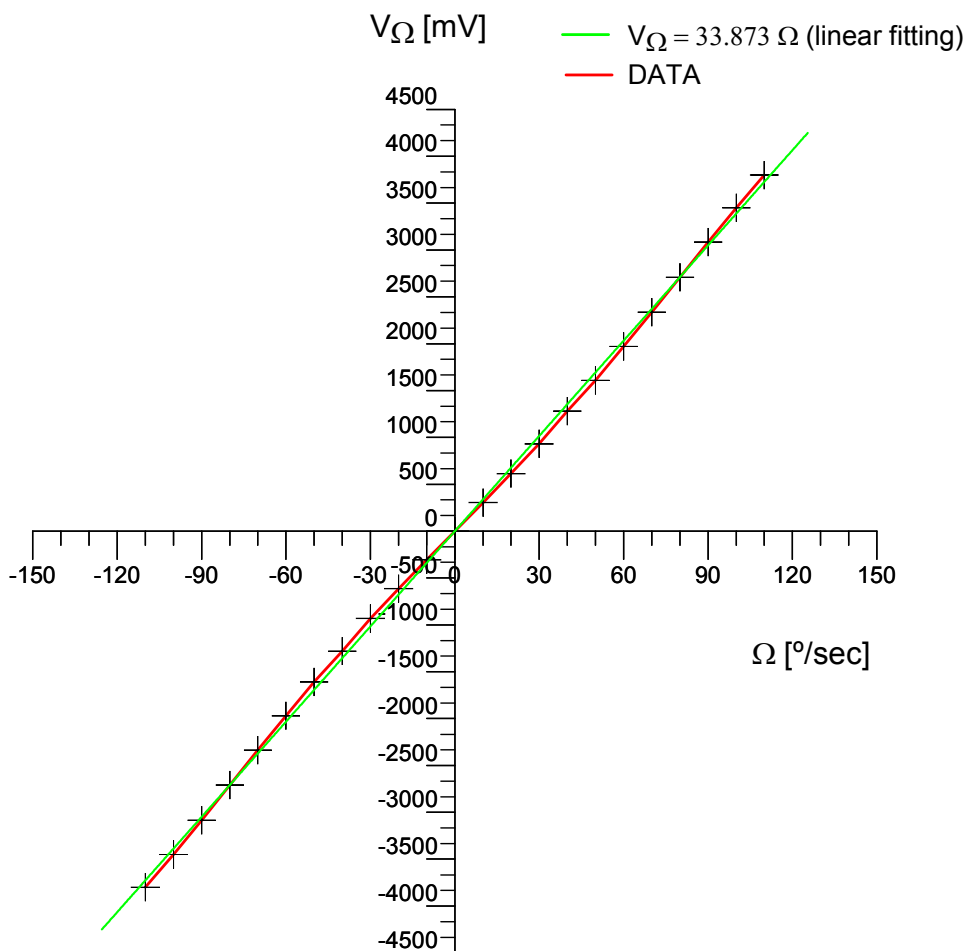


Figura A. Gráfica de la curva de respuesta del giroscopio V_{Ω}/Ω

CARACTERÍSTICAS:

- zona muerta casi despreciable: está acotada por la sensibilidad umbral (que es de valor despreciable)
- comportamiento cuasi-LINEAL en todo el rango dinámico del sensor (limitado a $\phi_s = \pm \frac{\pi}{6}$ sin perder la linealidad)
- no existe zona de SATURACIÓN

Tabla 1. Valores calculados de ϕ_s , componente DC, amplitud componente AC 1° armónico, amplitud componente AC 2° armónico y tensión V_{Ω} medida en el circuito

Ω [°/sec]	-110	-100	-90	-80	-70	-60	-50	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
ϕ_s [rad]	-0,737	-0,670	-0,603	-0,536	-0,469	-0,402	-0,335	-0,268	-0,201	-0,134	-0,067	0	0,067	0,134	0,201	0,268	0,335	0,402	0,469	0,536	0,603	0,670
DC[μ A]	93,43	94,52	95,53	96,45	97,27	97,98	98,59	99,10	99,49	99,78	99,95	100	99,95	99,78	99,49	99,10	98,59	97,98	97,27	96,45	95,53	94,52
$V_{arm.AC}$ [μ A]	58,38	53,87	49,20	44,30	39,21	33,94	28,52	23,25	17,32	11,59	5,81	0	-5,81	-11,59	-17,32	-23,25	-28,52	-33,94	-39,21	-44,30	-49,20	-53,87
$2^{arm.AC}$ [μ A]	33,84	35,82	37,64	39,29	40,76	42,05	43,15	44,06	44,77	45,28	45,59	45,69	45,59	44,77	44,06	43,15	42,05	40,76	39,29	37,64	35,82	33,84
V_{Ω} [mV]	-3900	-3450	-3085	-2708	-2337	-1970	-1609	-1280	-931	-613	-305	0	305	613	931	1280	1609	1970	2337	2708	3085	3450
$(V_{\Omega})_{ha}$ [mV]	-3726	-3387	-3049	-2710	-2371	-2032	-1694	-1355	-1016	-677,5	-338,7	0	338,7	677,5	1016	1355	1694	2032	2371	2710	3049	3387
$[\Delta(V_{\Omega})]$ [mV]	73,98	62,71	36,44	1,834	34,11	62,38	84,65	74,92	85,19	64,46	33,73	0	33,73	64,46	85,19	74,92	84,65	62,38	34,11	1,834	36,44	62,71
$SD(V_{\Omega})$ [Volts]	1,985	1,851	1,195	0,068	1,438	3,069	4,998	5,529	8,383	9,515	9,958	0	9,958	9,515	8,383	5,529	4,998	3,069	1,438	0,068	1,195	1,851

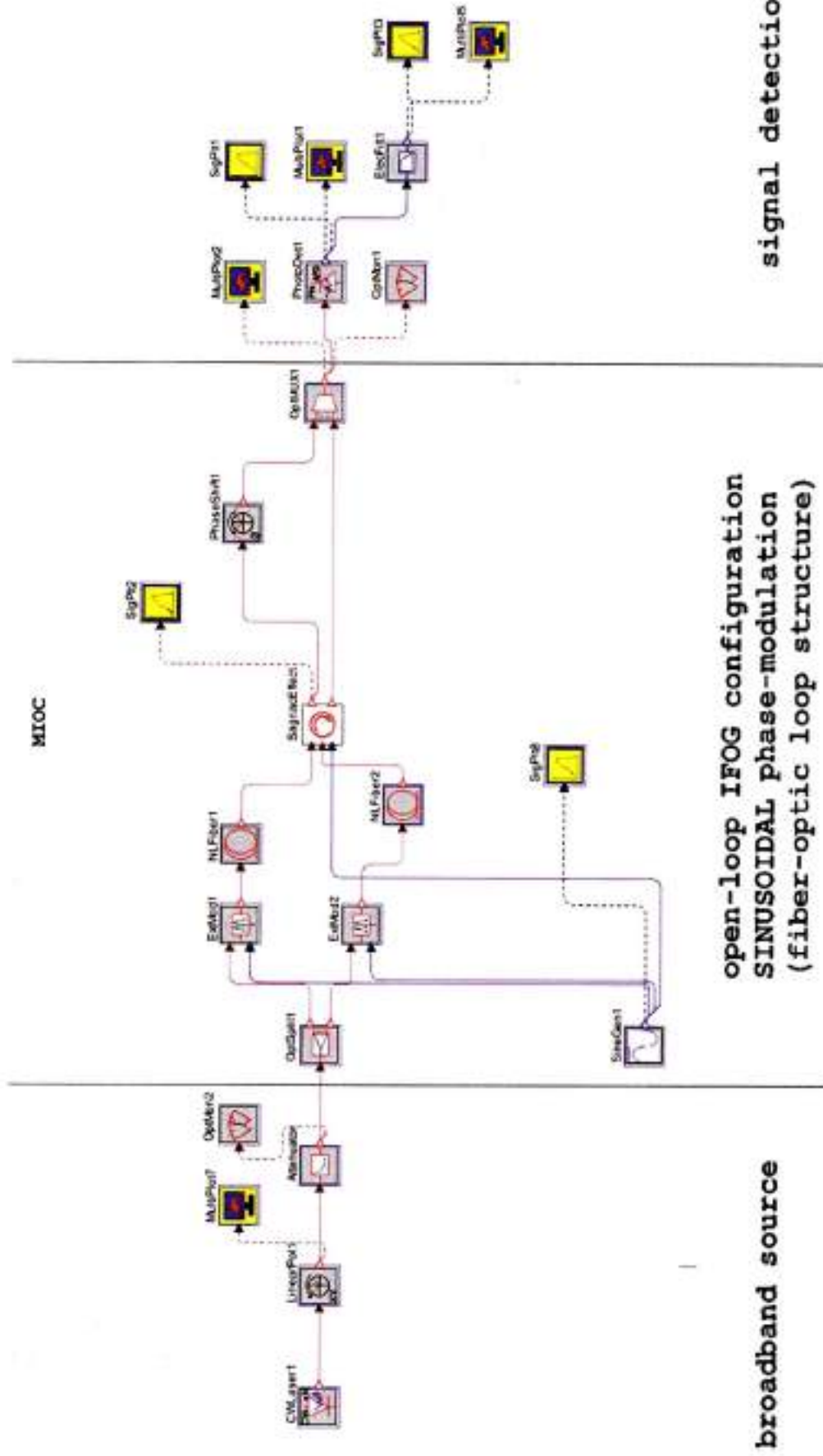
CÁLCULO de la DESVIACIÓN STANDARD PORCENTUAL

$$\text{Fórmula: } SD (\%) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\frac{\Delta V_{\Omega}}{V_{\Omega(av)}} \times 100 \right)^2} \quad , \text{ en nuestro caso: } SD (\%) = \sqrt{\frac{1}{23} \sum_{i=1}^{23} \left(\frac{\Delta V_{\Omega}}{V_{\Omega(av)}} \times 100 \right)^2} = 5,404 \%$$

Figura B

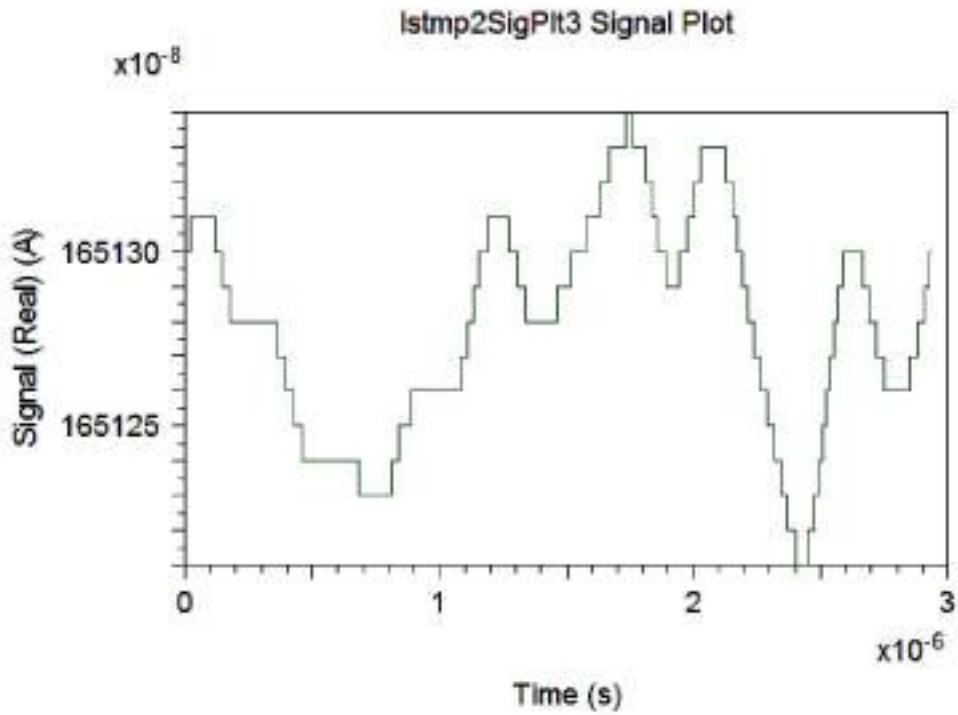
open-loop IFOG design (SINUSOIDAL phase-modulation) for OptSim simulation

parameters: $L = 300$ [m], $D = 0,08$ [m], $\lambda = 1310$ [nm], $\Omega_{max} = \pm 78,19$ [°/sec]

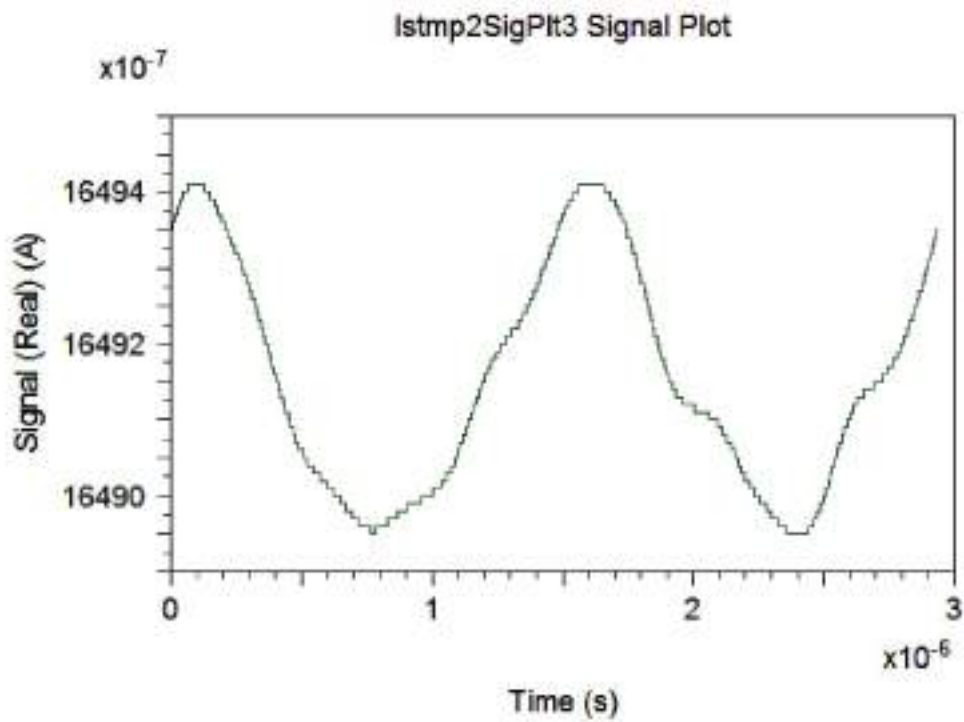


curvas de salida en el intervalo: ($0 \leq |\Omega| \leq 110$) [degrees/sec], con incrementos de 10 [degrees/sec]

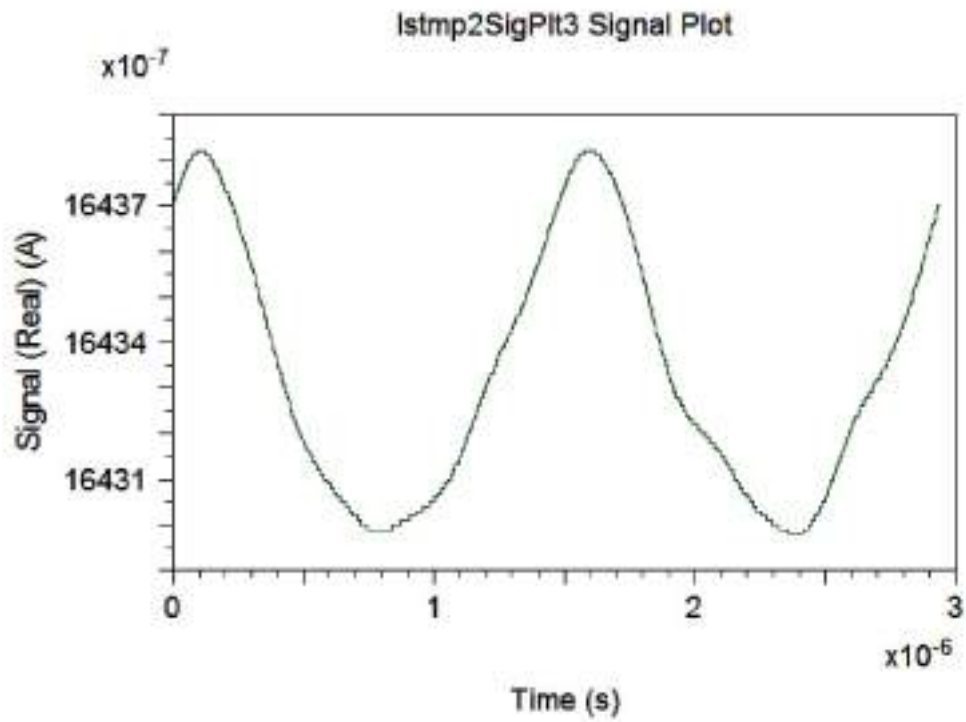
$\Omega = 0$ [degrees/sec]



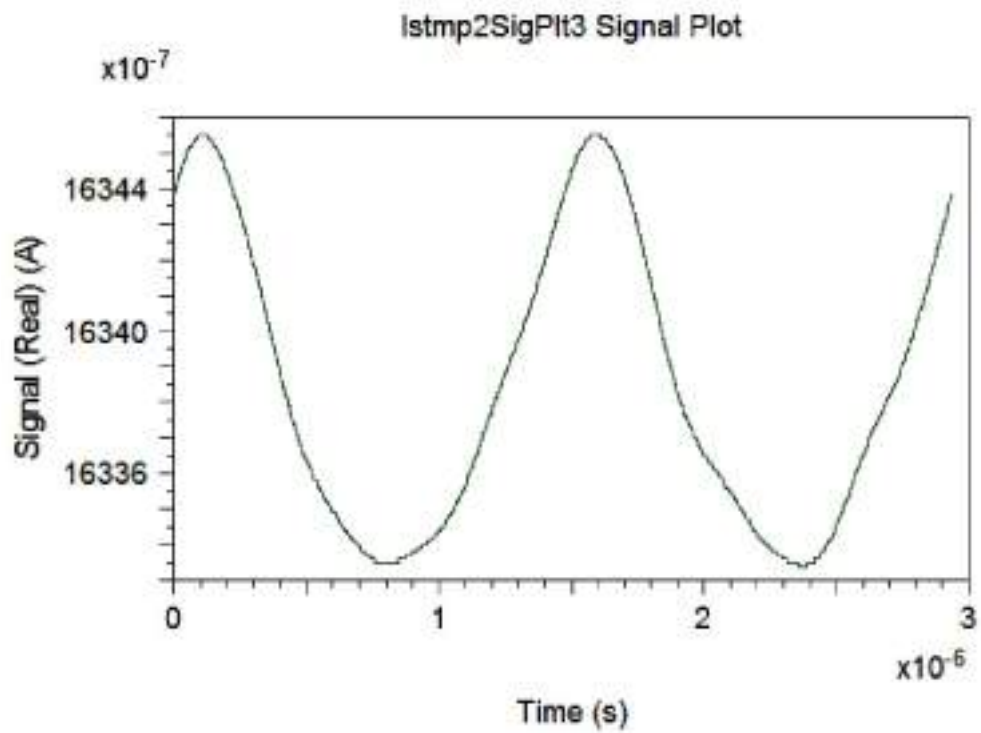
$\Omega = \pm 10$ [degrees/sec]



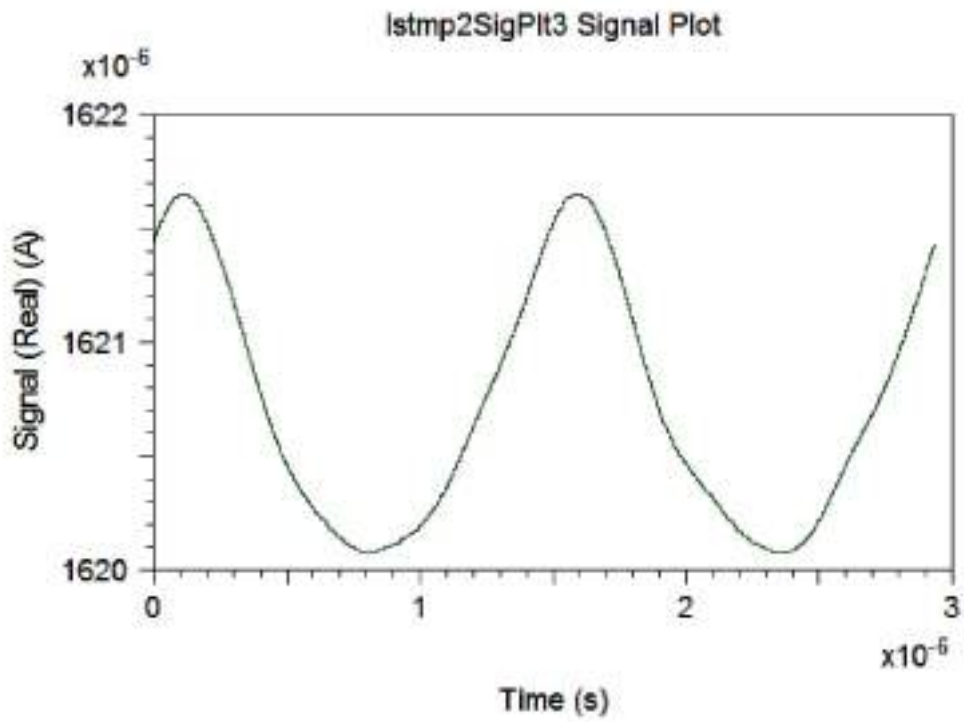
$\Omega = \pm 20$ [degrees/sec]



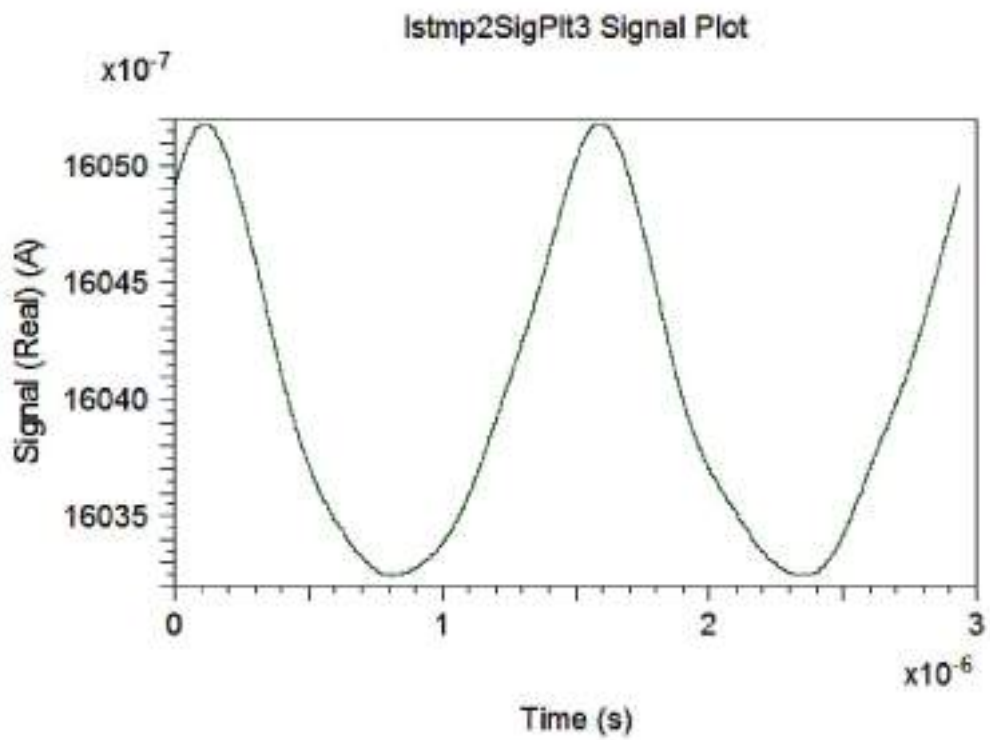
$\Omega = \pm 30$ [degrees/sec]



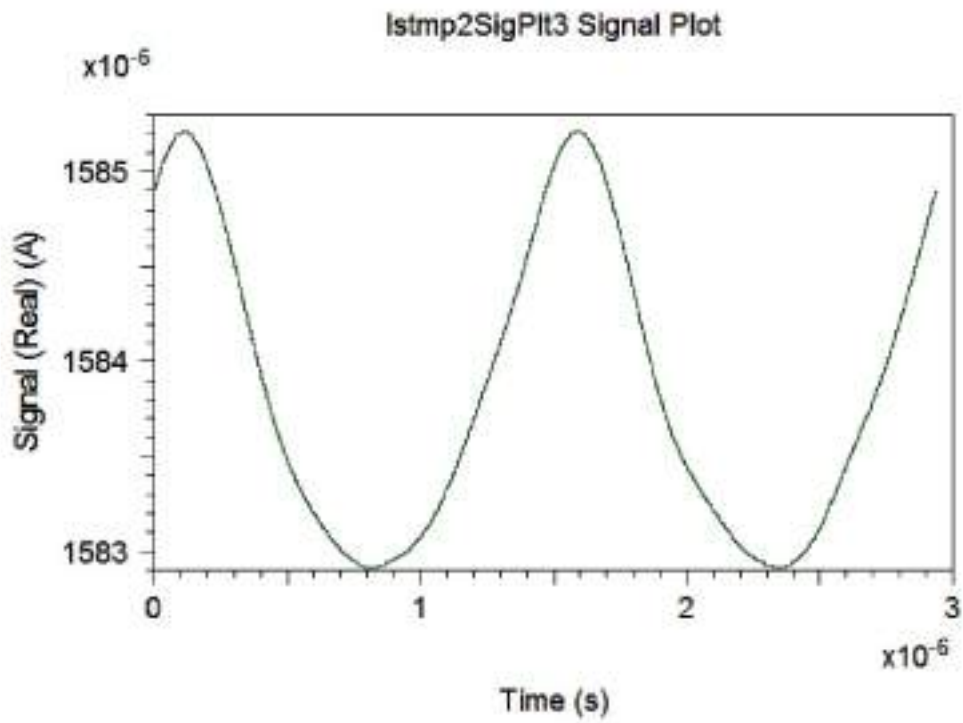
$\Omega = \pm 40$ [degrees/sec]



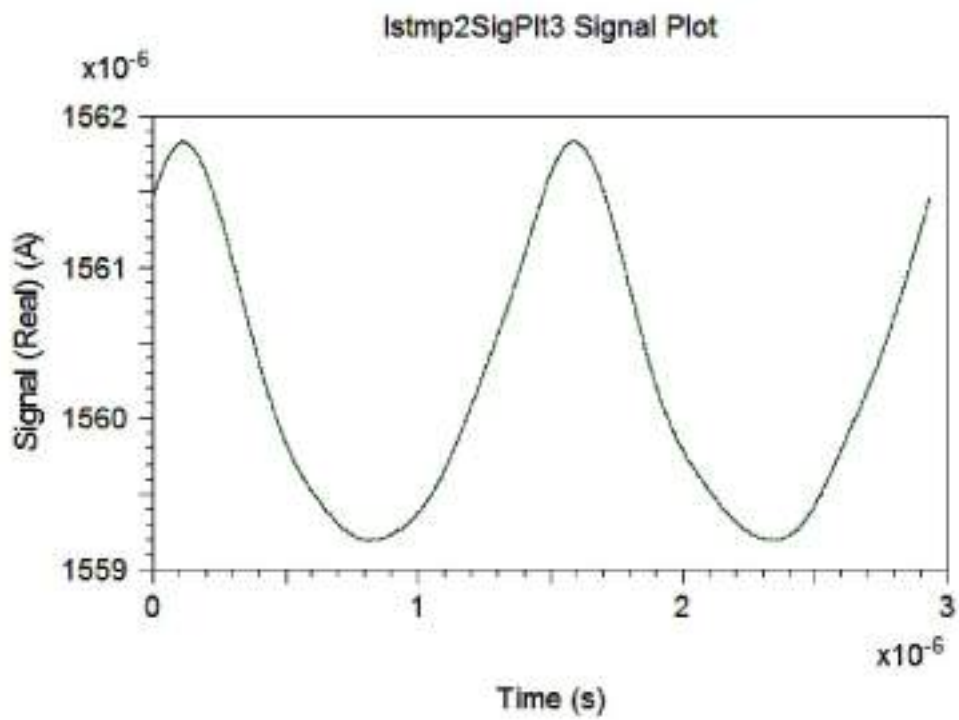
$\Omega = \pm 50$ [degrees/sec]



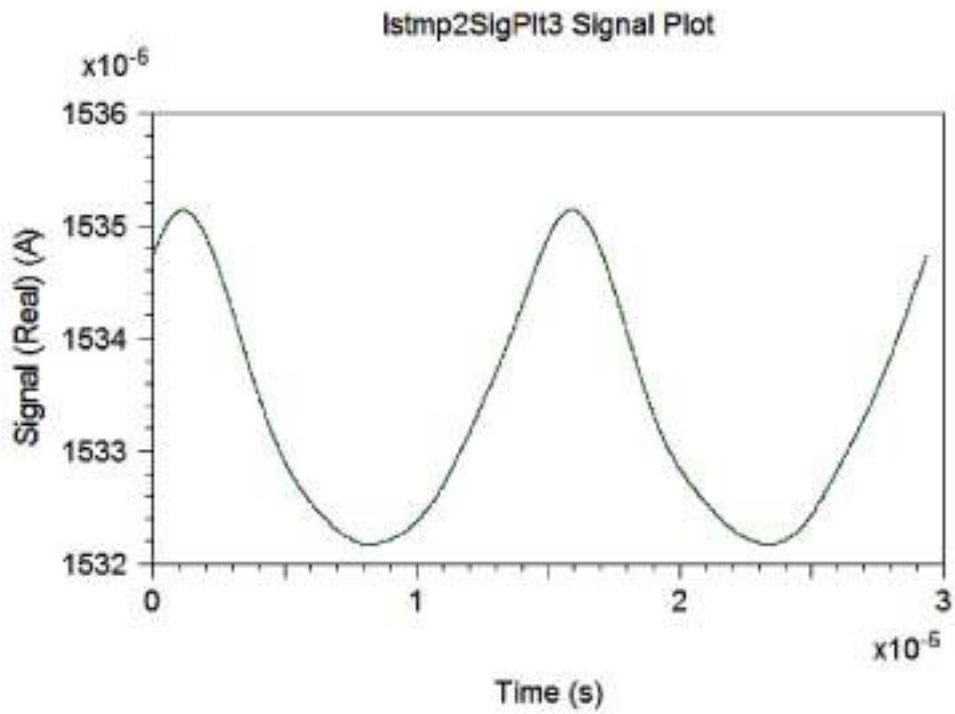
$\Omega = \pm 60$ [degrees/sec]



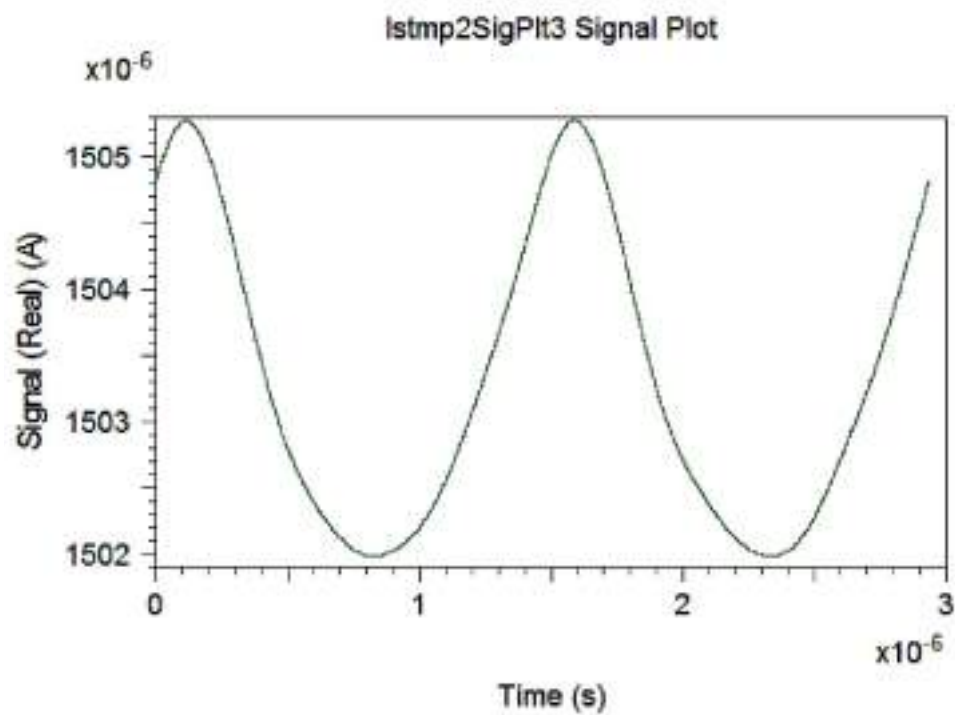
$\Omega = \pm 70$ [degrees/sec]



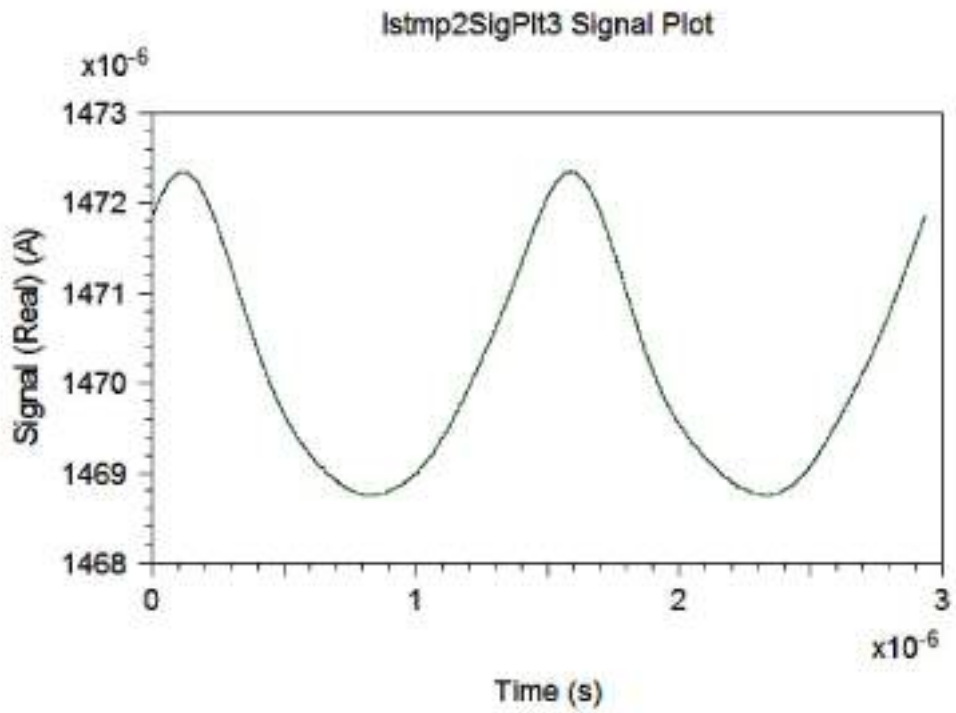
$\Omega = \pm 80$ [degrees/sec]



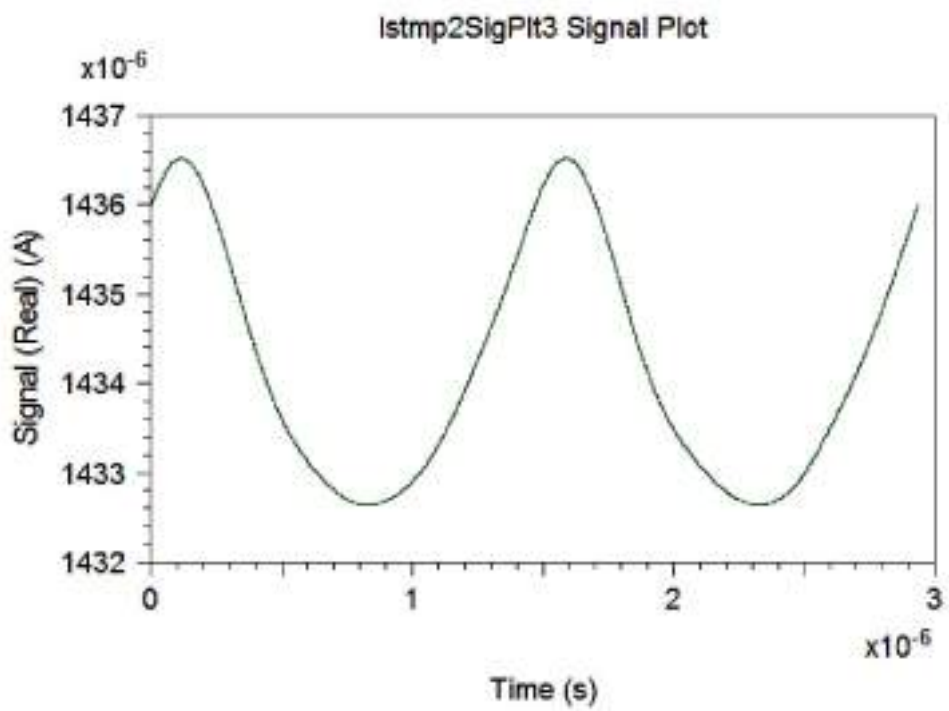
$\Omega = \pm 90$ [degrees/sec]



$\Omega = \pm 100$ [degrees/sec]

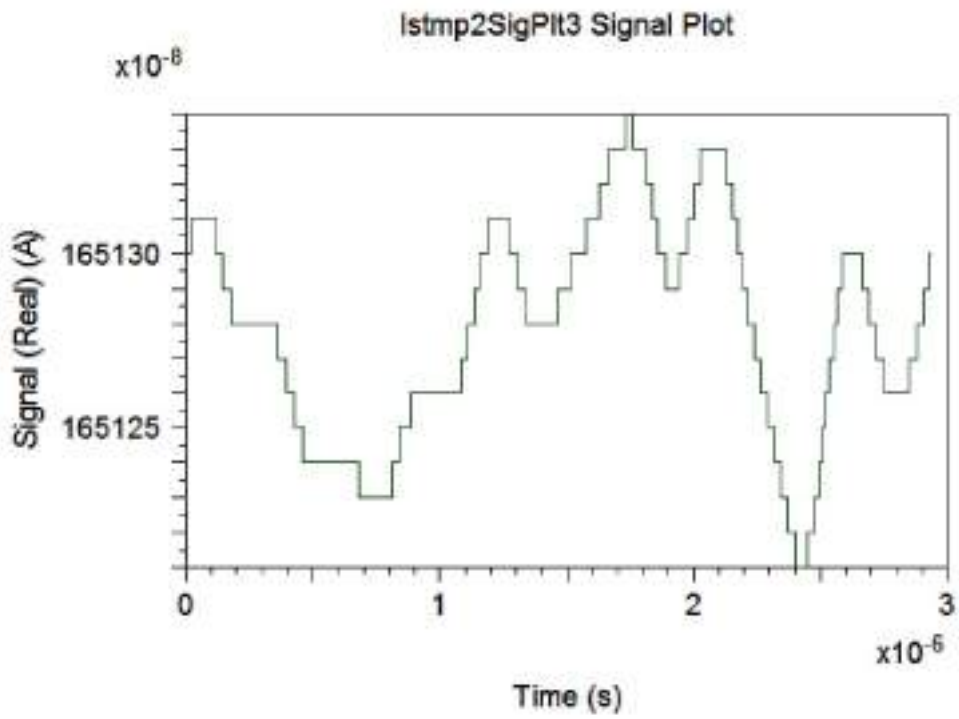


$\Omega = \pm 110$ [degrees/sec]

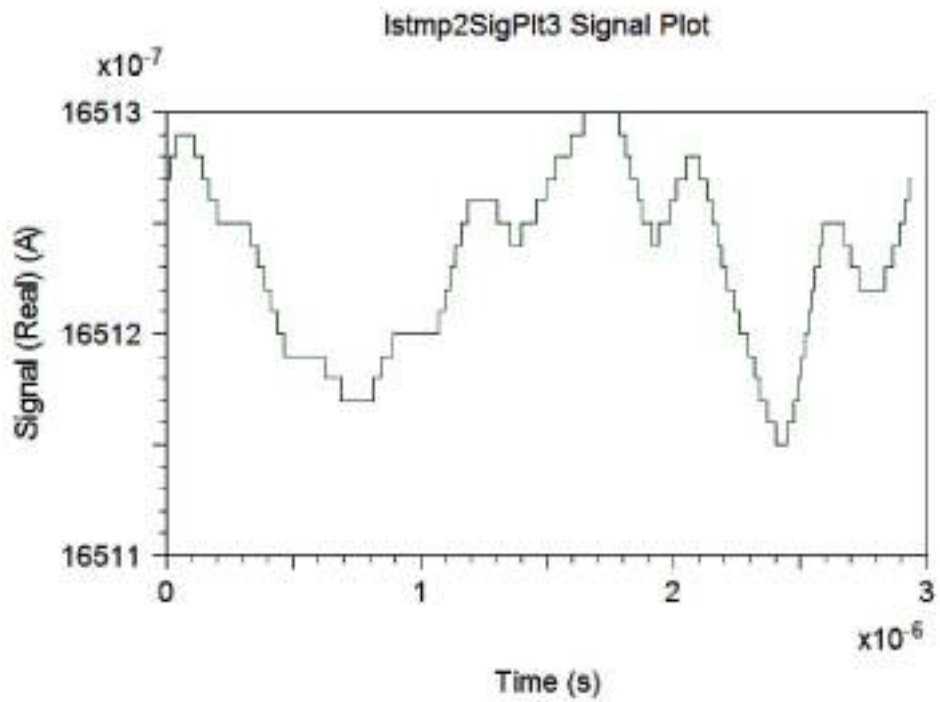


curvas de salida en el intervalo: ($0 \leq |\Omega| \leq 10$) [degrees/sec], con incrementos de 1 [degrees/sec]

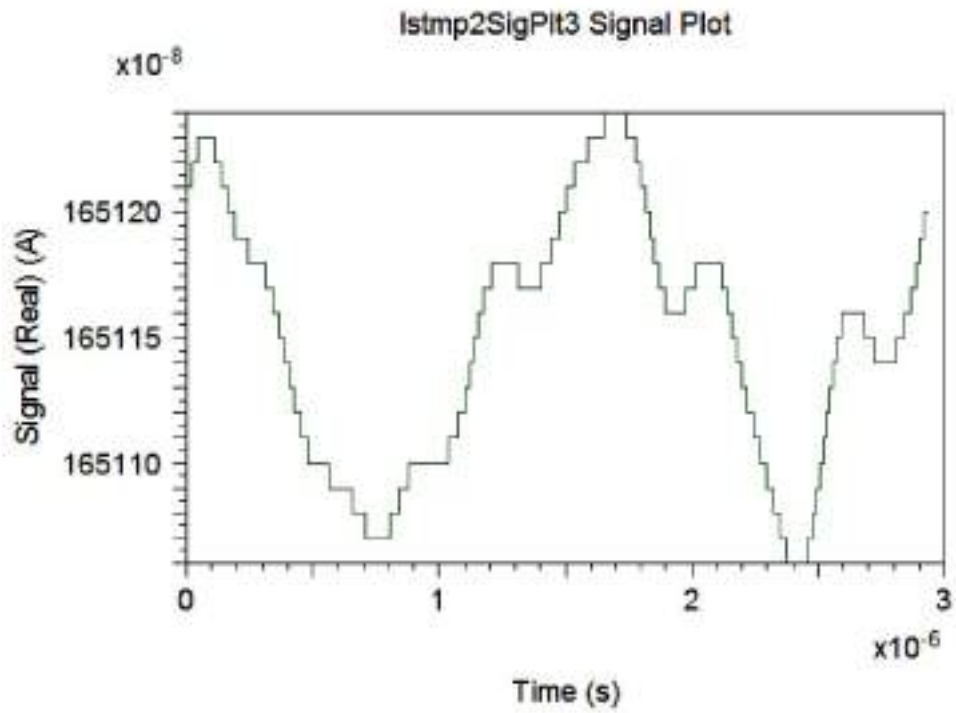
$\Omega = 0$ [degrees/sec]



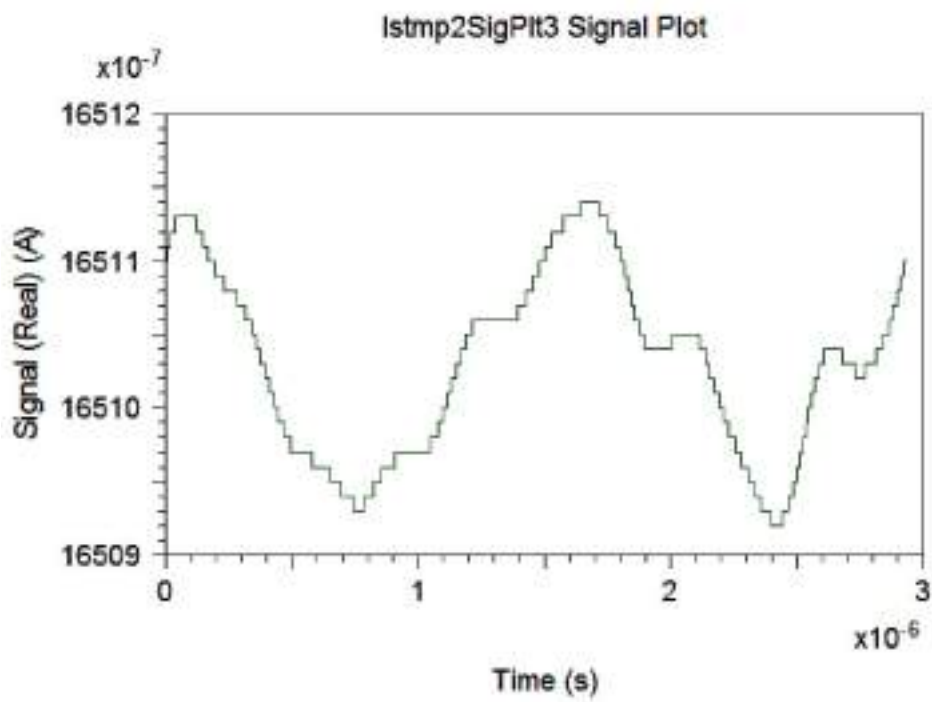
$\Omega = \pm 1$ [degrees/sec]



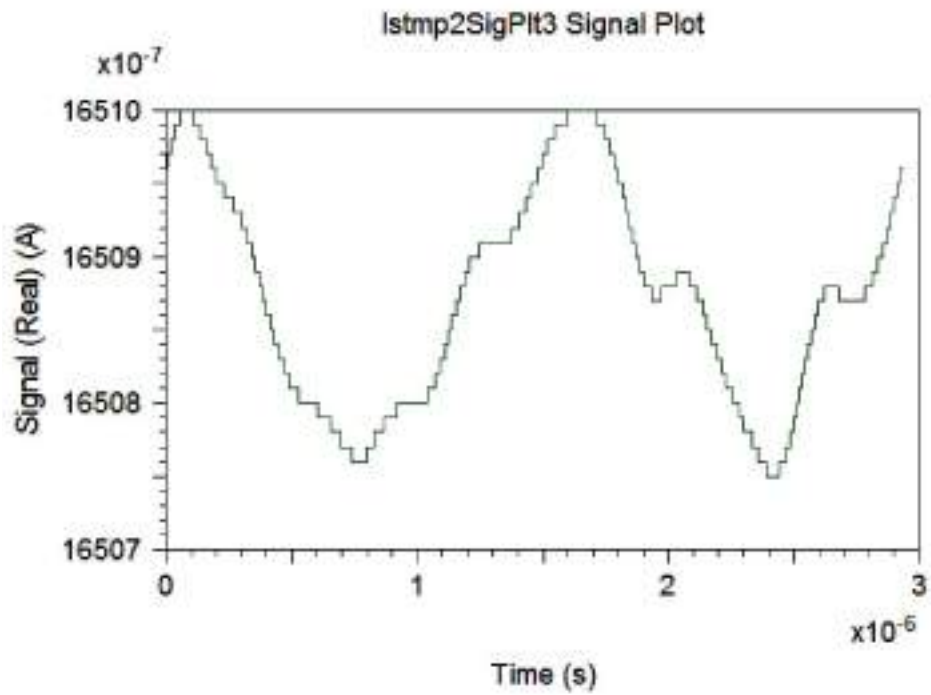
$\Omega = \pm 2$ [degrees/sec]



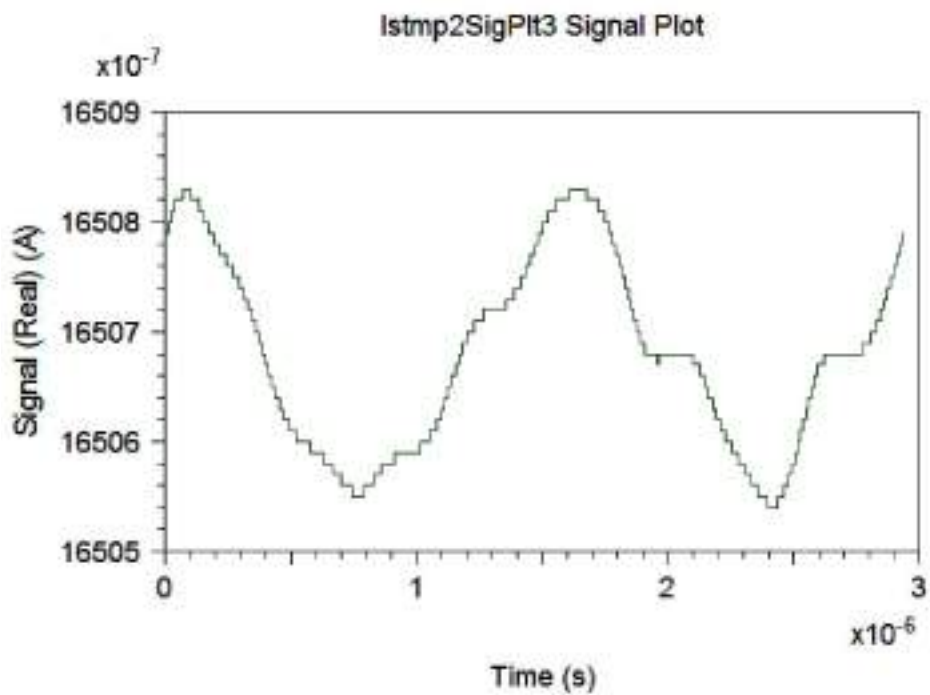
$\Omega = \pm 3$ [degrees/sec]



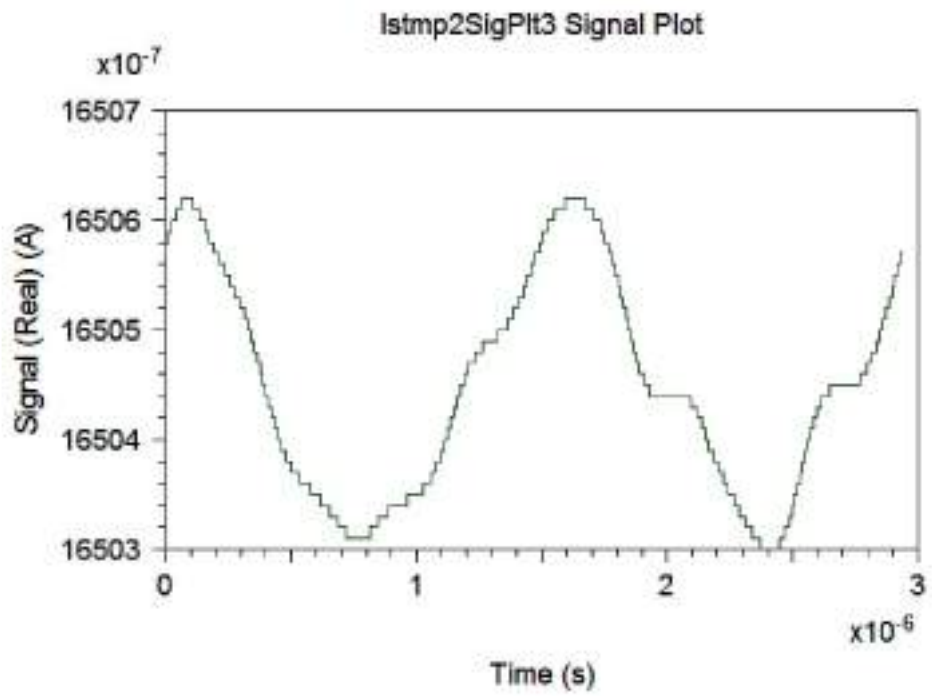
$\Omega = \pm 4$ [degrees/sec]



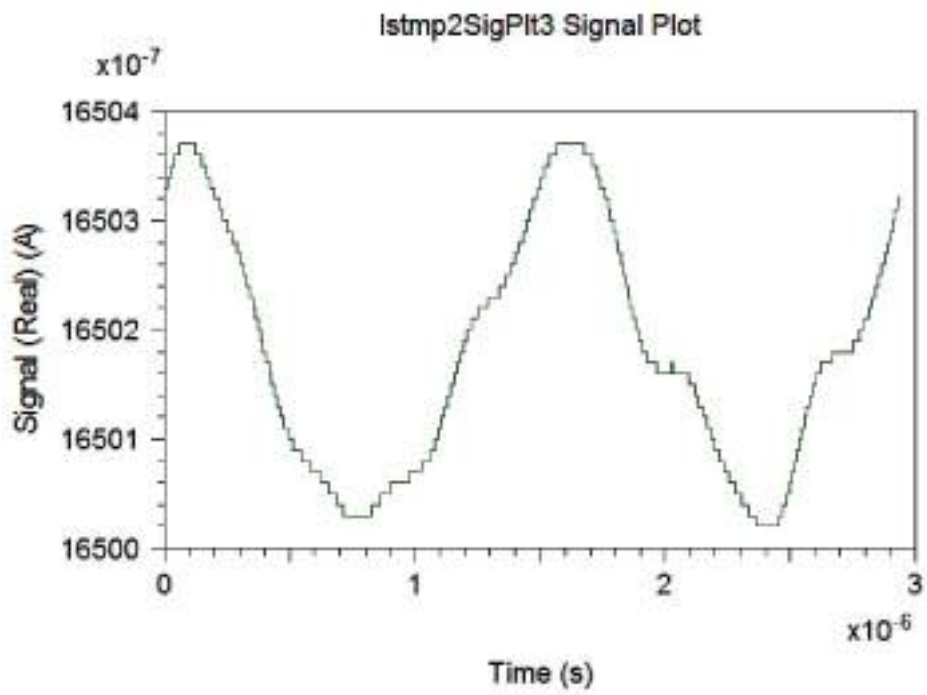
$\Omega = \pm 5$ [degrees/sec]



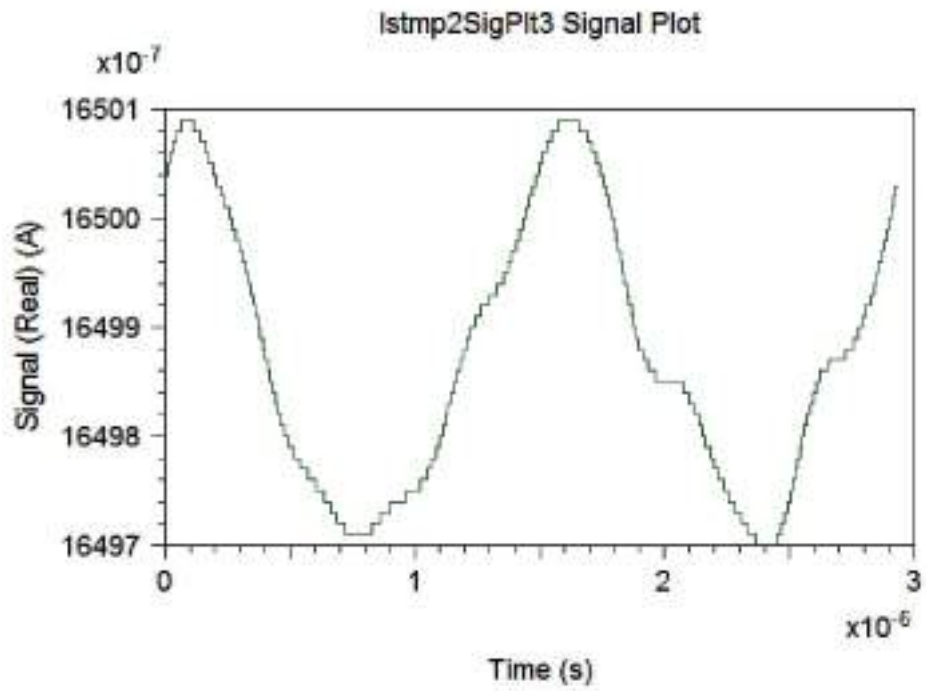
$\Omega = \pm 6$ [degrees/sec]



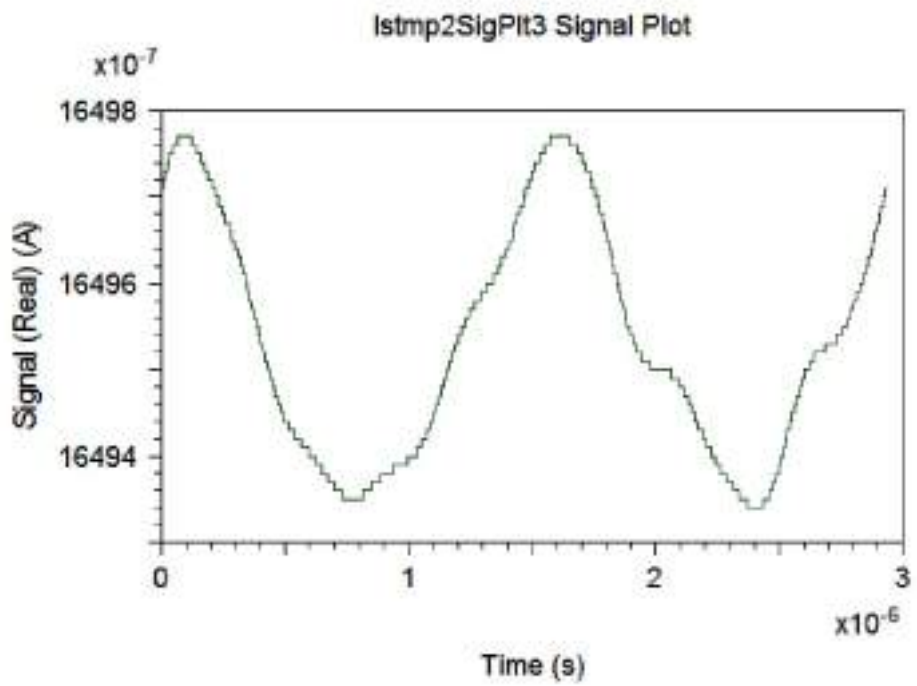
$\Omega = \pm 7$ [degrees/sec]



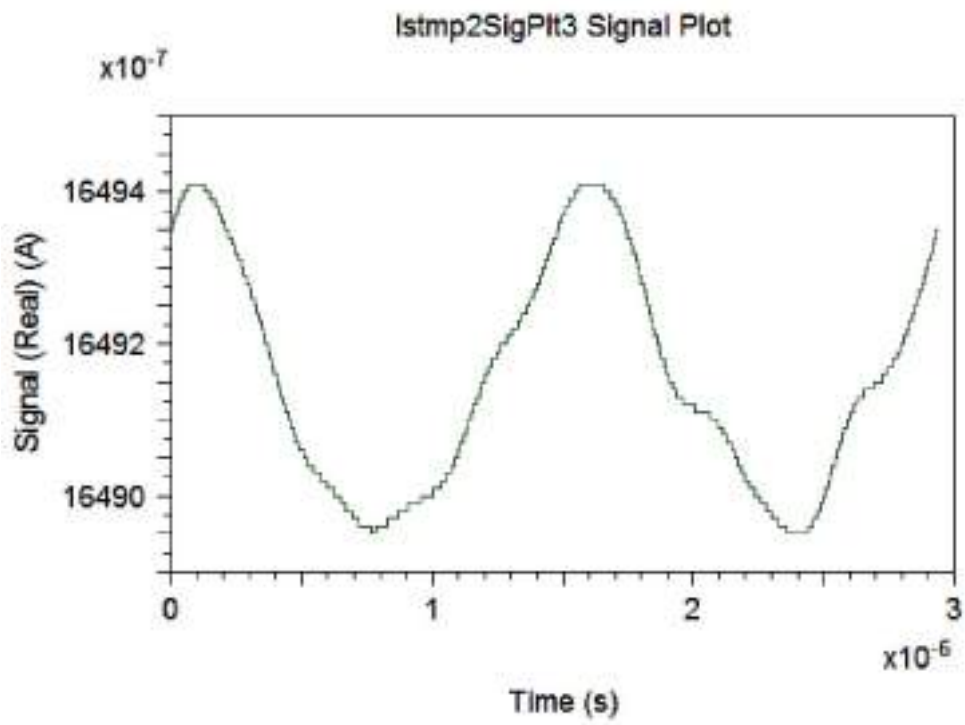
$\Omega = \pm 8$ [degrees/sec]



$\Omega = \pm 9$ [degrees/sec]



$\Omega = \pm 10$ [degrees/sec]



$\Omega = \pm 11$ [degrees/sec]

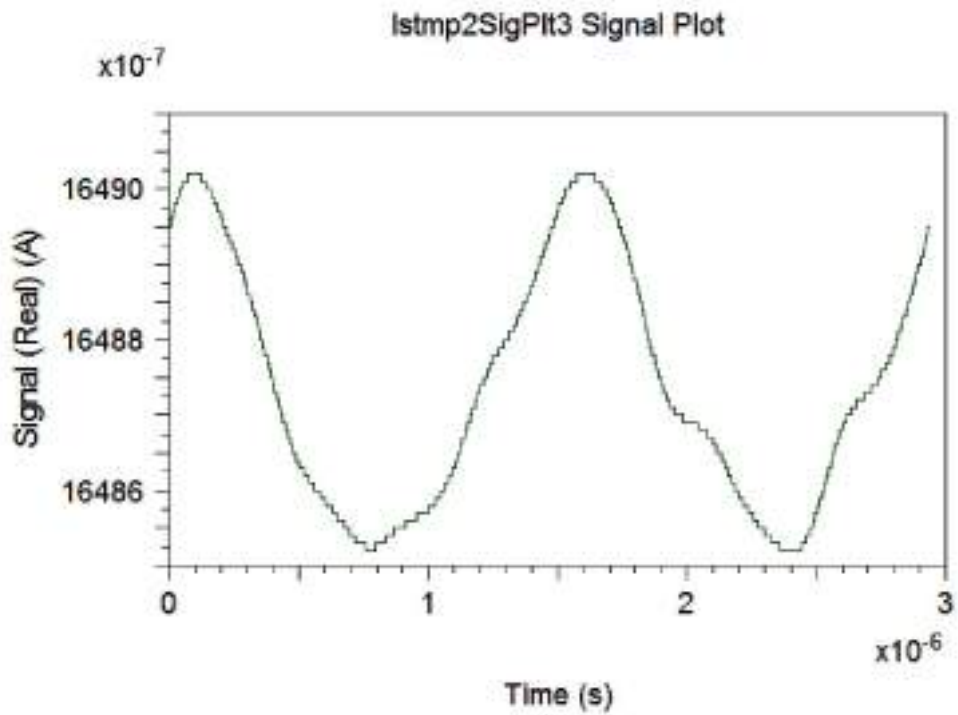
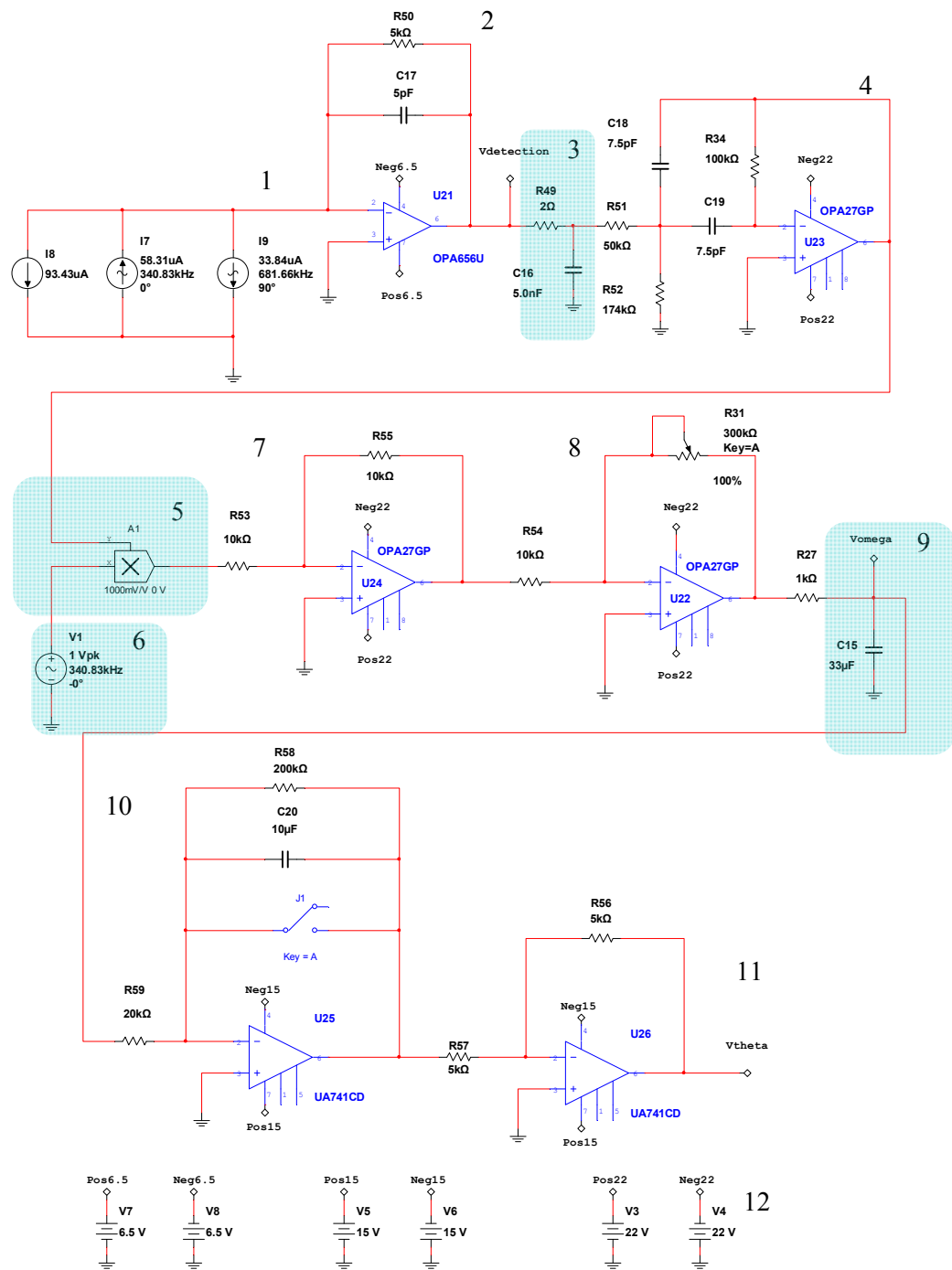
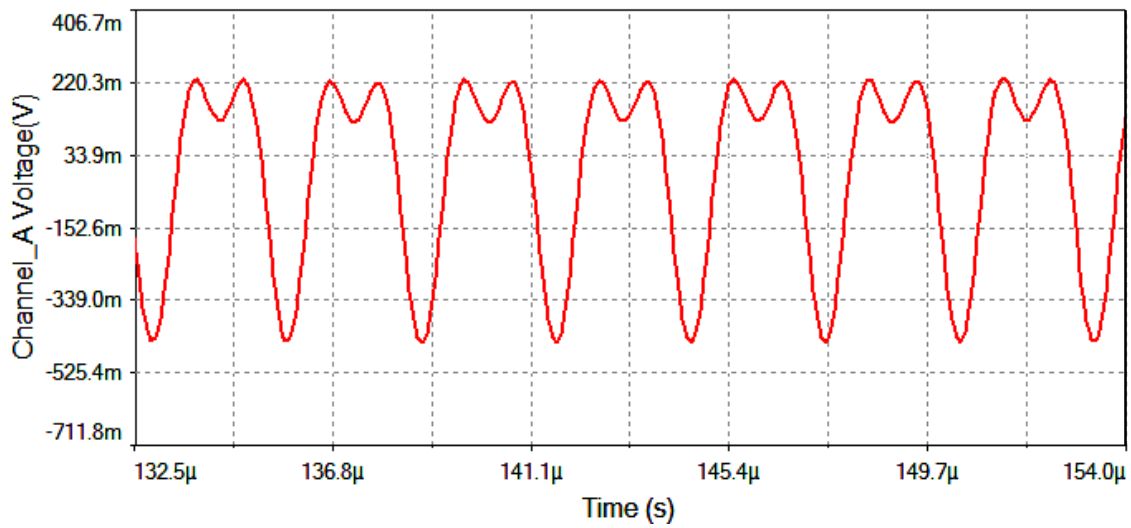


Figura C

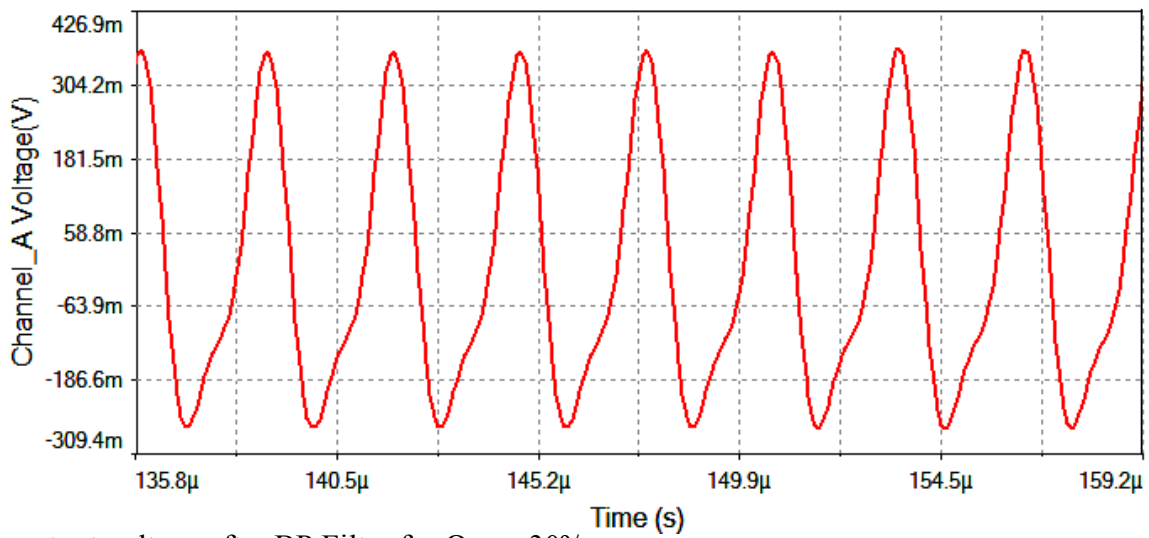


- | | |
|--|---|
| 6- Photodetector current simulation | 7- Analog-inverter amplifier |
| 7- Transimpedance amplifier | 8- Low noise adjustable gain amplifier |
| 8- LP Filter (fcutting = 800 KHz) | 9- Passive LP Filter (fcutting = 4,82 Hz) |
| 9- BP Filter (fcenter = 340.83 KHz) | 10- Analog Inverter-Integrator |
| 10- Analog Multiplier (AD630) | 11- Analog-Inverter Amplifier |
| 11- Oscillator (sinusoidal generator $f = 340.83$ KHz) | 12- DC Power Supply |

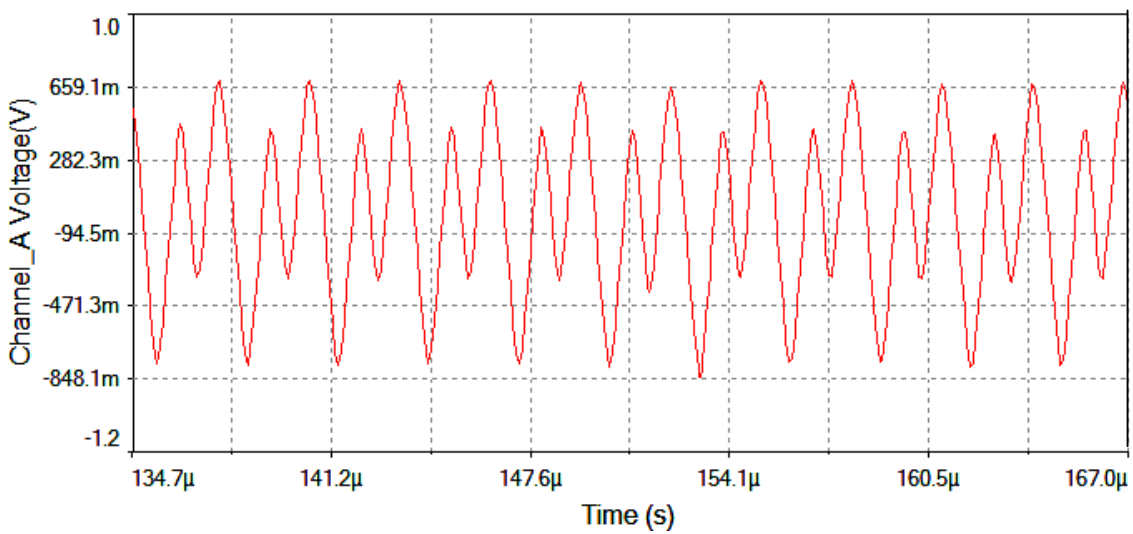
Function-block diagram: detection and demodulation electronic circuits.



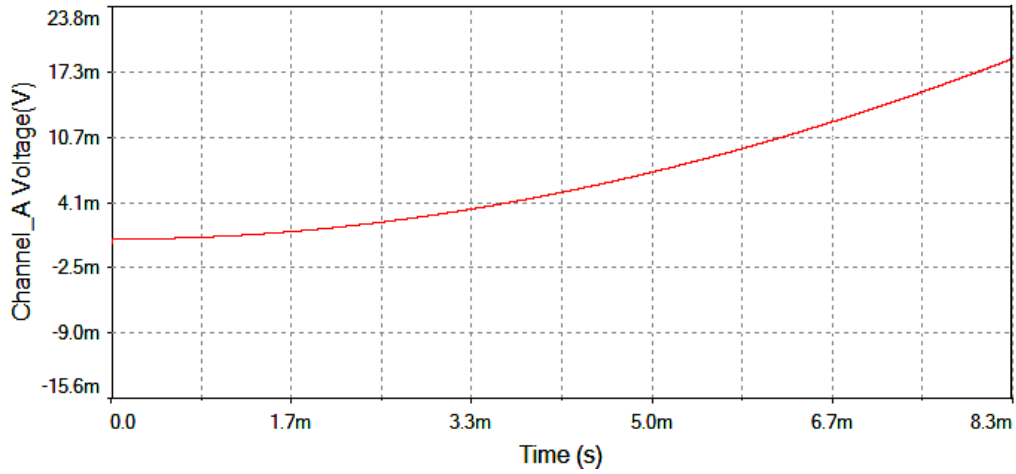
$V_{\text{detection}}$ voltage signal (transimpedance amplifier output) for $\Omega = + 30^\circ/\text{sec}$



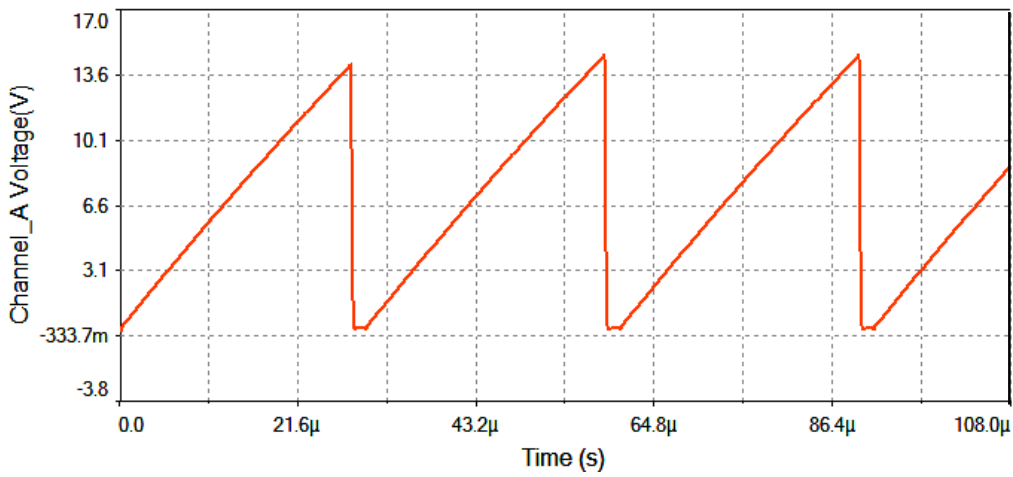
output voltage after BP Filter for $\Omega = + 30^\circ/\text{sec}$



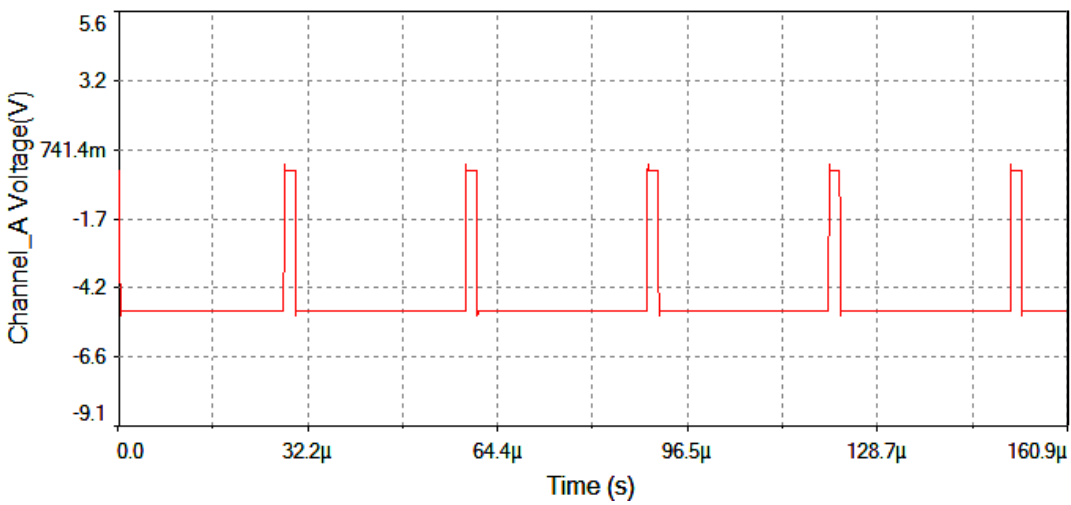
output voltage after analog Multiplier for $\Omega = + 30^\circ/\text{sec}$



output voltage after Angle analog integrator for $\Omega = + 30^\circ/\text{sec}$



output voltage after Analog Integrator (feedback voltage signal to Phase-Modulator) for $\Omega = + 30^\circ/\text{sec}$



V_{gate} voltage generated by pulse generator circuit

Extensión del rango dinámico de la medida

Para obtener la extensión del rango dinámico de medida del giroscopio, es necesario limitar adecuadamente el valor del producto $(L \times D)$ de la bobina detectora de fibra. Esto es así porque para cumplir la condición de mantener acotada la no-linealidad por debajo de un determinado nivel, el valor absoluto máximo de ϕ_s (desplazamiento de fase de Sagnac inducido por rotación) debe limitarse apropiadamente. Recordando el valor de ϕ_s dado por la ec. (12.2):

$$\phi_s = \frac{2\pi L D}{\lambda c} \Omega \quad (1)$$

es posible calcular el valor del rango dinámico de la medida utilizando la siguiente expresión (derivada de (1)):

$$DR = \Delta\Omega = \frac{\lambda c}{2\pi(L \times D)} (\phi_s)_{\max} \quad (2)$$

El valor de $(\phi_s)_{\max}$ puede deducirse de la linealidad de la curva de respuesta del interferómetro que sigue una función coseno, según la ecuación:

$$I(\phi) = \frac{I_0}{2} (1 + \cos \phi) \quad (3)$$

Para trabajar dentro de la zona lineal de esta curva, hace falta desplazar el punto P_0 de funcionamiento de rotación nula al valor $\phi = \pm \pi/2$. Esto se consigue mediante la aplicación de un BIAS phase modulation en onda cuadrada. Entonces, el intervalo de valores permitido para ϕ_s no se debe alejar mucho del intervalo $[0, \pm \pi/6]$ radianes para mantener la linealidad del Scale Factor. En concreto, el valor puntual de no-linealidad del factor de escala para $\phi_s = \pm \pi/6$ es el siguiente:

$$NL(\text{non-linearity}) = 1 - \frac{\sin(\pi/6)}{(\pi/6)} \cong 1 - 0,954929659 = 0,04507341$$

que corresponde a un valor porcentual de $\pm 4,51\%$. Suponiendo el valor máximo $(\phi_s)_{\max} = \pm \pi/6$, la ecuación (2) se convierte en:

$$DR = \Delta\Omega = \frac{\lambda c}{12(L \times D)} \quad (4)$$

de manera que para λ y D constantes, se puede confeccionar una Tabla de valores que permita visualizar la dependencia inversa $DR-L$ del rango dinámico con la longitud de la bobina detectora de fibra-óptica. Por ejemplo, para $\lambda = 1310$ nm y $D = 8$ cm, se obtienen los valores proporcionados por la Tabla 2. En la Figura D se representa la curva $DR-L$ que corresponde a un diámetro de bobina de $D = 8$ cm. En la Figura E se representa una familia de hipérbolas que relacionan DR con L , tomando D como parámetro.

Ejemplo, para $\lambda = 1310 \text{ nm}$ y $D = 8 \text{ cm}$, variación de DR con la longitud L de la bobina detectora

Tabla 2

L	DR
25	938.22
50	469.11
100	234.55
150	156.37
200	117.28
250	98.32
300	78.19
350	67.02
400	58.64
450	52.12
500	46.91
550	42.65

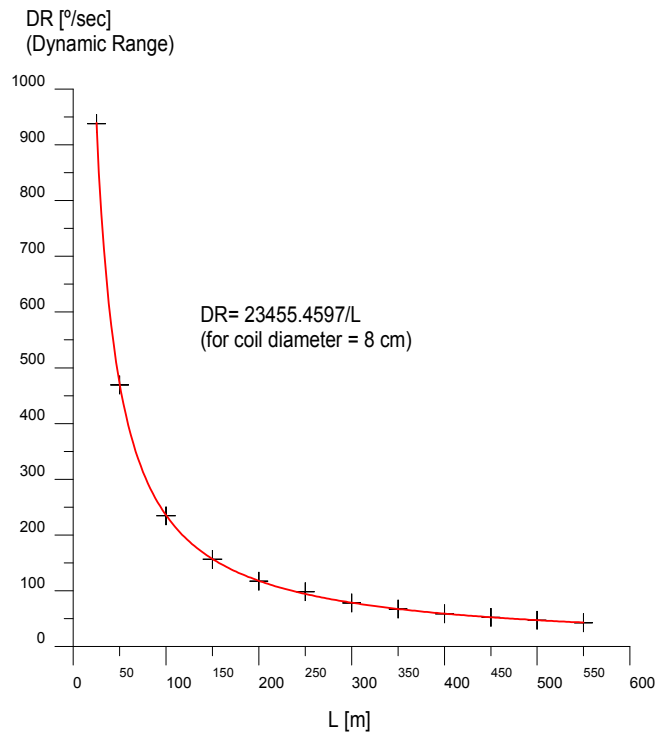


Figura D. Variación del rango dinámico con la longitud de la bobina detectora para $D = 8 \text{ cm}$.

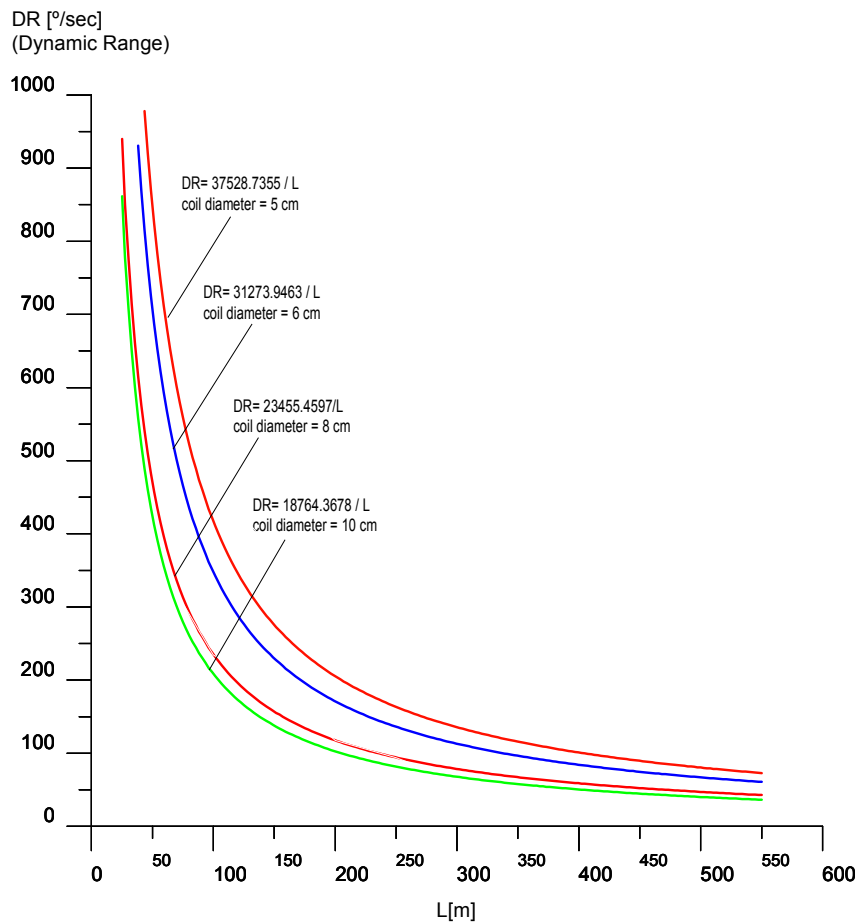
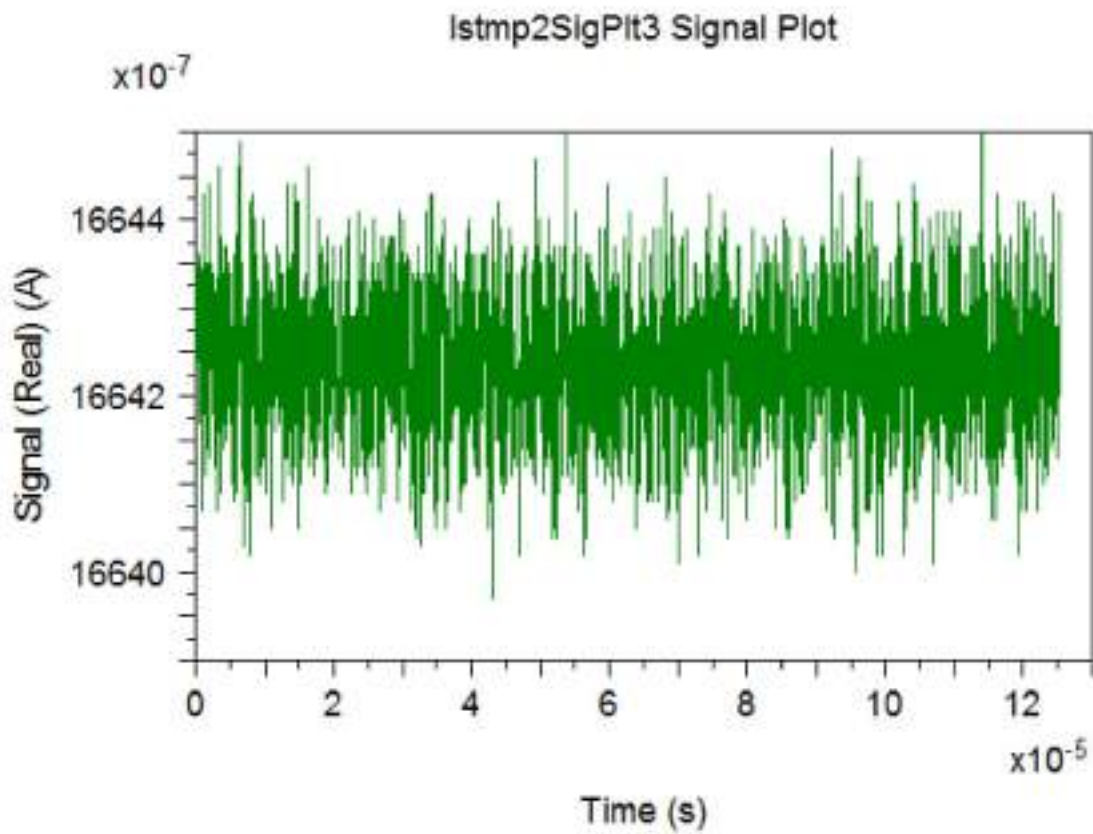
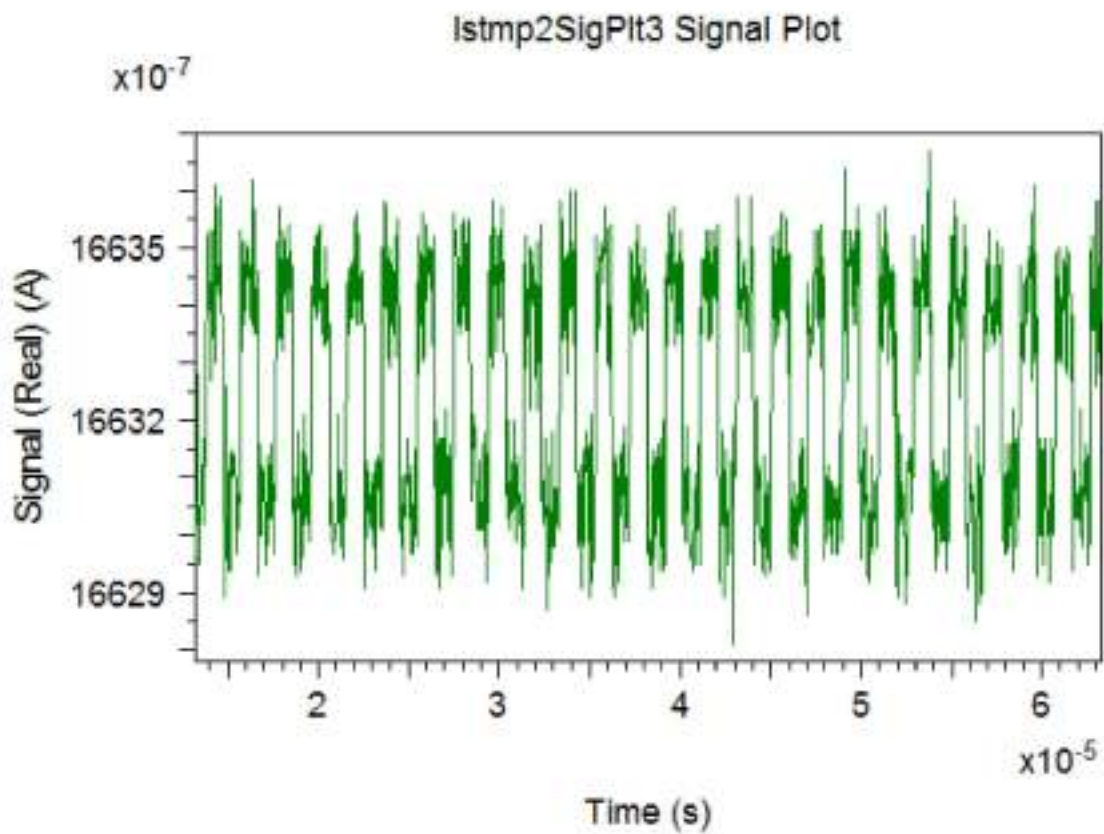


Figura E. Variación del rango dinámico con la longitud de la bobina detectora, tomando como parámetro el diámetro de la misma.

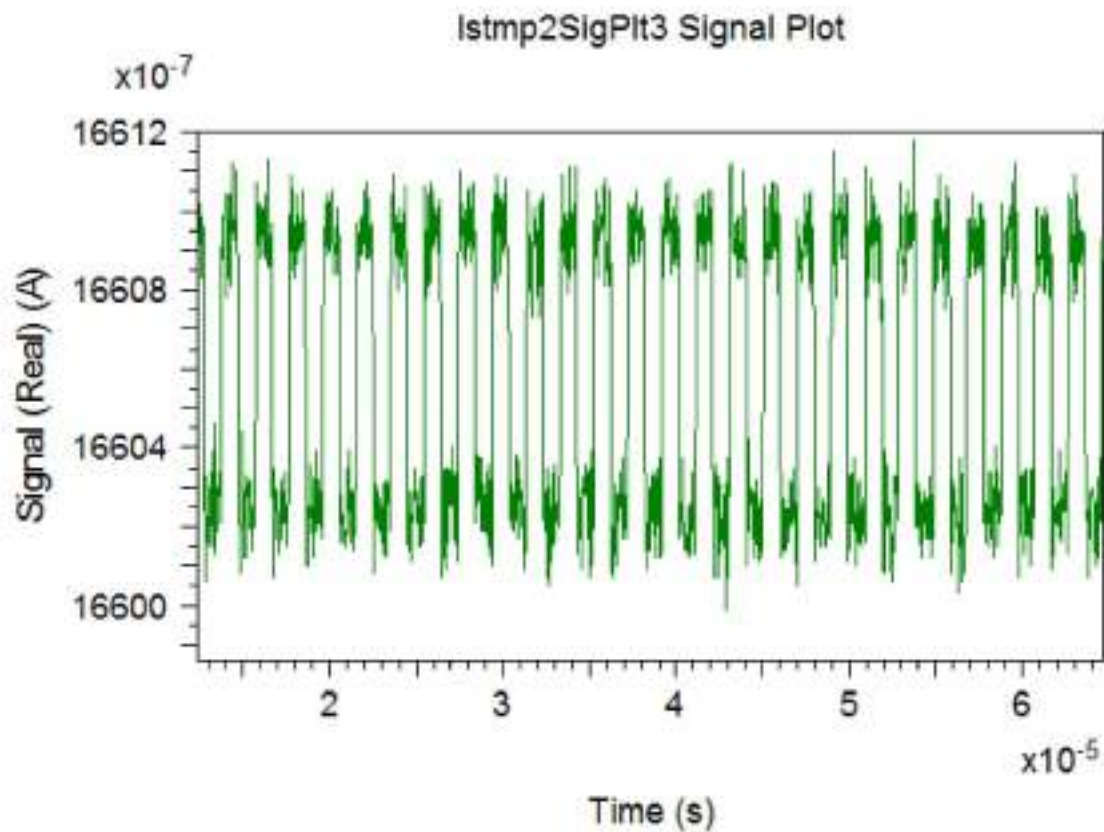
200 m coil length
0degreespersecond



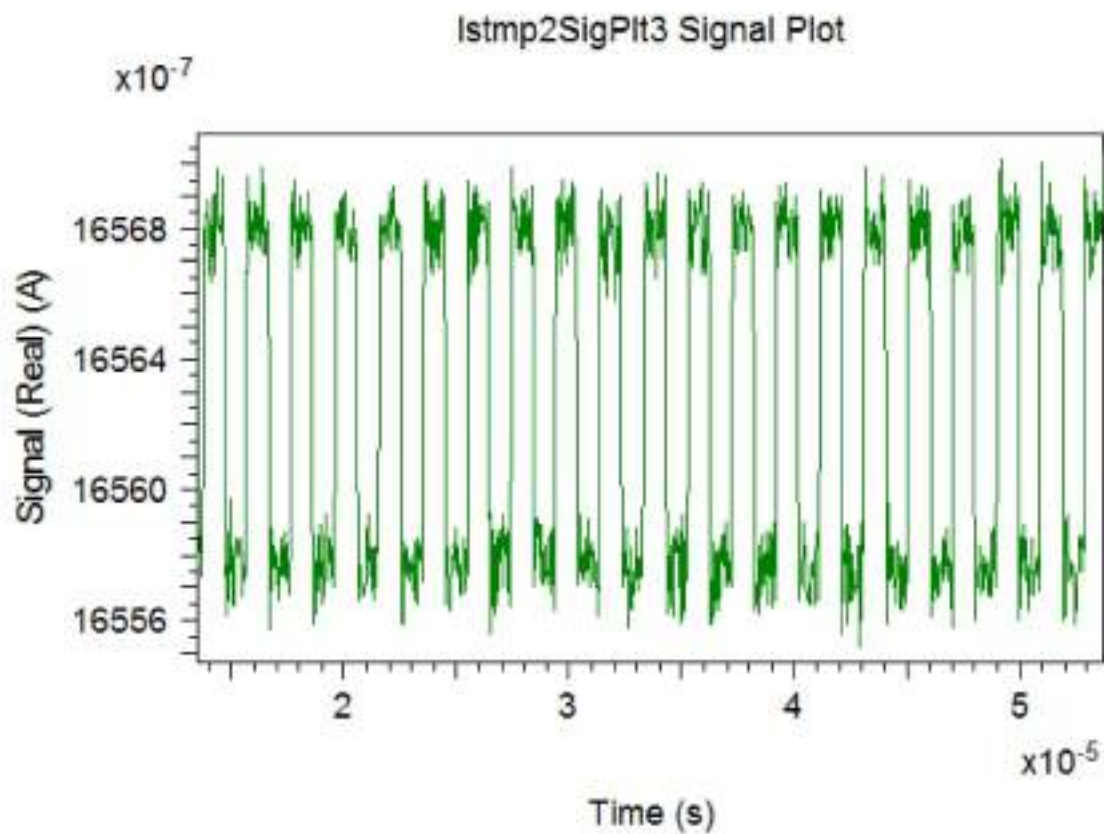
10degreespersecond



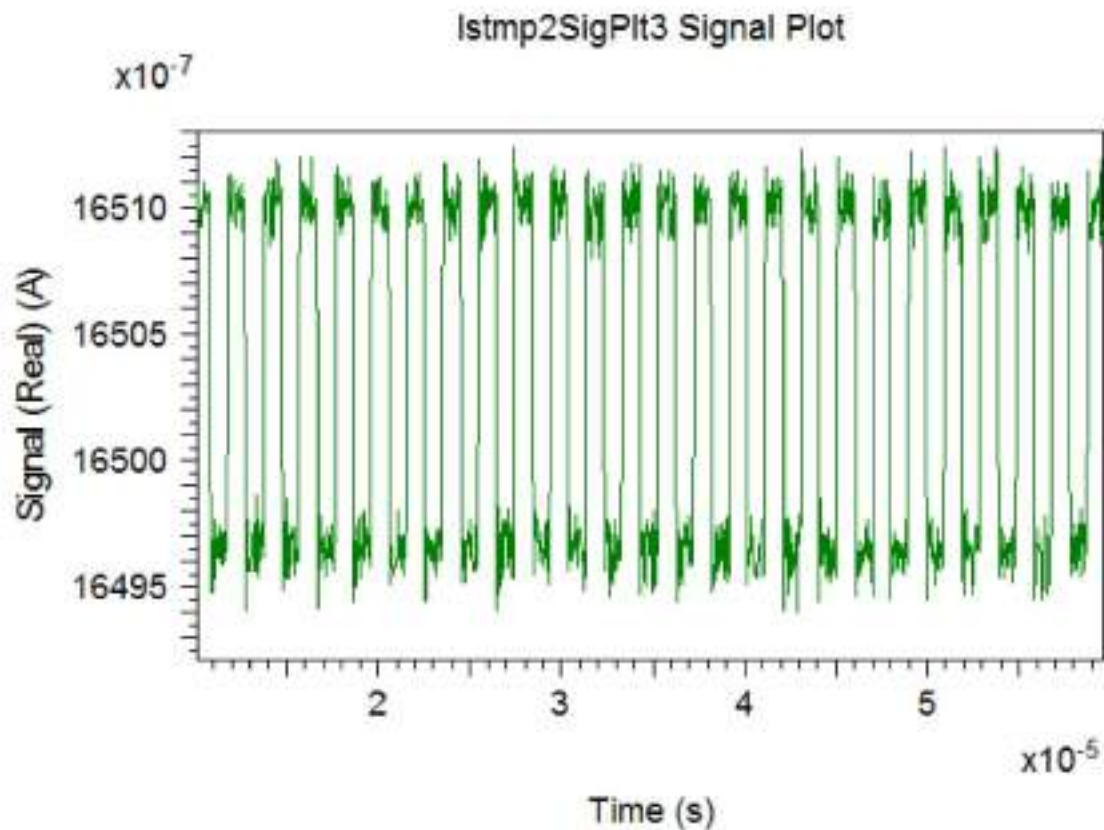
20degreespersecond



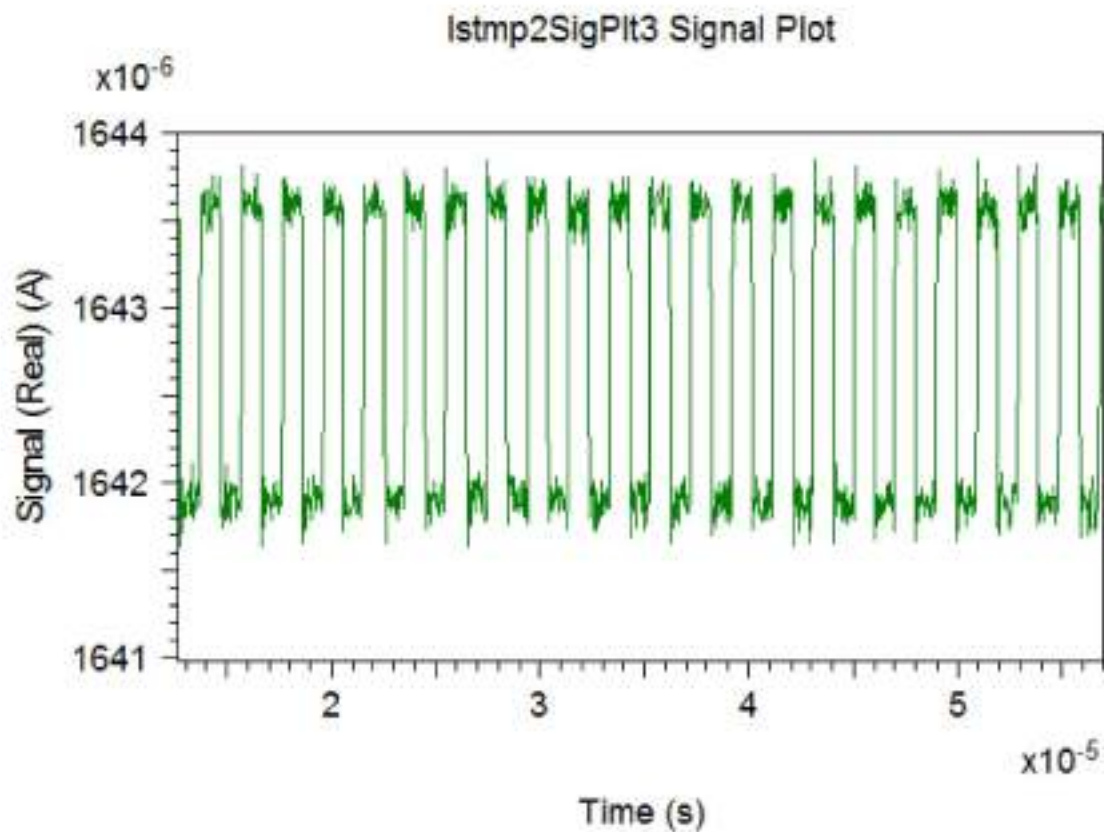
30degreespersecond



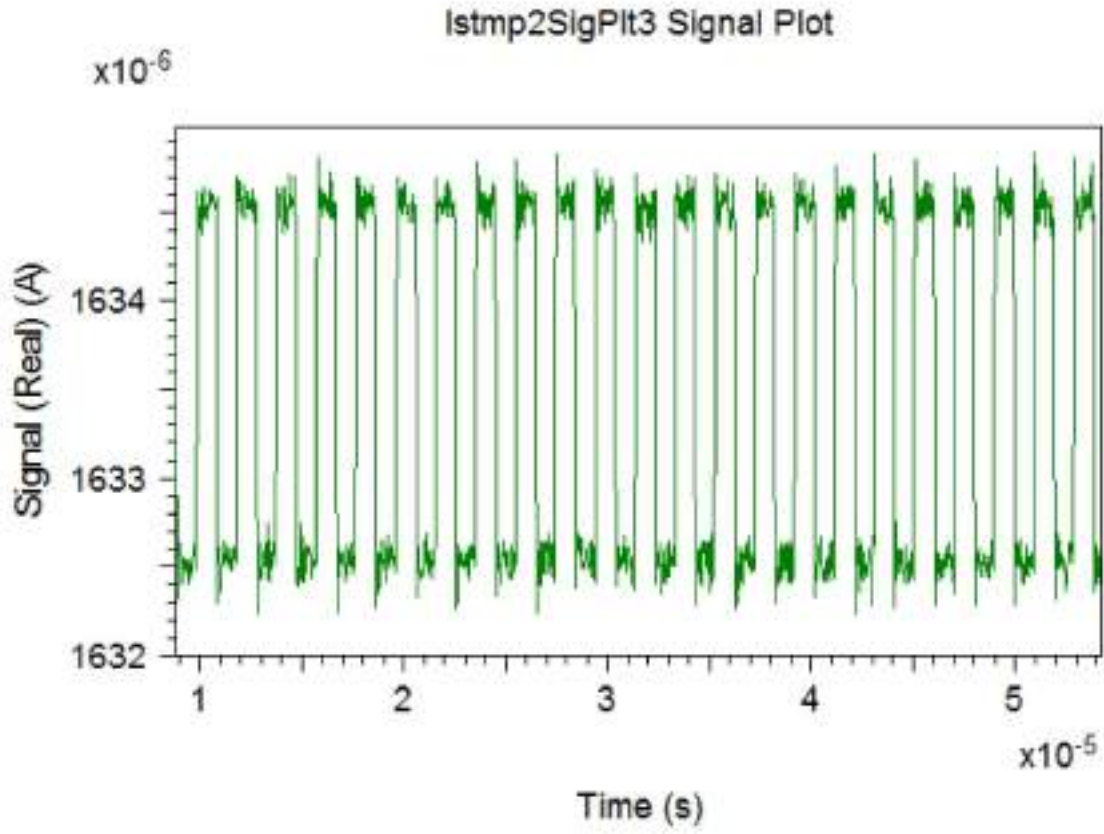
40degreespersecond



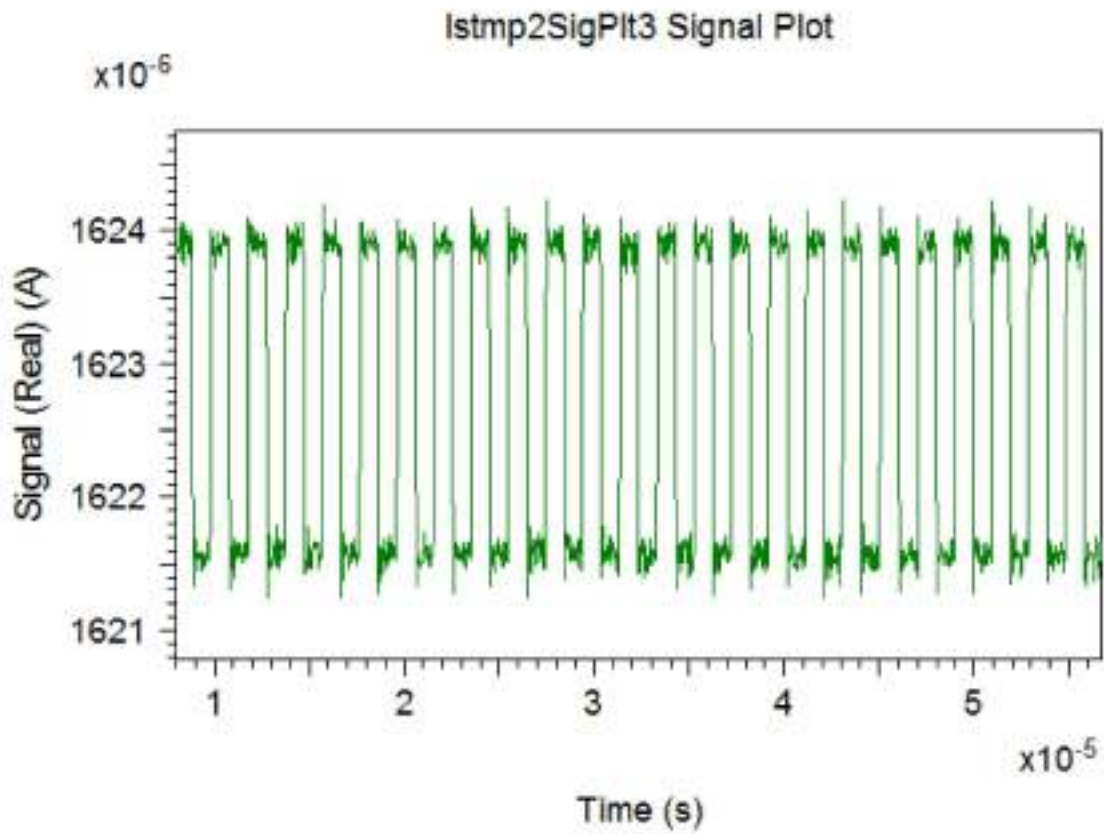
50degreespersecond



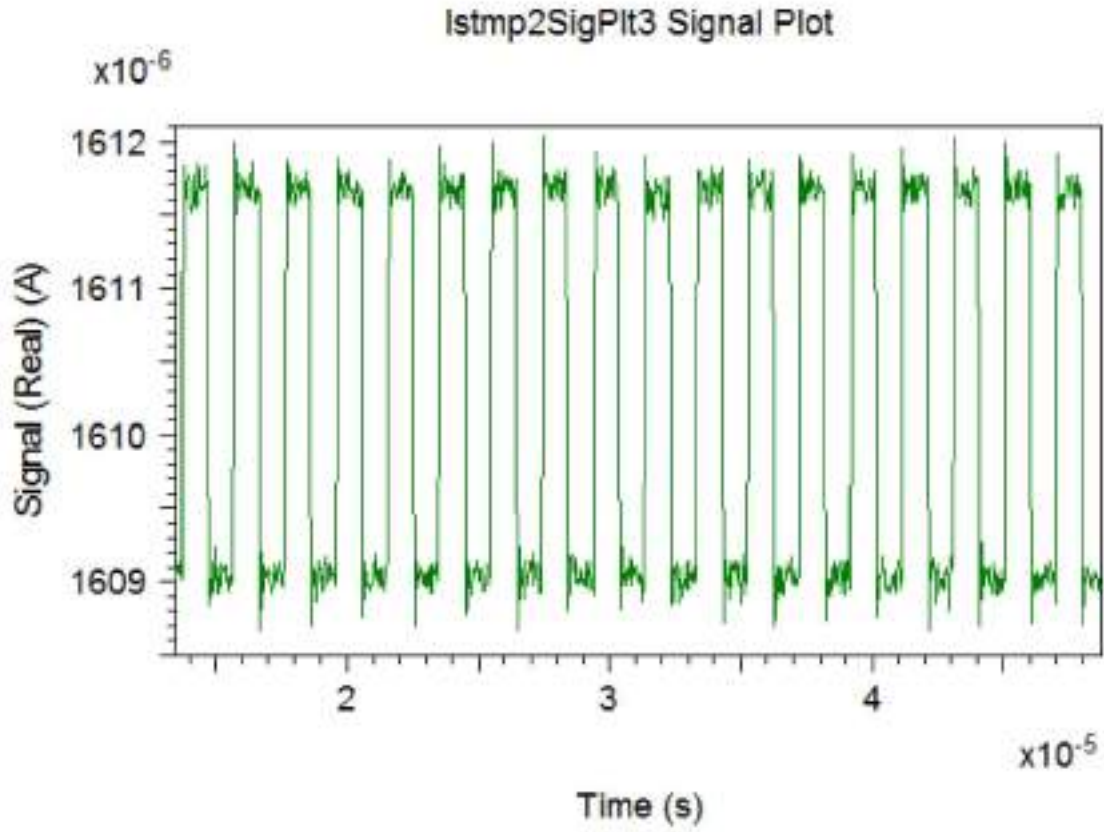
60degreespersecond



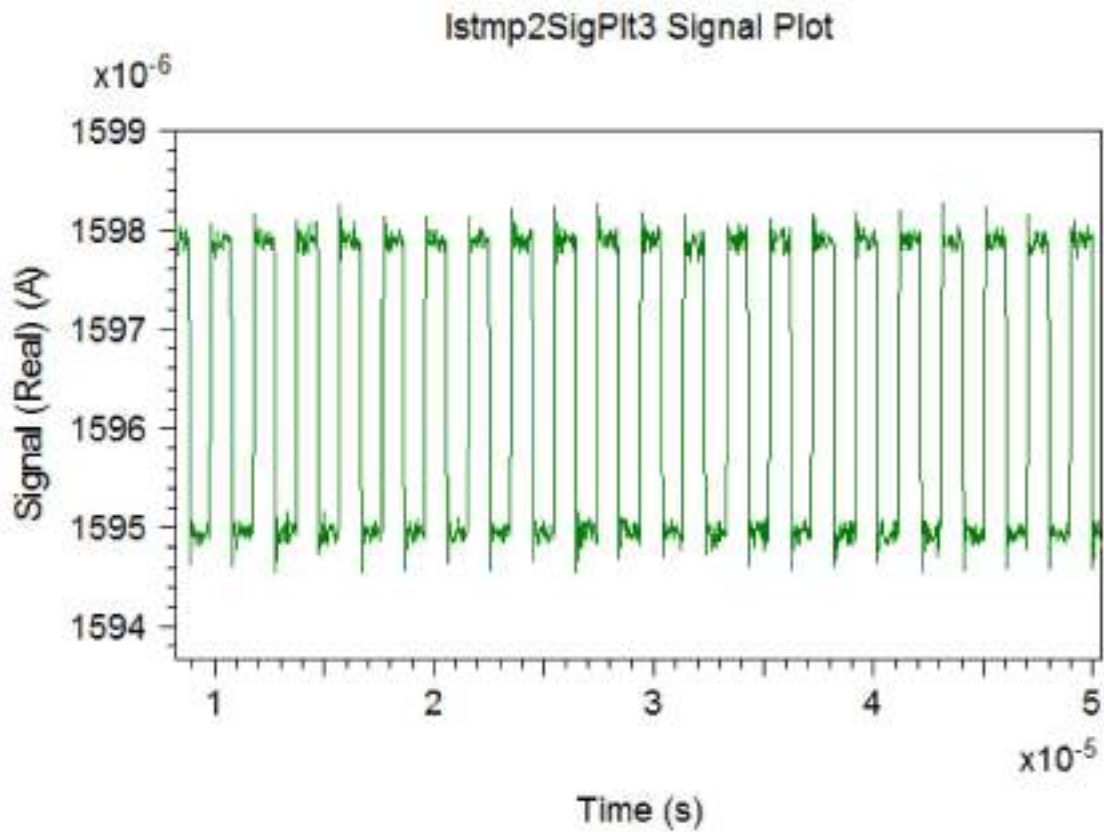
70degreespersecond



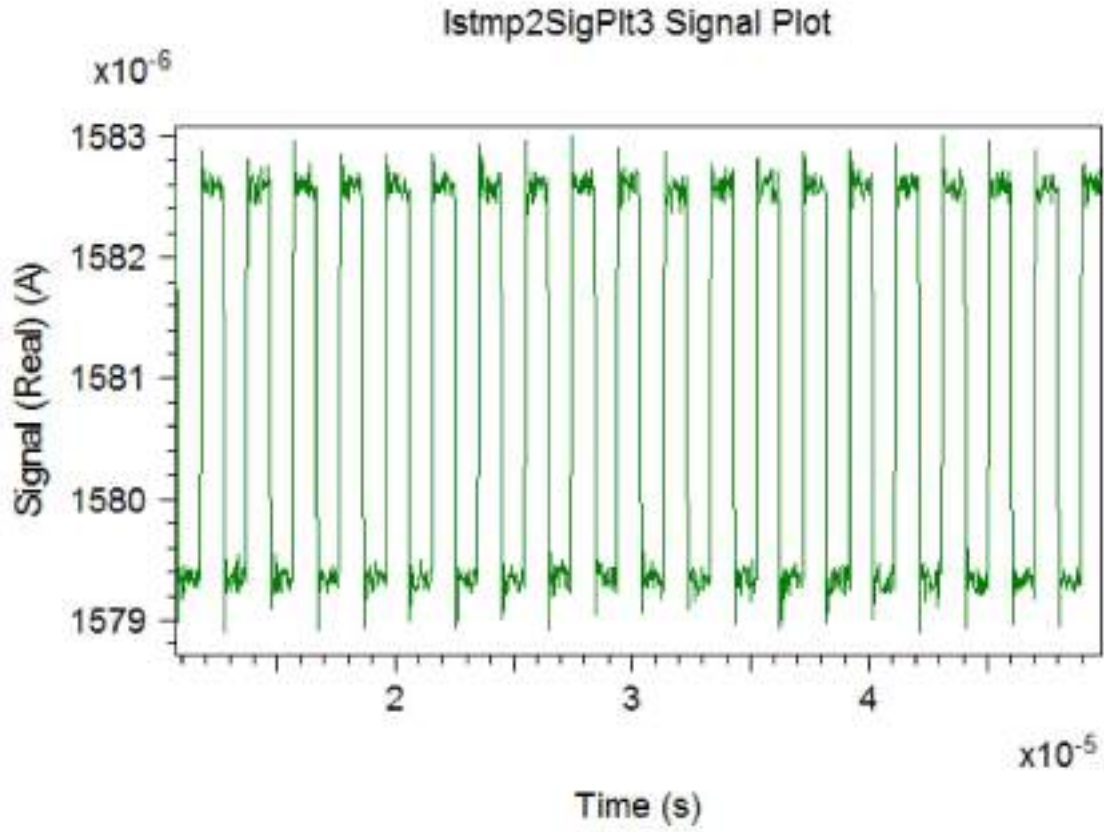
80degreespersecond



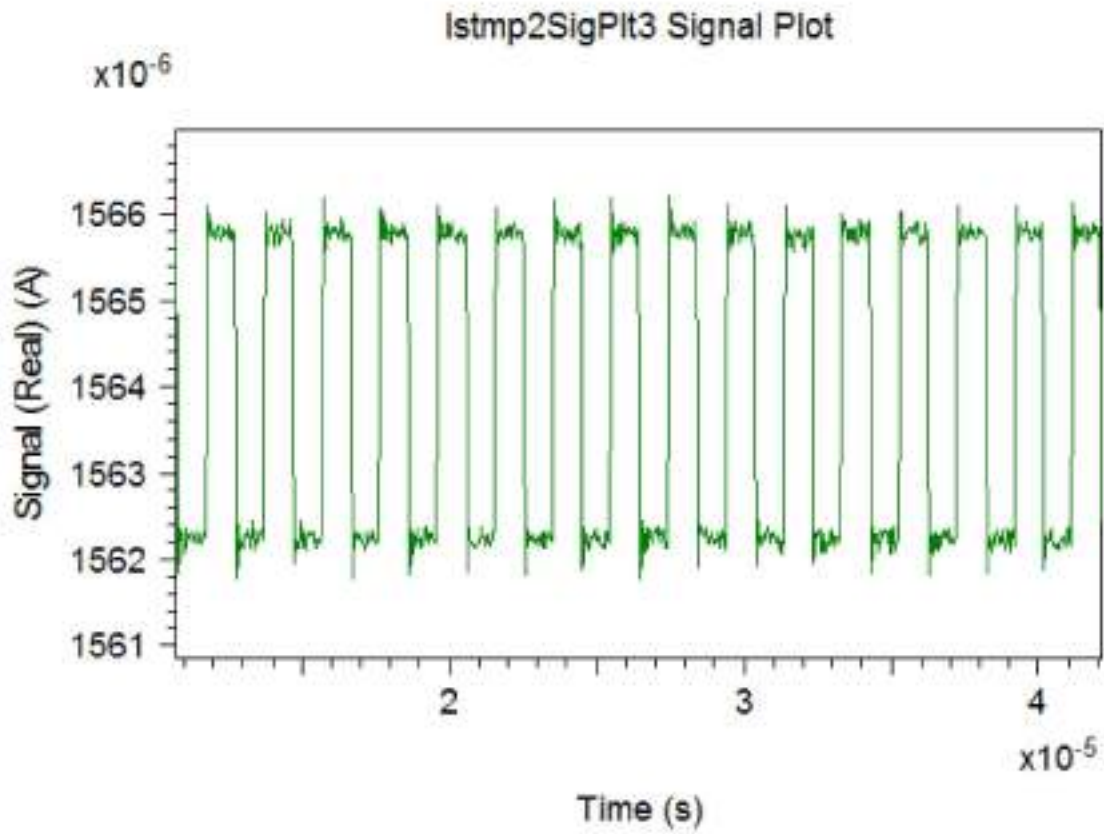
90degreespersecond



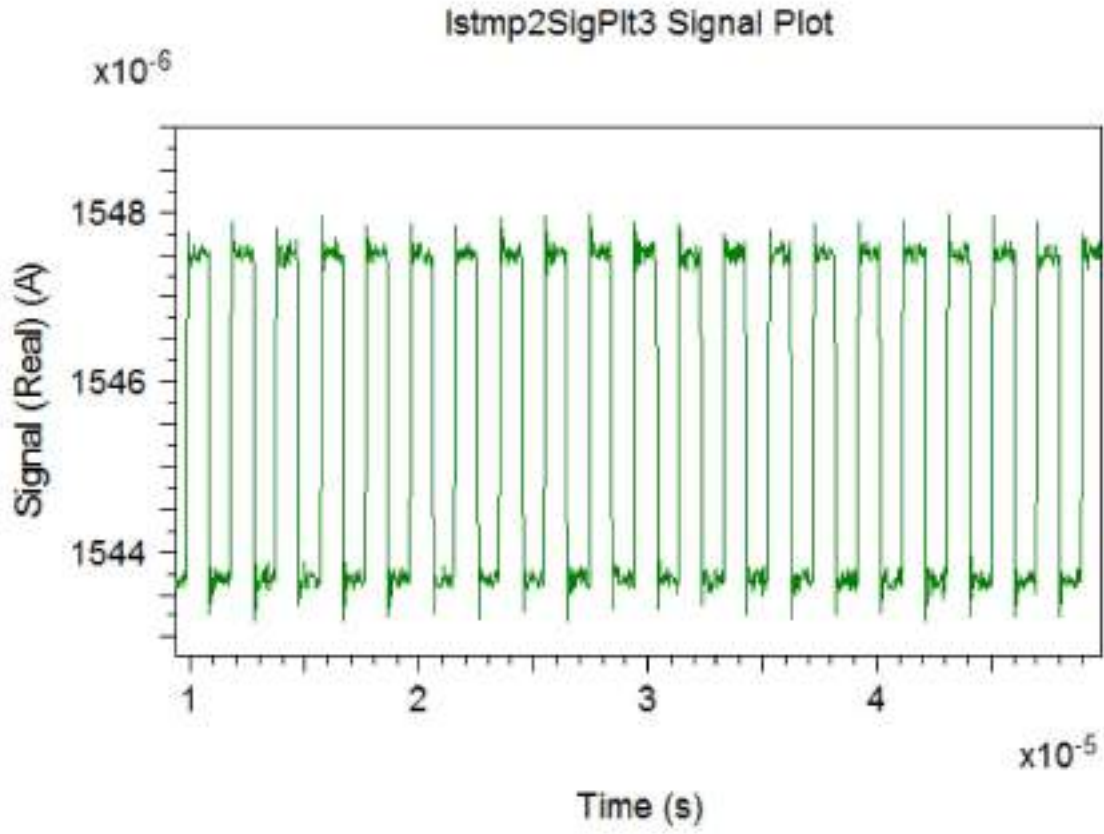
100degreespersecond



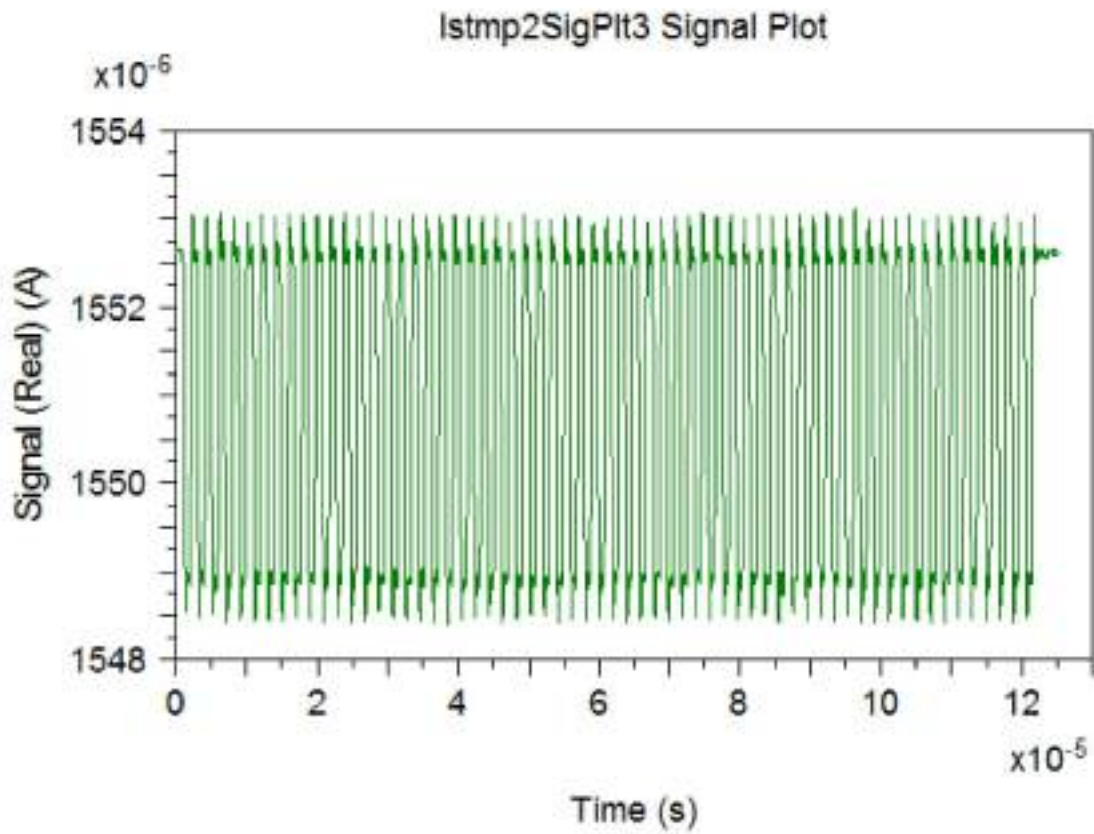
110degreespersecond



120degreespersecond



117,277degreespersecond



Tomando como referencia el circuito de detección mostrado en la Figura H, las fotocorrientes generadas en el fotodetector se convierten (para cada valor de la ratio de rotación Ω) en los voltajes de detección V_{ω} recogidos en la Tabla 3 (téngase en cuenta que el voltaje de detección está situado a la salida del amplificador de transimpedancia, la cual posee un valor de 2,50 K Ω en la rama de realimentación del amplificador). Con estos datos se obtiene una gráfica por puntos casi lineal en el intervalo de rango dinámico del sensor (Figura G). La determinación de la sensibilidad del sensor se consigue realizando un ajuste lineal por mínimos cuadrados y tomando en cuenta la pendiente de la recta obtenida. Se obtiene el valor de 1,0612[mV / (°/sec)]. Valor que se puede tomar como constante en el intervalo de rango dinámico del sensor, que en este caso es de $\pm 117,277$ [°/sec].

length coil = 200 m sensitivity = S = 1,0612 [mV / (°/sec)] Dynamic range = $\pm 117,277$ [°/sec]

Tabla 3

omega	Vomega
0	0
10	13.00
20	23.33
30	33.33
40	44.33
50	56.00
60	67.33
70	76.67
80	86.67
90	98.33
100	108.33
110	118.00
120	127.67

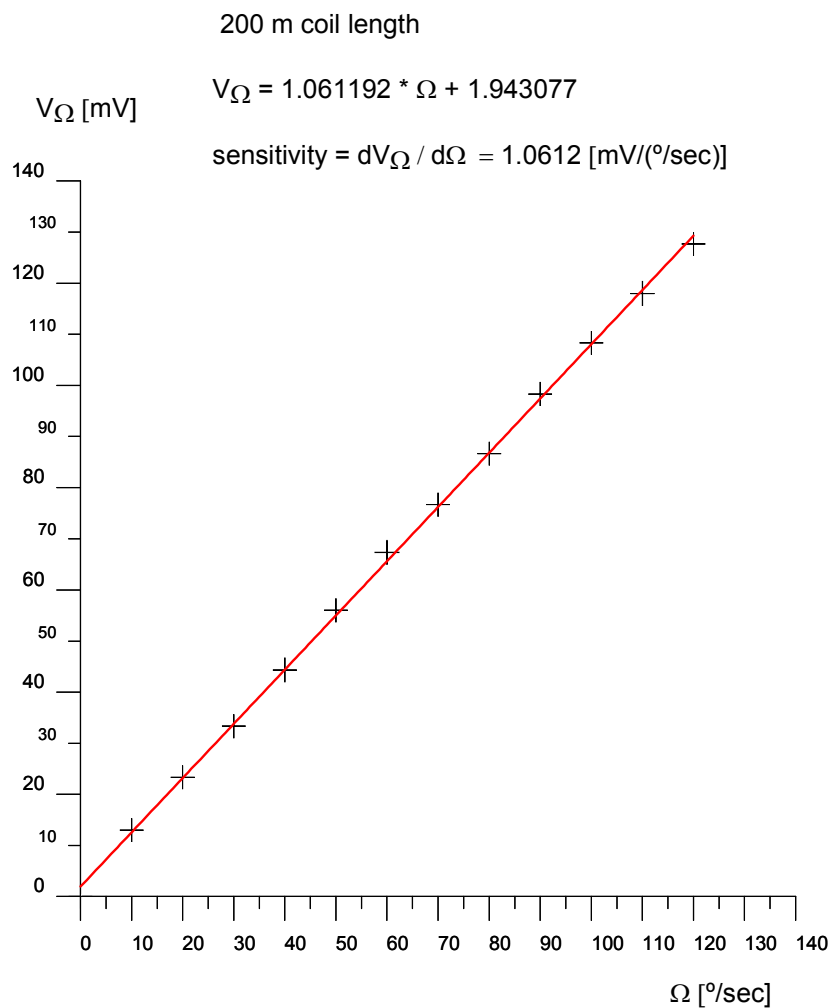
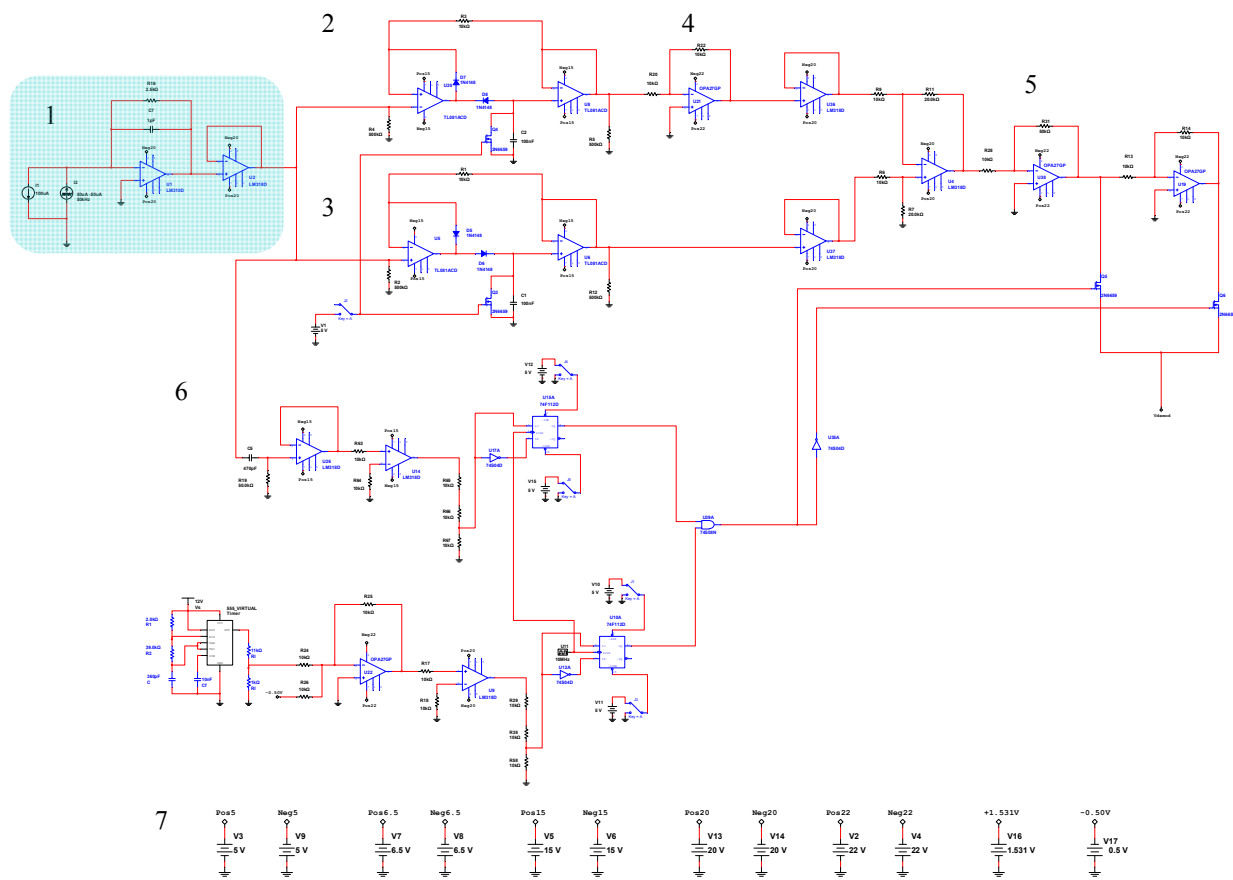


Figura G. Determinación de la sensibilidad del sensor mediante el ajuste lineal de los puntos obtenidos por simulación.



- 1- Transimpedance Amplifier
- 2- Analog Peak-Comparator # 1 (positive peak)
- 3- Analog Peak-Comparator # 2 (negative peak)
- 4- Differential Peak-to-Peak Comparator
- 5- Selection-Circuit Switching Transistors
- 6- Flip-Flop Switching Circuits
- 7- DC Power Supply

Figura H. Circuito de detección (demodulation circuit). Obtención de la tensión V_{demod} .

Variación de la sensibilidad del sensor IFOG en función de la longitud L de bobina detectora

Procediendo como en el punto anterior para una bobina de diámetro constante ($D = 0,08$ m) y longitud de onda de trabajo $\lambda = 1310$ nm, se puede determinar la sensibilidad obtenida para cada caso, haciendo variar la longitud de la bobina detectora desde $L = 100$ m hasta $L = 1000$ m, con intervalo de 100 m. Es de esperar una variación teórica cuasi-lineal de la sensibilidad S con la longitud L de la bobina detectora. Esto es porque en la zona de trabajo lineal la señal interferométrica detectada es proporcional a $\sin \phi_s \approx \phi_s$ y además el desplazamiento de fase de Sagnac (para λ y D constantes) es proporcional al producto $L \times D$. En la Tabla 4 se recogen los pares de valores (L, S) obtenidos por ajuste lineal en cada caso, siendo $L =$ Longitud de bobina detectora [m] y $S =$ sensibilidad [mV/(°/s)]. En la Figura I se representa la gráfica S - L obtenida experimentalmente mediante datos procedentes de la simulación electro-óptica del sensor. La curva experimental obtenida se ajusta razonablemente bien a un polinomio de segundo grado (parábola) en el intervalo examinado: $0 \leq L \leq 1000$ [m].

$\lambda = 1310$ nm , $D = 0,08$ m

sensitivity versus coil length $S = dV_\Omega / d\Omega$ [mV/(°/s)]

Tabla 4

L [m]	S [mV/(°/s)]
0	0
100	0.6332
200	1.0612
300	1.6643
400	2.0488
500	2.4249
600	2.8602
700	3.2565
800	3.5241
900	3.9545
1000	4.2928

$$S = 0.05554335664 + 0.00543195641 L - 1.237983683E-006 L^2$$

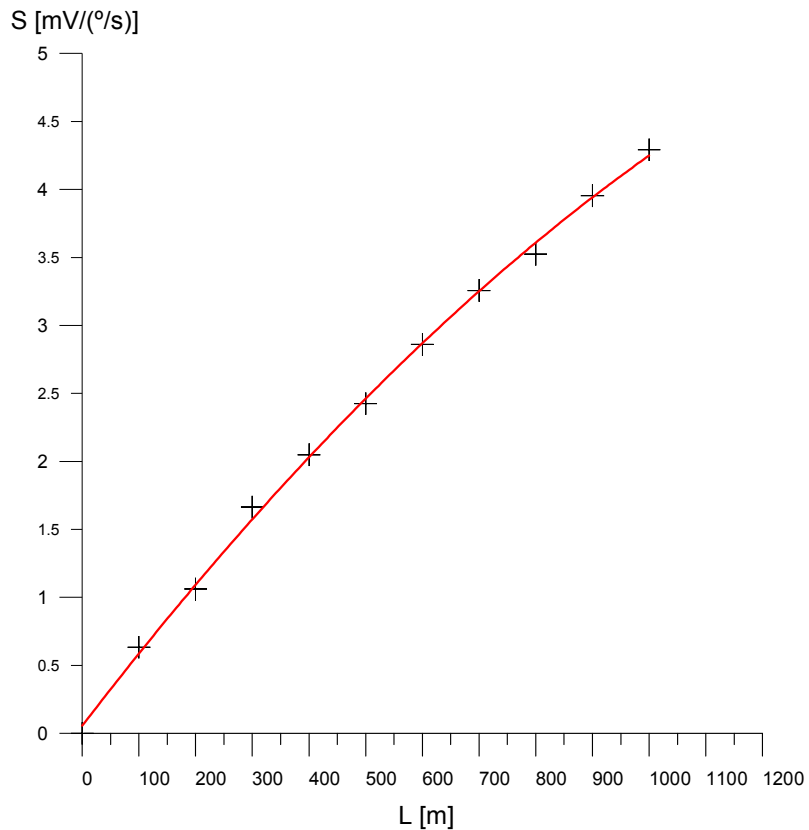


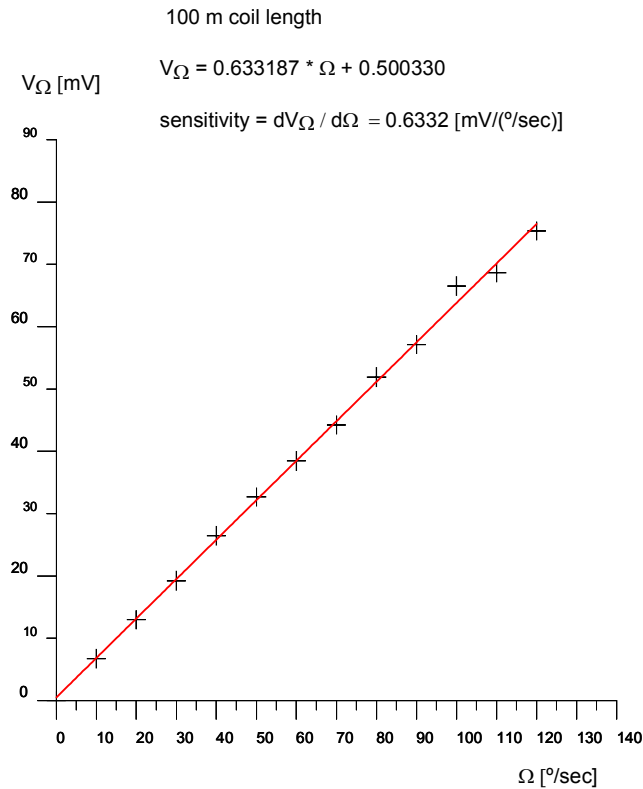
Figura I. Variación de la sensibilidad del sensor con la longitud de bobina detectora ($\lambda = 1310$ nm , $D = 0,08$ m).

La determinación de la sensibilidad S para cada valor de la longitud L de bobina se ha llevado a cabo por el procedimiento habitual, quedando recogidos todos los resultados en las siguientes gráficas (para cada una de ellas se acompaña una tabla de datos experimentales obtenida mediante simulación):

length coil = 100 m sensitivity = $S = 0,6332$ [mV / (°/sec)] Dynamic range = $\pm 234,555$ [°/sec]

omega Vomega

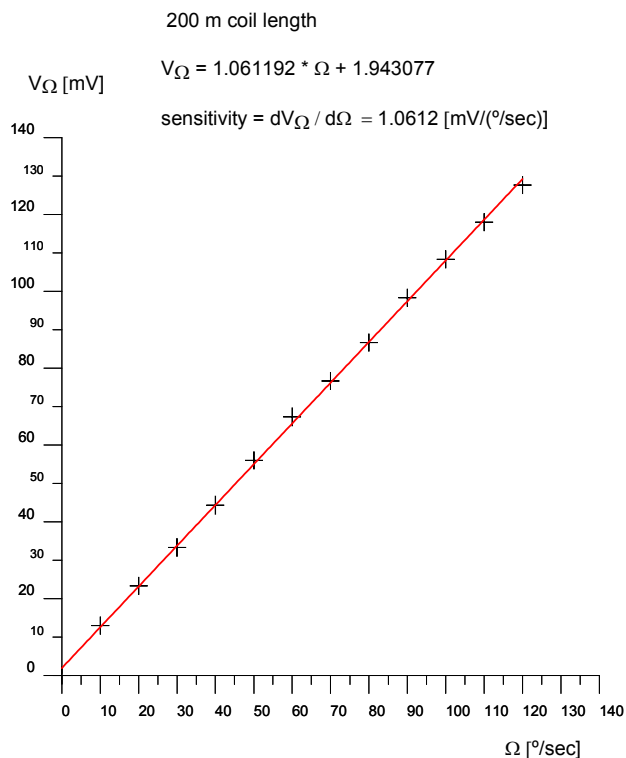
0	0
10	6.73
20	12.98
30	19.23
40	26.44
50	32.69
60	38.46
70	44.23
80	51.92
90	57.12
100	66.54
110	68.66
120	75.39



length coil = 200 m sensitivity = $S = 1,0612$ [mV / (°/sec)] Dynamic range = $\pm 117,277$ [°/sec]

omega Vomega

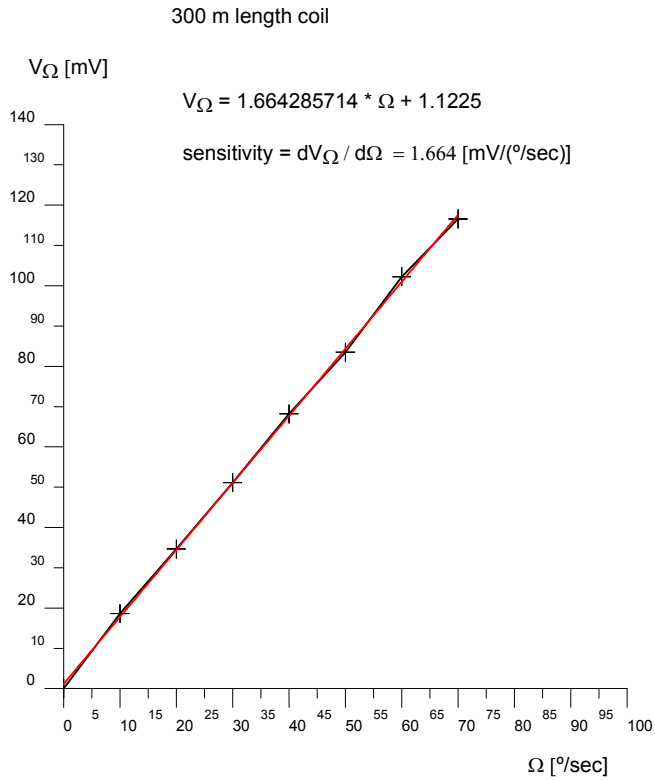
0	0
10	13.00
20	23.33
30	33.33
40	44.33
50	56.00
60	67.33
70	76.67
80	86.67
90	98.33
100	108.33
110	118.00
120	127.67



length coil = 300 m sensitivity = $S = 1,6643 \text{ [mV / (°/sec)]}$ Dynamic range = $\pm 78,185 \text{ [°/sec]}$

omega Vomega

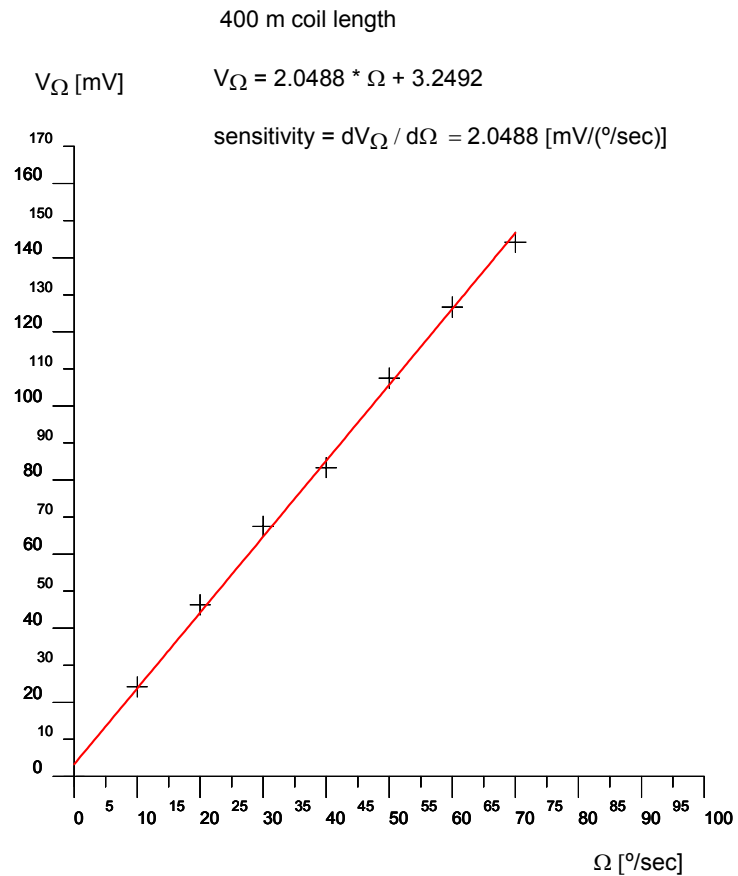
0	0
10	18.62
20	34.66
30	51.14
40	68.18
50	83.52
60	102.27
70	116.59



length coil = 400 m sensitivity = $S = 2,0488 \text{ [mV / (°/sec)]}$ Dynamic range = $\pm 58,639 \text{ [°/sec]}$

omega Vomega

0	0
10	24.17
20	46.33
30	67.50
40	83.33
50	107.50
60	126.67
70	144.17



length coil = 500 m sensitivity = S = 2,4249 [mV / (°/sec)] Dynamic range = ±46,911 [°/sec]

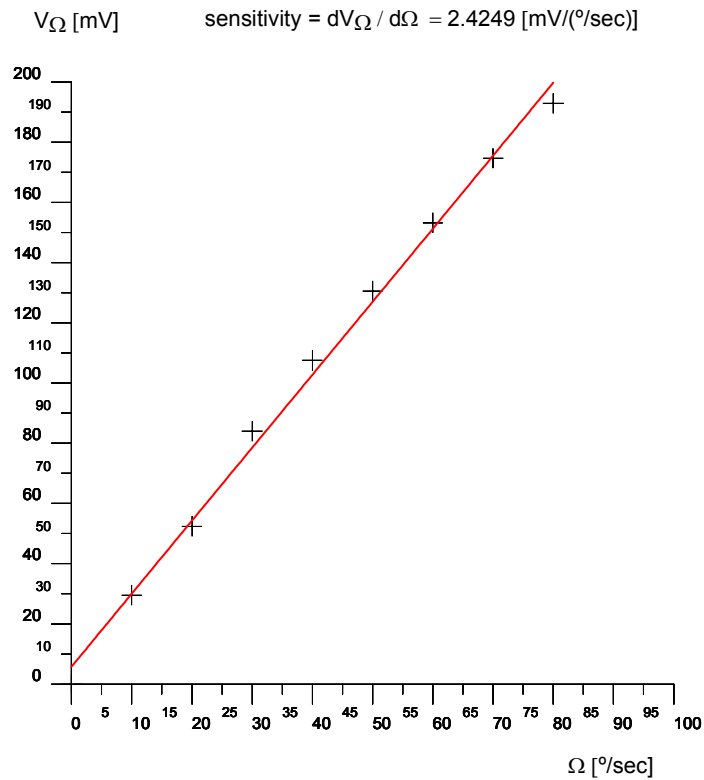
omega Vomega

0	0
10	29.57
20	52.42
30	84.01
40	107.53
50	130.57
60	153.23
70	174.65
80	192.88

500 m coil length

$$V_{\Omega} = 2.4249 * \Omega + 5.76622$$

$$\text{sensitivity} = dV_{\Omega} / d\Omega = 2.4249 \text{ [mV/(°/sec)]}$$



length coil = 600 m sensitivity = S = 2,8602 [mV / (°/sec)] Dynamic range = ±39,092 [°/sec]

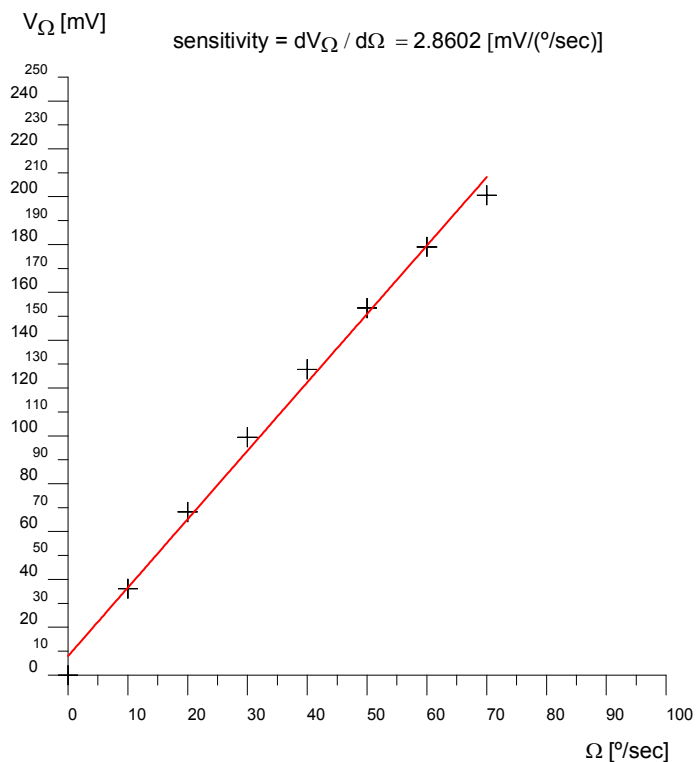
omega Vomega

0	0
10	36.08
20	68.18
30	99.43
40	127.84
50	153.41
60	178.98
70	200.57

600 m coil length

$$V_{\Omega} = 2.86022619 * \Omega + 7.953333333$$

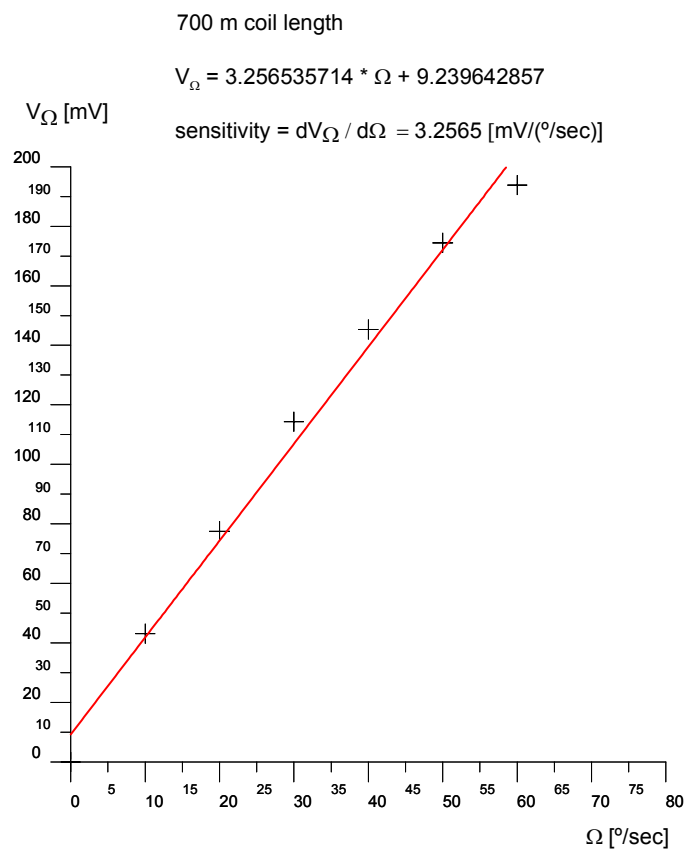
$$\text{sensitivity} = dV_{\Omega} / d\Omega = 2.8602 \text{ [mV/(°/sec)]}$$



length coil = 700 m sensitivity = S = 3,2565 [mV / (°/sec)] Dynamic range = ±33,508 [°/sec]

omega Vomega

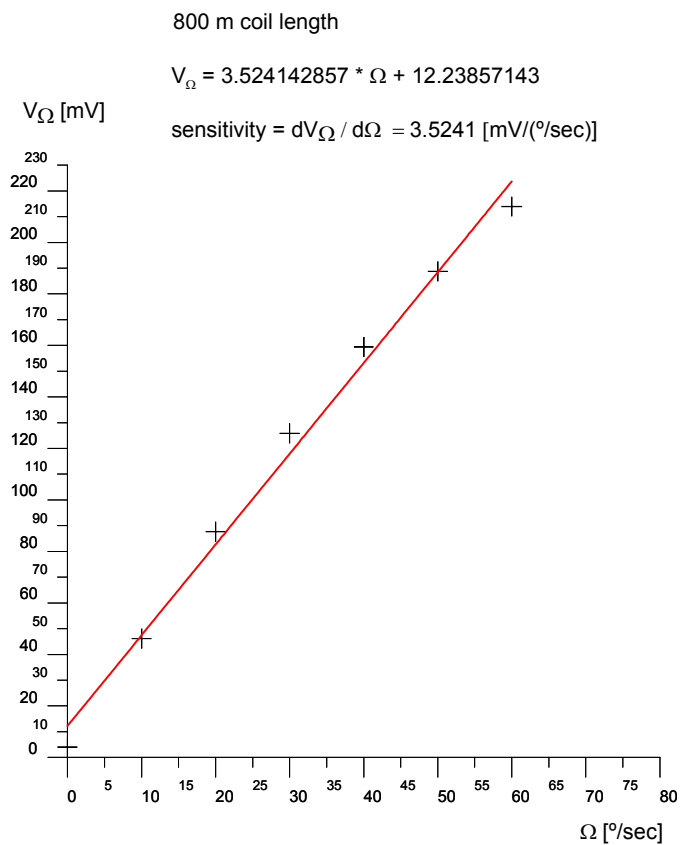
0	0
10	43.12
20	77.52
30	114.34
40	145.35
50	174.42
60	193.80



length coil = 800 m sensitivity = S = 3,5241 [mV / (°/sec)] Dynamic range = ±29,319 [°/sec]

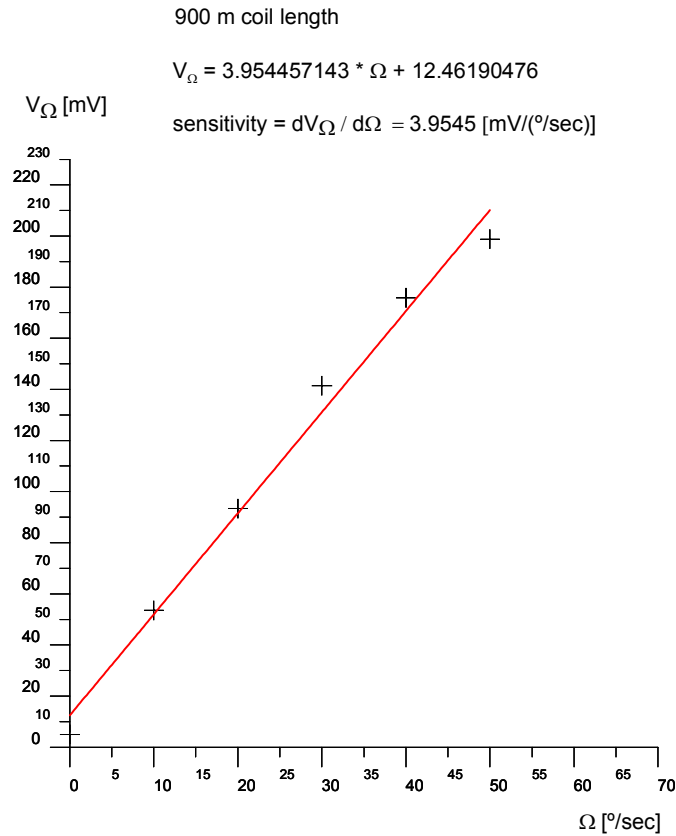
omega Vomega

0	4,20
10	46.14
20	87.67
30	125.84
40	159.40
50	188.76
60	213.93



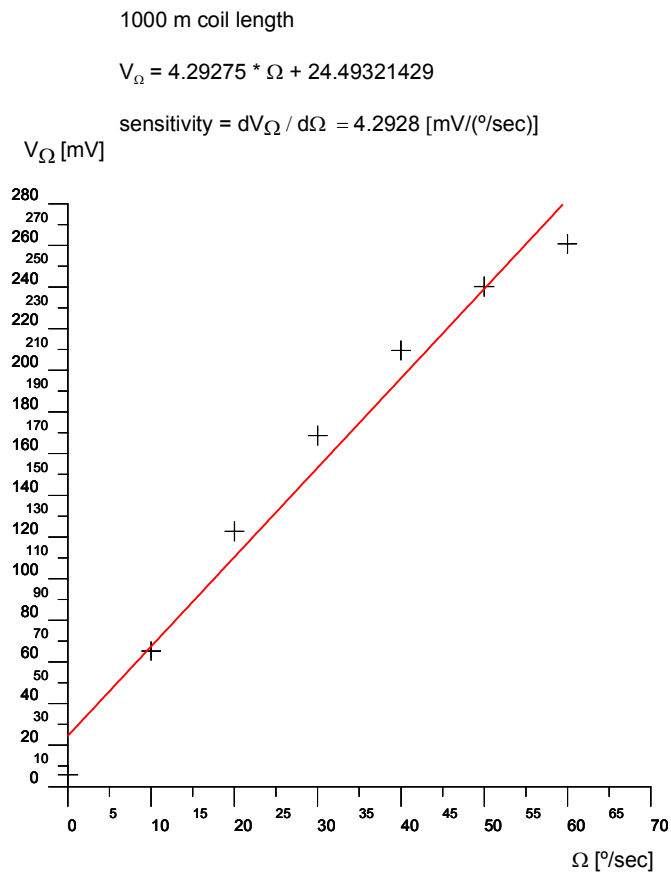
length coil = 900 m sensitivity = $S = 3,9545 \text{ [mV / (°/sec)]}$ Dynamic range = $\pm 26,062 \text{ [°/sec]}$

omega	Vomega
0	4.97
10	53.52
20	93.39
30	141.44
40	175.84
50	198.78



length coil = 1000 m sensitivity = $S = 4,2928 \text{ [mV / (°/sec)]}$ Dynamic range = $\pm 23,455 \text{ [°/sec]}$

omega	Vomega
0	5.75
10	65.19
20	122.70
30	168.71
40	209.59
50	240.26
60	260.73



Variación de la sensibilidad del sensor IFOG en función de la longitud de onda

Sensitivity versus WAVELENGTH

$L = 200 \text{ m}$, $D = 0,08 \text{ m}$

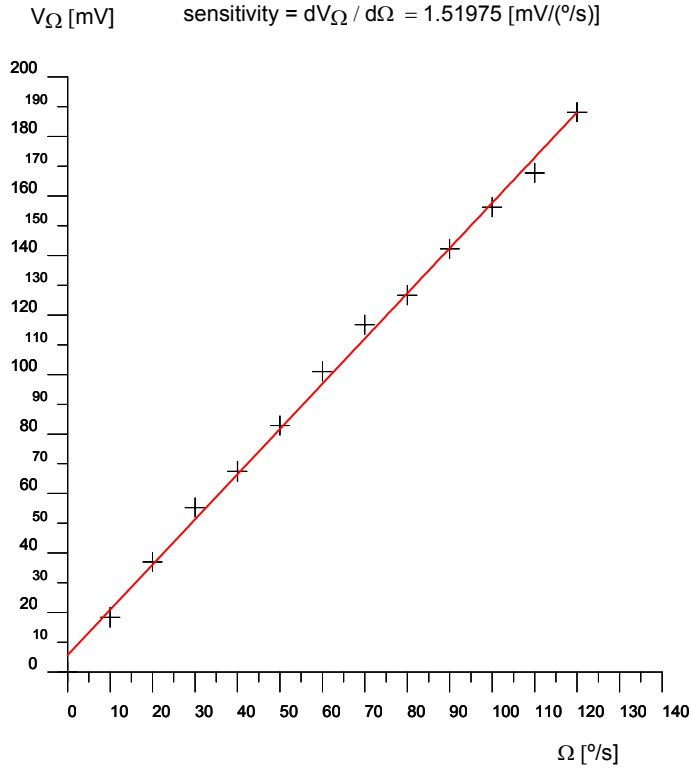
omega Vomega

0	0
10	18.42
20	37.01
30	55.26
40	67.44
50	82.90
60	100.99
70	116.78
80	126.65
90	142.27
100	156.25
110	167.76
120	188.16

200 m coil length $\lambda = 850 \text{ nm}$

$$V_{\Omega} = 1.519752747 * \Omega + 5.729450549$$

$$\text{sensitivity} = dV_{\Omega} / d\Omega = 1.51975 \text{ [mV/(\text{°/s})]}$$



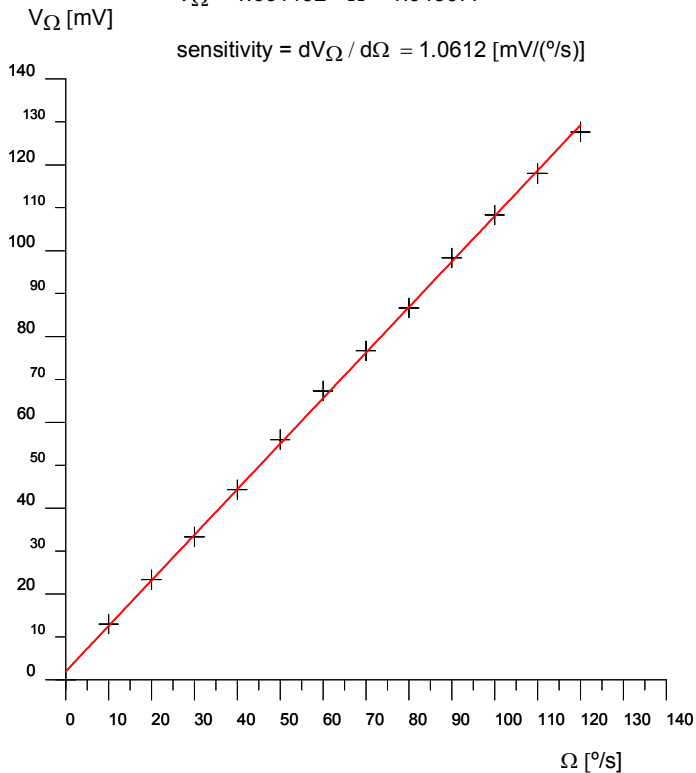
omega Vomega

0	0
10	13.00
20	23.33
30	33.33
40	44.33
50	56.00
60	67.33
70	76.67
80	86.67
90	98.33
100	108.33
110	118.00
120	127.67

200 m coil length $\lambda = 1310 \text{ nm}$

$$V_{\Omega} = 1.061192 * \Omega + 1.943077$$

$$\text{sensitivity} = dV_{\Omega} / d\Omega = 1.0612 \text{ [mV/(\text{°/s})]}$$

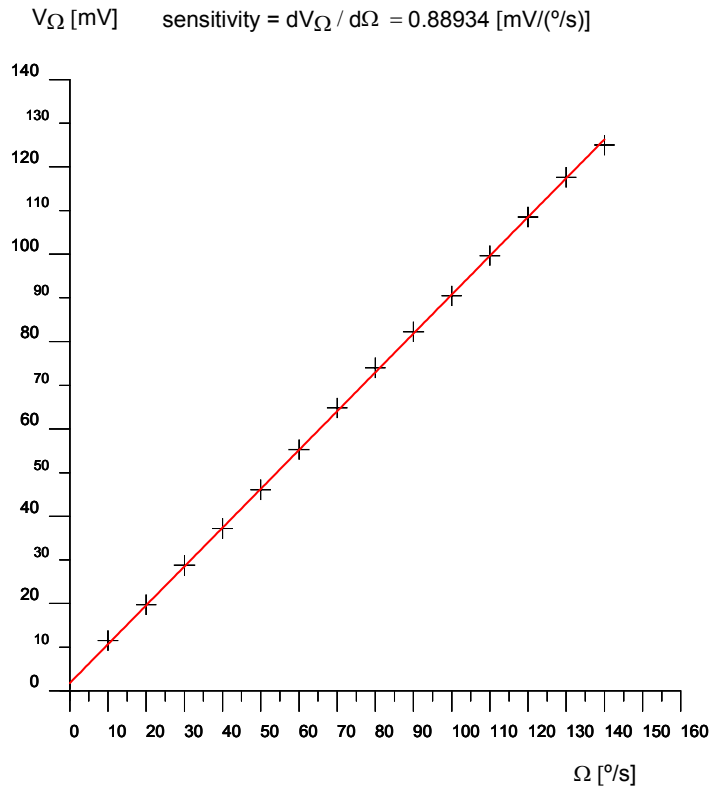


omega Vomega

200 m coil length $\lambda = 1550$ nm

$$V_{\Omega} = 0.8893392857 * \Omega + 1.80225$$

0	0
10	11.51
20	19.74
30	28.78
40	37.17
50	46.05
60	55.26
70	64.80
80	74.01
90	82.24
100	90.46
110	99.67
120	108.55
130	117.60
140	125.00



En las figuras que aparecen arriba se representan las gráficas V_{Ω} - Ω correspondientes a un sensor IFOG con los siguientes parámetros: $L = 200$ m, $D = 0,08$ m. Estas gráficas se han obtenido experimentalmente por simulación utilizando, respectivamente, las longitudes de onda $\lambda = 850$ nm, 1310 nm y 1550 nm. Se pueden reunir todos los gráficos en un mismo sistema de coordenadas con fines de comparación, tal como se hace en la Figura J. En esta Figura podemos comprobar que la sensibilidad del sensor varía inversamente con la longitud de onda (ello es así por la dependencia inversa del desplazamiento de Sagnac ϕ_s con la longitud de onda λ). Si bien también ocurre que a mayor longitud de onda, el rango dinámico del sensor es mayor. Por lo tanto, una pauta de diseño para obtener un sensor con alta sensibilidad (si el rango dinámico no es muy exigente) es utilizar la longitud de onda $\lambda = 850$ nm en la 1ª ventana de transmisión de la fibra óptica.

200 m coil length, 8 cm diameter
 sensivity versus wavelength
 sensivity = $S = dV_{\Omega} / d\Omega$ [mV/(°/s)]

- $V_{\Omega} = 1.519752747 * \Omega + 5.729450549$ $S = 1.51975$ [mV/(°/s)] $\lambda = 850$ nm
- $V_{\Omega} = 1.061192 * \Omega + 1.943077$ $S = 1.06119$ [mV/(°/s)] $\lambda = 1310$ nm
- $V_{\Omega} = 0.8893392857 * \Omega + 1.80225$ $S = 0.88934$ [mV/(°/s)] $\lambda = 1550$ nm

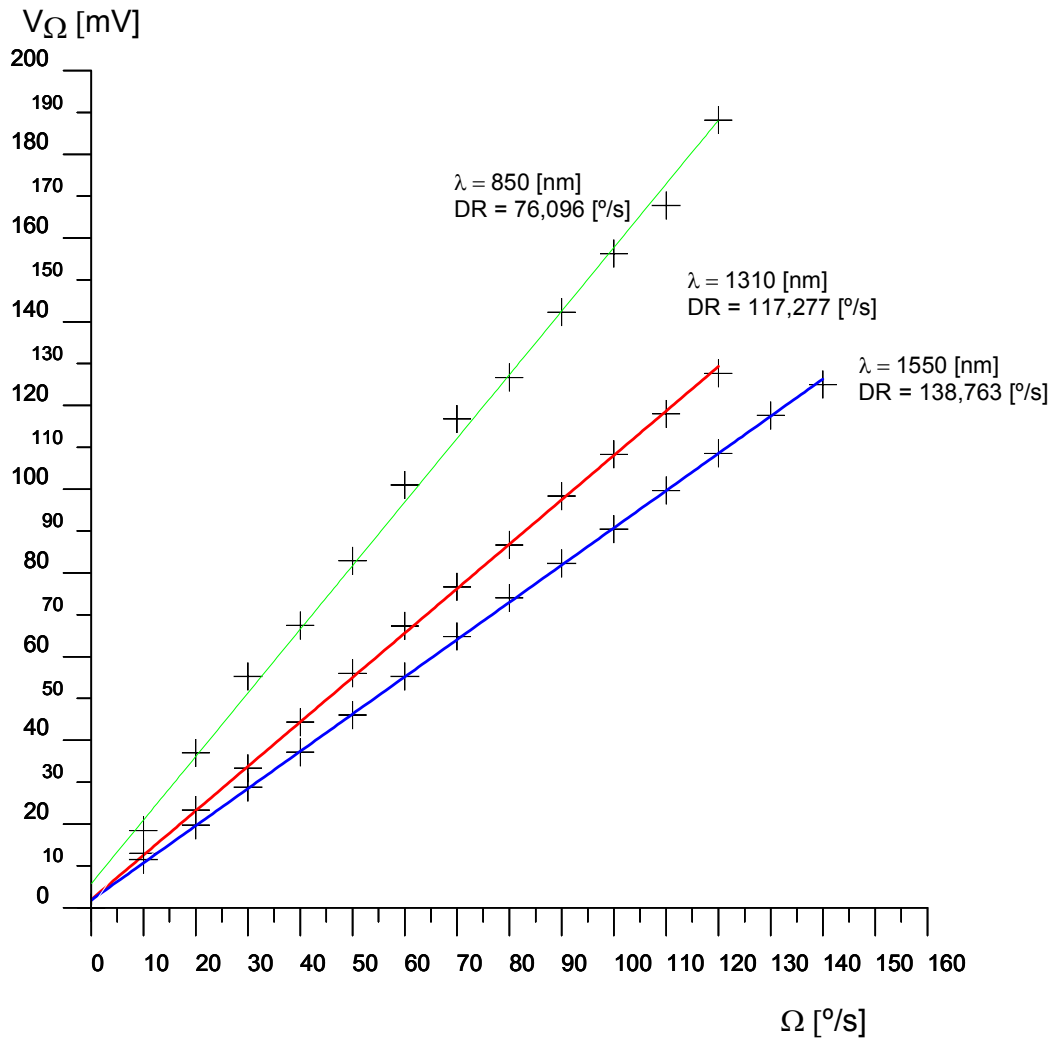


Figura J. Variación de la sensibilidad del sensor con la longitud de onda λ de la fuente ($L = 200$ nm , $D = 0,08$ m).

Lista de Figuras

- Figura 1.* Traslación de la función $\xi(x)$ hacia la derecha y hacia la izquierda del eje X en una cantidad a , (pág. 16).
- Figura 2.* Propagación de una onda viajera $\xi(x, t)$, (pág. 16).
- Figura 3.* Onda armónica sinusoidal de longitud de onda λ y amplitud ξ_0 , (pág. 17).
- Figura 4.* Onda armónica sinusoidal propagándose hacia la derecha del eje X, (pág. 19).
- Figura 5.* Vectores \mathbf{E} y \mathbf{H} representativos de una onda plana electromagnética que se propaga en la dirección $+z$, (pág. 20).
- Figura 6.* Líneas nodales y ventrales resultantes de interferencia de ondas producidas por dos fuentes coherentes idénticas, (pág. 23).
- Figura 7.* Amplitud resultante de dos ondas sincrónicas que interfieren en un punto del espacio, (pág. 23).
- Figura 8.* Diagrama de interferencia producida por dos fuentes puntuales coherentes S_1 y S_2 , (pág. 24).
- Figura 9.* Experimento de la doble rendija de Young, (pág. 25).
- Figura 10.* Distribución de la intensidad luminosa en un diagrama de interferencia producida por dos fuentes puntuales coherentes S_1 y S_2 , (pág. 26).
- Figura 11.* Geometría del interferómetro de doble rendija de Young, (pág. 27).
- Figura 12.* Disposición lineal de $N = 5$ fuentes coherentes de onda equidistantes, separación entre fuentes = a , (pág. 29).
- Figura 13.* Interferencia de ondas generadas por N fuentes coherentes equidistantes dispuestas linealmente, (pág. 30).
- Figura 14.* Intensidades normalizadas (I/I_0) del diagrama de interferencia para $N = 2, 4$ y 8 y valor muy grande de fuentes emisoras dispuestas en alineación recta, (pág. 30).
- Figura 15.* Interferómetro de biprisma de Fresnel, (pág. 31).
- Figura 16.* Interferómetro de espejo doble de Fresnel, (pág. 32).
- Figura 17.* Interferómetro de espejo de Lloyd, (pág. 33).
- Figura 18.* Interferómetro de Rayleigh, (pág. 34).
- Figura 19.* Interferómetro estelar de Michelson (primer diseño), (pág. 35).
- Figura 20.* Doble rendija de Young, representación de los frentes de onda, (pág. 35).
- Figura 21.* Interferómetro estelar de Michelson, (pág. 36).
- Figura 22.* Interferencia de ondas planas de luz por reflexión y por transmisión en una capa delgada de material dieléctrico, (pág. 38).
- Figura 23.* Interferómetro de espejo de Michelson, (pág. 39).
- Figura 24.* Vista superior del *interferómetro de espejo de Michelson*, (pág. 40).
- Figura 25.* *Interferómetro de espejo de Michelson* modificado, (pág. 40).
- Figura 26.* *Interferómetro de espejo de Michelson* modificado. Diagrama relativo a cálculos de la interferencia en el punto P , (pág. 41).
- Figura 27.* *Interferómetro Twyman-Green*, (pág. 43).
- Figura 28.* Geometría en el *interferómetro Twyman-Green*, (pág. 44).
- Figura 29.* Lente calibrada en el *interferómetro Twyman-Green*, (pág. 44).
- Figura 30.* *Interferómetro Fizeau*, (pág. 45).
- Figura 31.* *Interferómetro Fizeau*, patrón de franjas de interferencia (pág. 45).
- Figura 32.* *Interferómetro Jamin*, (pág. 46).
- Figura 33.* *Interferómetro Mach-Zender*, (pág. 47).
- Figura 34.* *Interferómetro Mach-Zender*. Localización de las franjas de interferencia, (pág. 47).
- Figura 35.* *Interferómetro Fabry-Perot*, (pág. 48).
- Figura 36.* *Interferómetro Fabry-Perot*. Vista en perspectiva, (pág. 49).

- Figura 37. *Interferómetro Fabry-Perot*. Diagrama de interferencia, (pág. 50).
- Figura 38. *Interferómetro de Michelson*. Medida de la longitud de onda del láser, (pág. 54).
- Figura 39. *Interferómetro de Michelson*. Patrón de interferencia, (pág. 55).
- Figura 40. Marcas de referencia en la pantalla para contar el paso de las franjas de interferencia, (pág. 56).
- Figura 41. Circuito electrónico de detección y recuento del paso de franjas de interferencia, (pág. 57).
- Figura 42. Representación de datos experimentales (9 puntos), d_m (μm) frente a m (*adimensional*), (pág. 58).
- Figura 43. Determinación del índice de refracción de una lámina de vidrio de espesor t , (pág. 59).
- Figura 44. Relativo a cálculos para el desfase de caminos ópticos de los rayos 1 y 2, (pág. 60).
- Figura 45. Representación de datos experimentales (11 puntos), $\log \theta$ frente a $\log N$, (pág. 64).
- Figura 46. *Interferómetro de Michelson*. Determinación de longitudes de precisión, (pág. 65).
- Figura 47. *Interferómetro de Michelson*. Paso de franjas de interferencia, (pág. 66).
- Figura 48. *Interferómetro de Michelson*. Marcas de referencia, (pág. 67).
- Figura 49. *Interferómetro Kösters*, (pág. 68).
- Figura 50. *Étalon de Michelson*, (pág. 69).
- Figura 51. *Interferómetro Sagnac*. Dos posibles configuraciones, (pág. 75).
- Figura 52. *Interferómetro Sagnac*. Configuraciones de 2 y 3 espejos, (pág. 76).
- Figura 53. *Láser de anillo*, (pág. 77).
- Figura 54. *Interferómetro rotatorio de Sagnac*, (pág. 78).
- Figura 55. *Interferómetro rotatorio de Sagnac*. Diferencia de caminos ópticos, (pág. 80).
- Figura 56. *Interferómetro rotatorio de Sagnac*. Geometría, (pág. 81).
- Figura 57. Esquema básico del *giroscopio de fibra óptica interferométrico (IFOG)*, (pág. 87).
- Figura 58. Giroscopios de fibra óptica (FOG). Métodos de medida de ΔL , (pág. 88).
- Figura 59. *Configuración mínima de giroscopio IFOG*, (pág. 94).
- Figura 60. *Señal de salida* del giroscopio IFOG captada por el fotodetector PD_1 , (pág. 94).
- Figura 61. *Configuración completa de giroscopio IFOG de lazo abierto*, (pág. 95).
- Figura 62. *Configuración completa de giroscopio IFOG de lazo cerrado*, (pág. 97).
- Figura 63. Curva de respuesta cosenoidal de salida del giroscopio IFOG, (pág. 98).
- Figura 64. Colocación asimétrica del *modulador de fase (PM, Phase Modulator)*, (pág. 99).
- Figura 65. *Resonador de bobina multi-vuelta de fibra óptica PM (Polarization-Maintaining)*, (pág. 100).
- Figura 66. Diagrama esquemático del giroscopio de *resonador pasivo de fibra óptica*, (pág. 101).
- Figura 67. *Resonador pasivo de bobina multi-vuelta de fibra óptica (lazo cerrado)*, (pág. 102).
- Figura 68. *Resonador pasivo de bobina de fibra óptica (modo reflexión)*, (pág. 103).
- Figura 69. *Resonador pasivo de bobina de fibra óptica (modo transmisión)*, (pág. 103).
- Figura 70. *Giroscopio de láser de anillo de fibra óptica por estimulación Brillouin*, (pág. 106).
- Figura 71. *Giroscopio IFOG de lazo abierto (modulación de fase con onda sinusoidal)*, (pág. 117).
- Figura 72. *Reciprocidad mono-modo* en un interferómetro de lazo de fibra-óptica, (pág. 120).
- Figura 73. Giroscopio interferométrico de bobina de fibra-óptica mono-modo (señales de control y de respuesta), (pág. 121).
- Figura 74. *Generación de la modulación de fase controlada*, (pág. 121).
- Figura 75. Función de transferencia de *la modulación de diferencia de fase* del giroscopio IFOG, (pág. 122).
- Figura 76. *Giroscopio IFOG recíproco (ubicación del modulador de fase PM)*, (pág. 122).
- Figura 77. Formas de onda de modulación de fase diferencial $\Delta\phi(t)$, (pág. 124).

- Figura 78. $I_a(\omega_m)$ en función de ϕ_s , (pág. 125).
- Figura 79. Compensación dinámica (*dynamic biasing*) del giroscopio IFOG (ondas sinusoidal y cuadrada), (pág. 126).
- Figura 80. Cilindro piezo-eléctrico (PZT) tensionado mecánicamente, (pág. 127).
- Figura 81. Modulador de fase de bobina de fibra-óptica sobre cilindro piezoeléctrico PZT, (pág. 128).
- Figura 82. Modos de oscilación de un tubo piezoeléctrico (PZT), (pág. 129).
- Figura 83. Guía-ondas integrado de cristal de niobato de Litio (LiNbO_3), (pág. 130).
- Figura 84. Modulador de fase de canal de LiNbO_3 (niobato de Litio), disposición constructiva, (pág. 131).
- Figura 85. Respuesta de un modulador electro-óptico de fase de canal de LiNbO_3 , (pág. 132).
- Figura 86. Método de síntesis heterodina de 2 canales (giroscopio IFOG en lazo abierto), (pág. 134).
- Figura 87. Método de síntesis heterodina de 2 canales (temporización de la señal electrónica), (pág. 135).
- Figura 88. Giroscopio IFOG en lazo abierto. Método PLL (*phase locked loop*), (pág. 136).
- Figura 89. Método PLL (*phase locked loop*). Formas de onda, (pág. 137).
- Figura 90. Factor de escala del giroscopio IFOG en lazo abierto (método PLL), (pág. 138).
- Figura 91. Configuración de IFOG de lazo cerrado (*closed-loop IFOG*), modulación en diente de sierra, (pág. 139).
- Figura 92. Rampa de fase continua $\phi(t) = \alpha t$, (pág. 140).
- Figura 93. Modulación de fase con forma de onda de diente de sierra, (pág. 141).
- Figura 94. Modulación de fase en diente de sierra. Compensación del desplazamiento de Sagnac, (pág. 142).
- Figura 95. Modulación de fase con conmutación (*gated phase modulation*), (pág. 143).
- Figura 96. Modulación de fase con conmutación (*gated phase modulation*). Suma de senoides, (pág. 144).
- Figura 97. Modulación de fase mediante onda triangular asimétrica, (pág. 145).
- Figura 98. Modulación de fase con rampa digital en diente de sierra, (pág. 146).
- Figura 99. Modulación de fase en rampa digital diente de sierra. Señal de ajuste (*biasing modulation*), (pág. 147).
- Figura 100. Señal de modulación de ajuste (*biasing modulation*) con forma de onda cuadrada, (pág. 148).
- Figura 101. Diagrama secuencia para la generación de la rampa digital, (pág. 149).
- Figura 102. Cancelación de fase (*phase-nulling*) para dientes de sierra analógico y digital equivalentes, (pág. 149).
- Figura 103. Demodulación analógica. Retro-alimentación de la señal de rampa-digital de fase, (pág. 150).
- Figura 104. Configuración de giroscopio IFOG experimental en lazo abierto analógico, (pág. 154).
- Figura 105. Acoplador direccional 2×2 de fibra-óptica, técnica de pulido lateral (*side polishing technique*), (pág. 155).
- Figura 106. Polarizador de fibra-óptica (PM fiber), (pág. 156).
- Figura 107. Diagrama de bloques de giroscopio IFOG en lazo abierto con demodulación analógica, (pág. 159).
- Figura 108. Bobinados multipolares para la bobina de giroscopio IFOG, (pág. 160).
- Figura 109. Circuito electrónico para la demodulación de la señal de fotocorriente del diodo P-I-N (InGaAs), (pág. 161).
- Figura 110. Diagrama de bloques de IFOG en lazo cerrado modulación sinusoidal-demodulación analógicas, (pág. 163).
- Figura 111. Gradientes térmicos axial y radial en la bobina detectora del giroscopio IFOG, (pág. 165).
- Figura 112. Diagrama de bloques de IFOG en lazo cerrado modulación sinusoidal-demodulación digital, (pág. 168).
- Figura 113. Intervalos correspondientes de valores de las tensiones analógicas de entrada y de salida, (pág. 169).
- Figura 114. Circuito integrado multifunción MIOC para giroscopio IFOG, (pág. 172).
- Figura 115. Patente U.S. # 5,137,357, (pág. 173).
- Figura 116. Patente U.S. # 5,137,357, (pág. 175).
- Figura 117. Patente U.S. # 8,213,018 B2, (pág. 176).
- Figura 118. Patente U.S. # 4,735,506, (pág. 179).
- Figura 119. Patente U.S. # 5,598,489, (pág. 182).

- Figura 120.* DFOG (Depolarized-Fiber-Optic-Gyroscope). Configuración del sistema óptico, (pág. 184).
- Figura 121.* Configuración de la modulación de fase en lazo cerrado analógico, (pág. 185).
- Figura 122.* Subsistemas óptico y electrónico de prototipo de giroscopio DFOG en lazo cerrado analógico, (pág. 186).
- Figura 123.* Circuito electrónico para la demodulación de señal de fotocorriente de fotodetector, (pág. 187).
- Figura 124.* Configuración IFOG con doble modulación de fase: PM-BIAS, IOC-MODULATION, (pág. 190).
- Figura 125.* Configuración IFOG con doble modulación (PM, IOM), (pág. 191).
- Figura 126.* Señal de modulación en onda cuadrada aplicada al modulador PM, (pág. 191).
- Figura 127.* Analítica de la curva de respuesta de interferencia, (pág. 192).
- Figura 128.* Correspondencia entre V_{demod} y Δf_{ramp} para el modelo de giroscopio, (pág. 194).
- Figura 129.* Circuito generador de onda cuadrada para la modulación-BIAS, (pág. 195).
- Figura 130.* Circuito generador de diente de sierra (rampa analógica), (pág. 196).
- Figura 131.* Circuito de demodulación giroscopio IFOG-modulación diente de sierra, (pág. 197).
- Figura 132.* Circuito conversión de señal $V_{demod} - V_{control}$, (pág. 198).
- Figura 133.* Relación frecuencia-desplazamiento fase Sagnac, (pág. 199).
- Figura 134.* Onda cuadrada generada para la BIAS-MODULATION, (pág. 200).
- Figura 135.* Onda en diente de sierra (RAMPA LINEAL) generada para la IOM-MODULATION, (pág. 201).
- Figura 136.* Diagrama funcional de giroscopio IFOG en lazo cerrado digital, (pág. 202).
- Figura 137.* Diagrama funcional del procesamiento digital de la señal en IFOG digital, (pág. 203).
- Figura 138.* Circuito electrónico de modulación-demodulación basado en FPGA, (pág. 205).
- Figura 139.* Amplificador de salida de bajo ruido, (pág. 207).
- Figura 140.* Formas de onda de modulación (simulación analógica), (pág. 207).
- Figura 141.* Formas de onda de modulación (simulación analógica), (pág. 207).
- Figura 142.* Diagrama de bloques de configuración IFOG en lazo cerrado modulación en rampa digital, (pág. 209).
- Figura 143.* Geometría de la rampa digital de fase (digital serrodyne), (pág. 209).
- Figura 144.* Diagrama de bloques de configuración IFOG en doble lazo cerrado modulación en rampa digital, (pág. 210).
- Figura 145.* Transitorio de la señal de potencia detectada por el fotodetector, (pág. 211).
- Figura 146.* Modulación de cuatro estados, (pág. 212).
- Figura 147.* Diagrama de bloques para detección en doble lazo cerrado, (pág. 213).
- Figura 148.* Procesamiento digital de la señal, (pág. 214).
- Figura 149.* Esquema de detección IFOG modulación-demodulación basado en FPGA (doble lazo cerrado), (pág. 215).
- Figura 150.* Amplificador de salida de ganancia ajustable con la tensión (V_{gain}), (pág. 216).
- Figura 151.* Diagrama de bloques de una conf. IFOG en doble lazo cerrado con mod. de fase en rampa digital, (pág. 220).
- Figura 152.* Transitorio de la señal de interferencia detectada por el fotodetector cuando $V_{2\pi} \neq 2\pi$, (pág. 221).
- Figura 153.* Modulación de cuatro estados, (pág. 222).
- Figura 154.* Diagrama de bloques para detección en lazo cerrado que incluye un segundo lazo, (pág. 223).
- Figura 155.* Procesamiento digital de la señal (IFOG doble lazo cerrado), (pág. 224).
- Figura 156.* Esquema de detección de giroscopio IFOG con esquema de detección basado en FPGA, (pág. 225).
- Figura 157.* Amplificador de ganancia ajustable con la tensión, (pág. 226).
- Figura 158.* Onda triangular-simétrica (en negro) y aproximación con suma armónica, (pág. 227).
- Figura 159.* Configuración IFOG con doble operación: lazo abierto/lazo cerrado (doble lazo cerrado), (pág. 228).
- Figura 160.* Desarrollo armónico en serie de Fourier de la onda cuadrada simétrica, (pág. 229).
- Figura 161.* Configuración de *giroscopio IFOG experimental* en lazo abierto (open loop), (pág. 234).

Figura 162. Principales fuentes de ruido óptico en el giroscopio IFOG, (pág. 236).

Figura 163. Configuración óptica y circuito de demodulación analógica, IFOG modulación sinusoidal, (pág. 237).

Figura 164. Circuito electrónico para demodulación de la señal de fotocorriente del diodo P-I-N (InGaAs), (pág. 238).

Figura 165. Diagrama de bloques para el prototipo IFOG estudiado, (pág. 242).

Figura 166. Funciones de transferencia diagrama de bloques, (pág. 243).

Figura 167. Respuesta temporal del sistema giroscópico IFOG en lazo cerrado, (pág. 247).

Figura 168. Diagrama de bloques giroscopio IFOG modulación de fase en diente de sierra, (pág. 248).

Figura 169. Respuesta temporal del sistema giroscópico IFOG en lazo cerrado modulación en diente de sierra, (pág. 249).

Figura 170. Esquemático (Sample_Mode_Simulation) del modelo IFOG analizado (mod. SINUSOIDAL), (pág. 251).

Figura 171. Variación temporal de la onda de voltaje SINUSOIDAL aplicada al modulador de fase, (pág. 252).

Figura 172. Curva de respuesta de fotocorriente generada por el fotodetector (PIN-photodiode) *scope 2*, (pág. 253).

Figura 173. Esquemático (Sample_Mode_Simulation) de modelo IFOG equivalente (mod. DIENTE-de-SIERRA), (pág. 253).

Figura 174. Variación temporal de la onda CUADRADA de voltaje (señal BIAS-phase-modulation), (pág. 254).

Figura 175. Variación temporal de onda en DIENTE de SIERRA (COMPENSATION-phase-modulation), (pág. 254).

Figura 176. Curva de respuesta de fotocorriente generada por el fotodetector (PIN-photodiode) *scope 3*, (pág. 255).

Figura 177. Curva de respuesta de la señal óptica captada por el medidor *probe 2*, (pág. 255).

Figura 178. Estabilización de plataforma, (pág. 259).

Figura 179. Brazo-robot de 7-ejes Mitsubishi PA10-7CE, (pág. 262).

Figura 180. Determinación de la posición del extremo de un brazo-robot de 3-ejes, (pág. 263).

Figura 181. Configuración diferencial de dos bobinas (A,B) de fibra-óptica de ejes paralelos, (pág. 263).

Figura 182. Girocompás óptico basado en giroscopio IFOG, (pág. 264).

Figura 183. Girocompás óptico basado en giroscopio IFOG, (pág. 265).

Figura 184. Sismógrafo de péndulos anti-paralelos, (pág. 266).

Figura 185. Configuración mínima de giroscopio IFOG añadida al sismógrafo de péndulos, (pág. 267).

Figura 186. Técnica de combinación de sensores para navegación DGPS asistida, (pág. 270).

Figura 187. Coordenadas relativas en el plano horizontal XY para señales de giroscopio y velocímetro, (pág. 271).

Figura 188. Configuración del sistema LLN-95, (pág. 272).

Figura 189. LLN-95. Configuración de la INU (Inertial Navigation Unit), (pág. 274).

Figura 190. LLN-95 (configuración del sistema giroscópico IFOG), (pág. 274).

Figura 191. LLN-95. Diagrama de bloques, (pág. 275).

Figura 192. Estructura de la INU (Inertial-Navigation-Unit) basada en tres giroscopios IFOG, (pág. 276).

Figura 193. Familia de sistemas INS (Inertial-Navigation-System) fabricadas por Northrop Grumman®, (pág. 277).

Figura 194. Estructura exterior de la unidad LN-251 INS/GPS (Northrop Grumman®), (pág. 277).

Figura 195. Arquitectura electro-óptica de la unidad LN-251 INS/GPS (Northrop Grumman®), (pág. 278).

Figura 196. Unidad LN-251 INS/GPS (Northrop Grumman®), (pág. 278).

Figura 197. Diagrama funcional de la unidad LN-251 INS/GPS (Northrop Grumman®), (pág. 279).

Figura AIII.1. Diagrama de bandas de energía de amplificador de fibra óptica dopada con Er⁺³ (EDFA), (pág. 296).

Figura AIII.2. EDFA (Erbium-Doped-Fiber-Amplifier), configuración co-direccional, (pág. 297).

Figura AIII.3. Láser de fibra-óptica dopada con Erblio (SFS, configuración contra-direccional), (pág. 297)

Figura AIII.4. Giroscopio IFOG con fuente equipada con EDFA (configuración contra-direccional), (pág. 298)

Figura AIII.5. Configuración bi-direccional de amplificador de fibra-óptica dopada con Erblio (EDFA), (pág. 298).

Figura AIV.1. Onda en diente de sierra periódica de período T junto con sus primeros seis armónicos, (pág. 299).

Figura AIV.2. Onda en diente de sierra periódica de período T junto con sus primeros seis armónicos, (pág. 300).

Figura AIV.3. Onda en diente de sierra ideal sin componente continua (sumas armónicas), (pág. 302).

Figura AIV.4. Onda triangular simétrica (en negro) con sus primeras tres sumas armónicas, (pág. 304).

Figura AIV.5. Onda triangular simétrica (en negro), aproximación armónica (en azul), ondas inducidas (pág. 305).

Lista de Tablas

Tabla 1. Interferograma Michelson (radios de los anillos de máximo y de mínimo), (pág. 42).

Tabla 2. Interferometría Michelson. Valores medidos de m y d_m , (pág. 56).

Tabla 3. Interferometría Michelson. Valores medidos de θ y N , (pág. 63).

Tabla 4. Interferometría Michelson. Exceso de fracciones, medido para las cuatro líneas del cadmio, (pág. 68).

Tabla 5. Cálculo de longitudes de onda (método de las fracciones exactas), (pág. 68).

Tabla 6. Interferometría Michelson. Medidas de m y d_m , (pág. 69).

Tabla 7. Comparativa de características de desempeño IFOG-RFOG-RLFOG, (pág. 108).

Tabla 8. Comparativa de Tecnologías IFOG- RFOG-RLFOG, (pág. 109).

Tabla 9. Niveles de desempeño de giroscopios de fibra-óptica requeridos según la aplicación, (pág. 109).

Tabla 10. Características de señal de salida del sensor interferométrico de rotación, (pág. 109).

Tabla 11. Definición de términos de desempeño de giroscopios IFOG (pág. 110).

Tabla 12. Parámetros de desempeño de prototipo IFOG en lazo abierto analógico (pág. 159).

Tabla 13. Parámetros de desempeño de prototipo IFOG en lazo cerrado analógico (pág. 164).

Tabla 14. Parámetros de desempeño de prototipo IFOG en lazo cerrado digital (pág. 171).

Tabla 15. Parámetros de desempeño de prototipo DFOG en lazo cerrado analógico (pág. 188).

Tabla 16. Circuito generador de onda diente de sierra (parámetros), (pág. 204).

Tabla 17. Relación $V_{demod} - (-V_{GS})$, (pág. 206).

Tabla 18. Comparativa de modelos IFOG en lazo cerrado, (pág. 249).

Tabla 19. Comparativa de modelos IFOG en lazo cerrado, (pág. 256).

Tabla 20. Parámetros de desempeño de modelos IFOG desarrollados en la presente Tesis Doctoral, (pág. 288).

Referencias bibliográficas

ÓPTICA FÍSICA, ÓPTICA GEOMÉTRICA

- [1] E. Hecht. *Óptica*, 3ª edición. Editorial Addison Wesley Iberoamericana, Madrid (2000).
- [2] E. Hecht. *Óptica (Teoría y Problemas)*. Editorial McGraw-Hill, serie Schaum (1976).
- [3] R.W. Ditchburn. *Óptica*. Editorial Reverté S.A. Barcelona (1982).
- [4] M. Born & E. Wolf. *Principles of Optics*. Pergamon Press, Oxford (1991).
- [5] M. Yuste y C. Carreras. *Fundamentos de la radiación láser*. Cuadernos de la UNED, nº 113. UNED, Madrid (1992).
- [6] J.W. Goodman. *Introducción a la Óptica de Fourier*. Cuadernos de la UNED. UNED, Madrid (2008).
- [7] M. R. Spiegel. *Análisis de Fourier (Teoría y Problemas)*. Editorial McGraw-Hill, serie Schaum (1976).
- [8] M. Alonso y E.J. Finn. *Física, Volumen II (Campos y Ondas)*. Fondo Educativo Interamericano S.A (1976).
- [9] F.S. Crawford. *Ondas, Berkeley Physics Course (Volumen 3)*. Editorial Reverté S.A. (1971-1974).
- [10] P. M. Mejías, R. Martínez Herrero. *Óptica Geométrica*. Ed. Síntesis (1999).
- [11] S. Millán, J. Escofret, E. Pérez. *Óptica Geométrica*. Ariel Ciencia, Barcelona (2004).
- [12] J. Rodríguez García. *Fundamentos de Óptica Geométrica*. Univ. de Oviedo, S. de Publicaciones, Oviedo (1997).
- [13] F. Mateos. *Curso de Introducción a la Óptica Geométrica*. Univ. de Alicante, Sec. de Publicaciones, Alicante (1996).
- [14] J.M. Cabrera, F.J. López y F. Agulló. *Óptica electromagnética: Fundamentos (vol. I y II)*. Ed. Addison-Wesley, Universidad Autónoma de Madrid (1998, 2000).
- [15] M.L. Calvo. *Óptica avanzada*. Ed. Ariel Ciencia (2002).
- [16] M. Born and E. Wolf. *Principles of Optics (7th edition)*. Cambridge University Press (1997).
- [17] G. Monk. *Light: Principles and Experiments*. Dover Press, New York (1963).
- [18] B. Rossi. *Fundamentos de óptica*. Reverté, Barcelona (1966).
- [19] Morris Shamos. *Great Experiments in Physics*. M. Shamos editor. Holt, Rinehart and Winston (1959).
- [20] R. Feynmann, R. Leighton and M. Sands. *The Feynmann Lectures on Physics (Vol. I & II)*. Addison-Wesley, Reading, Massachusetts (1963).
- [21] W. F. Magie. *Source Book in Physics*. Harvard University Press, Cambridge, Massachusetts (1963).
- [22] G. Holton & D.H. Soller. *Foundations of Modern Physical Science*. Addison-Wesley, Reading, Massachusetts (1958).
- [23] Cohen-Tannoudji C., DuPont-Roc J. and G. Grynberg. *Photons and Atoms*. Wiley, New York (1989).
- [24] Dodd J. N. *Atoms and Light: Interactions*. Plenum Press, New York (1991).
- [25] Ditchburn R.W. *Light*. Wiley, New York (1963).
- [26] Elmore W. and M. Heald. *The Physics of Waves*. McGraw-Hill, New York (1969).
- [27] Françon M., N. Krauzman, J.P. Mathieu and M. May. *Experiments in Physical Optics*. Gordon and Breach, New York (1970).

- [28] Fry, G.A. *Geometrical Optics*. Chilton, Philadelphia (1969).
- [29] Ingard K.U. *Fundamentals of Waves and Oscillations*. Cambridge University Press, Cambridge (1988).
- [30] Jackson J. D. *Classical Electrodynamics*. Wiley, New York (1962).
- [31] Main I.G. *Vibrations and Waves in Physics (3rd Edition)*. Cambridge University Press (1993).
- [32] Marion J. and M. Heald. *Classical Electromagnetic Radiation*, Academic Press, New York (1980).
- [33] Meyer C.F. *The Diffraction of Light, X-rays and Material Particles*. University of Chicago Press, Chicago (1934).
- [34] Morgan J. *Introduction to Geometrical and Physical Optics*. McGraw-Hill, New York (1953).
- [35] O'Shea D., W. Callen and W. Rhodes. *Introduction to Lasers and Their Applications*. Addison-Wesley, Reading, Massachusetts (1977).
- [36] Palmer C.H. *Optics, Experiments and Demonstrations*. John Hopkins Press, Baltimore (1962).
- [37] Pearson J. M. *A Theory of Waves*. Allyn and Bacon, Boston (1966).
- [38] Ronchi V. *The Nature of Light*. Harvard University Press, Cambridge, Massachusetts (1971).
- [39] Rossi B. *Optics*. Addison-Wesley, Reading, Massachusetts (1957).
- [40] Sanders J. H. *The Velocity of Light*. Pergamon, Oxford (1965).
- [41] Sargent M., M. Scully and W. Lamb. *Laser Physics*. Addison-Wesley, Reading, Massachusetts (1974).
- [42] Southall J.P.C. *Mirrors, Prisms and Lenses*. McMillan New York (1933).
- [43] Sylvast W.T. *Laser Fundamentals*. Cambridge University Press, Cambridge (1996).
- [44] Tolansky S. *An Introduction to Interferometry*. Longmans, Green, London (1955).
- [45] Tolansky S. *Curiosities of Light Rays and Light Waves*. American Elsevier, New York (1965).
- [46] Tolansky S. *Multiple-Beam Interferometry of Surfaces and Films*. Oxford University Press, London (1948).
- [47] Townes D.H. *Wave Phenomena*. Addison-Wesley, Reading, Massachusetts (1967).
- [48] Troup G. *Optical Coherence Theory*. Methuen, London (1967).
- [49] Valasek J. *Optics, Theoretical and Experimental*. Wiley, New York (1949).
- [50] Vasicek A. *Optics of Thin Films*. North-Holland, Amsterdam (1960).
- [51] Wagner A. F. *Experimental Optics*. Wiley, New York (1929).
- [52] Waldrom R. *Waves and Oscillations*. Van Nostrand, Princeton, New Jersey (1964).
- [53] Webb R. H. *Elementary Wave Optics*. Academic Press, New York (1969).
- [54] Williams W. E. *Applications of Interferometry*. Methuen, London (1941).
- [55] Wolf E., editor. *Progress in Optics*. North-Holland, Amsterdam (1978).
- [56] Zimmer H. *Geometrical Optics*. Springer-Verlag, Berlin (1970).
- [57] Saleh B., Teich M.C. *Fundamentals of Photonics (2nd Edition)*. JohnWiley & Sons, Hoboken, New Jersey (2007).

INTERFEROMETRÍA

- [58] W.E. Williams. *Applications of Interferometry*. Wiley, New York (1950).
- [59] P.Hariharan. *Basics of Interferometry*. Academic Press, New York (1991).
- [60] M.Françon. *Contraste de Phase et Contraste par Interferences*. Revue d'Optique, Paris (1952).
- [61] M.Françon. *Le Contraste de Phase*. Revue d 'Optique, Paris (1950).
- [62] G. Hernandez. *Fabry-Perot Interferometers*. Cambridge University Press (1986).
- [63] R.H.Brown. *The Intensity Interferometer*. Halsted Press, New York (1974).
- [64] J. Sladkova. *Interference of Light*. Iliffe Books Ltd., London (1968).
- [65] J.Guild. *The Interference Systems of Crossed Diffraction Gratings*. Clarendon Press, Oxford (1956).
- [66] W.H. Steel. *Interferometry*. Cambridge U.P., London (1967).
- [67] A.R.Thompson, J.M.Moran, G.W.Swenson. *Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy*. Wiley, New York (1986).
- [68] J.Dyson. *Interferometry as a Measuring Tool*. The Machinery Publishing Company, Brighton (1970).
- [69] S.Tolansky. *An Introduction to Interferometry*. Wiley, New York (1973).
- [70] A.C.Candler. *Modern Interferometers*. Hilger & Watts, London (1951).
- [71] S.Tolansky. *Multiple-Beam Interference Microscopy of Metals*. Academic Press, London (1970).
- [72] S.Tolansky. *Multiple-Beam Interferometry of Surfaces and Films*. Dover Publications, New York (1970).
- [73] M.Françon. *Optical Interferometry*. Academic Press, New York (1966).
- [74] P.Hariharan. *Optical Interferometry*. Academic Press, New York (1986).
- [75] M.Françon, S.Mallick. *Polarization Interferometers*. Wiley-Interscience, New York (1971).

DIFRACCIÓN

- [76] E.V.Jull. *Aperture Antennas and Diffraction Theory*. Peter Peregrinus Ltd., London (1981).
- [77] V.M.Babic, N.Y.Kirpicnikova. *The Boundary-Layer Method in Diffraction Problems*. Springer-Verlag, New York (1979).
- [78] M.Françon. *Diffraction, Cohérence en Optique*. Gauthier-Villars, Paris (1964).
- [79] C.A.Taylor. *Diffraction*. Adam Hilger, Bristol (1987).
- [80] M.Françon. *Diffraction, Coherence in Optics*. Pergamon Press, Oxford (1966).
- [81] H.M.Nussenzveig. *Diffraction Effects in Semiclassical Scattering*. Cambridge University Press (1992).
- [82] J.M.Cowley. *Diffraction Physics*. North-Holland, New Cork (1981).
- [83] M.V.Berry. *The Diffraction of Light by Ultrasound*. Academic Press, New York (1966).
- [84] R.Petit. *Electromagnetic Theory of Gratings*. Springer-Verlag, New York (1980).
- [85] R.H.Webb. *Elementary Wave Optics*. Academic Press, New York (1969).
- [86] G.Barton. *Elements of Green's Functions and Propagation: Potentials, Diffusion and Waves*. Oxford University Press, New York (1989).

- [87] R.C.Hansen, ed. *Geometrical Theory of Diffraction*. IEEE Press, New York (1981).
- [88] G.L.James. *Geometrical Theory of Diffraction for Electromagnetic Waves*. Peter Peregrinus, Stevenage, England (1976).
- [89] C.J.Ball. *An Introduction to the Theory of Diffraction*. Pergamon Press, Oxford (1971).
- [90] N.Bleistein. *Mathematical Methods for Wave Phenomena*. Academic Press, New York (1984).
- [91] B.B.Baker, E.T.Copson. *The Mathematical Theory of Huygens Principle*. Clarendon Press, Oxford (1950).
- [92] L.B.Felsen, N.Marcuvitz. *Radiation and Scattering of Waves*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey (1973).
- [93] DeSanto J.A. *Scalar Wave Theory*. Springer-Verlag, Berlin (1992).
- [94] H.J.Braddick. *Vibration, Waves, and Diffraction*. McGraw-Hill, New York (1965).
- [95] C.Curry. *Wave Optics, Interference and Diffraction*. Edward Arnold, London (1957).
- [96] J.J.Stammes. *Waves in Focal Regions*. Adam Hilger, Bristol (1986).

RADIOMETRÍA y FOTOMETRÍA

- [97] Absolute Radiometry. *F.Hengstberger*, Ed. (Academic Press , New York), (1989).
- [98] Light Calculations and Measurements. *H.A.E.Keitz* .(Cleaver-Hume, London), (1955).
- [99] Measurement of Optical Radiations. *G.Baue* , (Focal, New York), (1965).
- [100] Measurement of Photoluminescence. *Mielenz*, Ed. (Academic Press, New York), (1982).
- [101] Measurement of Radiant Energy. *W.E.Forsythe* , (McGraw-Hill, New York), (1937).
- [102] Optical Radiation Measurements. *E.C.Grum, C.J.Bartleson, W.Budde*, Ed. Vol.1-Vol.4, (Academic Press, New York), (1979).
- [103] Optical Radiation Measurements, vol. 5, Visual Measurements. *E.C.Grum, C.J.Bartleson*, (Academic Press, New York), (1984).
- [104] Optical Spectrometric Measurements of High Temperatures. *P.J.Dickerman*, Ed., (University of Chicago Press, Chicago), (1961).
- [105] La Photometrie. *J.Terrien, F.Desvignes*, (Press Universitaire de France, Paris), (1962).
- [106] Photometry. *J.W.T.Walsh* , (Custable, London, 3rd ed. revised), (1938).
- [107] Photometry and Radiometry for Engineers. *A.Stimson*, (Wiley, New York), (1974).
- [108] Radiation Exchange: An Introduction. *J.H.Taylor* , (Academic Press, New York), (1990).
- [109] Radiation Pyrometry and its Underlying Principles of Radiant Heat Transfer. *T.R.Harriso*, (Wiley, New York, (1960).
- [110] Radiometric Calibration. *C.L.Wyatt* , (Academic Press, New York), (1978).
- [111] Radiometric Standards and Measurements. *E.J.Gillham* , (NPL No. 23, 1961).
- [112] Radiometric System Design. *C.Wyatt*, (Macmillan, New York, 1987).
- [113] Radiometry and the Detection of Optical Radiation. *R.W.Boyd*, (Wiley, New York, 1983).
- [114] Radiometry and Photometry. *H.K.Hammond, H.L.Mason*, Eds. (NBS, Washington, DC, 1971).
- [115] Radiometry. *E.C.Grum, R. Becherer*, Ed. (Academic Press, New York, 1979).

- [116] Standardization in Spectrophotometry and Luminescence Measurements. *K.D.Mielenz, R.A.Velapold, R.Mavrodineau*, Ed. (Proceedings; NBS Pub. No.466, Washington, DC, 1977).
- [117] Tables of Blackbody Radiation Functions. *M.Pivovonsky*, (Macmillan, New York, 1961).
- [118] Temperature, Its Measurement and Control in Science and Industry. *American Institute of Physics*, (Rheinhold, New York, 194).

LÁSER (APLICACIONES)

- [119] Analytical Applications of Lasers. *E.H.Piepmeyer*, (Wiley, New York, 1987).
- [120] Advances in Laser Engineering and Applications. *M.L.Stitch*, (SPIE-247, 1980).
- [121] Applications of Lasers in Materials Processing. *E.A.Metzbaum*, (Am.Soc.for Metals, Metals Park Ohio, 1979).
- [122] Applications of Lasers to Photography and Information Handling. *D.Murray*, (SPSE, Washington, DC), (1968).
- [123] Characteristics of Lasers. (*International Data Corp.*, Lathrop Village, MI, 1965).
- [124] Commercial Development and Applications of Laser Technology. *R.Saltonsall*, (Hobbs, Dorman, & Co., New York, 1965).
- [125] Encyclopedia of Lasers and Optical Technology. *R.Myers*, (Academic Press, New York, 1990).
- [126] Engineering Applications of Lasers and Holography. *W.E.Kock* (Plenum Press, New York, 1975).
- [127] Handbook of Lasers (vol. 1,2,3). *R.J.Pressley*, (Chemical Rubber Co., Cleveland, OH, 1971).
- [128] Handbook of Laser Science and Technology; Supplement 1: Lasers. *M.J.Weber* (CRC, Boca Raton, 1991).
- [129] Industrial Applications of Lasers. *J.F.Ready*, (Academic Press, New York, 1978).
- [130] Industrial Lasers and Their Applications. *J.T.Luxton, D.E.Parker* (Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985).
- [131] Industrial Laser Handbook, 1992-1993 Edition. *D.Belforte, M.Levitts*, (Springer, New York, 1992).
- [132] Laser Applications (vol. 1,2). *M.Ross*, (Academic Press, New York, 1971, 1974).
- [133] Laser Applications. *J.W.Goodman, M.Ross*, (Academic Press, New York, 1980).
- [134] Laser Applications (vol. 5). *J.F.Ready, R.K.Erf*, (Academic Press, New York, 1984).
- [135] Laser Applications in Materials Processing. *J.F.Ready*, (SPIE-198, 1979).
- [136] Laser Applications in Precision Measurement. *T.Kemeny, K.Havrilla*, (Nova Science, 1988).
- [137] Lasers: Invention to Application. *J.H.Ausubel, H.D.Langford*, (National Academy Press, Washington, 1987).
- [138] Lasers and Applications. *W.Guimaraes, et al.*, (Springer, Berlin, 1984).
- [139] Lasers and Their Applications. *M.J.Beesley*, (Halsted, New York, 1976).
- [140] Laser Materials Processing. *M.Bass*, Ed. (North Holland, New York, 1983).
- [141] Lasers: Operation, Equipment, Application and Design. *Staff of Coherent*, (McGraw-Hill, New York, 1980).
- [142] Laser Parameter Measurements Handbook. *H.G.Heard*, (Wiley, New York, 1968).
- [143] Laser Processing and Analysis of Materials. *W.W.Duley*, (Plenum Press, New York, 1983).
- [144] Laser Systems and Applications. *H.A.Elion*, (Pergamon Press, Oxford, 1967).
- [145] Laser Technology. *H.M.Muncheryan*, (Howard Sams, Indianapolis, IN, 1975).

- [146] Power Lasers and Their Applications. *V.S.Letokhov, N.D.Ustinov*, (Harwood Academic Publishers, New York), (1983).
- [147] Principles and Practice of Laser Technology. *H.M.Muncheryan*, (Tab Books, Blue Summit, PA, 1983).
- [148] Spectral, Spatial, and Temporal Properties of Lasers. *R.A.Phillips*, (Plenum Press, New York, 1972).

METROLOGÍA DIMENSIONAL

- [149] Applications of Optical Metrology: Techniques and Measurements II. *J.J.Lee, Jr.*, (SPIE-416, 1983).
- [150] Advances in Optical Metrology I. *N.Balasubramanian, J.C.Wyant*, (SPIE-153, 1978).
- [151] Diffraction Gratings as Measuring Scales. *J.Guild*, (Oxford University Press, New York, 1960).
- [152] Gauges and Fine Measurements. *F.H.Rolt*, (Macmillan, London, 1929).
- [153] Integrated Circuit Metrology I. *D.Nyyssonen*, (SPIE-342, 1982).
- [154] Integrated Circuit Metrology II. *D.Nyyssonen*, (SPIE-480, 1984).
- [155] Measurement of Angle in Engineering. *J.C.Evans, C.O.Taylorson*, NPL Notes on Applied Science No.26, (H.M.Stationery Office, London, 1961).
- [156] Metrology with Autocollimators. *K.J.Hume*, (Hilger & Watts, London, 1965).
- [157] Metrology of Gauge Blocks. National Bureau of Standards, Circular 581 (NBS, Washington, DC, 1955).
- [158] Optical Alignment II. *M.C.Ruda*, (SPIE-483, 1984).
- [159] Optical Tooling. *P.Kissam*, (McGraw-Hill, New York, 1962).
- [160] Optical Tooling in Industry. *J.D.McGrae*, (Hayden Book Co., New York, 1964).
- [161] Optics in Metrology. *P.Mollet*, (ICO-1958; Pergamon, Oxford, 1960).
- [162] Optics in Metrology and Quality Assurance. *H.L.Kasdan*, (SPIE-220,1980).
- [163] Practical Engineering Metrology. *K.W.B.Sharp*, (Pitman, London, 1970).
- [164] Precision Surface Metrology. *J.C.Wyant*, (SPIE-429, 1983).

EXPERIMENTACIÓN DE LABORATORIO

- [165] Atlas of Optical Phenomena. vol.1, *M.Cagnet, N.Françon, J.C.Thierr*, (Springer-Verlag, Berlin, 1962).
- [166] Atlas of Optical Phenomena. vol.2, *M.Cagnet, M.Françon, S.Mallick*, (Springer-Verlag, Berlin, 1971).
- [167] Demonstrativversude aus der Optik. *H.Daniel*, (Musterschmidt-Verlag Gottingen, 1960)
- [168] What Light Through Yonder Window Breaks?, *C.F.Bohren*, (Wiley, New York, 1991).
- [169] Experimental Optics. *A.F.Wagner*, (Wiley, New York, 1929).
- [170] Experimental Optics. *G.F.C.Searle*, (Cambridge U.P., 1925).
- [171] Experiments in Optics with a Laser Source. *R.Pantell*, (Optics Technology Inc., Univ. Rochester, 1969).
- [172] Experiments in Optical Physics. *W.A.Hilton*, (Hilton, Liberty, MO, 1974).
- [173] Experiments in Physical Optics. *M.Françon, M.Krauzman, J.P.Mathieu, M.May*, (Gordon & Breach, New York), (1970).
- [174] Experiments in Physics. *D.W.Preston*, (Wiley, New York, 1985).

- [175] Experiments Using a Helium-Neon Laser. *H.H.Gottlieb* , (Metrologic, Belmawr, NJ, 1974).
- [176] Exploring Laser Light. *T.Kallard* , (Optosonic Press, 1977).
- [177] Handbook of Gas Laser Experiments. *G.L.Rogers* , (Illiffce, London, 1970).
- [178] Optics Experiments and Demonstrations. *H.Palmer*, (John Hopkins University, Baltimore, 1962).
- [179] The Laser Experiments Handbook. *F.McAleese* , (McGraw, New York, 1979).
- [180] The Laser Handbook. *G.McComb* , (Tab, Blue Ridge Summit, 1988).
- [181] Laser Experimenter's Handbook. *D.T.Horn* , (Tab, Blue Ridge Summit, PA, 1988).
- [182] Light. *E.Deeson*, (ASE, John Murray, London, 1975).
- [183] Handbook of Optical Metrology (Principles and Applications). *Ed. Toru Yoshizawa*, CRC Press (2008).

OPTOELECTRÓNICA y FOTÓNICA

- [184] Fundamentals of Photonics (Second Edition). *B.E.A. Saleh & M.C. Teich*. Wiley-Interscience, Hoboken (New Jersey) (2007).
- [185] Photonic Devices (Part 1 and 2). *Jia-Ming Liu*, University of California (Los Angeles). Cambridge University Press 2005 (2005).
- [186] Optoelectronics. *Emmanuel Rosencher & Borge Vinter*. Cambridge University Press (2002).
- [187] Cambridge Illustrated Handbook of Optoelectronics and Photonics. *S. Kasap, H. Ruda and Y. Boucher*. Cambridge University Press (2009).

ÓPTICA INTEGRADA

- [188] Optical Integrated Circuits. *Nishihara H., Haruna M. and Suhara T.* McGraw-Hill (1985).
- [189] Óptica Integrada: Primeros Pasos. *Rodríguez J. et al.* Universidad de Oviedo (1992).
- [190] Integrated Optics, Microstructures and Sensors. *Tabib-Azar M.* Kluber Academic Publishers (1995)

FIBRA ÓPTICA

- [191] Fiber Optic Sensors. *Francis T.S.You & Shizhuo* (The Pennsylvania State University). Marcel Dekker Inc. (2002).
- [192] Optical Fiber Sensors: Systems and Applications. Vol. I and II. *Ed. Brian Culshaw & John Dakin*. Artech House (1988).
- [193] Fiber Optics Handbook. (*Optical Society of America*). McGraw-Hill Telecom Engineering (2002).
- [194] Fiber Optics Engineering. *Mohammad Azadeh*. Springer (Chatsworth, California) (2009).
- [195] Introduction to Fiber Optics. *A. Ghatak and K. Thyagarajan*. Cambridge University Press (2002).
- [196] Fiber Optic Essentials. *A. Ghatak and K. Thyagarajan*. Wiley-Interscience (2007).
- [197] Specialty Optical Fibers Handbook. *Alexis Méndez and T.F. Morse*. Academic Press-Elsevier (2007).
- [198] Practical Fiber Optics. *D. Bailey and E. Wright*. Newnes (Elsevier) (2003).
- [199] Fiber Optics (Physics and Technology). *F. Mitschke* (Universität Rostock). Springer (2009).

- [200] Fiber Optic Measurement Techniques. *R. Hui and M. O'Sullivan*. Elsevier Academic Press (2009).
- [201] Optical Fiber Fusion Splicing. *A.D. Yablon*. Springer (2005).
- [202] Fiber Optics Handbook. (*Optical Society of America*). McGraw-Hill Telecom Engineering (2002).
- [203] Optical Fiber Sensor Technology (Devices and Technology). *K.T.V. Grattan and B.T. Meggit*. Springer (1998).
- [204] Optoelectronics and Fiber Optic Technology. *R. Tricker*. Newnes (Elsevier) (2002).
- [205] Applications of Nonlinear Fiber Optics. *Govind. P. Agrawal*. Academic Press (2001).
- [206] Dispositivos de Comunicaciones Ópticas. *J. Capmany, F.J. Fraile-Pérez, J. Martí*. Ed. Sintesis (1999).
- [207] Fiber Optic Communication Systems. *Govind. P. Agrawal*. Wiley (2010).
- [208] Lightwave Technology (Telecommunication Systems). *Govind. P. Agrawal*. Wiley-Interscience (2005).
- [209] Erbium-Doped Fiber Amplifiers (Fundamentals and Technology). *P.C. Becker, N.A. Olsson and J.R. Simpson*. Academic Press (1999).
- [210] Optical Fiber Telecommunications V (A: Components and Subsystems). *I.P. Kaminow, Tingye Li and A.E. Willner*. Academic Press-Elsevier (2008).
- [211] Optical Fiber Telecommunications V (B: Systems and Networks). *I.P. Kaminow, Tingye Li and A.E. Willner*. Academic Press-Elsevier (2008).

Lista de abreviaturas

APD	Avalanche Photo-Diode
CW	Clock-Wise
CCW	Counter-Clock-Wise
DFOG	Depolarized Fiber Optic Gyroscope
DOP	Degree of Polarization
DR	Dynamic Range
EDF	Erbium Doped Fiber
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
IFOG	Interferometric Fiber Optic Gyroscope
LCP	Left Circular Polarization
MMF	Multi Mode Fiber
OPL	Optical Path Length
PER	Polarization Extinction Ratio
PIN	P-I-N Photo-Diode
PMF	Polarization Maintaining Fiber
RCP	Right Circular Polarization
RFOG	Resonant Fiber Optic Gyroscope
RLFOG	Ring Laser Fiber Optic Gyroscope
RMS	Root Medium Square
SMF	Single Mode Fiber
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOP	State of Polarization