

**Centro de Investigación Científica y de  
Educación Superior de Ensenada**



**IMPLEMENTACION Y CARACTERIZACION DE UN  
SISTEMA DE DEMODULACION BPSK OPTICO,  
AUTOHOMODINO, BASADO EN LA TECNICA  
DE MAXIMA VEROSIMILITUD.**

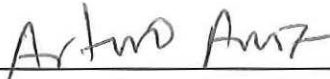
**TESIS  
MAESTRIA EN CIENCIAS**

**ALFONSO TOVAR FONSECA**

Ensenada, Baja California, Mexico. Diciembre de 1998.



TESIS DEFENDIDA POR  
**ALFONSO TOVAR FONSECA**  
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE



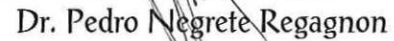
M.I. Arturo Arvizu Mondragón

*Director del Comité*

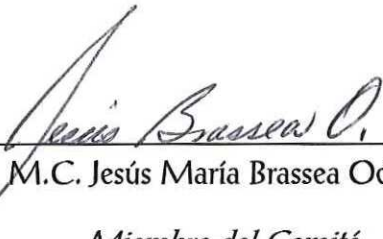


Dr. Francisco Javier Mendieta Jiménez

*Miembro del Comité*

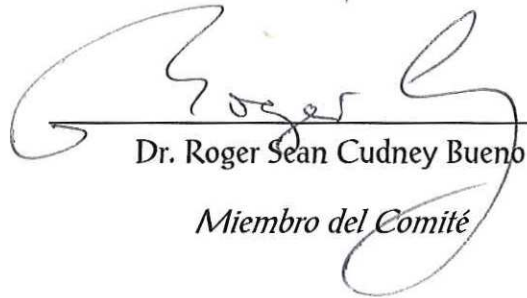


*Miembro del Comité*



M.C. Jesús María Brassea Ochoa

*Miembro del Comité*



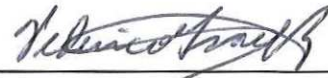
Dr. Roger Sean Cudney Bueno

*Miembro del Comité*



Dr. Eugenio Rafael Méndez Méndez

*Jefe del Departamento de Optica*



Dr. Federico Graef Ziehl

*Director de Estudios de Posgrado*

8 de diciembre de 1998

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE  
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA**



**DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA**

**DEPARTAMENTO DE ÓPTICA**

**IMPLEMENTACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN SISTEMA DE  
DEMODULACIÓN BPSK ÓPTICO, AUTOHOMODINO, BASADO EN LA  
TÉCNICA DE MÁXIMA VEROSIMILITUD.**

**TESIS**

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de  
MAESTRO EN CIENCIAS presenta:

**ALFONSO TOVAR FONSECA**

Ensenada, Baja California, México. Diciembre de 1998.

**RESUMEN** de la Tesis de Alfonso Tovar Fonseca, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de **MAESTRO EN CIENCIAS** en **ÓPTICA**. Ensenada, Baja California, México. Diciembre de 1998.

**IMPLEMENTACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN SISTEMA DE DEMODULACIÓN BPSK ÓPTICO, AUTOHOMODINO, BASADO EN LA TÉCNICA DE MÁXIMA VEROSIMILITUD.**

Resumen aprobado por:

  
M. I. Arturo Arvizu Mondragón.  
Director de Tesis.

En este trabajo se realiza la implementación electrónica de un estimador de fase, para un sistema de comunicaciones ópticas coherentes homodino, con un esquema de modulación digital binaria por corrimiento de fase (BPSK). Se diseña y caracteriza un circuito electrónico que realiza físicamente, el proceso matemático planteado en el resultado teórico (obtenido bajo el criterio de Máxima Verosimilitud), de un estimador de fase.

En un sistema de comunicaciones ópticas coherentes, el ruido de fase inherente en las fuentes láser del sistema, produce variaciones aleatorias en la fase del término de interferencia (o de batido) que ocurre al mezclar, en el receptor, la luz proveniente del transmisor (portadora), con la luz de otro láser ubicado en el receptor. La técnica de modulación BPSK traslada la información digital a ser transmitida, introduciendo cambios en la fase de una portadora óptica, directamente relacionados con el valor lógico del bit de información. Dado que la modulación BPSK transmite la información en la fase de la portadora, la etapa de demodulación en el receptor, debe recuperar la información transmitida partiendo del término de batido. Sin embargo, como consecuencia del ruido de fase, la etapa de demodulación se encuentra con una señal eléctrica de batido de fase aleatoria. El circuito demodulador enfrenta entonces, la dificultad de reconocer entre los cambios de fase debidos al ruido, y los cambios debidos a la modulación digital.

En este trabajo se describe el sistema optoelectrónico experimental, basado en un interferómetro tipo Mach-Zender, utilizado para generar modulación BPSK en una portadora óptica, y fotodetectarla en el receptor bajo un esquema de detección



autohomodino balanceado. El sistema experimental permite aislar y agregar externamente ruido de fase al mismo.

A partir de la señal eléctrica de batido (con ruido de fase controlado) generada en la fotodetección, el circuito electrónico estimador-correlacionador de fase implementado, realiza la estimación del bit transmitido.

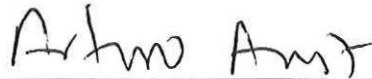
Se llevaron a cabo las mediciones pertinentes con el propósito de evaluar y caracterizar el desempeño del circuito implementado.

Palabras clave: Comunicaciones ópticas coherentes, detección homodina, modulación binaria por corrimiento de fase (BPSK), ruido de fase, estimador, criterio de Máxima Verosimilitud, interferómetro Mach-Zender.

**ABSTRACT** of the thesis of Alfonso Tovar Fonseca, presented as a partial requirement to obtain the **MASTER IN SCIENCE** degree in **OPTICS**. Ensenada, Baja California, Mexico. December 1998.

**IMPLEMENTATION AND CHARACTERIZATION OF AN AUTOHODYNE,  
OPTICAL BPSK DEMODULATION SYSTEM, BASED UPON THE  
MAXIMUM LIKELIHOOD TECHNIQUE.**

Abstract approved by:



---

M. I. Arturo Arvizu Mondragón.  
Thesis advisor.

This thesis presents the electronic implementation of a phase estimator for a binary phase shift keying (BPSK) homodyne coherent optical communications system. An electronic circuit which performs a phase estimation based on the maximum likelihood criterion, is designed and characterized.

In a coherent optical communications system, the phase noise of the laser beams of the system produces irregular variations in the phase of the interference term (or beating term) which occurs when light coming from the transmitter (carrier), interferes with light from another laser located in the receptor. The BPSK modulation technique translates digital information to be transmitted, creating changes in the phase of the optical carrier, directly related to the logical value of the information bit. Since the BPSK modulation transmits the information in the phase of the carrier, the demodulation stage in the receptor must recover the transmitted information from the beating term. However, as a consequence of the phase noise, the electric signal at the demodulation stage has a random phase. The demodulator circuit is confronted with the difficulty of distinguish in between the phase changes due to the phase noise, and those due to the digital modulation.

This thesis describes the optoelectronic experimental system, based upon a Mach-Zender interferometer, used to generate BPSK modulation in an optical carrier which is photodetected in the receptor, by a balanced autohodyne detection scheme. The experimental system allows both isolation and agregation of external phase noise to the system itself.



From the beat electrical signal (with controlled phase noise) generated in photodetection, the implemented phase estimator-correlator electronic circuit, makes the estimation of the transmitted bit.

Pertinent measurements were performed, with the purpose of evaluating and characterizing the performance of the implemented circuit.

Keywords: Coherent optical communications, homodyne detection, binary phase shift keying (BPSK), phase noise, estimator, Maximum Likelihood criteria, Mach-Zender interferometer.

# DEDICATORIA

Involucrados estrechamente con mi historia (o yo con la de ella y él) quiero dedicar esta regular, mala o buena obra, según la perspectiva, en primer lugar a aquellos dos jóvenes en áquel entonces, y aún hoy cuando así se lo proponen, que en algún lugar, en algún momento de sus vidas, unieron sus células y casual y causalmente, me brindaron la oportunidad de disfrutar de esta vida que ahora poseo. Pero eso fue sólo el principio, después desarrollaron la afición que aún mantienen, de proporcionarme la seguridad, el conocimiento, el cariño y el apoyo que, con el transcurrir del tiempo, crearon la cosa que ahora esto escribe. A veces con errores es cierto, pues nunca fueron a una escuela para padres, pero también cometiendo grandes aciertos que con gran satisfacción reconozco.

Igualmente, mis dos años y algo más de autoexilio, me separaron del contacto cotidiano con mi segunda mamá: mi hermana; de mi hermano, de mi burbujita, del diminuto (aún) demonio y de su papá, así que valga como una pequeña e ininteligible compensación, esta tesis.

Sin embargo, ese retiro casi monástico de acercamiento a la educación superior, me permitió encontrar en este aleatorio y caótico planeta, a una mujer increíble que ha renovado e impulsado mi pensamiento, y a la que con mucho cariño le dedico este trabajo, del cual en buena medida ella es responsable, aunque ella asegure no tener mayor idea de lo que se habla del segundo capítulo en adelante.

También aquí encontré un gran amigo, más allá de la cercanía dada de antemano por el parentesco. No sólo me ayudó con los problemas académicos, sino que hemos compartido ideas, emociones, dilemas, cervezas y vidas, definitivamente, él es cómplice en varias maneras, de mucha de la tinta que existe en estas hojas. Y no fue el único amigo que encontré, con otro exiliado por aquí perdido, compartí clases desde el principio, aburricones, matemáticas e ideas. Ambos han sido inigualable compañía.

Sutil pero firme, siempre me han resultado tangibles los lazos que unen al resto de mi pequeña familia y, como parte de mi cuento personal, prim@s y tí@s se involucran involuntariamente en este rollo, por lo que en esta dedicatoria también se encuentran.

Aunque no presentes físicamente en ningún momento por estas tierras (salvo una delgada excepción), presentes se encuentran en mi memoria y así, adonde yo voy, también me acompañan sin chistar mis grandes compañer@s y amig@s de esos asaltos nocturnos y no tan nocturnos al depósito de la esquina, las expediciones al siniestro, las



imprudencias, las confidencias y, por supuesto, los besos que también forman parte de este cuento. Compartimos historia y por lo tanto, este trabajo lo comparto alegremente con ell@s.

Quiero dedicar también, este modestísimo trabajo a los compas zapatistas de aquí, de allá, y de todos lados.

Y yo quiero dedicarme a mi mismo, y a quien quiera leerlo, una breve reflexión en relación a las comunicaciones, va:

De las múltiples y variadas formas del estado material que nosotros conocemos como vida, la interacción con el medio ambiente que rodea a cada ser genera una cierta adaptación que requiere traducir los estímulos exteriores en un mensaje descifrable para contribuir a realizar su vida. Los estímulos provienen no únicamente de la materia inanimada sino también de otros seres que comparten el mismo espacio, y con relativa frecuencia, se encuentra la necesidad de comunicar la interpretación de los estímulos entre miembros de la misma especie. En el caso particular de nosotros los seres humanos, el lenguaje es la forma fundamental de comunicar la interpretación de los estímulos naturales y también los humanamente creados, entendiendo por lenguaje no tan sólo la forma oral, sino incluyendo también las diversas formas creadas por las sociedades para expresar a sí mismas y a otras, su interpretación del entorno que nos rodea, tal como los símbolos abstractos que representan sonidos y dan lugar a la escritura, o la creación artística sea a través de la música, o a través de imágenes, o a través de objetos, etc. El lenguaje es, entonces, uno de los mecanismos más poderosos para crear y recrear la cultura, y no es sino por medio de ella que se produce el conocimiento; así como también el entendimiento de las condiciones sociales y materiales en que existimos [Leshan, 1998].

El lenguaje se difunde heterogéneamente en el tejido social por diversos medios de comunicación, pero la transmisión del lenguaje implica también la transmisión potencial de la cultura entre individuos o grupos de individuos ubicados en diferentes sitios o momentos del presente y/o del pasado. Los medios de comunicación son medios materiales que de alguna manera, permiten la transmisión y recepción de la información generada individual o colectivamente. En el momento histórico en que nos encontramos situados, el desarrollo de la ciencia y la tecnología han permitido que los medios de comunicación basados en la electrónica, tengan el potencial y la capacidad de alcanzar cualquier punto en la Tierra (e incluso fuera de ella) para transmitir una enorme cantidad y

variedad de información, desde una letra, hasta imágenes y sonido. Por ello, a partir de este punto en la historia de la humanidad se tiene la posibilidad de compartir la información y el conocimiento de las varias culturas y formas humanas de organización que existen en el mundo; la posibilidad de permitir la expresión individual de las diversas comunidades que compartimos el planeta, definiendo por nosotr@s mism@s nuestras propias necesidades y expectativas como sociedad y como individuos, y con ello abrir la posibilidad de lograr un mayor entendimiento, cooperación y convivencia entre los pueblos. No obstante, como mencionaba anteriormente, los medios de comunicación son materiales, son tangibles y creados a partir del trabajo humano, una parte del cual concierne a los ingenieros en electrónica. Pero lo que no concierne ni a la mayoría de los ingenieros, ni al resto de trabajadores involucrados en la creación de esos medios, ni a la sociedad en su conjunto, es la disponibilidad, asequibilidad, dirección y posesión de esos medios de comunicación a pesar de ser fundamentalmente creados, sostenidos y requeridos por toda la sociedad. Quien dirige y decide el enfoque y distribución de los medios de comunicación en términos de sus propias necesidades, es quien los posee, que no es ni la sociedad ni la mayoría, sino los que tienen el capital suficiente para poseerlos. Resumiendo en un panorama más amplio las ideas previas, se tiene entonces que la ingeniería tiene el potencial de moldear la estructura de nuestra sociedad, pero esa potencialidad está sometida a las mismas fuerzas fundamentales que sostienen la organización y forma de la estructura socioeconómica y política de la sociedad en que vivimos. Por lo tanto, de manera general el quehacer de la ingeniería está determinado por esta estructura, que en México dista mucho de ser democrática equitativa o justa, y responde siempre a sus necesidades, en mayor o menor medida. Esto significa que nuestro diario desempeño como ingenier@s tiene implicaciones mucho mayores que el simple hecho de realizar una labor técnica, ya que este trabajo finalmente se inscribe dentro de un contexto social y nuestra labor puede contribuir a reforzar o debilitar la estructura económica social y política que prevalece en nuestro país.

Así, en general los medios de comunicación pierden en gran medida la potencialidad y capacidad de compartir información equitativamente para contribuir a enlazar a la humanidad y se convierten en medios que sirven o se amoldan para satisfacer, en principio, las demandas que plantean las actuales fuerzas económicas y políticas de dominio y ganancia.

Entre muchas otras cosas, en las presentes sociedades capitalistas... bla, bla, bla...



# AGRADECIMIENTOS

En realidad tengo una lista más o menos extensa de gente que de alguna manera, me auxilió en el transcurso de este trabajo, ya sea directamente en la elaboración de éste, o en aspectos personales que finalmente se reflejan en el buen desempeño del mismo. Temo no nombrar a todos, pero disculpas de antemano.

En el tercer piso, agradezco la colaboración desinteresada de Ramón Muraoka, Héctor Mejía, Horacio Soto, Nayelli Osuna y Ricardo Nuñez.

A Miguel Farfán y Octavio Meillón por su atención en mis continuos problemas con las cámaras fotográficas.

A René Torres por las conversaciones, y quien siempre facilitó el equipo con cordialidad y prontitud.

A Raúl Moreno por su interés en ayudar a resolver los problemas.

Al profe (Rodolfo Cortés), y a Juan Peralta, quienes siempre están dispuestos a compartir la información que poseen.

A Arturo Arvizu, por la complicidad mutua en el desarrollo de éste trabajo.

A mi comité de tesis: Roger Cudney, Pedro Negrete, Jesús Brassea, Javier Mendieta; particularmente Roger fue el que más me hizo sufrir, pero gracias por sus muy atinadas observaciones.

A mis compañer@s de generación y no generación, por las conversaciones, la convivencia, el estudio.

Gracias al pueblo de México, a través del cual, CONACyT cumplió en mi caso con su función de otorgarme la beca de colegiatura y manutención.

A l@s profesor@s y trabajador@s del CICESE por su trabajo.

## LISTA DE FIGURAS

(continuación)

Figura		Página
18	Diagrama funcional del lazo de encadenamiento de fase implementado.	62
19	Sistema optoelectrónico experimental utilizado	67
20	Medición del ruido de fase, $x(t)$ , y su espectro	69
21	Medición del espectro del observable eléctrico, $V_o(t)$	69
22	Medición del espectro del observable eléctrico, $V_o(t)$	70
23	Medición de una señal de información digital en el modulador y en la etapa de fotodetección balanceada	72
24	Medición de una señal de información digital con ruido de fase adicionado	73
25	Medición de una señal de información digital con ruido de fase adicionado	74
26	Medición del ruido de fase, $x(t)$ , y del estimado de fase, $x^*(t)$	78, 79
27	Medición del ruido de fase, $x(t)$ , y del estimado de fase, $x^*(t)$	80
28	Estimación de la función de densidad de probabilidad del error entre el valor estimado y el verdadero	81
29	Medición de la señal de datos de entrada, $\theta_k$ , y de la señal de datos estimados, $\hat{\theta}_k$	82
30	Medición del observable eléctrico, $V_o(t, k)$ , y de la señal de datos estimados, $\hat{\theta}_k$	82
31	Medición del estimado de fase, $x^*(t)$ , y de la señal de datos estimados, $\hat{\theta}_k$	83
32	Mediciones secuenciales de una señal en el canal transmisor-detección-estimación	85
33	Modelo eléctrico equivalente de un fotodiodo PIN	104

## LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
I	Relación señal a ruido (SNR) y número de fotones requeridos por bit para lograr una probabilidad de error de bit (BER), de $10^{-9}$ , para diversos esquemas de modulación demodulación.	19
II	Resumen de las mediciones realizadas	65
III	Medición del ruido de fase y del observable eléctrico	68



# **IMPLEMENTACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN SISTEMA DE DEMODULACIÓN BPSK ÓPTICO, AUTOHOMODINO, BASADO EN LA TÉCNICA DE MÁXIMA VEROSIMILITUD.**

## **Capítulo I. INTRODUCCIÓN**

### **I.1. INTRODUCCIÓN.**

De las múltiples y variadas formas del estado material que nosotros conocemos como vida, la interacción con el medio ambiente que rodea a cada ser genera una cierta adaptación que requiere traducir los estímulos exteriores en un mensaje descifrado para contribuir a realizar su vida. Los estímulos provienen no únicamente de la materia inanimada sino también de otros seres que comparten el mismo espacio, y con relativa frecuencia, se encuentra la necesidad de comunicar la interpretación de los estímulos entre miembros de la misma especie. En el caso particular de nosotros los seres humanos, el lenguaje es la forma fundamental de comunicar la interpretación de los estímulos naturales y también los humanamente creados, entendiendo por lenguaje no tan sólo la forma oral, sino incluyendo también las diversas formas creadas por las sociedades para expresar a sí mismas y a otras, su interpretación del entorno que nos rodea, tal como los símbolos abstractos que representan sonidos y dan lugar a la escritura, o la creación artística sea a través de la música, o a través de imágenes, o a través de objetos, etc. El lenguaje es, entonces, uno de los mecanismos más poderosos

detectar la modulación BPSK. El sistema optoelectrónico experimental está dispuesto para permitir aislar y controlar el ruido de fase, así como para atenuar o eliminar otros problemas asociados a los sistemas coherentes, reduciendo también la complejidad del mismo. Uno de los componentes relevantes del arreglo experimental es el lazo de encadenamiento de fase (PLL, *Phase Locked Loop*) que debe implementarse para corregir las desviaciones de fase que ocurren entre la portadora óptica y el oscilador local.

## **I.2. OBJETIVOS.**

El objetivo principal de este trabajo de tesis es la realización de un circuito electrónico estimador correlacionador de fase, para un esquema de modulación BPSK, a probar utilizando un arreglo interferométrico autohomodino.

Con el fin de entender el efecto del sistema experimental en las pruebas de caracterización del circuito, se lleva a cabo la descripción y estudio del arreglo interferométrico experimental utilizado, y de los elementos más importantes que lo constituyen. El arreglo experimental simula un sistema de comunicaciones ópticas coherentes autohomodino, con un esquema de modulación BPSK.

Se propone y realiza un circuito optoelectrónico de encadenamiento de fase (PLL), con el cual que se llevan a cabo pruebas experimentales de funcionamiento del sistema.

## **I.3. ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO.**

El capítulo II básicamente explica de manera general los fundamentos de los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes; se comparan las diferencias más relevantes entre

éstos y los sistemas actuales IM-DD y se describen las técnicas de detección homodina y heterodina. Finalmente, se exponen algunas de las limitantes de carácter tecnológico que impiden el desarrollo de sistemas coherentes de uso práctico, haciendo particular referencia al ruido de fase inherente a los láseres.

El capítulo III enfoca la atención sobre la etapa de recepción utilizada en el sistema optoelectrónico experimental de comunicaciones ópticas coherentes empleado para el desarrollo del presente trabajo. La primera sección de este capítulo describe la modulación digital binaria por corrimiento de fase (BPSK), que es el tipo de modulación elegida, así como la técnica interferométrica utilizada para generarla y detectarla. Más adelante, se describe de manera general el principio de operación del circuito estimador correlacionador de fase. Posteriormente, se explica el motivo y el principio de operación del lazo de encadenamiento de fase (PLL) que se propone para implementar en el sistema experimental. En la última sección del capítulo III, se describe el sistema optoelectrónico experimental propuesto para el desarrollo de este trabajo.

El capítulo IV resume, ordena e interpreta los resultados del trabajo realizado. En primer lugar se describe el diseño del del circuito electrónico estimador de fase implementado y la propuesta del PLL optoelectrónico experimental. Se define el equipo y el sistema optoelectrónico utilizado. Posteriormente se presenta la respuesta del sistema frente al ruido de fase y se exhiben e interpretan algunas mediciones representativas. La última sección de este capítulo se refiere a la prueba, en un sistema experimental (demostrativo de un sistema de comunicaciones ópticas coherente autohomodino BPSK), del circuito electrónico estimador correlacionador de fase, donde se culmina con una evaluación satisfactoria del mismo.

Finalmente, el capítulo V expone las conclusiones generales del trabajo realizado.



# Capítulo II. SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS COHERENTES

## II.1. INTRODUCCIÓN.

El propósito de cualquier sistema de comunicaciones consiste en transferir información de un lugar a otro. Actualmente, la mayoría de los sistemas de comunicación hacen uso de las ondas electromagnéticas para enviar y recibir información. Esto abarca una amplia banda del espectro electromagnético: desde 0 Hz o corriente directa (cd), la banda conocida como de radio frecuencia (RF, ~1KHz - 1GHz), la banda conocida como de microondas (1GHz, ~30GHz) y, a partir de las dos últimas décadas, también se ha comenzado a explotar la ventana de comunicaciones ópticas ~ ( $2 \times 10^{14}$  Hz -  $4 \times 10^{14}$  Hz).

En términos generales, se distinguen tres etapas fundamentales en cualquier sistema de comunicaciones: la etapa de transmisión, el medio de transmisión y la etapa de recepción. En el transmisor, la señal que contiene la información (señal moduladora) afecta determinadas propiedades (por ejemplo fase, frecuencia, amplitud, o incluso estados de polarización en el caso de la luz) de otra señal, que usualmente se trata de una onda senoidal (señal portadora). La portadora modulada en la etapa de transmisión, se envía a través de un medio de transmisión al sitio deseado, donde debe ser recibida y demodulada (i.e., la información es recuperada).

En comunicaciones ópticas, el elemento principal en la etapa de transmisión lo

constituye una fuente de luz; en general luz láser proveniente de algún dispositivo semiconductor. Sin embargo, algunas aplicaciones utilizan diodos emisores de luz (LED, *Light Emitting Diode*). La modulación del campo óptico se puede realizar modificando los parámetros que controlan el desempeño de la fuente luminosa, o externamente, utilizando dispositivos con la capacidad de alterar ciertas características de la luz emitida. La señal luminosa con la información a transmitir (portadora óptica modulada) se acopla a un cable de fibra óptica, que actúa como medio de transmisión. La etapa de recepción es, en general, la parte más compleja, y está a su vez constituida por una etapa de fotodetección y otra de demodulación. La etapa de fotodetección convierte la radiación luminosa incidente en una señal eléctrica. La etapa de demodulación utiliza circuitos electrónicos para recuperar la información transmitida a partir de la señal eléctrica generada en la fotodetección. En la siguiente sección notaremos que en un sistema coherente es necesaria además, una fuente de luz en el receptor.

La cantidad de información total capaz de ser transmitida por cualquier sistema se encuentra directamente relacionada con el ancho de banda de la portadora. Teóricamente, una de las principales ventajas al usar una portadora óptica es que permite incrementar la cantidad de información capaz de ser transmitida [Gagliardi, 1995]. Comparada con una portadora de microondas (2-3 GHz), una portadora óptica posee un ancho de banda aproximadamente 100,000 veces mayor. Asimismo, un sistema de comunicaciones ópticas es inmune al denominado ruido electromagnético, además, permite reducir notablemente el nivel de potencia requerida en la transmisión y recepción [Keiser, 1990]. De hecho, a pesar de que el esquema actual utilizado en las comunicaciones ópticas es aún primitivo comparado con las modernas teorías de transmisión y su aplicación en RF y microondas, éste ha demostrado un mejor desempeño frente a los sistemas de cableado eléctrico y de microondas en enlaces de

gran capacidad de comunicaciones punto a punto [Kazovski, 1996].

Actualmente, prácticamente todos los sistemas de comunicaciones por fibra óptica instalados utilizan el esquema de transmisión basado en la modulación lineal de la intensidad luminosa, sin que hasta el momento se haya logrado utilizar efectivamente algún esquema de modulación en frecuencia, fase o estados de polarización de la portadora óptica. La modulación de la intensidad luminosa se conoce como modulación en intensidad (IM, *Intensity Modulation*). En el receptor, el detector responde a los cambios en la potencia óptica recibida y por ello se denomina detección directa (DD, *Direct Detection*). El uso del esquema IM-DD ofrece sistemas simples y relativamente baratos, pero con una sensibilidad limitada y sin la capacidad de explotar con plenitud el enorme ancho de banda de las fibras y frecuencias ópticas [Sibley, 1990].

## II.2. COMUNICACIONES ÓPTICAS COHERENTES.

En un sistema de comunicaciones ópticas coherentes, el término coherente especifica un sistema en que se mezcla la portadora óptica modulada, con otra señal óptica generada en el receptor. Posteriormente se tratará con mayor detalle la mezcla de estos dos campos ópticos, sin embargo, cabe adelantar que una propiedad muy importante para lograr esta mezcla, o interferencia, es el grado de coherencia parcial alcanzada.

Los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes presentan serias ventajas sobre el esquema IM-DD. En primer lugar, pueden alcanzar una mayor sensibilidad, lo que permitiría un incremento en el espaciamiento entre repetidores para las comunicaciones punto a punto [Carlson, 1986]. Otro aspecto importante que pueden lograr los sistemas coherentes es la alta capacidad de selectividad frecuencial [Gagliardi, 1995], lo que



permitiría aumentar la densidad de canales de información al utilizar por ejemplo, la técnica de multiplexado en frecuencia (FDM, *Frequency Division Multiplexing*). Bajo el contexto actual IM-DD, la técnica de multiplexado se denomina por división en longitud de onda (WDM, *Wavelength Division Multiplexing*) ya que cada canal utiliza una portadora óptica que se encuentra separada de las dos portadoras adyacentes un intervalo que, en el dominio de la frecuencia, puede corresponder a decenas o centenas de GHz debido al enorme ancho de banda de los filtros ópticos pasabanda utilizados en el demultiplexor. Es preferible entonces, definir las portadoras y el espaciamiento entre ellas en términos no de frecuencia sino de longitud de onda. Utilizando un esquema coherente, la separación entre canales puede disminuir drásticamente ya que no requeriría filtros ópticos como en los sistemas WDM. A diferencia del esquema IM-DD, en un sistema coherente puede ser modulada la fase, frecuencia e incluso los estados de polarización de la portadora óptica, lo que permitiría utilizar poderosas técnicas para transmitir mayor cantidad de información empleando un menor ancho de banda [Tosco, 1990].

En la siguiente figura se ilustra la idea básica de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes.

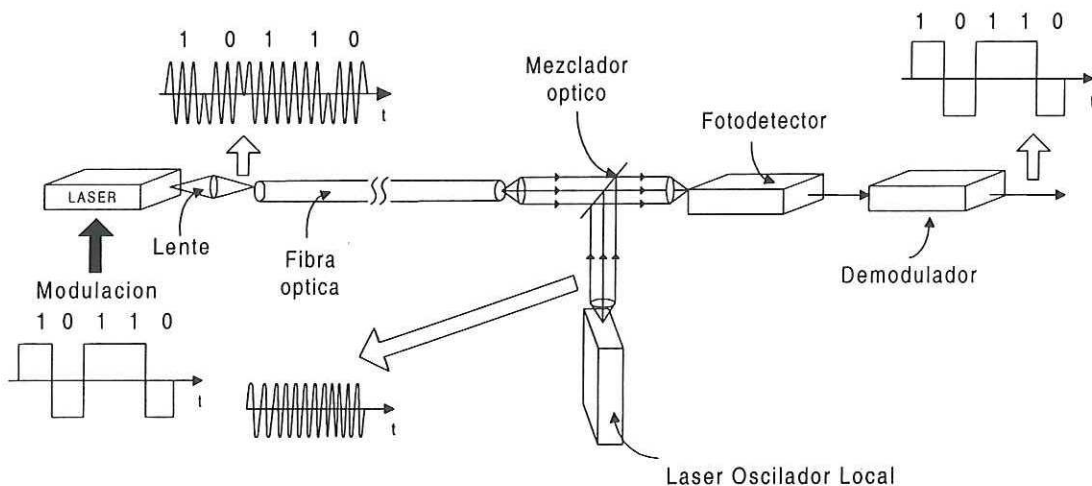


Figura 1. Esquema ilustrativo de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes.

En el esquema se puede observar que la luz láser es modulada en fase por una cadena de datos de información digital. Posteriormente, la portadora modulada se propaga por la fibra óptica tendida para cubrir el enlace de comunicaciones. En la etapa de recepción, se mezcla la luz proveniente del transmisor con la luz proveniente de otra fuente láser conocida como el oscilador local (LO, *Local Oscillator*), y el campo generado por la mezcla de las dos ondas ópticas incide sobre el elemento fotodetector. Finalmente, la información digital originalmente transmitida es recuperada en la etapa de demodulación.

### **II.2.1. DETECCIÓN HOMODINA Y HETERODINA.**

Estas dos técnicas de detección se basan en la mezcla de la portadora óptica modulada con una onda óptica generada en el propio receptor por el oscilador local, por tanto, son técnicas de detección coherentes. En un sistema de comunicaciones por fibra, la mezcla de ambas ondas se lleva a cabo en un acoplador de fibra óptica. La corriente generada por el fotodetector es una función cuadrática del campo óptico, lo que origina una señal eléctrica con términos de corriente directa y un término denominado de "batido", el cual contiene la información. Si las frecuencias del oscilador local y de la portadora óptica modulada son iguales, la señal eléctrica generada se encuentra en banda base obteniéndose directamente la información. Se habla entonces de detección homodina. Cuando la frecuencia del oscilador local y de la portadora no son iguales, la señal eléctrica será una señal pasabanda, es decir, una señal cuyo espectro está concentrado alrededor de la frecuencia resultante de la diferencia en frecuencia de los campos ópticos mezclados. Se habla entonces de detección heterodina.

Más precisamente, si se supone que los campos ópticos de la señal y del oscilador local son ondas planas monocromáticas, con estados de polarización lineal idénticos, de tal manera que por el momento se pueda dejar de lado su naturaleza vectorial, se tiene que:

$$E_S(t) = \sqrt{P_S} e^{j(k_1 z_1 - \omega_S t + \phi_1 + \theta_k)} \quad , \quad (1)$$

$$E_{LO}(t) = \sqrt{P_{LO}} e^{j(k_2 z_2 - \omega_{LO} t + \phi_2)} \quad , \quad (2)$$

donde  $E_S(t)$  es la portadora óptica modulada y  $E_{LO}(t)$  es el campo óptico proveniente del oscilador local.  $P_S$ ,  $\omega_S$ ,  $\phi_1$  y describen la potencia, la frecuencia y la fase del campo óptico;  $\theta_k$  es la señal moduladora para algún caso particular de modulación digital de fase de la portadora.  $P_{LO}$ ,  $\omega_{LO}$  y  $\phi_2$  describen la potencia, la frecuencia y la fase del campo óptico del oscilador local;  $z_1$  y  $z_2$  representan la distancia recorrida por cada onda. Aunque el término bajo el radical no es estrictamente correcto, en lo sucesivo se considerará que la potencia óptica instantánea asociada a una onda luminosa incidente perpendicularmente a la superficie (idealmente plana) del elemento fotodetector, es igual al módulo al cuadrado de la envolvente compleja del vector de campo eléctrico, es decir,  $P(t) = |E(t)|^2$ . Conviene utilizar esta consideración para simplificar el desarrollo de las ecuaciones. La justificación que permite utilizar esta equivalencia puede consultarse en el glosario (ver Intensidad).

El dispositivo fotodetector genera una corriente proporcional a la potencia óptica de los dos campos ópticos mezclados, es decir:

$$i(t) = R P_{total} = R |E_S(t) + E_{LO}(t)|^2 \quad , \quad (3)$$

donde  $R$  es la responsividad del dispositivo fotodetector. Por lo tanto:

$$i(t) = R [E_S(t) + E_{LO}(t)] \cdot [E_S^*(t) + E_{LO}^*(t)] \quad , \quad (4)$$

$$i(t) = R [|E_S(t)|^2 + |E_{LO}(t)|^2 + E_S(t) E_{LO}^*(t) + E_{LO}(t) E_S^*(t)] \quad , \quad (5)$$



La fotocorriente generada es, entonces:

$$i(t) = R [ P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(k_1 z_1 - k_2 z_2 + \omega_S t - \omega_{LO} t + \phi_1 - \phi_2 + \theta_k) ] \quad (6)$$

El último término de la expresión anterior es la señal de batido y contiene la información para el caso de cualquier esquema de modulación coherente. La diferencia de frecuencias de los campos ópticos,  $\omega_S - \omega_{LO}$ , es la frecuencia de batido. Si se controla la frecuencia del oscilador local para igualar la frecuencia de la portadora óptica, entonces la frecuencia de batido es cero y se tiene el caso homodino. En el caso heterodino, las frecuencias son diferentes y la frecuencia de batido se conoce como frecuencia intermedia (FI).

Sólo por el momento, se asume sin justificar que las constantes de propagación son iguales (i.e.  $k_1 z_1 - k_2 z_2 = 0$ ). Y para el caso homodino, se tiene que la fotocorriente generada en la etapa de fotodetección está dada por:

$$i(t) = R \{ P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_1 - \phi_2 + \theta_k) \} \quad (7)$$

Cuando puede lograrse esta condición, la corriente generada en la etapa de fotodetección en función de la portadora modulada se encuentra en banda base, lo cual significa que la corriente generada  $i(t)$  es en sí, la información transmitida. Esto implica que las componentes espectrales de la señal de información,  $i(\omega)$ , se encuentran distribuidas en un intervalo que puede iniciar desde corriente directa, hasta la frecuencia límite superior del ancho de banda de la señal de información. En consecuencia, para el caso ideal de luz monocromática, los circuitos electrónicos en el demodulador operan a la misma frecuencia que en la etapa moduladora, a diferencia del caso heterodino, en que los circuitos en la etapa demoduladora operan a una frecuencia intermedia, superior a la frecuencia moduladora. Siendo así, los circuitos en la etapa moduladora de un esquema heterodino pueden ser más complicados que para el caso homodino, tanto por la obligada operación de colocar la información en banda base, como debido a las restricciones y

cuidados que deben observarse en el diseño de circuitos conforme la frecuencia de operación se incrementa. No obstante, un sistema homodino requiere de una tecnología más sofisticada que un sistema heterodino por la necesidad de encadenar la fase de la portadora óptica modulada, con la fase del oscilador local [Kazovsky, 1996].

Como se observa en la expresión (7), la amplitud del término de batido depende del argumento de la función coseno, que para este caso ideal se compone de la diferencia de fases de la portadora y el oscilador local,  $\phi_1 - \phi_2$ , y del valor de la moduladora,  $\theta_k$ . Ya que es en el término de batido donde se encuentra la información, resulta de suma importancia mantener una fase fija de referencia entre el oscilador local y la portadora, lo cual puede lograrse con la acción de algún tipo de lazo de encadenamiento de fase (PLL, *Phase Locked Loop*) [Hodgkinson, 1991]. Un error de seguimiento debido a una operación imperfecta del PLL, provocará que la amplitud del término de batido presente fluctuaciones aleatorias, y no las variaciones bien determinadas debidas al valor k-ésimo de información dado por  $\theta_k$ . Como consecuencia, disminuye la sensibilidad y capacidad del receptor para demodular la señal transmitida

## II.2.2. ESQUEMAS DE MODULACIÓN - DEMODULACIÓN.

En el transmisor, la información (que se encuentra en banda base) usualmente se traslada a una frecuencia superior para poder ser enviada por un canal apropiado de transmisión, convirtiéndose entonces, en una señal pasabanda. Debido a las múltiples ventajas que ofrecen, cada vez se extiende más el uso de los sistemas digitales [Couch, 1993]. Los sistemas digitales de comunicación, utilizan una señal digital en banda base

para modular a una portadora usando alguna técnica de modulación, generando así, una señal pasabanda. Básicamente, existen tres posibles técnicas de modulación digital adecuados para utilizarse en sistemas de comunicaciones ópticas coherentes:

1). La modulación por corrimiento de fase (PSK, *Phase Shift Keying*), altera la fase del campo óptico de acuerdo a la secuencia digital de la señal de información. En sistemas digitales binarios, la modulación PSK se conoce más específicamente como: modulación binaria por corrimiento de fase (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*).

2). La modulación por corrimiento de frecuencia (FSK, *Frequency Shift Keying*), consiste en una ligera variación en la frecuencia óptica de la portadora de acuerdo a la secuencia de datos binarios.

3). La modulación encendido - apagado (OOK, *On-Off Shift Keying*) que consiste en la interrupción del campo óptico de acuerdo al estado lógico de cada bit.

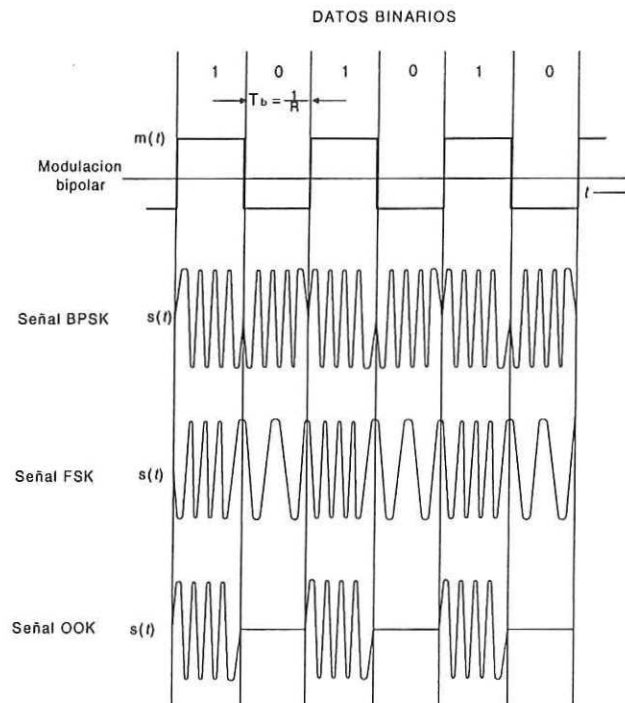


Figura 2. Técnicas básicas de modulación digital binaria.

En sistemas digitales multinivel, o sistemas analógicos, la modulación OOK se convierte en modulación por corrimiento de amplitud (ASK, *Amplitude Shift Keying*), que consiste en la modulación del campo óptico como función de las variaciones en amplitud de la señal. En términos de modulación, el esquema coherente OOK es similar al esquema IM-DD, sin embargo, en la etapa de recepción la señal modulada OOK es detectada utilizando un esquema homodino o heterodino lo que permite alcanzar valores de sensibilidad comparativamente mayores que en el esquema IM-DD [Kazovski, 1996].

Los receptores son usualmente caracterizados a través de la sensibilidad que exhiben, *la cual depende en gran medida del esquema de modulación - demodulación empleado.*

Para receptores digitales, la sensibilidad se define como la mínima potencia óptica promedio o, equivalentemente, el número mínimo de fotones promedio recibidos por bit que garantiza una tasa o probabilidad de error de bit (BER, *Bit Error Rate*) definida [Sibley, 1990]. La cantidad asignada al BER especifica el número máximo de bits no interpretados correctamente que el sistema debe permitir. Comúnmente se acepta como un buen BER el valor de  $10^{-9}$ , lo que significa que existe la probabilidad de no interpretar correctamente el valor de un bit por cada  $10^9$  bits recibidos. El BER, y por tanto también la sensibilidad, dependen de la relación señal a ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*) del receptor, que se define como la relación de la potencia eléctrica generada por el fotodetector debida exclusivamente a la señal con la información, entre la potencia eléctrica generada por el fotodetector debida a la suma de las diferentes señales de ruido. El uso de la detección coherente homodina u heterodina, conduce a un valor de la SNR que permite obtener una sensibilidad de recepción mucho más alta que en el esquema IM-DD [Kazovsky, 1990]. Entre los procesos ruidosos más significativos asociados a un fotodetector, se pueden mencionar al ruido cuántico debido a la aleatoriedad en la generación de portadores, al ruido de intensidad ocasionado por las fluctuaciones en



amplitud del campo óptico, al ruido de oscuridad debido al movimiento de portadores generados por la agitación térmica, al ruido *shot* debido a la incidencia aleatoria de los fotones sobre el dispositivo y al ruido térmico generado por elementos externos al dispositivo pero asociados al circuito de fotodetección (consultar ruido en el glosario).

La expresión final del cálculo de la SNR para un receptor IM-DD en el caso ideal [Ryu, 1995], esto es, cuando la corriente de oscuridad, el ruido de intensidad y el ruido térmico del receptor no se consideran significativos, está dada por:

$$\text{SNR}_D = \frac{R P_t}{2qB_D} \quad (8)$$

donde el subíndice D se refiere a detección directa,  $R$  es la responsividad del fotodiodo,  $P_t$  la potencia óptica incidente,  $q$  la carga del electrón y  $B_D$  el ancho de banda del receptor. La relación (8) se conoce como la  $\text{SNR}_D$  en la condición de detección limitada por ruido *shot* (también referida como la  $\text{SNR}_D$  en el límite cuántico), debido a que no es posible lograr una mejor  $\text{SNR}_D$  mientras no se utilice un control del ruido *shot* en la señal óptica [Okoshi *et al*, 1988]. Bajo esta condición teórica el receptor presenta una sensibilidad de 10 fotones por bit, en realidad sin embargo, los sistemas IM-DD requieren alrededor de 1000 fotones por bit [Kazovsky, 1990]. Aunque el resultado en (8) es por el momento prácticamente inalcanzable ya que no pueden obviarse las fuentes de ruido, un resultado aproximado puede lograrse considerando ciertos valores de ruido de oscuridad y de intensidad, e introduciendo un factor de ganancia en la potencia eléctrica generada por el fotodetector. Esto tiende a opacar el efecto del ruido térmico, hacer predominante el ruido *shot* y acercar la  $\text{SNR}_D$  a (8). Los fotodiodos de avalancha (APD, *Avalanche Photodiode*) tienen la característica de presentar un factor de ganancia  $M$ , sin embargo, inherentemente generan ruido en exceso, lo que nuevamente impide lograr completamente la condición (8). No obstante, existe un valor óptimo de  $M$  que permite

lograr la máxima  $SNR_D$ .

Para un receptor coherente, se observa el ruido *shot* debido al oscilador local además del ruido *shot* de la portadora. Al igual que un receptor IM-DD, se tiene también el ruido térmico del receptor, el ruido de oscuridad y el ruido de intensidad, el cual proviene principalmente del oscilador local en mayor medida que de la portadora y, a pesar de que llega a ser de un valor significativo, puede ser suprimido efectivamente utilizando un receptor balanceado. La relación señal a ruido para un receptor coherente ideal, es decir, la  $SNR_C$  para la condición limitada por ruido *shot* está dada por [Ryu, 1995]:

$$SNR_C = \frac{R P_t}{q B_C} \quad (9)$$

donde el subíndice C se refiere a coherente,  $R$  es la responsividad del fotodiodo,  $P_t$  la potencia óptica incidente,  $q$  la carga del electrón y  $B_C$  es el ancho de banda del receptor coherente. En el cálculo de la expresión (9) se considera que el ruido de intensidad del oscilador local es efectivamente suprimido, y que la potencia del LO es lo suficientemente elevada como para dominar sobre las restantes fuentes de ruido. En contraste con el caso IM-DD, en un receptor coherente el uso de un APD contribuiría a degradar la  $SNR_C$  y en cambio, el factor que contribuye a alcanzar la condición planteada por (9) es el nivel de potencia del oscilador local [Ryu, 1995]. Esto conduce a que, en términos prácticos, los receptores coherentes experimentales hayan logrado aproximarse mucho más que los receptores IM-DD a los valores teóricos de sensibilidad [Kazovsky, 1990].

Ya que no conviene utilizar dispositivos APD en los receptores coherentes, usualmente se emplean fotodiodos PIN ( $M=1$ ) como fotodetectores. Por otro lado, la similitud de las expresiones (8) y (9) también origina una sensibilidad ideal cercana en ambos tipos de receptores, que es de 9 fotones por bit para el caso coherente [Murrieta Lee, 1996].

En suma, se tiene que para el caso IM-DD es el factor de multiplicación  $M$ , la variable

más accesible con la que se puede aproximar la  $SNR_D$  hacia la condición limitada por ruido *shot*. Para el caso coherente, es la potencia del oscilador quien permite acercarse a una  $SNR_C$  cercana a la ideal. Por otro lado, la sensibilidad que exhibe un receptor depende del esquema de modulación – demodulación empleado y de la SNR que éste posee.

La siguiente figura contrasta gráficamente el cálculo de la sensibilidad para un receptor IM-DD en función del factor de multiplicación  $M$  del APD, y el cálculo de la sensibilidad para un receptor PSK homodino en función de la potencia del oscilador local [Ryu, 1995]. Ambos resultados se obtuvieron para un BER de  $10^{-9}$ .

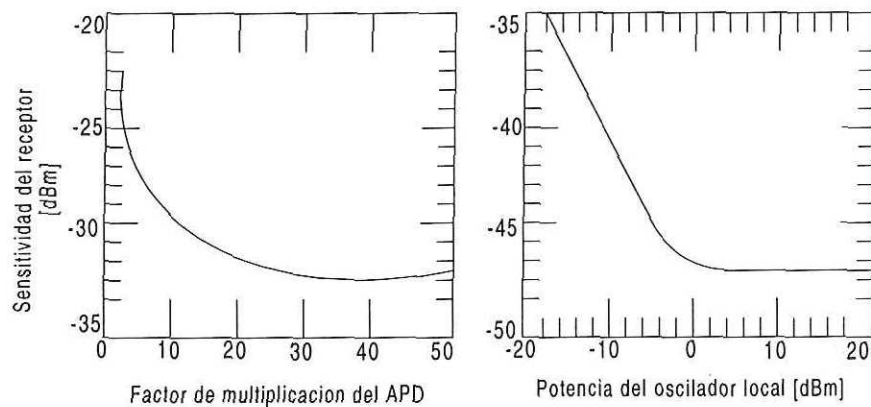


Figura 3.a.  
Receptor IM-DD

Figura 3.b.  
Receptor coherente PSK

Figura 3. Gráficas comparativas de sensibilidades para un receptor IM-DD y un receptor coherente PSK.

En la gráfica 3.a. se puede apreciar que la sensibilidad del receptor para un esquema IM-DD, mejora significativamente al aumentarse el valor del factor de multiplicación utilizando un APD, alcanzando un punto óptimo en la curva. En la gráfica 3.b. se observa que la sensibilidad de un receptor coherente puede ser mejorada incrementando la potencia del oscilador local. Comparando ambas gráficas es notoria la diferencia en

sensibilidad que presentan ambos receptores.

Por otro lado, el cálculo de la probabilidad de error de bit (BER) involucra la SNR del receptor, sin embargo, los diferentes esquemas de modulación - demodulación exhiben diferentes valores de BER aún para una misma SNR. La gráfica de la figura 4 muestra el cálculo del BER para tres esquemas de modulación - demodulación coherentes en función de la SNR [Ryu, 1995].

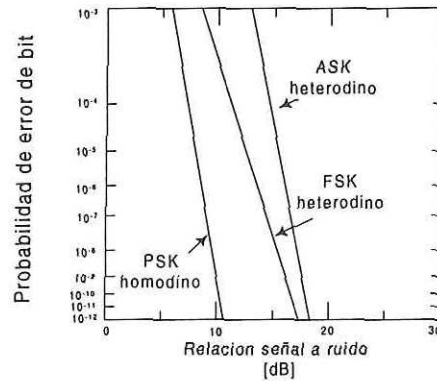


Figura 4. Probabilidad de error de bit (BER) en función de la relación señal a ruido (SNR) para 3 esquemas de modulación - demodulación coherentes.

La tabla I muestra la sensibilidad teórica del receptor para algunos esquemas de modulación - demodulación considerando un BER de  $10^{-9}$  [Murrieta Lee, 1996].

TABLA I Sensibilidad teórica de algunos esquemas de modulación - demodulación para un BER de  $10^{-9}$ .

MODULACIÓN	Número de fotones requeridos por bit
ASK Heterodino	72
ASK Homodino	36
FSK Heterodino	36
PSK Heterodino	20
PSK Homodino	12



### II.2.3. LIMITANTES.

En cualquier sistema de comunicaciones, siempre e inevitablemente en cada etapa del mismo (modulación, transmisión, propagación y recepción), es alterada la forma original de la señal que porta la información debido a señales ruidosas que surgen a cada momento. El ruido que afecta a la señal de interés se debe a muy diversas causas y su efecto e importancia en cada una de las etapas y dispositivos que conforman el sistema completo puede ser examinado individualmente hasta un cierto punto. El efecto del ruido sobre la señal puede minimizarse o controlarse usando ciertas técnicas para mejorar el desempeño del sistema. Debe considerarse también que a los efectos del ruido, se añaden la atenuación y distorsión de la información en función de la distancia que recorre en el canal de transmisión, la fibra óptica en el caso de comunicaciones ópticas.

Como se ha visto, los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes presentan múltiples ventajas frente al esquema IM-DD. Este mejoramiento significa, sin embargo, una mayor complejidad tecnológica, lo cual ha impedido que hasta el momento se hayan desarrollado sistemas coherentes de uso práctico. Los láseres de semiconductor utilizados en el transmisor y en el oscilador local constituyen uno de los requerimientos más importantes de los sistemas coherentes ya que esta técnica de detección requiere fuentes con gran estabilidad y pureza espectral. Sin embargo, una fuente láser incluso en ausencia de modulación, no es una portadora ideal (es decir, con un ancho de línea igual a cero) sino que al sufrir severamente de ruido de fase originado principalmente por la emisión espontánea del material, el espectro del ancho de línea del láser se expande en un intervalo de frecuencias [Saleh, 1991]. De hecho, tal vez sea ésta la razón principal de que las técnicas de recepción coherentes, tan útiles en radio frecuencia y microondas, no

puedan ser fácilmente utilizadas en el dominio óptico. El inevitable ruido de fase afecta el espectro de salida de los láseres originando un ensanchamiento espectral considerable (comparado con los osciladores de RF), entonces, cuando se efectúa la detección coherente homodina, se traslada a banda base una referencia ruidosa que dificulta las operaciones de demodulación y sincronización. Por otro lado, el ruido de fase afecta severamente la frecuencia de operación del láser dando lugar al ruido *flicker*, que se manifiesta como un desplazamiento lento en el espectro [Garrett, 1990]. Esto crea la necesidad de un control automático de frecuencia optoelectrónico, con un intervalo de adquisición ancho, es decir, capaz de dar seguimiento al desplazamiento del espectro con el objeto de mantener al láser del oscilador local sintonizado a una frecuencia lo suficientemente cercana a la frecuencia de la portadora, para poder lograr la interferencia de ambos campos. Hay que añadir también que un esquema homodino requiere además, un control automático de la fase instantánea del campo óptico, operación que el ruido de fase complica. El ruido de fase afecta el desempeño de un sistema coherente digital en una forma que depende del esquema de modulación - demodulación utilizado y del ancho de banda (proporcional al período de bit) del receptor. En los sistemas homodinos se requiere conocer tanto la fase como la frecuencia de la portadora modulada en el proceso de detección por lo que, en términos de sensibilidad, los sistemas coherentes son severamente afectados por el ruido de fase hasta el punto de exhibir una asíntota horizontal del BER, conocida como "piso". La gráfica de la figura 5 se muestra el valor teórico que alcanza la probabilidad de error de bit (BER) para un receptor BPSK homodino, en función del número de fotones recibidos por bit para diferentes valores de la desviación estándar del ruido de fase [Kazovsky, 1996]. En la gráfica se puede observar el nivel de "piso" que alcanza el BER: para cualquier valor diferente de cero de la

desviación estándar del ruido de fase,  $\sigma_{\phi_e}$ , y para cuando el número de fotones recibidos por bit tiende a un valor muy grande,  $N \rightarrow \infty$ , la probabilidad de error de bit tiende a una constante, es decir, el “piso” del BER. En esta condición, un incremento en la potencia de la señal recibida es cada vez menos efectiva para disminuir la probabilidad de error de bit.

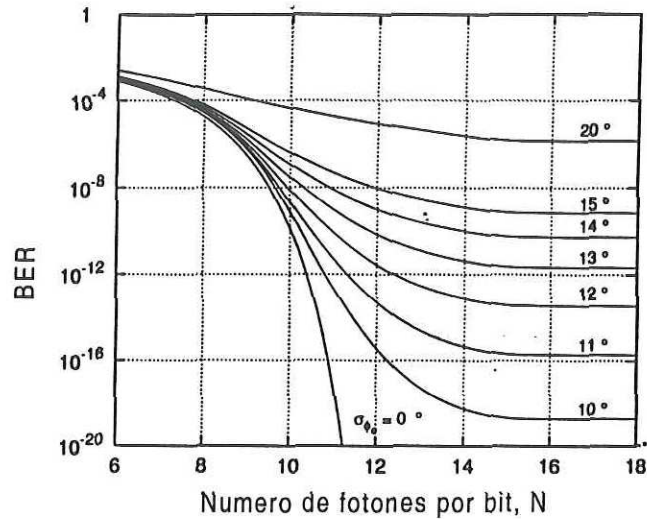


Figura 5. Probabilidad de error de bit para un receptor BPSK homodino en función del número de fotones recibidos por bit, para diferentes valores de la desviación estándar del ruido de fase.

Otro problema importante en los sistemas coherentes proviene de las fluctuaciones del estado de polarización de la señal óptica al propagarse a lo largo de la fibra. El batido de la portadora óptica modulada con la onda óptica del oscilador local es generado en el fotodetector y, para lograr un batido eficiente, los estados de polarización de ambas ondas deben de ser idénticos. De otra manera, la potencia de la señal óptica incidente sobre el detector puede presentar fluctuaciones y/o niveles muy bajos. Esto implica que se requiere de una estructura de recepción, o de transmisión, que posea un control activo de la polarización. Ciertamente existen varios problemas a resolver en los sistemas coherentes, sin embargo, este trabajo fundamentalmente enfrenta las consecuencias del ruido de fase.



# Capítulo III. MODULADOR DEMODULADOR BPSK

## III.1. INTRODUCCIÓN.

El interés del capítulo anterior consistió en explicar los fundamentos de los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes, las principales ventajas que ofrecen en relación al esquema IM-DD, que es el empleado actualmente en comunicaciones punto a punto, la técnica homodina y heterodina, y ciertos problemas específicos que hasta el momento obstaculizan el desarrollo de las comunicaciones coherentes. El propósito del presente capítulo consiste en definir los elementos de interés que componen el presente trabajo. Se describe y explica la modulación digital binaria por corrimiento de fase (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*) así como la manera de generarla y detectarla, el esquema de fotodetección, y el sistema optoelectrónico experimental (basado en una técnica interferométrica) que se propone para utilizar en las pruebas del circuito electrónico estimador correlacionador de fase. Se explica de manera general el principio de operación del circuito estimador correlacionador de fase, y del lazo de encadenamiento de fase (PLL) que posteriormente se implementan.



### III.2. MODULACIÓN BPSK.

Como se estableció en el capítulo anterior, existen diversos esquemas de modulación digital pero además, los sistemas de comunicación digitales pueden ser binarios (únicamente 2 niveles) o sistemas digitales multinivel. Una señal binaria pasabanda de uso común es la modulación binaria por corrimiento de fase (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*) que consiste en un cambio de fase de  $\pi$  radianes en la portadora, por cada cambio de nivel en la señal digital binaria moduladora.

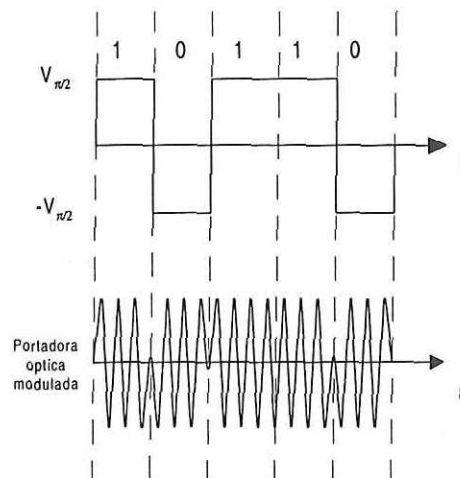


Figura 6. Modulación digital binaria por corrimiento de fase (BPSK).

Considerando las características de sensibilidad expuestas en el capítulo anterior, el proyecto de comunicaciones ópticas que sirve de marco a este trabajo, utiliza el esquema de modulación digital BPSK, en consecuencia, en esta sección se tratarán con mayor amplitud ciertos aspectos relativos a la modulación BPSK.

Una señal BPSK puede ser representada como:

$$s(t) = A_c \cos(\omega_c t + \Delta\theta m(t)) \quad (10)$$

donde  $A_c$  es la amplitud y  $\omega_c$  la frecuencia de la portadora (el subíndice c, se refiere a la portadora, "carrier"),  $\Delta\theta$  es la desviación máxima de fase y  $m(t)$  es la señal de datos digital binaria.

Expandiendo la expresión anterior:

$$s(t) = A_c \cos(\omega_c t) \cos(\Delta\theta m(t)) - A_c \sin(\omega_c t) \sin(\Delta\theta m(t)) \quad , \quad (11)$$

Si los niveles binarios de  $m(t)$  son  $\pm 1$ , entonces:

$$s(t) = [A_c \cos(\Delta\theta)] \cos(\omega_c t) - [A_c \sin(\Delta\theta)] m(t) \sin(\omega_c t) \quad , \quad (12)$$

Se observa que el primer término corresponde a la portadora y el segundo término a la señal de datos. Asimismo, la amplitud (o nivel) de la portadora depende del valor  $\Delta\theta$  para  $m(t) = \pm 1$ . Si  $\Delta\theta$  es pequeña, el término de la portadora tiene una amplitud relativamente grande comparada con el término de la señal, consecuentemente, la potencia de la señal es pobre. Para maximizar la eficiencia de la modulación (minimizar la probabilidad de error), la potencia de la señal debe ser máxima y esto se logra si  $\Delta\theta = \pi/2$  radianes. Para este caso óptimo, la señal BPSK se reduce a:

$$s(t) = - A_c m(t) \sin(\omega_c t) \quad . \quad (13)$$

La densidad espectral de potencia (o simplemente espectro de potencia) de una señal BPSK en el peor caso de ancho de banda (máximo ensanchamiento del espectro) sucede cuando las transiciones de la moduladora digital ocurren con mayor frecuencia, esto es, cuando se tiene una señal cuadrada bipolar. Sin embargo, el resultado que se obtiene bajo esta consideración, es esencialmente el mismo que cuando se utiliza una moduladora con una secuencia digital aleatoria [Couch, 1993]. El espectro de potencia de una señal BPSK en una portadora de frecuencia  $f_c$ , está dado por:

$$S(f) = \frac{A_c^2 \cdot T_b}{2} \left( \frac{\sin[\pi T_b (f - f_c)]}{\pi T_b (f - f_c)} \right)^2 \quad . \quad (14)$$

donde  $A_c$  es la amplitud de la portadora,  $T_b$  el período de bit, y  $f_c$  la frecuencia de la portadora.

Según (14), con  $m(t) = \pm 1$ ,  $S(f)$  tiene una potencia normalizada de  $(A_c^2 T_b)/2$  y, como se puede apreciar en la gráfica 7.a., presenta un ancho de banda nulo a nulo de  $2R$ , donde  $R$  es la razón de bit y  $T_b$  el periodo de bit ( $R = 1/T_b$ , bit/seg).

En la figura 7 se muestra el espectro de una señal BPSK dado por (14), y la medición del espectro de una portadora óptica con modulación BPSK.

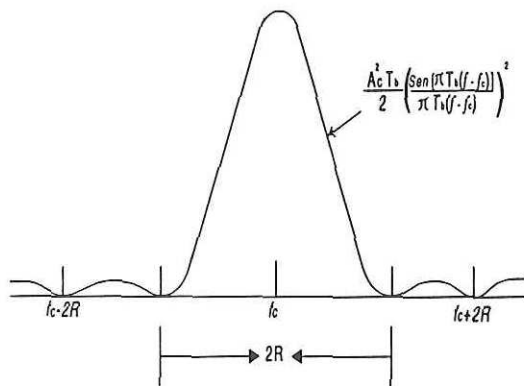


Figura 7.a.  
Gráfica de la ecuación 14  
[Couch, 1993]

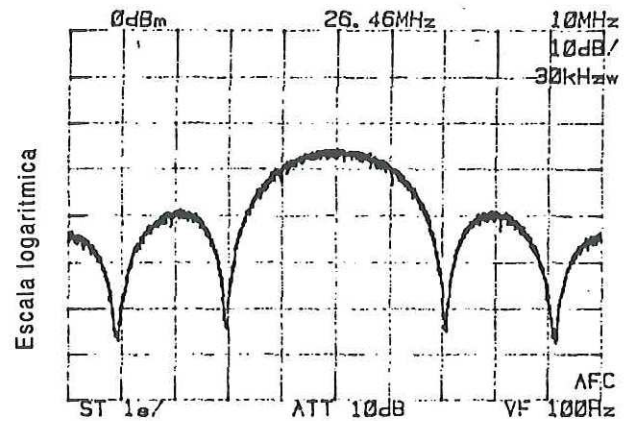


Figura 7.b.  
Medición del espectro de una señal BPSK en  
un experimento heterodino [Mendieta *et al*,  
1996]

Figura 7. Espectro de una señal BPSK.

### III.2.1. GENERACIÓN Y DETECCIÓN DE MODULACIÓN BPSK.

Una etapa integrante del arreglo experimental utilizado para desarrollar el presente trabajo es el interferómetro tipo Mach-Zender que se ilustra en la figura 8.

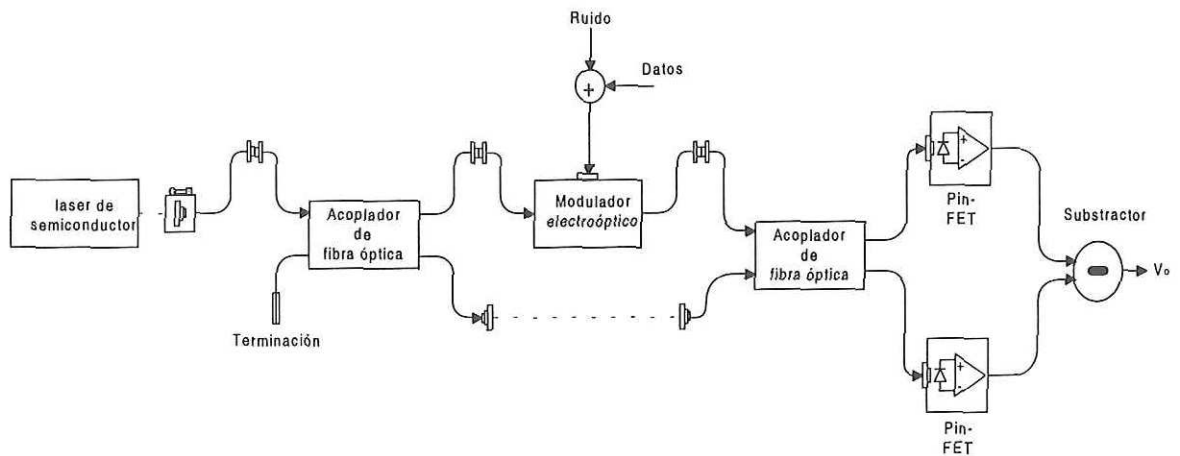


Figura 8. Interferómetro experimental tipo Mach-Zender.

En uno de los brazos del interferómetro se inserta un dispositivo electroóptico para generar modulación de fase. Un modulador electroóptico común está construido con un material que generalmente exhibe la propiedad de birrefringencia; eso significa que si se pretende modular la fase de una onda óptica, es necesario asegurar que el estado de polarización (*SOP, State Of Polarization*) a la entrada y a la salida del dispositivo sea el mismo en ausencia y bajo el efecto del campo eléctrico modulador que se aplica. De lo contrario, la onda óptica exhibirá variaciones no sólo en fase sino también en el estado de polarización, lo cual puede provocar una modulación inadecuada o deficiente. Una manera sencilla de asegurar el *SOP*, consiste en polarizar linealmente a la onda incidente y alinear el vector de campo eléctrico con alguno de los ejes principales del cristal (representados en el elipsoide de índices por el eje ordinario o el eje extraordinario). De esta manera, el estado de polarización de la onda óptica no será modificado cuando ésta atraviese el material, independientemente del valor del campo eléctrico modulador. Cuando se aplica un campo eléctrico al modulador, se altera el valor



del índice de refracción, lineal o cuadráticamente (efecto Pockels o efecto Kerr) según sea el caso. Esto origina que la onda óptica sufra un retraso en su rapidez de propagación a lo largo del camino óptico que recorre en ese brazo del interferómetro. En el otro brazo del interferómetro, se propaga la onda óptica que actúa como referencia y que permitirá conocer el desfase ocasionado por el campo externo. Al volverse a mezclar las dos ondas ópticas (la proveniente del brazo con el modulador y la de referencia) el patrón de interferencia, es decir la distribución de intensidad, depende de la diferencia en el camino óptico que cada una recorre y, por lo tanto, en el **desfase** relativo entre ambas ondas, que, como ya se apuntó anteriormente, depende del campo modulador externo.

Con objeto de simplificar pero ilustrar convenientemente la modulación de la portadora óptica, se considerará que en el arreglo experimental de la figura 8, el láser es una fuente que emite ondas armónicas planas de frecuencia  $\omega$ :

$$\mathbf{E} = \sqrt{\mathbf{P}} e^{j(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r} - \omega t)} \quad . \quad (15)$$

En el caso ideal, se tiene que ambos acopladores dividen la potencia óptica de cada campo a la mitad, que los brazos tienen la misma longitud, y que los estados de polarización en cada brazo se mantienen permanentemente alineados. Suponiendo que los campos se propagan en la dirección  $z$  con el vector de campo eléctrico alineado sobre el eje  $x$ , se tiene en cada brazo antes de entrar al dispositivo modulador:

$$E_1(z,t) = \sqrt{1/2 P_x} e^{j(k_z z_1 - \omega t)} \quad , \quad (16)$$

$$E_2(z,t) = \sqrt{1/2 P_x} e^{j(k_z z_2 - \omega t)} \quad , \quad (17)$$

donde la naturaleza vectorial se ignora dado que ambos campos conservan el mismo SOP (lineal sobre el eje  $x$ ). El modulador de fase no introduce cambios en el SOP, y se asume que cuando la luz atraviesa el cristal electroóptico de longitud  $L$ , experimenta el mismo índice de refracción inducido,  $\Delta n$ , durante el tiempo de tránsito a través de él, así

como que el voltaje modulador aplicado es uniforme a todo lo largo del cristal.

El campo  $E_1$  a la salida del cristal electroóptico de longitud  $L$ , se denotará  $E_S$  para referirse a la portadora óptica modulada con la señal de información. Entonces, para una polarización lineal sobre el eje  $x$ , se tiene que:

$$E_S(z,t) = \sqrt{P_S} e^{j(\theta - \omega t)} \quad (18)$$

donde:  $\sqrt{P_S} = \sqrt{1/2 P_x}$  ,

$$\theta = k_z \Delta z = \frac{2\pi}{\lambda} (n_x + \Delta n_x) L = \theta_0 + \Delta \theta_x \quad (19)$$

$\theta$  es el corrimiento de fase que consta del término de fase natural,  $\theta_0 = (2\pi/\lambda)Ln_x$ , más el término de fase inducida eléctricamente,  $\Delta \theta_x = (2\pi/\lambda)L\Delta n_x$ , siendo  $n_x$  el índice en la dirección  $x$  cuando no existe un campo eléctrico externo, y  $\Delta n_x \approx \frac{1}{2} n_x^3 r E$ , el índice de refracción inducido, donde  $r$  es el coeficiente electroóptico correspondiente, y  $E$  es la magnitud del campo eléctrico aplicado al modulador electroóptico. Dado que el modulador utilizado es transversal, se tiene que el campo eléctrico aplicado es:  $E = V/d$ , donde  $V$  es el voltaje aplicado (voltaje modulador) y  $d$  es la distancia transversal del cristal. El corrimiento inducido de fase es, entonces:  $\Delta \theta_x = \frac{\pi}{\lambda} n_x^3 r V (L/d)$  [Bass, 1995].

El voltaje que produce un corrimiento de fase  $\Delta \theta_x = \pi$  se conoce como voltaje de media onda o voltaje pi ( $V_\pi$ ),  $V_\pi = (\lambda/n_x^3 r)(d/L)$ . El mecanismo de modulación BPSK es, pues, como sigue: La señal digital binaria que contiene la información debe permanecer entre dos niveles discretos de voltaje, iguales a un medio del voltaje pi, o más específicamente, dado que la señal digital es bipolar, los niveles de voltaje que ésta maneje para representar los estados lógicos "0" y "1" deben ser iguales a  $\pm V_{\pi/2}$  para alcanzar la condición de máxima eficiencia de modulación planteada por la ecuación (13).

Por otro lado, cada cambio de nivel origina un corrimiento de fase en la portadora óptica de  $\pi$  radianes. Por lo anterior, la razón del término modulación binaria por corrimiento de fase.

Como se ha explicado, el campo  $E_1$  en el interferómetro de la figura 8 se convierte en  $E_S$ , que es la portadora óptica modulada. De acuerdo con el capítulo anterior, el oscilador local es otro láser, independiente del transmisor. Sin embargo, en el sistema coherente experimental que se utiliza en este trabajo, el campo  $E_2$  actúa como oscilador local y en lo sucesivo se denotará como  $E_{LO}$ . Posteriormente se comprenderá el propósito de esta consideración.

En la expresión (15) se supone un láser ideal, sin embargo, uno de los mayores problemas de las comunicaciones coherentes es justamente que la luz láser no es generada por un emisor de ondas estrictamente monocromáticas. En un análisis un poco más realista, vamos a considerar ondas de luz cuasimonocromática, lo que implica variaciones aleatorias de fase, es decir, ruido de fase. Se tiene entonces a la entrada del segundo acoplador del interferómetro, la siguiente expresión de los campos  $E_S$  y  $E_{LO}$ :

$$E_S(z,t) = \sqrt{P_S(t)} \exp\{\theta_k - \omega t + W_1(t)\} \quad , \quad (20)$$

$$E_{LO}(z,t) = \sqrt{P_{LO}(t)} \exp\{k_z z_2 - \omega t + W_2(t) + \phi\} \quad , \quad (21)$$

donde  $\theta_k$  (19) es el retardo de fase que ocurre ( $\pm \pi/2$ ) dado el valor del bit  $k$ -ésimo: "0" o "1".  $W_1(t)$  y  $W_2(t)$  representan el ruido de fase y  $\phi$  es la fase inicial de  $E_{LO}$ . Debe notarse también que como parte del distanciamiento ideal, se ha introducido la variación temporal de la potencia de la portadora y del oscilador local.

La modulación de fase puede ser detectada debido al proceso de interferencia generado en el segundo acoplador, el cual funciona como mezclador de los campos ópticos provenientes del brazo modulador ( $E_S$ ) y del brazo que actúa como oscilador ( $E_{LO}$ ).



Cabe recordar sin embargo, que no existe dispositivo alguno capaz de detectar las variaciones instantáneas de la intensidad del campo eléctrico de una onda luminosa, y que para detectar la luz y el efecto de interferencia, se utilizan elementos fotodetectores que son sensibles a la irradiancia. Como por el momento el interés consiste en conocer la magnitud relativa de las irradiancias de los campos más que su magnitud exacta, se obtendrá la irradiancia solamente como el cuadrado de la magnitud de la intensidad del campo eléctrico promediado, es decir:  $I = \langle |E|^2 \rangle$ , sin considerar las constantes que completan la igualdad. De acuerdo con el principio de superposición, la intensidad del campo eléctrico  $E$  en un punto en el espacio, que proviene de los campos separados  $E_S$  y  $E_{LO}$  está dada por:

$$E(z,t) = E_S(z,t) + E_{LO}(z,t) \quad . \quad (22)$$

Por lo tanto, la irradiancia que se observa de la mezcla de los dos campos puede ser expresada como:

$$I = \langle |E(z,t)|^2 \rangle = \langle [E(z,t)] \cdot [E^*(z,t)] \rangle \quad , \quad (23)$$

$$I = \langle |E_S(z,t)|^2 \rangle + \langle |E_{LO}(z,t)|^2 \rangle + 2\text{Re}\{\langle E_S(z,t) E_{LO}^*(z,t) \rangle\} \quad , \quad (24)$$

La ecuación 24 es conocida como la ecuación de interferencia y explícitamente se expresa como:

$$I = P_S(t) + P_{LO}(t) + 2\sqrt{P_S(t)P_{LO}(t)} \cos(\theta_k - k_2 z_2 + W_1(t) - W_2(t) + \phi) \quad . \quad (25)$$

El importante resultado de la ecuación 25, explica el mecanismo fundamental del interferómetro experimental de la figura 8, para lograr la generación - detección de la modulación BPSK en un esquema autohomodino, con la capacidad de aislar y controlar el ruido de fase. En (25) se observa que es únicamente el término de batido quien contiene la información digital modulada,  $\theta_k$ . Por esta razón, los términos llamados de corriente



directa,  $P_s(t)$  y  $P_{Lo}(t)$ , se convierten en una fuente de ruido de intensidad puesto que causan fluctuaciones aleatorias en la amplitud de la irradiancia total, sin embargo, pueden ser atenuados o eliminados utilizando un fotodetector balanceado. Considerando entonces solamente el término de batido, tenemos que la amplitud de éste depende del argumento de la función coseno y del valor instantáneo de  $\sqrt{P_s(t)P_{Lo}(t)}$ . En primer lugar cabe notar que, de acuerdo con (20) y (21), la frecuencia de los campos  $E_s$  y  $E_{Lo}$  es la misma puesto que ambos provienen de la misma fuente, por lo tanto, en el resultado (25) la diferencia de frecuencias es cero y se recordará al caso homodino planteado anteriormente en (7)\*, pero la similitud de resultados se debe a que en (25), el láser del transmisor y del oscilador local es el mismo, por ello la razón de nombrar a este esquema de detección experimental como autohomodino. En el argumento de la función también se tiene a  $\theta_k$ , que en el caso ideal debe causar un cambio de fase en la función  $\cos$  de  $\pi$  radianes, por cada cambio en el valor de bit. Según (19),  $\theta_k$  consta del término de fase natural ( $\theta_0$ ) más el término de fase inducida eléctricamente ( $\Delta\theta$ ). Si el término de fase natural  $\theta_0$  ( $k_z z_1$ ) es igual a  $k_z z_2$ , se tiene el caso de un interferómetro que tiene longitudes de camino óptico iguales ( $z_1 = z_2$ ). Esto tiene una consecuencia muy importante y es que, utilizando un láser como fuente de luz, el reducir la diferencia de caminos ópticos a cero implica un grado de coherencia teóricamente total (igual a 1). Prácticamente es difícil de lograr una diferencia estrictamente nula porque intervienen variables complicadas de controlar, tal como los gradientes de temperatura, que causan deformaciones en las fibras y alteran su longitud, vibraciones mecánicas y/o defectos de fabricación de las mismas fibras [Saleh, 1991]. Sin embargo, y en gran medida por el alto grado de coherencia temporal que las fuentes láser de semiconductor poseen, sí es posible realizar un interferómetro práctico que posea un grado de coherencia parcial muy cercano a 1, siemp

y cuando la diferencia de caminos ópticos sea menor a la longitud de coherencia de la fuente láser. El hecho de que un interferómetro posea un alto grado de coherencia, significa que las variaciones aleatorias de fase (ruido de fase), ocurren lo suficientemente lento como para que los campos que viajan independientemente por cada brazo del interferómetro se encuentren altamente correlacionados y entonces, la interferencia entre ambos sea estable [Fowles, 1989]. Es decir, si los campos  $E_S$  y  $E_{LO}$  están estrechamente correlacionados, entonces  $W_1(t) \approx W_2(t)$  y  $\Delta W \rightarrow 0$ , por lo tanto, y sin olvidar que  $\theta_0 \approx k_z z_2$ , se puede reescribir (25) como:

$$I = P_S(t) + P_{LO}(t) + 2\sqrt{P_S(t)P_{LO}(t)} \cos(\theta_k + \phi) \quad . \quad (26)$$

En la expresión de interferencia anterior se ha eliminado el ruido de fase, y las variaciones en la irradiancia dependen únicamente de las fluctuaciones aleatorias de la potencia (ruido) y del valor de:  $\theta_k + \phi$ . Según (13), el valor óptimo de  $\theta_k$  para modular a la portadora expresada por (10) es de  $\pm \pi/2$  rad. Puesto que los campos  $E_S$  y  $E_{LO}$  parten del mismo punto, se considera que tienen la misma referencia de fase inicial. En (10), la fase inicial de  $s(t)$  es  $+\pi/2$  o  $-\pi/2$  y esa misma definición alcanza a (20), por lo tanto, es necesario introducir una fase inicial,  $\phi$ , de  $+\pi/2$  o  $-\pi/2$  en (21) para igualar la fase inicial de  $E_{LO}$  con respecto a la fase inicial de  $E_S$ .

Resumiendo entonces, se tiene que el modulador electroóptico colocado en uno de los brazos del arreglo interferométrico, ocasiona un retraso en la propagación de la onda en ese brazo, lo cual implica una alteración en la longitud del camino óptico que recorre el campo  $E_S$ . Esto da lugar a una diferencia en los caminos ópticos que se traduce en una modulación de fase de la portadora óptica con un corrimiento de  $\pi$  radianes, por cada cambio en el valor de bit. Fuera de la diferencia introducida por el modulador, si las longitudes de camino óptico son iguales, el ruido de fase inherente a la fuente láser no es

perceptible en el interferómetro de la figura 8. De esta manera se logra aislar al ruido de fase, uno de los mayores problemas en las comunicaciones coherentes, con el propósito de que éste pueda ser generado y controlado externamente e introducido deliberadamente en el sistema, con fines experimentales, utilizando algún modulador óptico. La ecuación de interferencia (26), indica que el término de batido contiene la información digital, ya que se trata de una señal binaria cuya amplitud,  $\pm 2\sqrt{P_s(t)P_{Lo}(t)}$ , depende del corrimiento de fase,  $\theta_k$ , introducido por el valor del bit k-ésimo.

### III.3. DETECCIÓN BALANCEADA.

La detección balanceada o diferencial, ha sido ampliamente reconocida por su mayor sensibilidad ante la detección simple, al medir o detectar señales de bajo nivel en el que el ruido dominante es aditivo y de modo común [Marsland, 1994].

En un sistema óptico de detección coherente, el uso de un esquema balanceado permite tanto reducir o eliminar el ruido de intensidad de la señal y del oscilador local (LO, *Local Oscillator*), como utilizar prácticamente el total de la potencia entregada por el LO. La configuración balanceada consiste en utilizar fotodetectores con eficiencias cuánticas iguales en cada uno de los dos puertos de salida del acoplador óptico. Las señales eléctricas generadas por los fotodetectores pueden sustraerse eliminando o reduciendo las señales de modo común. La influencia de la fluctuación en intensidad de la señal en las características de sensibilidad no es realmente significativa, sin embargo, el ruido de intensidad del oscilador local sí puede ser capaz de afectar la sensibilidad de los receptores coherentes, debido a la relativamente alta potencia del LO en comparación con

la potencia de la señal de información [Abbas, 1985]. Al utilizar un esquema de recepción balanceada, se requiere un acoplador que introduzca una diferencia de fase de  $\pi$  radianes entre los dos puertos de salida con el propósito de que, al sustraer las corrientes provenientes de cada fotodetector, la señal de modo común sea suprimida y la señal de modo diferencial sea amplificada.

Por otro lado, en un receptor con un sólo fotodetector se perdería una cantidad significativa de la potencia del oscilador local y de la señal, incluso utilizando el acoplador más apropiado. En un receptor balanceado, se aprovecha prácticamente la totalidad de la potencia del oscilador local al utilizar los dos puertos de salida del acoplador, aumentando la sensibilidad del receptor alrededor de 6 o 7 dB en comparación con la configuración de un sólo detector [Ebskamp, 1992].

En la figura 9 se muestra un esquema del fotodetector balanceado que se utilizó en este trabajo, el cual consta de dos fotodiodos PIN individuales, uno para cada brazo del acoplador. La corriente eléctrica generada en cada fotodiodo es amplificada individualmente (por un amplificador de transimpedancia), y posteriormente aplicada a un amplificador diferencial, que actúa como substractor.

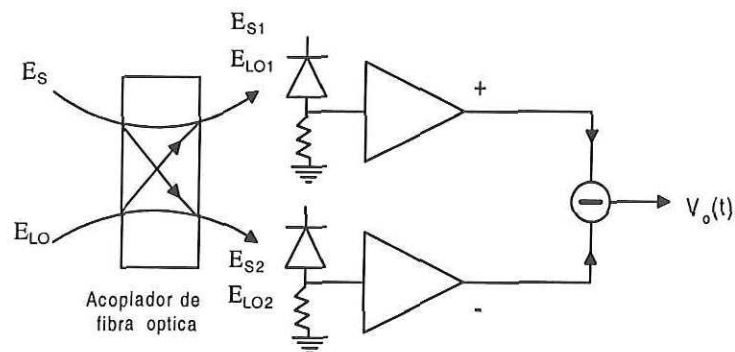


Figura 9. Esquema de un fotodetector balanceado.



Con el propósito de observar el efecto de la fotodetección balanceada, se reescriben las ecuaciones de la portadora modulada y del oscilador local a la entrada del acoplador.

$$E_S(z,t) = \sqrt{P_S(t)} \exp\{\theta_k + W_1(t)\} e^{j\omega t} \quad , \quad (27)$$

$$E_{LO}(z,t) = \sqrt{P_{LO}(t)} \exp\{\phi + W_1(t)\} e^{j\omega t} \quad , \quad (28)$$

Suponiendo que el acoplador tiene una perfecta razón de acoplamiento del 50% y que las longitudes de camino óptico entre la salida del acoplador y los fotodiodos es la misma para ambas ramas, entonces, los campos ópticos de la señal y del LO a la salida de cada rama del acoplador pueden ser expresados como:

$$E_{S1}(z,t) = \sqrt{\frac{1}{2}P_S(t)} \exp\{\theta_k + W_1(t)\} \quad . \quad (29)$$

$$E_{S2}(z,t) = \sqrt{\frac{1}{2}P_S(t)} \exp\{\theta_k + W_1(t) + \pi/2\} \quad . \quad (30)$$

$$E_{LO1}(z,t) = \sqrt{\frac{1}{2}P_{LO}(t)} \exp\{\phi + W_1(t) + \pi/2\} \quad . \quad (31)$$

$$E_{LO2}(z,t) = \sqrt{\frac{1}{2}P_{LO}(t)} \exp\{\phi + W_1(t)\} \quad . \quad (32)$$

Por lo tanto, la corriente generada en el fotodiodo 1 en virtud de los campos incidentes se expresa de la siguiente manera:

$$i_1(t) = R |E_{S1}(t) + E_{LO1}(t)|^2 \quad , \quad (33)$$

$$= R [ |E_{S1}(z,t)|^2 + |E_{LO1}(z,t)|^2 + 2\text{Re}\{E_{S1}(z,t)E_{LO1}^*(z,t)\} ] \quad , \quad (34)$$

$$i_1(t) = \frac{1}{2}R \{ P_S(t) + P_{LO}(t) + 2\sqrt{P_S(t)P_{LO}(t)} \cos(\theta_k - \pi/2 - \phi) \} \quad . \quad (35)$$

La corriente generada por el fotodiodo en la otra rama se obtiene de manera similar:

$$i_2(t) = R |E_{S2}(t) + E_{LO2}(t)|^2 \quad , \quad (36)$$

$$i_2(t) = \frac{1}{2}R \{ P_S(t) + P_{LO}(t) + 2\sqrt{P_S(t)P_{LO}(t)} \cos(\theta_k + \pi/2 - \phi) \} \quad . \quad (37)$$

Las ecuaciones 35 y 37 indican la corriente generada por cada fotodiodo PIN en

la portadora causado por el término de fase inducido,  $\Delta\theta$ , es necesario lograr y mantener una fase fija de referencia entre  $E_{LO}$  y  $E_s$ , un encadenamiento de fase, sin realmente importar el valor de las constantes de propagación,  $\theta_0$  ( $k_1z_1$ ) y  $k_2z_2$ . Por esta razón es que en (43), se asume que  $\theta_0$  y  $k_2z_2$  permanecen efectivamente constantes (aunque posiblemente diferentes) y se incluyen en el término constante de diferencia de fase inicial,  $\Delta\phi$ , puesto que no contribuyen a introducir ángulos aleatorios en el argumento de la función.

En (43), a diferencia de (38), el argumento de la función coseno no depende únicamente del término de modulación de fase,  $\theta_k$ . En el término de batido, el ruido de fase,  $\Delta W(t)$ , introduce ángulos de fase aleatorios en el argumento, en consecuencia, la amplitud de  $V_o(t, k)$  ya no está determinada únicamente para dos niveles discretos como en (38) sino que presenta fluctuaciones aleatorias de amplitud que, dependiendo de la rapidez de variación (o ancho de banda) del ruido de fase, dificulta o impide el proceso de interpretación del bit enviado, directamente a partir de  $V_o(t, k)$ .

En este trabajo se propone un receptor subóptimo que basa su operación en un proceso de estimación, para interpretar el bit enviado a partir de una señal eléctrica  $V_o(t,k)$ , cuya forma esté dada por (43).

La estimación estocástica es la operación de asignar un cierto valor a una señal distorsionada por ruido, tal que no es posible observar explícitamente el valor funcional de la señal. Sin embargo, se supone que el ruido posee propiedades estadísticas conocidas [Ghosh, 1988]. En este caso, el ruido de amplitud,  $n(t)$ , es blanco gaussiano, y se asume que el ruido de fase puede ser aproximado por un proceso de ruido Wiener, el cual se define como la integración de un proceso de ruido blanco gaussiano, y que posee una densidad espectral tipo Lorentziana [Van Trees, 1968]. El valor asignado a la señal se

denomina el estimado; el sistema o proceso basado en las observaciones que conduce al estimado se conoce como el estimador. Es importante enfatizar que cualquier proceso que asigne un estimado a una observación es un estimador, independientemente de si el estimado resultante se acerque o no, al valor "correcto". El proceso de estimación se denomina óptimo si el cálculo del estimado está en acuerdo con un cierto "costo" determinado. El costo del estimado representa una medida cuantitativa de que tan "bueno" es el estimado calculado y es una función del error de estimación, es decir, de la diferencia entre el valor verdadero y el valor estimado. Un estimador capaz de generar un estimado óptimo se conoce como un estimador de Bayes. Una característica fundamental de un estimador de Bayes, es que necesita el conocimiento *a priori* de la función de densidad de probabilidad (fdp) que indica el comportamiento estadístico de la señal a ser estimada. No obstante, existen otro tipo de estimadores no Bayesianos que pueden ser identificados por el hecho de que no requieren el conocimiento *a priori* de la fdp de la señal a ser estimada, en realidad, para diversos problemas de carácter práctico no es posible conocer la fdp de la señal a ser estimada, por ejemplo el caso que nos ocupa, en que la señal a ser estimada es la señal transmitida, y en un sistema práctico de comunicaciones, el receptor ignora los datos transmitidos y en consecuencia, su fdp correspondiente. Un criterio de estimación no Bayesiano es el de máxima verosimilitud. En este trabajo se implementa un estimador basado en el criterio de estimación de máxima verosimilitud. El estimador realizado es entonces, un estimador no Bayesiano, por lo tanto, se trata de un estimador subóptimo en virtud de que no es posible definir un costo para el estimado ya que se ignora el valor verdadero del dato enviado. En términos del sistema, el estimador constituye el elemento fundamental en la etapa de recepción y puede trasladarse la definición de estimador subóptimo a receptor subóptimo. Bajo el criterio de la máxima verosimilitud, un estimado razonable de una señal es aquel valor

donde  $\hat{x}(t)$  es el estimado de  $x(t)$  dado el proceso de observación  $V_o(t, k)$ , suponiendo que ha sido enviado el dato  $\theta_k$ .

En la resolución de las ecuaciones del estimador y de la varianza, se asume que el error de fase,  $x(t) - \hat{x}(t)$ , posee una densidad condicional tipo gaussiana, y que el sistema está encadenado en fase [Arvizu Mondragón, 1998]. Bajo estas consideraciones, se obtienen resultados aproximados para el estimado y la varianza, cuyas expresiones están dadas por [Arvizu Mondragón, 1998]:

$$x^*(t) = a \int \frac{\sqrt{P_T}}{N_o} v^* \exp\left(-\frac{v^*}{2}\right) \cos(x^* + \theta_k) V_o(t, k) dt - b \int \frac{P_T}{N_o} v^* \exp(-v^*) \text{sen } 2(x^* + \theta_k) dt \quad (49)$$

$$v^*(t) = \int \frac{dt}{t_c} - a \int \frac{\sqrt{P_T}}{N_o} v^{*2} \exp\left(-\frac{v^*}{2}\right) \text{sen}(x^* + \theta_k) V_o(t, k) dt - c \int \frac{P_T}{N_o} v^{*2} \exp(-v^*) \cos 2(x^* + \theta_k) dt \quad (50)$$

donde  $x^*(t)$  y  $v^*(t)$  son aproximaciones al valor del estimado de fase,  $\hat{x}(t)$ , y de la varianza,  $v(t)$ .  $N_o$  es la densidad espectral del ruido de amplitud,  $n(t)$ ;  $P_T$  es la potencia óptica del observable,  $\sqrt{P_S(t)P_{LO}(t)}$ ;  $t_c$  el tiempo de coherencia del término de batido;  $a$ ,  $b$  y  $c$  son constantes.

En la figura 11 se trasladan las expresiones anteriores a bloques funcionales, posiblemente realizables con circuitos electrónicos, para llevar a cabo el cálculo de estimación del dato transmitido, a partir del observable eléctrico, en términos del estimado y la varianza de  $x(t)$ , para una observación dada **suponiendo** que el dato transmitido tiene uno y sólo un valor definido  $k$ , por cada estimador. En el diagrama a bloques se ilustra el caso del estimador "0".

No es suficiente sin embargo, alcanzar el resultado final que indique el valor "verdadero" del bit transmitido, tan sólo en términos de  $\hat{S}$ . Por lo tanto, se recurre al criterio de la máxima verosimilitud.



La expresión que indica la operación de máxima verosimilitud está dada por:

$$L(\theta_k) = \int_0^T \hat{S}(t, \theta | V_{o,t}, \theta_k) V_o(t_k) dt - \frac{1}{2} \int_0^T \hat{S}^2(t, \theta | V_{o,t}, \theta_k) dt \quad (51)$$

donde los límites de integración corresponden al periodo de bit.

El bloque final selecciona la mayor de las magnitudes que proporcionan los calculadores de máxima verosimilitud para el estimado "0" y para el estimado "1". Si el dato transmitido fue "0", lo más probable es que el calculador de máxima verosimilitud para el estimado "0", presente una magnitud mayor que para el estimado "1" y el bloque selector generará el valor funcional correspondiente al dígito "0" como dato final estimado,  $\hat{\theta}_k$ . Similarmente ocurrirá para el caso en que el dato transmitido sea un "1".

Sin embargo, el diagrama en la figura 11 implica un alto grado de complejidad para realizar un circuito electrónico. Por esta razón, se llevaron a cabo una serie de simplificaciones en lazos redundantes, o no significativos, que dan lugar a un circuito reducido y físicamente realizable, cuyo diagrama a bloques se muestra en la figura 12.

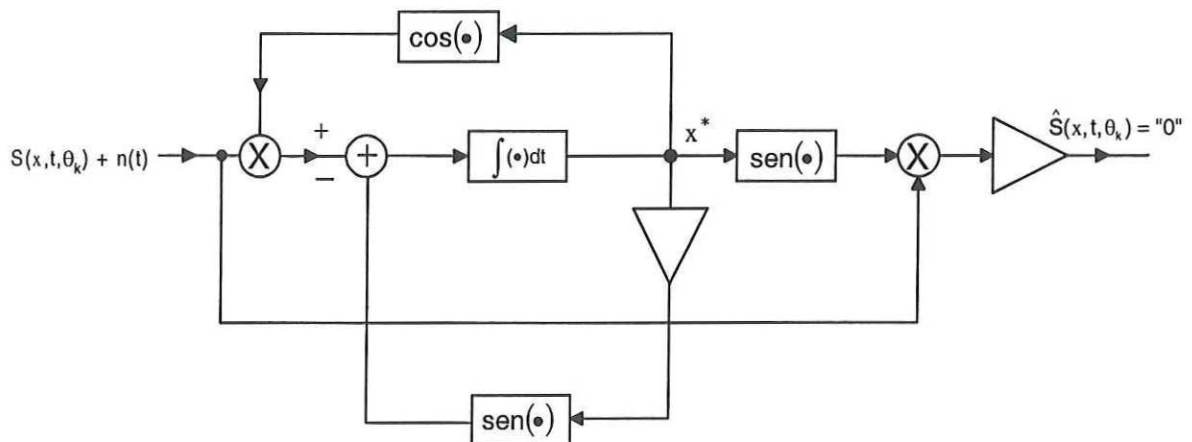


Figura 12. Simplificación del proceso de estimación del estimador.

### III.5. PLL EN CONFIGURACIÓN AUTOHOMODINA.

En la sección anterior se considera, al obtener (43), que la frecuencia del oscilador local "sigue" exactamente a la frecuencia de la portadora y que la fase de referencia del oscilador local y de la portadora permanecen constantes. Ahora bien, en un sistema práctico en que el láser del transmisor y el láser del oscilador local son independientes, es necesario implementar un control automático de frecuencia en el oscilador local, para que éste sea capaz de seguir el corrimiento en frecuencia de la portadora debido al ruido "flicker", y conservar una diferencia constante e igual a cero [Kazovsky, 1996]. Sin embargo, este problema no concierne al presente trabajo y se conserva la suposición hecha en (43), respecto a la frecuencia de batido constante e igual a cero. En los sistemas homodinos existe un problema adicional al encadenamiento de frecuencia, que consiste en lograr y mantener una referencia de fase fija entre el oscilador local y la portadora, para poder detectar la modulación.

Un circuito de encadenamiento de fase (PLL, *Phase Locked Loop*) clásico, encadena la fase y la frecuencia de un oscilador interno (oscilador local) de frecuencia variable, con la frecuencia y la fase de una señal de entrada (portadora óptica) denominada de referencia [Best, 1993]. El esquema básico de un PLL electrónico convencional, se compone de un bloque comparador de fase (también llamado detector de fase), un filtro pasabajas (LPF, *Low Pass Filter*) y un oscilador lineal controlado por voltaje (VCO, *Voltage Controlled Oscillator*).

El detector de fase recibe y compara la fase y la frecuencia de la señal de referencia ( $f_r$ ) con la fase y frecuencia que entrega el VCO ( $f_p$ ) y genera un voltaje de salida proporcional al error de las señales de entrada. Posteriormente esta señal de error es filtrada por el

LPF para discriminar los términos de frecuencias superiores generadas por la operación de detección y entregar un voltaje de control de corriente directa al VCO. El VCO modifica entonces su frecuencia de operación,  $f_p$ , de acuerdo con la magnitud de la señal de error proporcionada por el LPF.

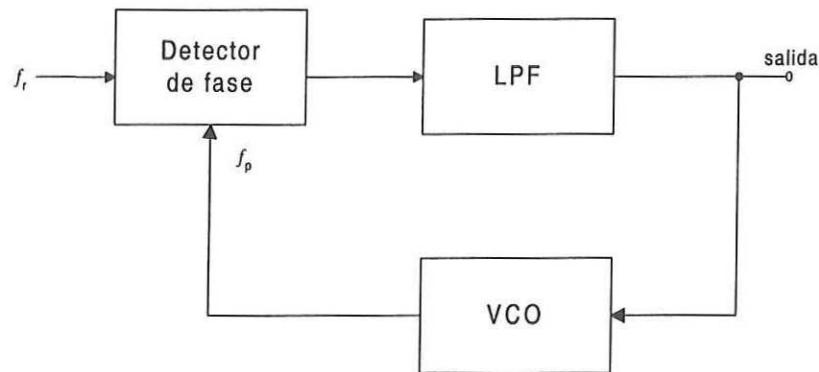


Figura 13. Esquema de un PLL básico.

Progresivamente la señal de error disminuye hasta el punto en que  $f_r$  y  $f_p$  se encuentran encadenadas. Si la frecuencia inicial del VCO es menor que la frecuencia de referencia, el comparador de fase entregará una señal positiva (usualmente) y el voltaje a la salida del filtro ocasionará que la frecuencia del VCO aumente hasta que su fase y frecuencia coincida con la de referencia. Similarmente, si la frecuencia del VCO aumenta hasta rebasar la de referencia, la señal de error causará una respuesta inversa a la descrita anteriormente.

Existen por supuesto, una serie de limitantes y condiciones que determinan el desempeño del PLL, por ejemplo, una característica importante es la capacidad de encadenamiento del PLL que depende básicamente del tiempo de respuesta del PLL en detectar los cambios en fase y frecuencia de la señal de referencia y generar una señal interna antes de que la señal de referencia vuelva a cambiar. Si la señal de referencia



sufre cambios en fase o frecuencia con una tasa superior al tiempo de respuesta del PLL y si la histéresis del PLL es muy angosta o muy ancha con relación a esta tasa, entonces puede ser que el PLL tome un tiempo muy largo en encadenarse o, en el peor caso, salga de control y pierda la capacidad de encadenarse permaneciendo como un oscilador en tanto no actúe algún mecanismo de restablecimiento.

Para el caso que nos ocupa, la comparación o detección de fase se lleva a cabo desde el segundo acoplador de fibra, donde se mezcla la denominada señal de referencia en términos de la nomenclatura convencional para los PLL, o portadora óptica modulada en términos de un sistema coherente, y la señal interna del PLL u oscilador local. Como ya se ha explicado, la señal eléctrica a la salida de la etapa de fotodetección balanceada está dada por (43) y puede ser expresada equivalentemente por:

$$V_o(t, \kappa) = P_1 \text{sen}(\theta_\kappa) \cos\{\Delta W(t) - \phi_2(t)\} + P_1 \cos(\theta_\kappa) \text{sen}\{\Delta W(t) - \phi_2(t)\} + n(t) \quad (52)$$

donde  $P_1 = 2rR \sqrt{P_S(t)P_{LO}(t)}$  y se asume ahora que el ángulo de fase del oscilador local es una variable temporal,  $\phi_2(t)$ . Resulta conveniente explicar el efecto que se pretende conseguir con un PLL, utilizando la ecuación anterior. Se observa que el segundo término se desvanece al utilizar un ángulo de modulación óptimo ( $\pm \pi/2$ ). Entonces, el primer término contiene la información, y se espera que el PLL sea capaz de lograr el mínimo error de fase ( $\Delta W(t) - \phi_2(t)$ ) posible.

A partir del observable, el circuito electrónico estimador genera una señal eléctrica proporcional al valor instantáneo del estimado de fase,  $x^*$ . Consecuentemente, se puede utilizar esta señal para controlar el ángulo de la fase del oscilador local,  $\phi_2(t)$ .

En contraste con un PLL convencional, en este caso no es necesario un filtro pasabajas (LPF), ya que la señal de error de fase ( $x^*$ ) se obtiene directamente a partir del circuito estimador sin componentes espectrales de corriente directa. Esta señal de voltaje controla



al oscilador local, convirtiéndose en un oscilador láser controlado por voltaje, equivalente al VCO clásico, donde la fase de salida,  $\phi_2(t)$ , independientemente del ruido de fase inherente,  $W_2(t)$ , depende linealmente del voltaje de entrada [Kazovsky, 1996]  $x^*$ , de acuerdo con:

$$\phi_2(t) = G_{VCO} \int_{-\infty}^t x^*(\tau) d\tau \quad (53)$$

donde  $G_{VCO}$  es la ganancia del VCO.

En base a lo anterior, en este trabajo se propone la implementación de un lazo de encadenamiento de fase, a realizar utilizando el esquema experimental autohomodino que ya se ha explicado. Dado que el oscilador local corresponde a la misma fuente, el control de la fase interna,  $\phi_2(t)$ , a partir del estimado de fase,  $x^*$ , se lleva a cabo con un modulador electroóptico insertado en el brazo del interferómetro que simula al oscilador local. De ésta manera, se origina un ángulo de fase en el campo óptico del oscilador local, proporcional a la señal de control ( $x^*$ )

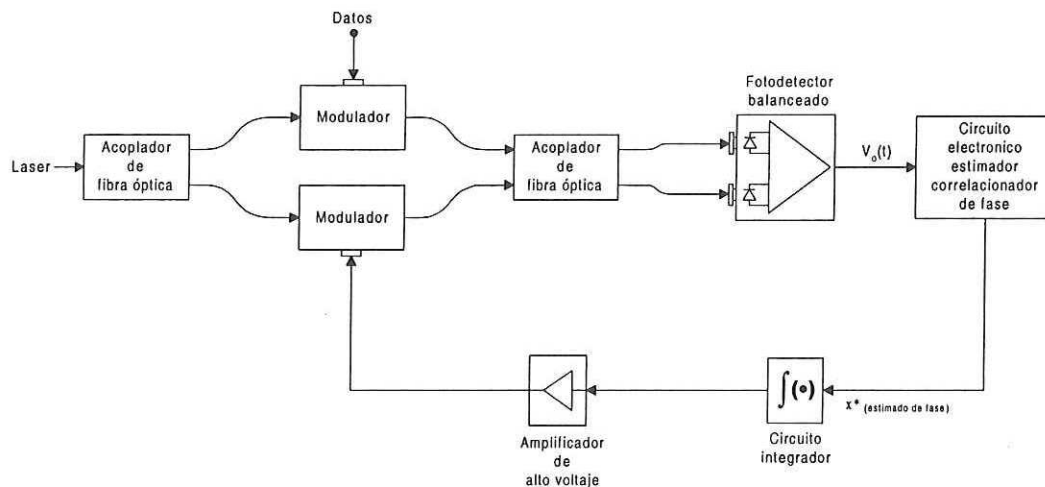


Figura 14. PLL optoelectrónico auto-homodino.

### III.6. SISTEMA OPTOELECTRÓNICO EXPERIMENTAL.

El desarrollo de un sistema práctico de comunicaciones ópticas coherentes, supone la resolución de varias dificultades de carácter tecnológico asociadas al transmisor, al medio de transmisión, y al receptor. En este trabajo se implementa un circuito que constituye el componente principal de la etapa de recepción. Por lo tanto, se plantea un arreglo experimental (demostrativo de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes) con la capacidad de atenuar, o eliminar, ciertas variables que no presentan interés en este trabajo, reduciendo la complejidad del mismo, y que permite controlar e introducir deliberadamente ruido de fase en el sistema, con la finalidad de evaluar el desempeño del receptor implementado en presencia de este ruido. El arreglo interferométrico elimina la problemática asociada a la mezcla de dos láseres independientes (el de la portadora óptica con el del oscilador local). Tratándose de un interferómetro, la interferencia se puede lograr sin presentar una seria dificultad. La frecuencia de la portadora y del oscilador local es siempre la misma, por tanto, la detección homodina se obtiene directamente, sin necesidad de realizar un control en frecuencia entre el oscilador local y el transmisor, medida estricta en un sistema práctico. Utilizar un mismo láser en un arreglo interferométrico que posee longitudes de camino óptico iguales, permite disminuir significativamente el ruido de fase inherente al sistema hasta el punto en que puede ser imperceptible, en relación al ruido de fase agregado externamente. Por otro lado, se utilizan fibras que preservan el estado de polarización, lo que aproxima las ecuaciones planteadas en (20) y (21), al experimento real. Dado que la fuente de luz láser es la misma, la potencia óptica del oscilador local y de la portadora son iguales. Utilizando un fotodetector balanceado, la expresión del observable bajo estas condiciones, es:

$$V_o(t, \kappa) = 2rR P_t \cos\{\theta_k + W_1(t) + \phi\} + n(t) \quad . \quad (54)$$

Las fluctuaciones en potencia del oscilador local pueden omitirse, en buena medida debido a las sobresalientes características de operación del láser de semiconductor, de cavidad externa, que se utiliza (New Focus mod. 25262), el cual posee una considerable estabilidad en potencia y frecuencia ( $\sim 0.1$  nm), con un ancho de línea menor a 5 MHz. Así, el ruido de fase deja de ser una variable aleatoria inherente al sistema, convirtiéndose en una variable controlada que se genera y añade externamente al sistema.

En el arreglo interferométrico, se logra la modulación y detección BPSK, y la adición del ruido de fase, generado externamente, a la portadora óptica.

El ruido de fase es generado electrónicamente integrando la señal proveniente de un generador de ruido blanco gaussiano de ancho de banda y amplitud variable (0.00015 Hz - 50 KHz, 0.1 - 3.16  $V_{rms}$ , Hewlett Packard H01-3722A). El circuito integrador de la señal de ruido se basa en el CI AD830. El ruido de fase y la señal estocástica digital de modulación, se suman utilizando un circuito electrónico basado en el CI LM7171 que, además de realizar la adición de las señales, también es capaz de manejar al modulador electroóptico. El ancho de banda del circuito sumador es de aproximadamente 60 KHz. El circuito sumador posee una ganancia de  $\sim 4$ , por lo tanto, los niveles que se observan en el modulador electroóptico (a la salida del sumador), no son los mismos que proporcionan los aparatos a la entrada.

El campo óptico es modulado en fase con la señal digital más el ruido, utilizando un modulador electroóptico de fase de tantalato de litio ( $\text{LiTaO}_3$ ), que produce una desviación de  $\sim 314$  mrad/V. La señal digital de información y la señal digital de sincronía, o reloj, se obtienen de un analizador digital de transmisión (HP 3784A) que proporciona una señal bipolar de información con un nivel ECL y una señal TTL de reloj. La diferencia de

potencial aplicada al modulador electroóptico para obtener un desfase de  $\pm \pi/2$ , es de aproximadamente  $\pm 5$  V.

En el arreglo interferométrico tipo Mach-Zender autohomodino ilustrado en la figura 15, se observa que en el brazo superior se encuentra el modulador electroóptico que transfiere la información y el ruido de fase al campo óptico. En el otro brazo del interferómetro se propaga el campo óptico que actúa como oscilador local, en el que un segundo modulador electroóptico tiene el propósito de realizar el encadenamiento de fase mediante la operación del PLL.

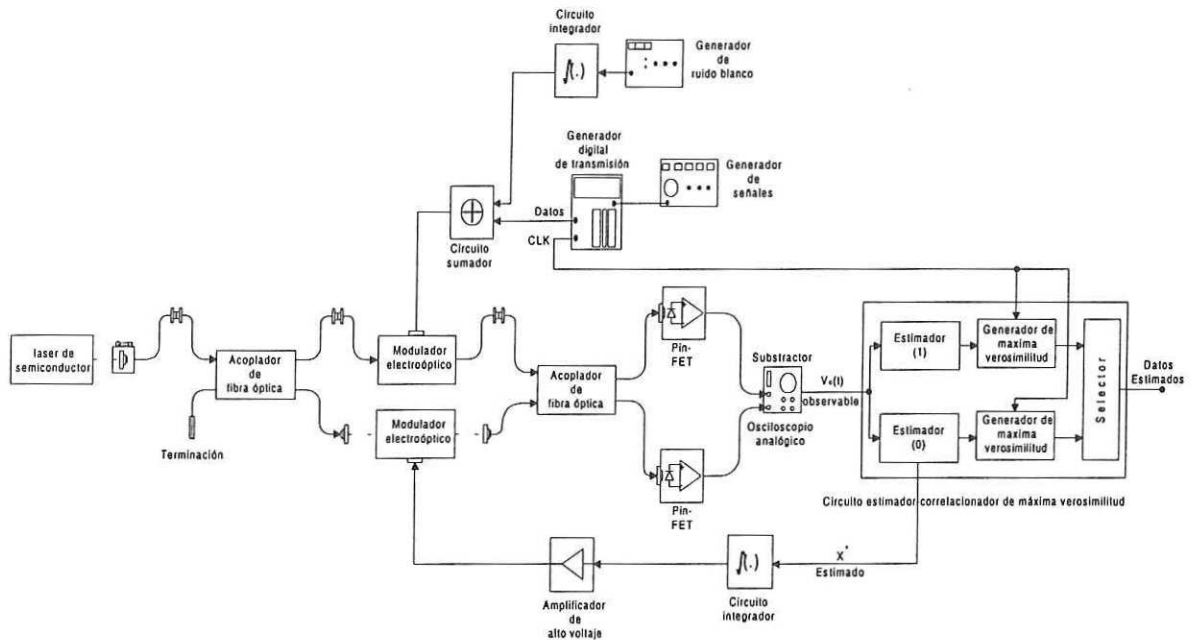


Figura 15. Sistema optoelectrónico experimental.

La división del campo óptico proveniente del láser, se realiza con un acoplador de fibra de 3 dB. El mezclado óptico de la señal modulada y el oscilador local a la salida del interferómetro, también se realiza mediante un acoplador de fibra de 3 dB que, sin embargo, introduce un desfase relativo de  $\pi$  radianes entre los dos puertos de



salida. Las fibras ópticas que se utilizan preservan el estado de polarización. Especial cuidado se observó en la longitud de las fibras que forman el sistema, con la finalidad de minimizar la diferencia de caminos ópticos. La etapa de fotodetección se implementó con fotodiodos PIN en un esquema balanceado, acoplados a un amplificador de transimpedancia. A continuación de la etapa de fotodetección, se encuentra la etapa electrónica de demodulación. El modulador que actúa como VCO en el PLL optoelectrónico, genera una desviación de 15 mrad/V, lo que implica el uso de un amplificador de alto voltaje entre el circuito electrónico y el modulador. La sincronía de reloj, necesaria para el calculador de máxima verosimilitud, no se transmite de ninguna manera en la portadora, por lo que es necesario que sea proporcionada por el analizador digital de transmisión directamente.

# Capítulo IV. IMPLEMENTACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

## IV.1. INTRODUCCIÓN.

En este trabajo de tesis se realiza, con dispositivos electrónicos, el estimador-correlacionador de fase y el PLL optoelectrónico planteados en el capítulo anterior. Es necesario trasladar las ecuaciones matemáticas que definen al estimador de fase, a un circuito electrónico capaz de realizar esas operaciones. En consecuencia, se diseñó un circuito estimador de fase que lleva a cabo las operaciones matemáticas de estimación. La señal eléctrica de entrada al circuito es el observable,  $V_o(t, \kappa)$ , con una representación funcional dada por (54)\*. Para generar el observable eléctrico, se utiliza el sistema optoelectrónico experimental descrito con anterioridad. Se procedió entonces al montaje experimental de los elementos del sistema, y a la disposición de los instrumentos necesarios para concretar pruebas experimentales, que permitan evaluar el funcionamiento del circuito estimador de fase implementado.

En este capítulo se explica el diseño y la implementación electrónica del circuito estimador correlacionador de fase. También se describe la implementación del circuito de encadenamiento de fase propuesto y los problemas asociados que surgieron.

Asimismo, se presentan las mediciones de ciertos parámetros del sistema y del circuito, realizadas en pruebas experimentales elaboradas con el fin de observar el comportamiento y desempeño, del circuito electrónico implementado.

## IV.2. IMPLEMENTACIÓN DEL ESTIMADOR-CORRELACIONADOR DE FASE.

El circuito electrónico implementado, es un prototipo experimental que presenta una alternativa para resolver el problema de interpretación de datos digitales, transmitidos en un sistema coherente utilizando modulación de fase (BPSK), y sujeto a ruido de fase en la portadora y el oscilador local.

Para realizar las operaciones esquematizadas en el diagrama a bloques de la figura 11<sup>§</sup>, que conducen al estimado del observable,  $\hat{S}$ , se utilizaron ciertos circuitos integrados (CI), así como elementos pasivos. El calculador de máxima verosimilitud expresado por la ecuación (51)<sup>&</sup>, involucra la integración de la variable sobre un intervalo de tiempo determinado. Para realizar el proceso de integración de la señal en cada período de bit, es necesaria una señal de sincronía o reloj (CLK), con el mismo período que la secuencia de bits transmitidos. Cuando el período de bit comienza, el circuito se comporta como un integrador de la señal de entrada y al final del período, el circuito se restablece para comenzar a integrar con el nuevo ciclo desde el mismo nivel inicial que en el ciclo anterior. Se requiere entonces, que el pulso de disparo para restablecer el circuito en cada nuevo ciclo o período, sea lo más angosto posible para que el restablecimiento sea lo suficientemente rápido y consuma una mínima fracción del tiempo determinado por el período de bit. Para el bloque final de selección del estimador ilustrado en la figura 10<sup>º</sup>, se utilizó un circuito comparador.

Las operaciones trigonométricas, seno y coseno, se realizan con el CI AD639. Este dispositivo genera un voltaje de salida, proporcional a la función trigonométrica que opera sobre el argumento de entrada. El argumento entrada, es la señal de voltaje de entrada al CI, el cual interpreta el nivel de voltaje con un factor de 50<sup>º</sup>/V (20mV/<sup>º</sup>). Esto significa que

<sup>§</sup> pag. 46  
<sup>&</sup> pag.47  
<sup>º</sup> pag. 43

1.8 volts equivalen a un ángulo de  $90^\circ$ , sin embargo, con un resistor externo es posible escalar el factor de sensibilidad ( $^\circ/V$ ). La amplitud pico de la señal de salida puede fijarse externamente, a través de un voltaje diferencial, o internamente, utilizando el nivel de referencia integrado en el CI, para 3 niveles fijos: 10 V, 1 V y 0 V. El ancho de banda típico de estos CI es de 1.5 MHz. Los niveles de entrada y salida del CI AD639 se ajustaron en función del CI AD834, dado que por sus características, éste último fija la amplitud. Bajo esta condición, se utilizó el factor de sensibilidad por definición del CI, de  $50^\circ/V$ , y se ajustó internamente el nivel de amplitud a 1 V.

Para la operación de multiplicación, se utiliza el CI AD834. Este dispositivo genera una corriente de salida proporcional al producto lineal de los voltajes de entrada. Dado que se emplea una configuración diferencial de entrada, la amplitud máxima permitida de la diferencia no debe exceder  $1 V_p$ . El ancho de banda de este circuito se encuentra alrededor de los 500 MHz.

El circuito de integración y los circuitos sumadores se basan en el CI AD830. Este dispositivo es un amplificador diferencial 4 MHz de ancho de banda, con un elevado CMMR elevado (60 dB). Por su configuración interna, este amplificador diferencial presenta una gran versatilidad que permitió usarlo tanto en un arreglo sumador, como un circuito integrador.

Otros circuitos integrados más convencionales que los 3 anteriores, también fueron utilizados en configuraciones comunes, como amplificadores, sumadores o comparadores. En el apéndice A, se reproducen las especificaciones técnicas de todos los CI, así como las configuraciones en que fueron empleados.

La realización electrónica del estimador-correlacionador de fase ilustrado en la figura 10, se muestra en el diagrama a bloques de la figura 16.



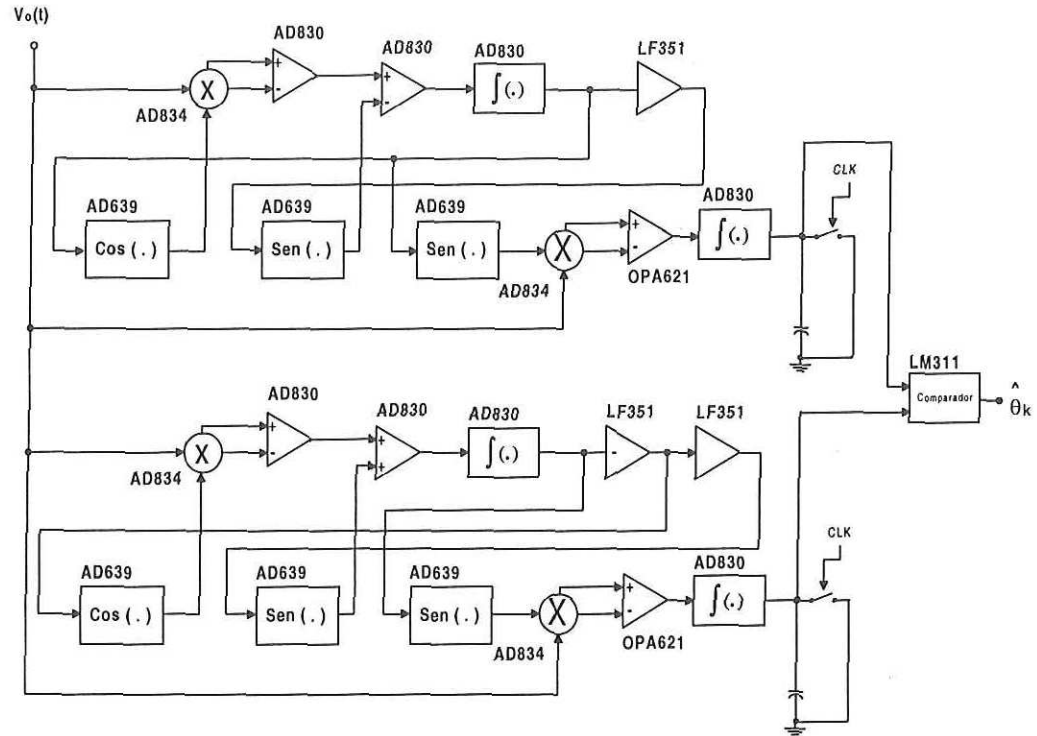


Figura 16. Diagrama a bloques del estimador-correlacionador de fase implementado.

El diagrama eléctrico que corresponde a uno de los dos procesos de estimación ( $\hat{S}_0$ ) ilustrados en la figura 16, se muestra en la figura 17. La tarjeta electrónica implementada está formada por dos conjuntos de bloques electrónicos muy similares, tal como se aprecia al observar con atención la figura 16, donde puede notarse que las operaciones realizadas a partir del observable eléctrico por las etapas electrónicas del conjunto superior y del conjunto inferior, son bastante similares para ambas aunque, de hecho, generan señales inversas en determinado momento.

El voltaje de alimentación que requieren los CI es variable según las especificaciones de cada uno, sin embargo, el nivel de alimentación general utilizado fue de  $\pm 5 V_{cd}$ . El circuito tiene un nivel de voltaje de entrada máximo, establecido por el CI AD834, que tiene un límite de  $\pm 1 V_p$ . Esto significa que la amplitud máxima del observable debe

limitarse al valor anterior para no dañar a la tarjeta. El voltaje máximo de salida que entrega la tarjeta es de  $5 V_p$ . El ancho de banda de la tarjeta se encuentra limitado por la respuesta que presenta el circuito integrador implementado utilizando el CI AD830. Cuando la frecuencia de la señal sobrepasa los 200 KHz aproximadamente, el circuito integrador cesa de comportarse como tal y afecta las operaciones posteriores a esa etapa, deteriorando la respuesta óptima de la tarjeta electrónica.

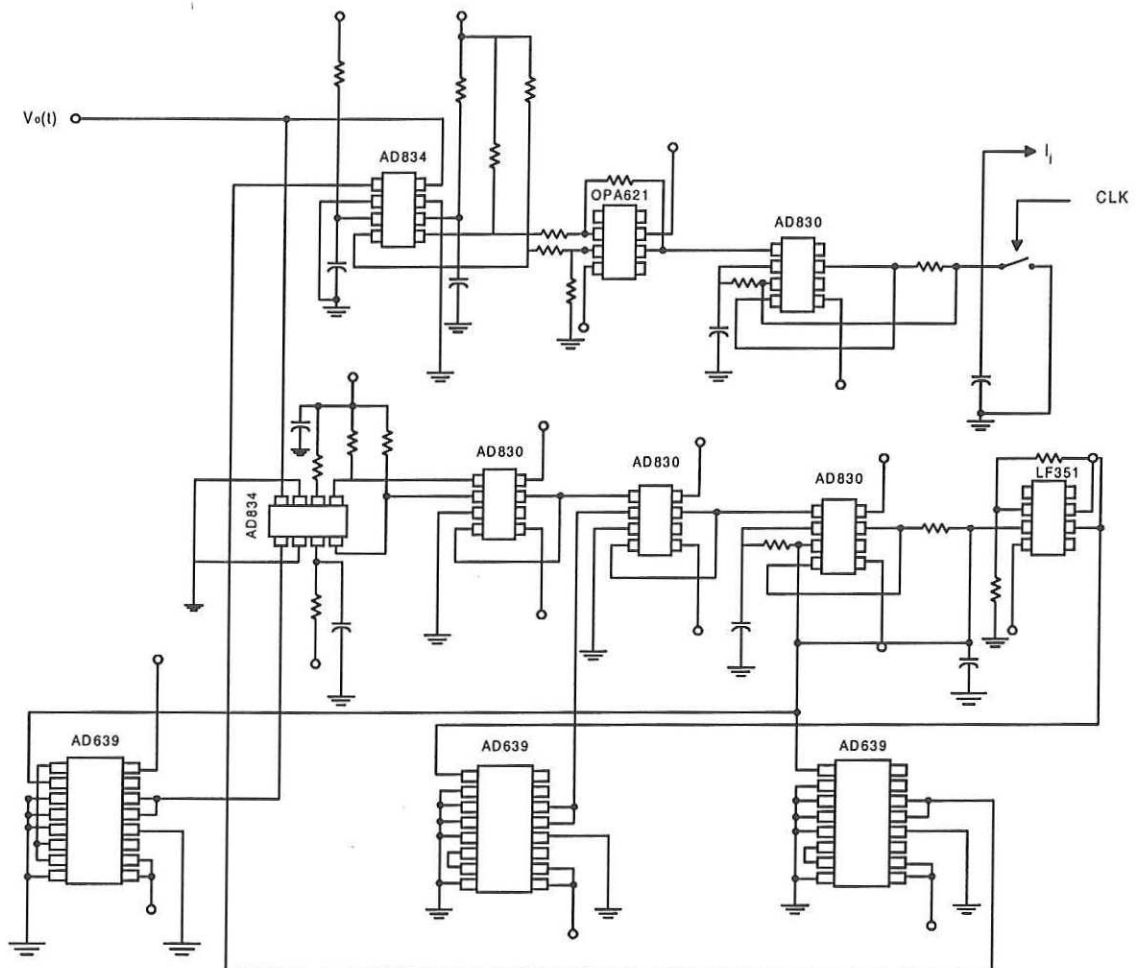


Figura 17. Diagrama eléctrico parcial del estimador - correlacionador de fase

### IV.3. IMPLEMENTACIÓN DEL PLL OPTOELECTRÓNICO.

El lazo de encadenamiento de fase o PLL, se implementó utilizando un modulador electroóptico en el segundo brazo del arreglo interferométrico. La fase estimada por el circuito electrónico,  $x^*(t)$ , se integra, y la señal generada se utiliza para controlar al modulador a través de una etapa de amplificación capaz de entregar el voltaje adecuado para manejar al dispositivo. En la figura 18 se ilustra el lazo de encadenamiento implementado, donde se observa que la señal  $x^*(t)$  se extrae del bloque estimador "0", aunque en realidad ésta no proviene de ninguno de los bloques ilustrados en esa figura, sino de cierto punto en el proceso electrónico.

Cuando el lazo de retroalimentación se encuentra abierto, se observan fluctuaciones aleatorias en la amplitud y el nivel de corriente directa del observable eléctrico. Estas fluctuaciones del nivel y amplitud de  $V_o(t, \kappa)$  tienen su origen principalmente en la descorrelación de fase entre la portadora óptica y el campo óptico del oscilador local en el interferómetro, sin descartar por supuesto, otro tipo de fenómenos que también pueden ser causa de éstas fluctuaciones tal como variaciones en el SOP, variaciones en temperatura, vibraciones mecánicas, etc. Las fluctuaciones en el observable tienen un efecto nocivo en la operación del circuito, puesto que se presentan niveles de amplitud que saturan a los CI, y generan un señal ruidosa aleatoria, sin ninguna relación con la señal de datos transmitidos.

Tal es la importancia entonces, de implementar el lazo de encadenamiento de fase para evitar las fluctuaciones de nivel del observable eléctrico, y proporcionar una señal estable para llevar a cabo el proceso electrónico que, probablemente, resulte en la correcta estimación de la fase transmitida y permita recuperar los datos digitales transmitidos.

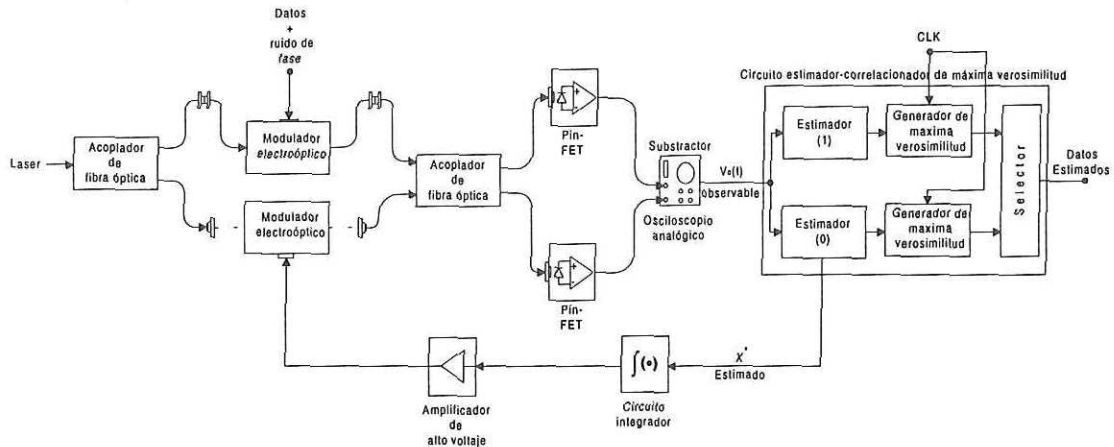


Figura 18. Diagrama funcional del lazo de encadenamiento de fase (PLL) implementado.

Durante las pruebas experimentales realizadas, se logró estabilizar la variación en amplitud y nivel de cd del observable eléctrico simultáneamente, sin embargo, se observaron varios efectos indeseables. Sobre todo, para lograr una estabilidad prácticamente absoluta, el nivel de potencia que el amplificador de alto voltaje requiere ocasiona una distorsión tan significativa de la señal de datos que incluso es superior a la peor distorsión causada por el ruido de fase, con referencia a los casos de ruido de fase que se tratarán posteriormente. El efecto tiene en principio un comportamiento aparentemente lineal, por lo que una menor estabilidad causa una menor distorsión. Después de varias pruebas para intentar establecer una cierta equidad entre la distorsión causada por el lazo retroalimentado y el grado de estabilidad de la señal que se alcanza, finalmente se concluyó que la máxima estabilidad que se puede alcanzar con la mínima distorsión aceptable no introduce prácticamente ninguna mejora significativa en el comportamiento del observable eléctrico, ni en el desempeño de la tarjeta electrónica. Así que por el momento se consideró que para el presente trabajo, y dada la etapa en que el proyecto se encuentra, resulta más conveniente apartarse de la implementación del PLL y



realizar las pruebas de desempeño de la tarjeta electrónica con el lazo abierto, llevando a cabo las mediciones en el "mejor caso" de observación. Esto significa que las mediciones fueron hechas dentro del intervalo de tiempo en que la señal presenta la estabilidad suficiente y los niveles apropiados.

Una de las consecuencias más importantes al no controlar la estabilidad de la señal, es que la recuperación de los datos estimados por el procesamiento electrónico es también inestable. Esto imposibilita la medición de la probabilidad de error de bit (BER) que el sistema es capaz de alcanzar.

#### **IV.4. INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN Y GENERADORES DE SEÑAL.**

Las mediciones para evaluar la tarjeta electrónica implementada utilizando el arreglo experimental mencionado, requirieron el uso de instrumentos de medición de variables en el tiempo y en la frecuencia. La selección del instrumento de medición adecuado para adquirir el espectro de la señal representó ciertos problemas. Dado que la señal detectada por un receptor homodino se encuentra en banda base, es necesario contar con un analizador de espectros capaz de medir frecuencias cercanas a 0 Hz (corriente directa, cd) o incluso cd misma. En un principio se pretendía modular la portadora a una frecuencia máxima de 50 MHz (antes de reconocer el ancho de banda del circuito), lo que implicaba un instrumento con un ancho de banda capaz de abarcar un intervalo de frecuencias desde aproximadamente 0 Hz hasta 50 MHz.

Se utilizaron dos instrumentos con los que se obtuvieron las mediciones que se presentan: Un analizador de espectros analógico (HP3580A) con un ancho de banda de 5

Hz – 55 KHz, y un osciloscopio digital (HP54522A, 2 GSa/s - 500 MHz) con la capacidad de obtener la transformada rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*) en un intervalo de 5 Hz a 500 MHz. Se utilizaron los dos instrumentos simultáneamente para contrastar las mediciones que proporciona uno y otro.

El generador de ruido blanco gaussiano (HP H01-3722A) proporciona la señal a partir de la cual, se genera el ruido de fase en un intervalo de frecuencias desde 0.00015 Hz hasta 50 KHz, con una amplitud variable de 0.1 a 3.16  $V_{rms}$ . El analizador digital de transmisión (HP3784A), tiene la capacidad de generar secuencias de datos con un período de bit ( $T_b$ ) mínimo de 20 ns, que equivale a una frecuencia de reloj de 50 MHz. Sin embargo, la frecuencia de modulación se encuentra fundamentalmente limitada por el ancho de banda del circuito electrónico. El período de bit y la secuencia de datos que genera el analizador digital de transmisión pueden ser programados por el usuario. El transmisor también genera la señal de reloj (CLK) correspondiente al período de bit de la secuencia de datos transmitidos. El período de bit de la secuencia de datos (igual a un período del reloj) puede ser establecido por un generador externo e incluso, el ancho de la señal de reloj (ciclo de trabajo, *duty cycle*) también puede ser establecido externamente (no puede ser programado). El requerimiento de un pulso angosto para la señal de sincronía del correlacionador de máxima verosimilitud puede resolverse de esa manera.

#### **IV.5. MEDICIONES Y RESULTADOS.**

El interés de las mediciones consiste en evaluar el desempeño del estimador correlacionador de fase. En la tabla II se resumen todas las mediciones realizadas en el

mismo orden en se presentan las gráficas correspondientes, pretendiendo que la información posea una secuencia paralela a la transmisión de la señal, comenzando por la señal de entrada al modulador electroóptico,  $x(t)$ , la señal en el observable eléctrico,  $V_o(t, \kappa)$ , la señal de fase estimada,  $x^*(t)$  y la señal de datos estimados,  $\hat{\theta}_k$ .

Cabe señalar que de todas las mediciones únicamente se presentan los casos más ilustrativos puesto que en cada tipo de medición, el intervalo de variación de los parámetros de entrada, establecido por la tabla III, proporciona una cantidad de información considerable y útil, pero no estrictamente necesaria para mostrar las implicaciones de los resultados obtenidos.

TABLA II. Resumen de las mediciones realizadas.

FIGURA	TIPO DE MEDICIÓN
20	Medición del ruido de fase, $x(t)$ y su espectro
21, 22	Medición del observable eléctrico, $V_o(t, \kappa)$
23	Medición de una señal de información digital en el modulador y en la etapa de fotodetección balanceada.
24, 25	Medición de una señal de información digital con ruido de fase adicionado.
26, 27	Medición de la fase, $x(t)$ , y del estimado de fase, $x^*(t)$ .
28	Estimación de la función de densidad de probabilidad de la diferencia entre $x(t)$ y $x^*(t)$ para la medición de la figura 27.
29	Medición de la señal de entrada y de la señal estimada, $\hat{\theta}_k$ .
30	Medición del observable eléctrico, $V_o(t)$ , y de la señal estimada, $\hat{\theta}_k$ .
31	Medición del estimado de fase, $x^*(t)$ , y de la señal estimada, $\hat{\theta}_k$ .

Es importante mencionar también que una frecuencia de modulación de un valor cercano al ancho de banda del circuito no tiene ningún sentido práctico en el contexto de las comunicaciones ópticas, pero como se estableció en el primer capítulo, este trabajo es de carácter demostrativo y tanto el arreglo experimental como la implementación del



circuito, tienen como propósito fundamental mostrar la viabilidad de un método alternativo y novedoso para la recuperación de una señal de datos digitales transmitida en una portadora sujeta a ruido de fase, aplicado a sistemas de comunicaciones ópticas coherentes.

#### **IV.5.1. RUIDO DE FASE.**

Como se ha mencionado anteriormente, la propuesta principal de la tarjeta electrónica implementada consiste en presentar un prototipo diseñado con el propósito de intentar estimar el dato binario transmitido, a pesar del ruido de fase. Precisamente con la finalidad de aislar el ruido de fase de otros problemas que pueden asociarse a un sistema de comunicaciones coherentes, se utilizó el arreglo experimental propuesto y descrito en III.6, en donde el ruido de fase es generado y controlado externamente, e introducido en la portadora óptica a través de un dispositivo modulador. Es importante entonces, observar la relación que existe entre la potencia y el ancho de banda del ruido de fase controlado que se introduce y el efecto que se obtiene a la salida de la etapa de fotodetección balanceada. El ruido de fase que se introduce externamente en la portadora óptica puede aproximarse como un proceso de ruido Wiener, también conocido como “*random walk*”. El ruido Wiener se genera integrando una señal de ruido blanco gaussiano. En el arreglo experimental ilustrado en la figura 19, la señal eléctrica proporcionada por el generador de ruido blanco gaussiano es integrada por un circuito electrónico que realiza tal función, y posteriormente aplicada al modulador electroóptico a través de un circuito sumador-manejador del dispositivo. En acuerdo con la nomenclatura



utilizada anteriormente al describir el estimador de fase, la variable  $x(t)$  denota la fase, entonces en este caso,  $x(t)$  es la señal eléctrica que modula a la portadora óptica y la medición de esta variable es la medición de la señal eléctrica a la entrada del modulador electroóptico. La medición del observable eléctrico,  $V_o(t, \kappa)$ , es la medición del efecto que causa  $x(t)$  en la señal eléctrica generada en la etapa de fotodetección balanceada, que por otro lado, es la señal de entrada a la tarjeta electrónica. En la figura 18, la amplitud y ancho de banda del ruido de fase agregado externamente al sistema a través del modulador electroóptico, son variables que se controlan en el generador de ruido blanco.

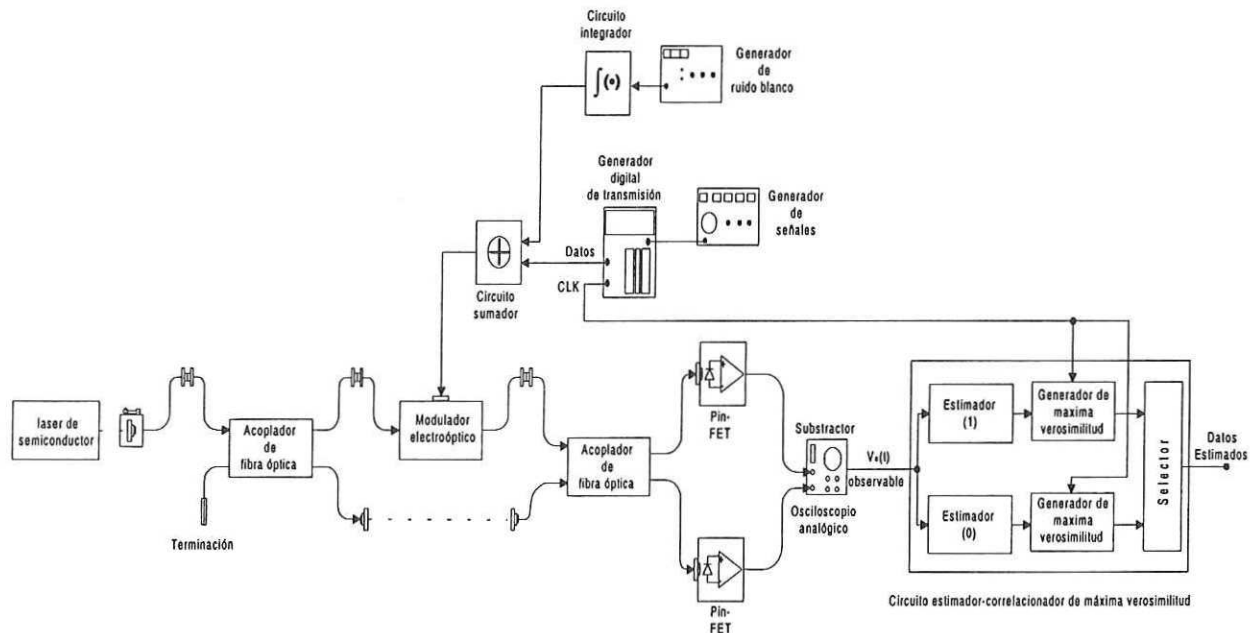


Figura 19. Arreglo experimental utilizado en las mediciones.

Se realizaron mediciones de  $x(t)$  y  $V_o(t, \kappa)$  en el tiempo y en la frecuencia, y también se realizaron mediciones para el caso en que se introduce una señal de ruido de fase sumada con una señal de información digital binaria.

La tabla III indica los valores de entrada que determinan a las variables medida y delimitan el intervalo de mediciones.

TABLA III Medición del ruido de fase y del observable eléctrico.

GENERADOR DE RUIDO		RUIDO DE FASE; $x(t)$			OBSERVABLE ELECTRICO; $V_o(t)$		
Amplitud máxima ( $V_{rms}$ )	Ancho de banda (KHz)	Amplitud máxima ( $V_{pp}$ )	Potencia espectral (dBm)	Ancho de banda (KHz)	Amplitud máxima ( $mV_{pp}$ )	Potencia Espectral (dBm)	Ancho de banda (KHz)
0.5	1.5	5	4	~1.5	262	-25.62	~1.5
1	1.5	9	11	~1.5	425	-15	~1.5
2.1	1.5	10	13	~1.5	487	-11	~1.5
3.16	1.5	11	16	~1.5	487	-11	~1.5
0.5	5	4.5	2.5	~5	150	-24	~5
1	5	8	7.5	~5	160	-18	~5
2.1	5	11	11.5	~5	200	-17	~5
3.16	5	11.5	12.5	~5	330	-15	~5
0.5	15	3	2	~15	140	-22	~15
1	15	6	5	~15	250	-17	~15
2.1	15	11	15	~15	425	-13	~15
3.16	15	11	10	~15	324	-15	~15
0.5	50	1.5	1.5	~25	60	-30	~25
1	50	2.7	2.5	~25	130	-28	~25
2.1	50	6.7	10	~25	320	-25	~25
3.16	50	9.8	16	~25	370	-13	~25

En base a los datos en la tabla III, se observa que la señal eléctrica proporcionada por el generador de ruido blanco es amplificada después de la etapa de integración. La amplitud de la señal de ruido de fase de entrada al modulador tiene un intervalo desde  $3V_{pp}$  hasta

$11.5 V_{pp}$  en el intervalo de 1.5 KHz a 15 KHz. En el intervalo de 50 KHz los límites de amplitud del ruido de fase son menores debido a que el ancho de banda de la etapa de integración limita la amplitud y el comportamiento en frecuencia del ruido de fase.

Las siguientes figuras 20 a 22 son algunas gráficas de las mediciones de la tabla III.

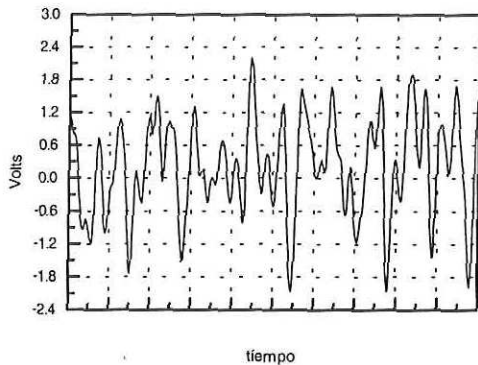


Figura 20.a.

Forma de onda del voltaje de entrada al modulador electroóptico,  $5 V_{pp}$  máx. y 1.5 KHz de ancho de banda.

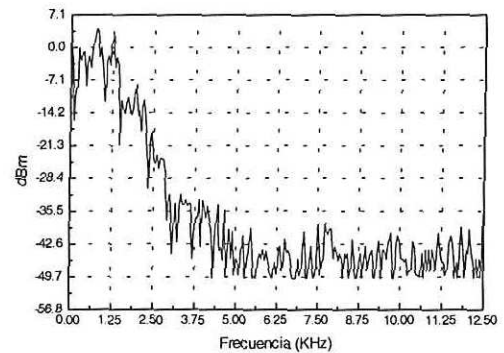


Figura 20.b.

Espectro de la señal 20.a.

Figura 20. Medición del ruido de fase,  $x(t)$  y su espectro.

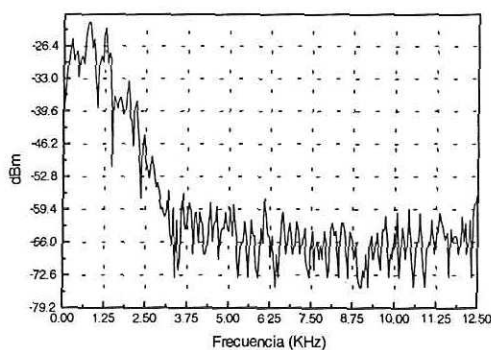


Figura 21.a.

Espectro de la señal eléctrica a la salida de la etapa de fotodetección balanceada, con  $x(t)$  de  $5 V_{pp}$  máx. y 1.5 KHz de ancho de banda

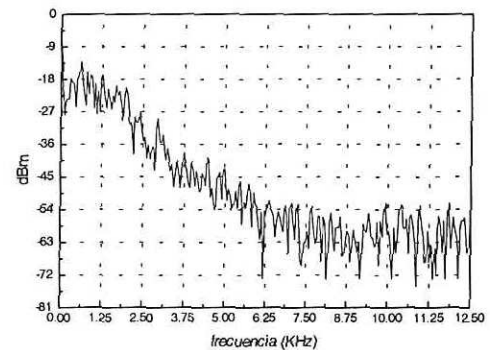


Figura 21.b.

Espectro de la señal eléctrica a la salida de la etapa de fotodetección balanceada, con  $x(t)$  de  $11 V_{pp}$  máx. y 1.5 KHz de ancho de banda.

Figura 21. Medición del observable eléctrico,  $V_o(t, k)$ .



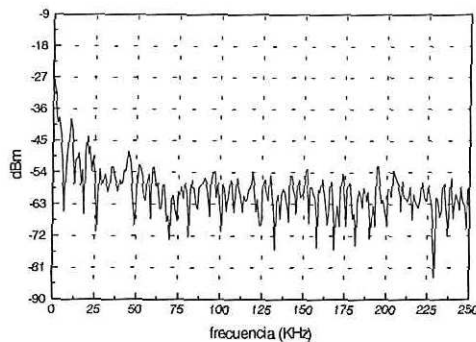


Figura 22.a.

Espectro de la señal eléctrica a la salida de la etapa de fotodetección balanceada, con  $x(t)$  de 2  $V_{pp}$  máx. y 50 KHz de ancho de banda.

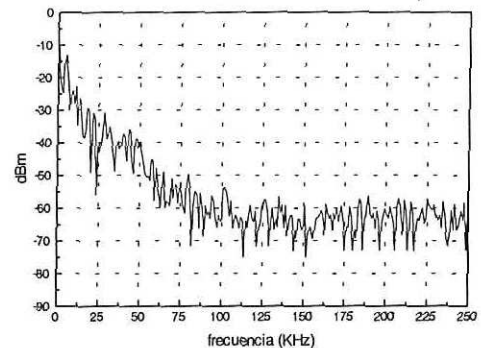


Figura 22.b.

Espectro de la señal eléctrica a la salida de la etapa de fotodetección balanceada, con  $x(t)$  de 8  $V_{pp}$  máx. y 50 KHz de ancho de banda.

Figura 22. Medición del observable eléctrico,  $V_o(t, \kappa)$

En la figura 20 se muestran las gráficas que corresponden al caso en que la amplitud y el ancho de banda del generador de ruido son mínimos. En la gráfica del espectro del ruido de fase se distingue que el ancho de banda abarca hasta 1.9 KHz, aproximadamente. En la figura 21 se tiene la medición del espectro del observable eléctrico en el caso de mínima amplitud y ancho de banda del generador de ruido y en el caso de máxima amplitud y mínimo ancho de banda del generador de ruido. Por un lado, comparando la figura 21.a con la figura 22.b (mínima amplitud) y las columnas correspondientes en la tabla, se tiene que el ancho de banda en el observable eléctrico se encuentra directamente relacionado con el ancho de banda que exhibe el ruido de fase. Por otro lado, comparando la figura 21.a y 21.b (máxima amplitud), se tiene que las componentes espectrales de la medición en 21.b tienen mayor potencia que en 21.a, como consecuencia directa de la mayor amplitud del ruido de fase en b, sin embargo, este aumento en la potencia también ocasiona que la energía se distribuya en un intervalo de



frecuencias mayor, contribuyendo a aumentar el ancho de banda del ruido de fase. En la figura 22 también se puede apreciar la dispersión de la energía en un intervalo mayor de frecuencias conforme la potencia del ruido de fase aumenta. En la figura 22.a el valor máximo de potencia espectral es de -25 dBm y en la figura 22.b la potencia espectral máxima del ruido de fase aumenta hasta -13 dBm, pero sobre todo, resalta el incremento del ancho de banda del ruido como efecto del incremento en la potencia del ruido de fase. En la gráfica 22.a, el ancho de banda es menor a 25 KHz, cuando en b, el ancho de banda puede llegar a alcanzar los 25 KHz. En las gráficas de la figura 22 también resalta el efecto limitante del ancho de banda del ruido debido al ancho de banda de la etapa de integración. Por ésta razón, el espectro del ruido de fase no alcanza los 50 KHz de ancho de banda.

En resumen, éstas mediciones indican lo siguiente:

1. El ancho de banda del ruido de fase y el ancho de banda del observable eléctrico se encuentran directamente relacionados en la misma proporción.
2. El incremento en la potencia del ruido de fase origina un incremento en el ancho de banda del observable eléctrico.
3. El ancho de banda de la etapa de integración no permite que el ancho de banda del ruido de fase pueda alcanzar los 50 KHz que el generador de ruido es capaz de proporcionar.

Para el caso en que se introduce una señal de ruido de fase sumada con una señal de información digital binaria, se realizaron mediciones en el mismo intervalo de variables de entrada indicado en la tabla III. En las siguientes figuras 23 a 25 se muestran algunas de las mediciones obtenidas.

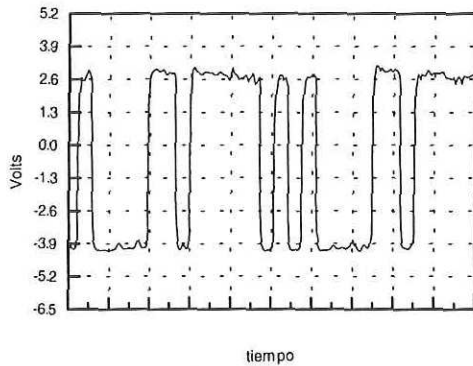


Figura 23.a.

Forma de onda del voltaje de entrada al modulador electroóptico sin ruido de fase adicionado.

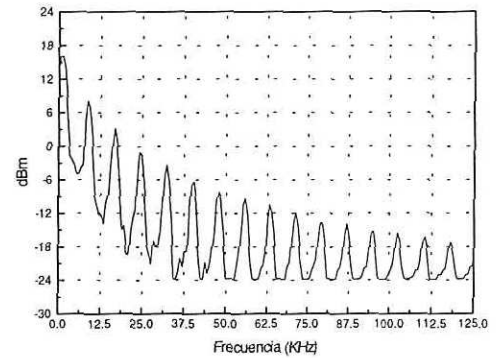


Figura 23.b.

Espectro de la señal

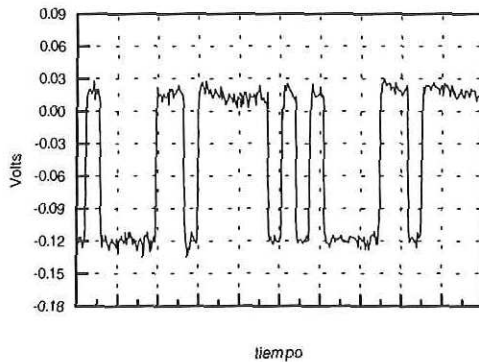


Figura 23.c.

Forma de onda de la señal eléctrica a la salida de la etapa de fotodetección balanceada.

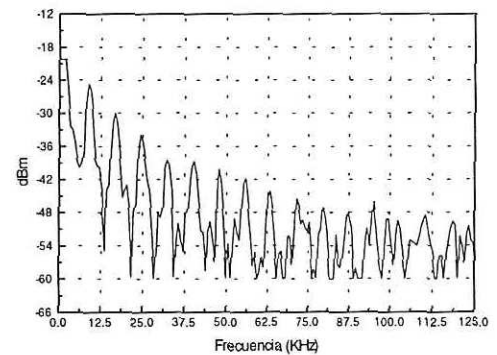


Figura 23.d.

Espectro de la señal.

Figura 23. Medición de una señal de información digital en el modulador y en la etapa de fotodetección balanceada.

Secuencia de datos binarios: 0101000011011111

Frecuencia de la señal: 10 KHz.

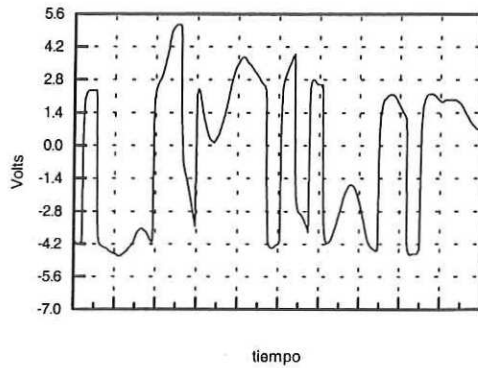


Figura 24.a.

Forma de onda del voltaje de entrada al modulador electroóptico con ruido de fase adicionado de  $0.5 V_{rms}$  y 15 KHz.

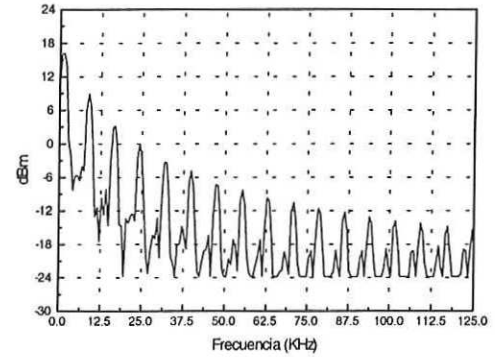


Figura 24.b.

Espectro de la señal.

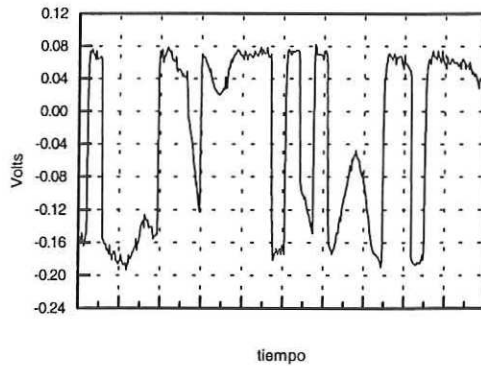


Figura 24.c.

Forma de onda de la señal eléctrica a la salida de la etapa de fotodetección balanceada.

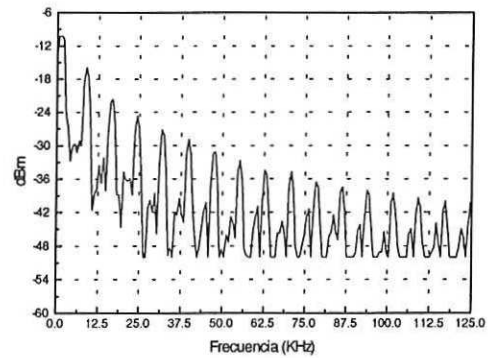


Figura 24.d.

Espectro de la señal.

Figura 24. Medición de una señal de información digital con ruido de fase adicionado.

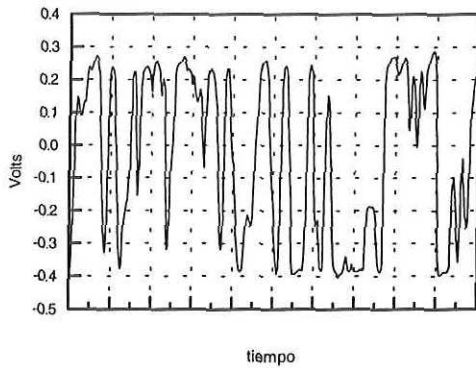


Figura 25.a.

Forma de onda del voltaje de entrada al modulador electroóptico con ruido de fase adicionado de 3.6 V<sub>rms</sub> y 50 KHz.

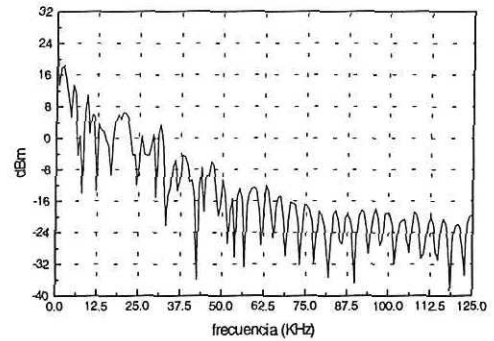


Figura 25.b.  
Espectro de la señal.

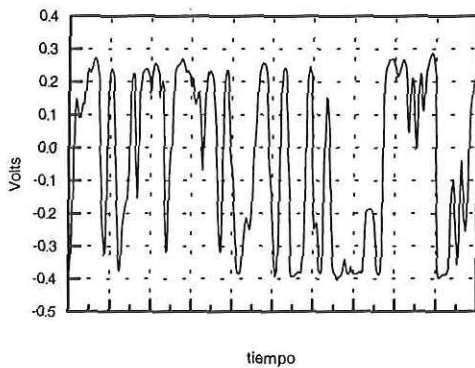


Figura 25.c.

Forma de onda de la señal eléctrica a la salida de la etapa de fotodetección balanceada.

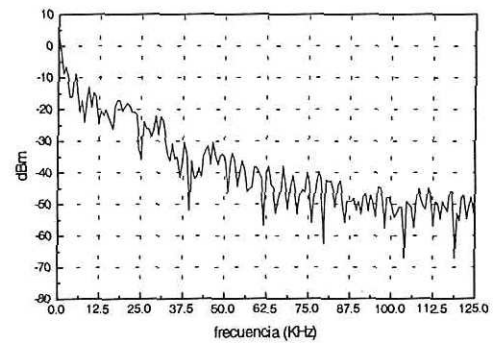


Figura 25.d.  
Espectro de la señal.

Figura 25. Medición de una señal de información digital con ruido de fase adicionado.

La señal de información digital sin ruido de fase adicionado medida en el modulador electroóptico y su espectro correspondiente, se muestran en la figura 23.a y b. En el arreglo experimental utilizado, el ruido de fase se añade a la señal de información desde la etapa de transmisión con objeto de controlar esta variable, sin embargo, se debe tomar como referencia una señal sin ruido de fase para comparar los resultados que se obtienen



en el observable eléctrico bajo diferentes niveles de potencia y ancho de banda del ruido de fase. Entonces, la medición que se presenta en la figura 23 a y b, es la señal de información libre de ruido que siempre debería transmitirse y recuperarse en la etapa de recepción, y se considera como la señal de referencia. En las figuras 23.c y d se tiene la medición del observable eléctrico correspondiente y se aprecia la distorsión que sufre la señal durante el proceso de modulación, propagación y fotodetección. Resulta más notorio observar la distorsión comparando las gráficas espectrales, 23.b y 23.d, en donde el ruido ensancha los armónicos de información, en mayor medida en los armónicos de frecuencias superiores.

Dado que el ruido de fase se agrega externamente, la señal de información es mezclada con ruido de fase antes de ser transmitida. En el caso de la figura 24.a, el ruido de fase introducido es de mínima amplitud y mínimo ancho de banda. Comparando ésta gráfica con la señal de referencia (fig. 23.a) se observa la distorsión que el ruido de fase ocasiona en la señal de información. La figura 24.c es la forma de onda recuperada en la etapa de fotodetección, pero es sobre todo el espectro de la señal transmitida y de la señal recibida (24.b y d, respectivamente) los que indican con mayor claridad la cantidad de distorsión que la señal de información sufre a causa del ruido de fase. En la gráfica 24.b se observa que las componentes espectrales y la potencia asociada a cada uno se encuentran distribuidos de la misma manera que en la figura 23.b, aunque presentan un ensanchamiento en la base de cada componente debido al ruido de fase añadido en 24.b. En la figura 24.d, las componentes espectrales conservan la misma distribución que en 23.b pero se tiene un ensanchamiento de las mismas y el nivel de potencia espectral es mayor en comparación con el nivel que presentan las componentes en 23.d.

En la figura 25 se muestran las mediciones obtenidas cuando la señal de información se encuentra mezclada con ruido de fase de máxima amplitud y ancho de banda.

Comparando las gráficas espectrales 25.a y 25.b con 23.b se tiene que la potencia del ruido de fase tiene la magnitud suficiente como para cubrir las componentes espectrales de información en todo el ancho de banda de las mismas.

En resumen, las mediciones indican que el ruido de fase ocasiona un ensanchamiento de las componentes espectrales de la señal de información. En acuerdo con los resultados obtenidos en la sección anterior, el nivel de potencia del ruido de fase repercute no solamente en el nivel de potencia espectral sino también en el ancho de banda, lo que tiene como efecto que el ruido de fase tenga la capacidad de cubrir las componentes espectrales de información, como ocurre en las mediciones de la figura 25.

#### **IV.5.2. ESTIMADOR - CORRELACIONADOR DE FASE.**

La caracterización del circuito electrónico estimador-correlacionador de fase se llevó a cabo realizando la medición de diferentes parámetros. En primera instancia fue necesario probar eléctricamente el funcionamiento de la tarjeta electrónica verificando la polaridad, la interconexión de los múltiples circuitos integrados, la evolución de la señal a través de las etapas electrónicas, etc. Posteriormente, utilizando el arreglo experimental que se ilustra en la figura 19, se midieron ciertos parámetros que pueden contribuir a evaluar el desempeño, bajo determinadas condiciones, del circuito electrónico.

a). Las pruebas eléctricas se trataron de preliminares para comprobar el funcionamiento adecuado de cada circuito integrado, para determinar el ancho de banda de la tarjeta electrónica, y para observar la evolución de la señal de entrada a través de los circuitos. Las mediciones realizadas fueron sobre todo de carácter cualitativo. Con las

pruebas eléctricas se logró detectar un CI dañado. En la terminal de salida de la tarjeta electrónica (señal de datos estimados,  $\hat{\theta}_k$ ) siempre se espera observar la señal digital binaria de **datos** de entrada, pero en ausencia de ruido de fase, la señal de datos de entrada **debe** ser observada a la salida del circuito. Una de las pruebas de la tarjeta consistió precisamente en proporcionar una señal binaria de datos a la entrada de la misma, y observar la señal en la terminal de salida ( $\hat{\theta}_k$ ). Aunque la señal de salida de la tarjeta no correspondía del todo con la señal esperada incluso en ausencia de ruido de fase, se decidió utilizar el sistema experimental para continuar con la caracterización de la tarjeta electrónica. Los criterios considerados para seguir adelante a pesar de los resultados no del todo alentadores obtenidos en la primera evaluación de la tarjeta fueron los siguientes: *i*) La señal de entrada al circuito fue proporcionada por el analizador digital de transmisión, el cual proporciona un nivel ECL. Los niveles de voltaje ECL son -1.25 V, +650 mV lo que implica una forma de onda asimétrica con respecto al nivel de referencia. Dado que el circuito electrónico es analógico (por lo tanto su operación depende totalmente del nivel continuo de entrada) y el diseño del mismo se realizó sin suponer una señal de entrada tipo ECL, se consideró que esta falta de simetría en los niveles de voltaje podrían ser el origen del desempeño no óptimo de la tarjeta. Puede pensarse que la prueba de funcionamiento se podría haber realizado con un generador de funciones capaz de entregar una señal simétrica del nivel apropiado de entrada pero recordando el capítulo anterior (III.5), debe notarse que es necesario sincronizar la secuencia de bits con el período de bit que le corresponde, además, esta señal de sincronía debe permanecer en un nivel alto el menor tiempo posible, solamente el necesario para disparar el circuito de restablecimiento de los calculadores de máxima verosimilitud.

Esta señal de sincronía no se obtiene de los generadores disponibles en el laboratorio, y por ello se tuvo que recurrir al analizador digital de transmisión. *ii*). Observaciones en diversos puntos del circuito indicaban que la señal debía estar propagándose adecuadamente.

**b).** En este inciso se presentan las mediciones de los parámetros más importantes que ayudarán a determinar la calidad de desempeño del circuito estimador de fase. El arreglo experimental utilizado se muestra en la figura 19, donde se observa que el lazo de encadenamiento de fase (PLL) se encuentra abierto. Por otro lado, en los momentos de estabilidad de la señal se confirmaron las consideraciones *i* y *ii* del inciso anterior.

Se muestran únicamente las mediciones en los extremos del intervalo establecido anteriormente en la tabla III por ser las que representan el límite máximo y mínimo de variación de las señales, esto significa que el resto de las mediciones se encuentran en algún estado intermedio entre estos límites.

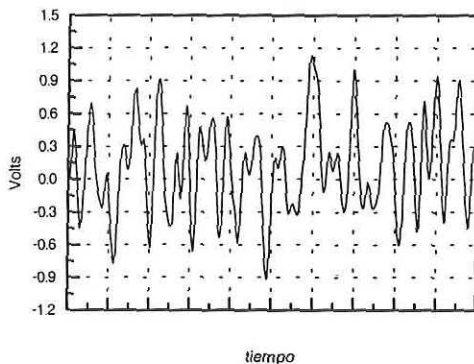


Figura 26.a.

Forma de onda del voltaje de entrada al modulador electroóptico,  $2.5 V_{pp}$  máx, 1.5 KHz.

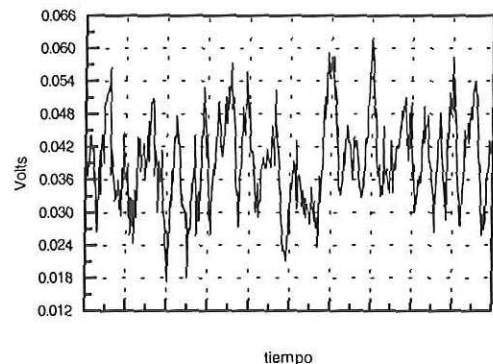


Figura 26.b.

Forma de onda del estimado de fase.



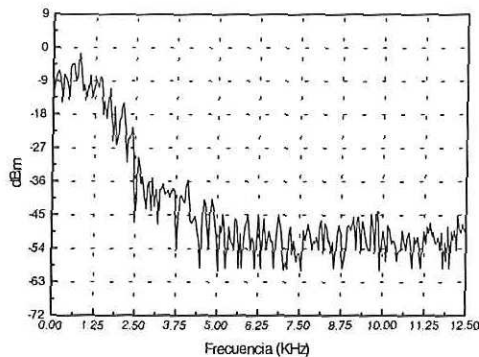


Figura 26.c.  
Espectro de la señal 26.a.

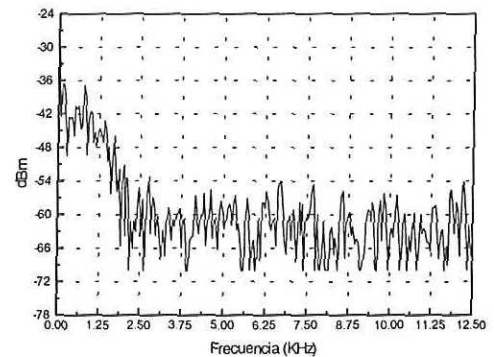


Figura 26.d.  
Espectro de la señal 26.b.

Figura 26. Medición del ruido de fase,  $x(t)$ , y del estimado de fase,  $x^*(t)$ .

Las gráficas de las figuras 26 y 27 indican la capacidad de la tarjeta electrónica implementada en estimar la fase transmitida,  $x(t)$ , para los valores extremos de ancho de banda del ruido. Comparando las gráficas 26.a y b se tiene la forma de onda de la señal transmitida y la forma de onda de la señal generada por la tarjeta electrónica,  $x^*(t)$  - estimado-. El espectro de las señales indica el ancho de banda del ruido de fase y puede ser útil también, para indicar la similitud entre la señal transmitida,  $x(t)$  y el estimado,  $x^*(t)$ . En la figura 26.c se tiene que la diferencia entre la potencia espectral promedio máxima ( $\sim -9$  dBm) y la potencia espectral promedio mínima ( $\sim -54$  dBm) de la señal transmitida es de  $\sim 45$  dB, en comparación con la diferencia de la potencia espectral promedio máxima ( $\sim -44$  dBm) y mínima ( $\sim -64$  dBm) que es de aproximadamente 20 dB en  $x^*(t)$  (fig. 26.d.), lo que indica una pérdida de potencia de la información en la señal generada por la tarjeta electrónica. La figura 27 presenta el caso de mayor ancho de banda en la señal transmitida, donde también se tiene que la diferencia de potencias en la señal transmitida es de aproximadamente 54 dB, en contraste con la diferencia de potencias en la señal estimado, que es de 24 dB aproximadamente. El mismo comportamiento se observa en el

resto de las mediciones que abarcan el intervalo de la tabla III, lo que indica una respuesta lineal de la tarjeta en todo el intervalo.

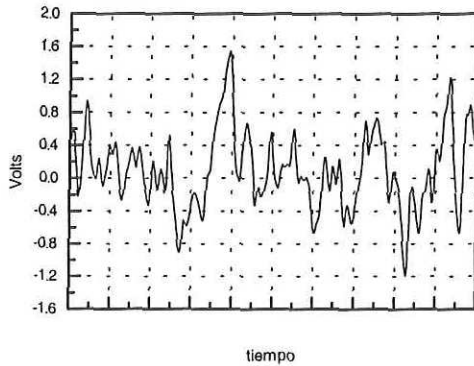


Figura 27.a.

Forma de onda del voltaje de entrada al modulador electroóptico, 3 V<sub>pp</sub> máx, 50 KHz.

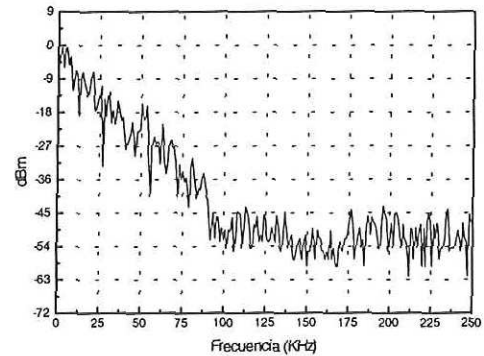


Figura 27.b.

Espectro de la señal 27.a.

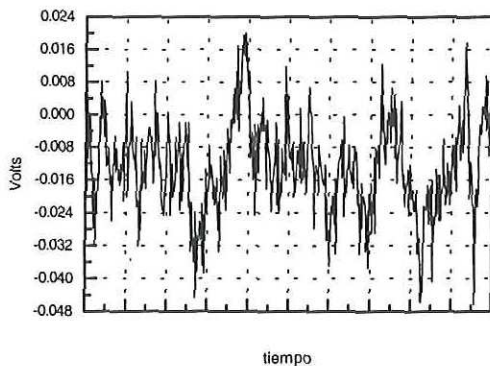


Figura 27.c.

Forma de onda del estimado de fase.

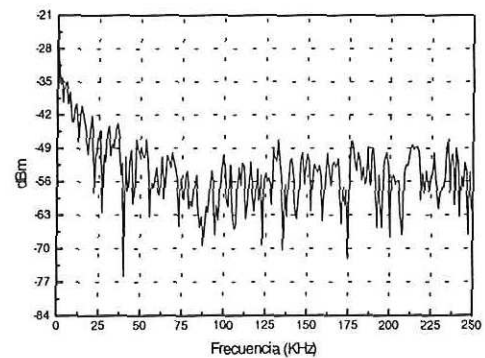


Figura 27.d.

Espectro de la señal 27.c

Figura 27. Medición del ruido de fase,  $x(t)$ , y del estimado de fase,  $x^*(t)$ .

Además de considerar los resultados directos de estas mediciones, se pueden utilizar los datos recolectados para obtener una estimación gráfica de la función de densidad de probabilidad (fdp) de la diferencia de  $x(t)$  menos  $x^*(t)$ . La diferencia de las señales normalizadas,  $x(t)$  y  $x^*(t)$ , permite establecer la similitud que existe entre una señal y la

otra. La estimación gráfica de la fdp de esta diferencia permitirá conocer el desempeño de la tarjeta en la estimación de la señal transmitida.

Para el caso en que la tarjeta electrónica fuera capaz de estimar con toda certeza la fase transmitida, la diferencia de las señales normalizadas  $x(t)$  y  $x^*(t)$  sería igual a cero. Como se observa en la figura 28, éste no es el caso ya que se tiene una curva indicando que la diferencia entre ambas señales no siempre es cero, lo que implica un cierto error en el estimado de la fase que realiza la tarjeta. No hay que olvidar que la gráfica 28 es una estimación gráfica de la probabilidad de que ocurra la estimación de fase correcta, y ya que la curva se encuentra centrada en cero, esto significa que lo más probable es que la tarjeta realice la estimación de la fase transmitida correctamente, que es un resultado alentador sobre el desempeño de la tarjeta. Similares resultados se obtuvieron en el resto de las mediciones.

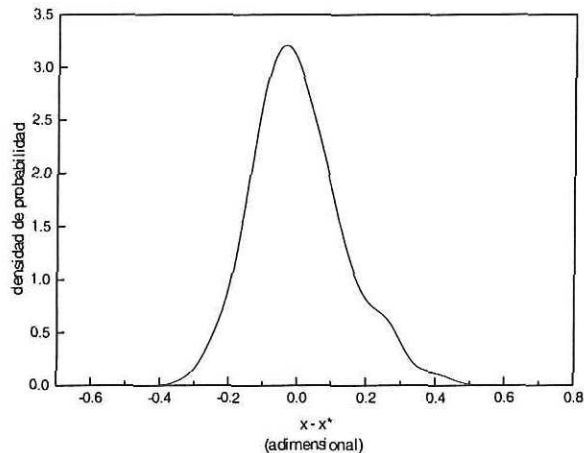


Figura 28. Estimación de la función de densidad de probabilidad de la diferencia entre  $x(t)$  y  $x^*(t)$  para las mediciones de la figura 27.

En las siguientes gráficas se muestran las mediciones que indican la capacidad de la tarjeta para regenerar la información digital transmitida mezclada con ruido de fase, comparando la señal estimada con el observable, y posteriormente con el estimado.



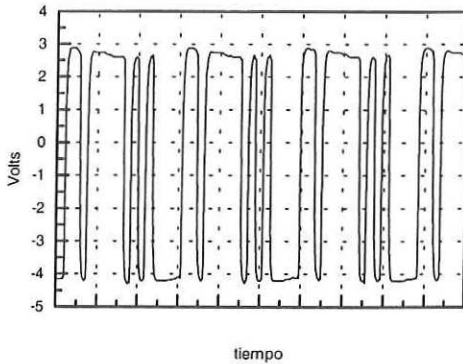


Figura 29.a.

Forma de onda del voltaje de entrada al modulador electroóptico sin ruido de fase adicionado.

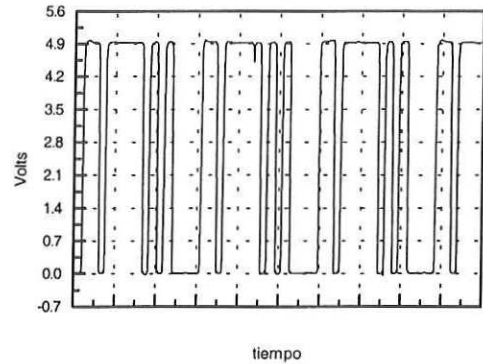


Figura 29.b

Forma de onda de la señal estimada correspondiente a la entrada de la figura 28.a.

Figura 29. Medición de la señal de entrada y de la señal estimada,  $\hat{\theta}_k$ .

La figura 29.a. muestra la señal digital de información sin ruido de fase que se transmite, y que en lo sucesivo será considerada como la señal de referencia cuando se compare con las señales de información digital mezcladas con ruido de fase. La figura 29.b. muestra la regeneración de la señal transmitida lograda por la tarjeta electrónica. Como se puede observar, la tarjeta entrega fielmente la secuencia de datos transmitidos, en formato TTL.

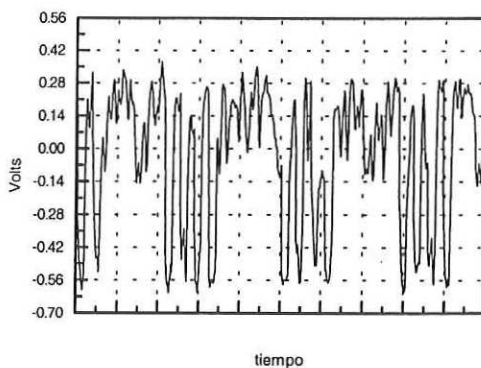


Figura 30.a.

Forma de onda del voltaje a la salida de la etapa de fotodetección balanceada, con ruido de fase adicionado a la entrada de  $3.16 V_{rms}$ , 50 KHz

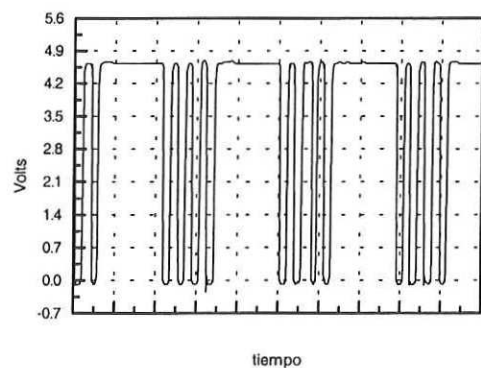


Figura 30.b.

Forma de onda de la señal estimada

Figura 30. Medición del observable eléctrico,  $V_o(t, k)$ , y de la señal estimada,  $\hat{\theta}_k$ .



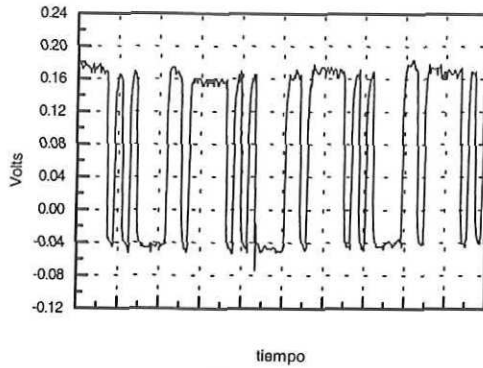


Figura 31.a.

Forma de onda del estimado de fase sin ruido de fase a la entrada.

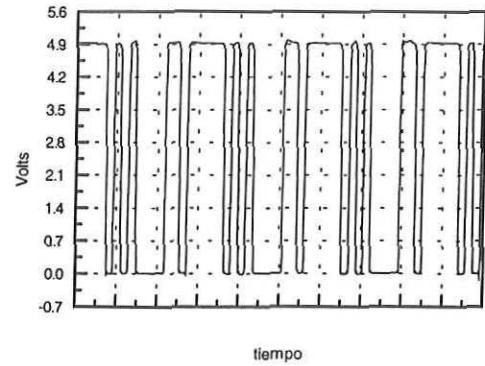


Figura 31.b.

Forma de onda de la señal estimada

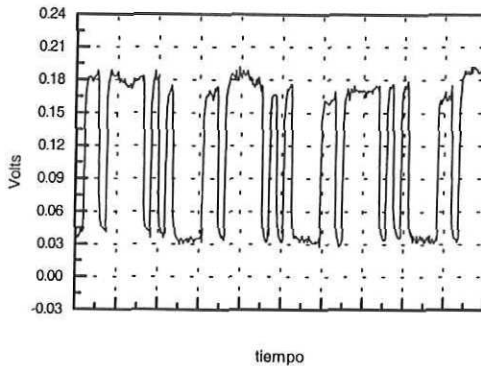


Figura 31.c.

Forma de onda del estimado de fase con ruido de fase adicionado a la entrada de 1.5  $V_{rms}$  y 1.5 KHz.

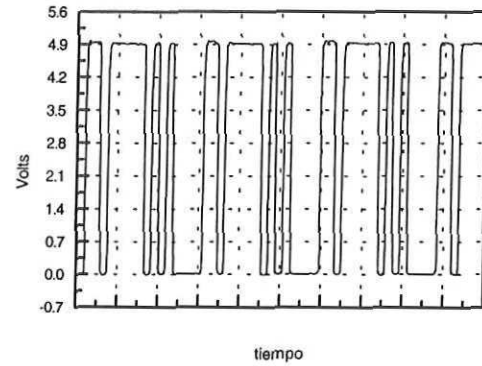


Figura 31.d.

Forma de onda de la señal estimada

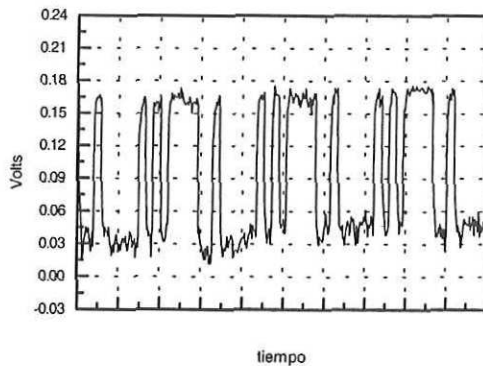


Figura 31.e.

Forma de onda del estimado de fase con ruido de fase adicionado a la entrada de 2.1  $V_{rms}$  y 50 KHz.

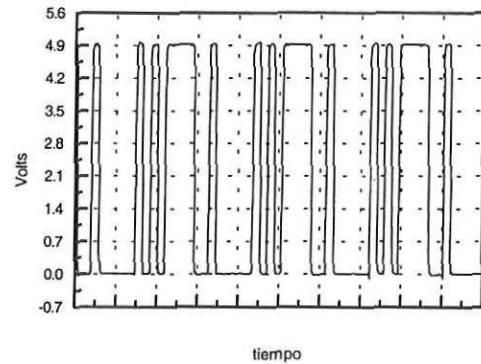


Figura 31.f.

Forma de onda de la señal estimada

Figura 31. Medición del estimado de fase,  $x^*(t)$ , y de la señal estimada,  $\hat{\theta}_k$ .

La figura 30 muestra la medición de la señal de salida de la tarjeta electrónica e indica la capacidad de la misma en lograr la regeneración de la señal de información a partir del observable eléctrico. La figura 31 indica la capacidad de la tarjeta electrónica en estimar los datos transmitidos a partir del observable eléctrico, y posteriormente regenerar la señal de información a partir del estimado. Comparando la gráfica 30.a con la gráfica 29.a resalta la distorsión en la señal de información causada por el ruido de fase, en este caso, para un valor máximo de ruido adicionado a la información. La señal de datos estimados,  $\hat{\theta}_k$ , generada por la tarjeta en la gráfica 29.b recupera la señal de información transmitida, sin embargo, la medición de la señal de datos estimados realizada en la gráfica 30.b bajo las condiciones de entrada que indica la gráfica 30.a, muestra que la tarjeta presenta la misma capacidad de recuperación de los datos transmitidos a pesar del ruido de fase que distorsiona la señal de información.

Por otro lado, las gráficas 31.a, c y e muestran el estimado que genera la tarjeta a partir del observable eléctrico para los valores extremos de ruido de fase adicionado a la señal, según el intervalo establecido en la tabla III. Comparando estas tres gráficas y extendiendo el mismo comportamiento en todo el intervalo de medición, se observa que el estimado mantiene aproximadamente los mismos niveles de amplitud en cualquier caso. La señal de datos estimados (31.b, d y f) indica que la tarjeta es capaz de recuperar la señal de datos transmitida bajo cualquier amplitud y ancho de banda del ruido de fase dentro del intervalo establecido en la tabla III.

# Capítulo V. CONCLUSIONES

## V. CONCLUSIONES.

En este trabajo se presenta la realización y caracterización de un estimador electrónico, implementado utilizando circuitos integrados que llevan a cabo las operaciones de estimación del bit transmitido, a partir de la señal eléctrica generada en etapa de fotodetección balanceada del receptor. El receptor es la etapa terminal de un arreglo experimental interferométrico, demostrativo de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes, que utiliza un esquema de modulación binaria por corrimiento de fase, BPSK, y detección autohomodina. En el interferómetro tipo Mach-Zender empleado, el modulador electroóptico colocado en uno de los brazos fue utilizado con la doble función de modular la fase de la portadora óptica con información digital binaria, y añadir ruido de fase controlado, generado electrónicamente. El modulador colocado en el otro brazo, tuvo el desempeño de interfaz optoelectrónica del circuito de encadenamiento de fase (PLL) implementado para corregir las desviaciones de fase que ocurren entre los campos que se propagan independientemente por cada uno de los brazos del interferómetro.

El sistema óptico coherente experimental empleado fue desarrollado con el propósito de atenuar o eliminar una serie de problemas asociados a los sistemas coherentes y reducir la complejidad del mismo. La característica fundamental de un sistema coherente, que consiste en la mezcla de la portadora óptica modulada con el campo óptico del oscilador local, representa una seria dificultad experimental cuando se trata de dos ondas

ópticas provenientes de fuentes láser independientes. Esta dificultad se evita en este trabajo al emplear el arreglo interferométrico mencionado, el cual utiliza la misma fuente láser para modular a la portadora óptica y simular al oscilador local; por esta última razón el sistema se denomina autohomodino. La diferencia de caminos ópticos se procuró reducir a cero y la fuente láser utilizada posee características notables en estabilidad de la frecuencia central y ancho de línea, en consecuencia, el ruido de fase es prácticamente imperceptible en comparación con el ancho de banda de modulación de la portadora, como lo constatan las mediciones del ruido de fase en la etapa de fotodetección. Estas mediciones indican que el ancho de banda del ruido de fase que se introduce externamente en la portadora óptica, se encuentra directamente relacionado con el observado en esta etapa. La conclusión más importante de estos resultados es que el arreglo experimental utilizado permite no considerar como significativo en la práctica, el ruido de fase inherente a la portadora óptica y al oscilador local, y considerar únicamente el que se añade externamente. El estimador de fase implementado primordialmente presenta una solución a la repercusión del ruido de fase de los láseres de semiconductor en los sistemas coherentes, entonces, es posible tener una fuente óptica con ruido de fase controlado que permita evaluar el desempeño del circuito estimador de fase bajo diversas magnitudes de ruido de fase. Sin embargo, el ancho de banda del ruido generado electrónicamente está limitado en principio por el ancho de banda del generador de ruido blanco, pero la respuesta del circuito integrador también impone límites de baja frecuencia ( $>50$  KHz). En otro tipo de mediciones se observa el grado de distorsión en la señal de datos que el ruido de fase es capaz de lograr.

Se implementó un circuito electrónico que lleva a cabo un proceso matemático para estimar el bit transmitido, a partir de la señal eléctrica,  $V_o(t, \kappa)$ , proporcionada por la etapa de fotodetección, la cual contiene la información digital en el término de batido, mezclada



con ruido de fase. El circuito electrónico es la realización física de un estimador estadístico basado en el criterio de estimación de máxima verosimilitud. De acuerdo con las mediciones realizadas, el estimador de fase presenta un ancho de banda (~ 200 KHz) limitado por los circuitos integradores que lo componen. Uno de los resultados concluyentes arrojados por las mediciones respecto al desempeño del estimador, es la capacidad lograda por el circuito en la estimación correcta de la fase transmitida. En acuerdo con la probabilidad estimada de la función de error ilustrada para un caso particular (fig. 27)\*, el circuito tiene una probabilidad de 0.1 (valor FWHM, aproximado) de desviarse del valor correcto de la fase transmitida.

Por otro lado, la capacidad de regeneración del dato estimado a partir del observable lograda por el circuito estimador, es explícita en las mediciones. Una secuencia de datos digitales es registrada en el transmisor y al ser comparada con la secuencia de datos entregada por el circuito estimador en el receptor, ambas presentan exactamente la misma forma. En la figura 32, las gráficas muestran una secuencia de datos de información obtenidas en el transmisor, en el observable, en el estimado y finalmente a la salida del circuito estimador, para el peor caso de ruido de fase.

La evaluación del estimador de fase en términos de la probabilidad de error de bit (BER) que éste sea capaz de alcanzar, requiere de una señal continua en el observable, sin embargo, una diferencia de fase entre los campos ópticos del interferómetro causa una variación en la amplitud del observable según indica la ecuación (53). Si la diferencia de fase fluctúa en el tiempo, la amplitud del observable también. Esta situación conduce a dos implicaciones: La primera es que el estimador es sensible a los niveles de voltaje de entrada, y le resulta imposible realizar la recuperación de la información transmitida si el observable no se encuentra dentro de ciertos límites. La segunda es que el requerimiento de un observable estable, crea la necesidad de un mecanismo de encadenamiento de fas

(PLL) de la portadora óptica y el oscilador local. Dado que no fue posible concretar el funcionamiento adecuado del circuito PLL, tampoco se llevó a cabo la evaluación del circuito estimador de fase en términos del BER.

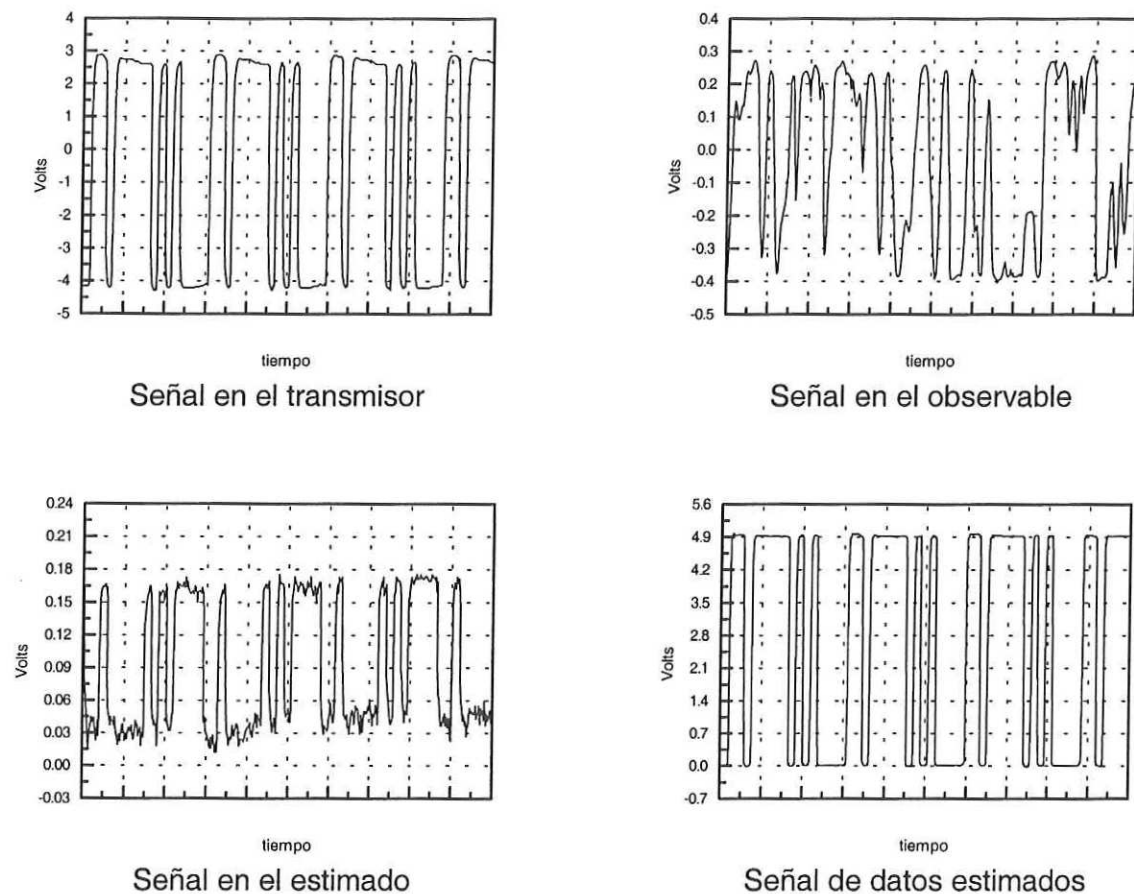


Figura 32.

Mediciones secuenciales de una señal en el canal transmisor-detección-estimación.

# LITERATURA CITADA

**Abbas, G. L., V. W. S. Chan, T. K. Yee.** 1983. "Local-oscillator excess noise suppression for homodyne and heterodyne detection". *Optics letters*. Vol. 8, No. 8.

**Arvizu Mondragón, A.** 1998. "A maximum likelihood receiver for homodyne coherent optical communications with phase shift keying modulation" *International Conference in Telecommunications*. Porto Carras, Grecia. Junio.

**Bass, Michael et al.** 1995. "Handbook of Optics" Volume II, Devices, Measurements and Properties. Mc-Graw-Hill, Inc. Segunda edición. USA

**Best, Roland E.** 1993. "Phase Locked Loops". McGraw-Hill Inc. Segunda edición. USA. 373 pp.

**Carlson, Anton.** 1986. "Communication Systems". McGraw-Hill Inc. Tercera edición. New York. 344 pp.

**Couch II, Leon.** 1993. "Digital and Analog Communication Systems". Macmillan Publishing Company. Cuarta edición. New York. 827 pp.

- Ebskamp F., R. J. Pedersen.** 1992. "The application of a balanced 6-15 GHz low noise tuned optical front end in a 5 Gbits/s CPFSK Heterodyne System" 18<sup>th</sup> European Conference on Optical Communication. Berlín, paper Tu P1.22
- Fowles, Grant R.** 1989. "Introduction to Modern Optics". Dover Publications, Inc. Reimpresión corregida de la segunda edición. New York. 328 pp.
- Garrett, Ian, D. J. Bond, J. B. Waite, D. S. L. Lettis, G. Jacobsen.** 1990. "Impact of phase noise in weakly coherent systems: a new and accurate approach". Journal of lighthwave technology. Vol. 8. No. 4. 329-337 pp.
- Gagliardi, Robert M. Karp Sherman.** 1995. "Optical Communications" John Wiley & Sons, Inc. Segunda edición. New York. 347 pp.
- Georghiades, C. N.** 1985. "A proposed receiver structure for heterodyne optical communications systems". PhD. Thesis. Sever Institute. USA.
- Ghosh J. K.** 1988. "Statistical Information and Likelihood". Springer-Verlag, New York. 365 pp.
- Hodgkinson, T. G.** 1991. "Coherent detection using semiconductor lasers: system design concepts and experiments". En: Yamamoto Y. (ed). "Coherence, amplification, and quantum effects in semiconductor lasers". Wiley-Interscience Publication. John Wiley and Sons, Inc. New York. 191-248 pp.



- Leshan**, Jaqueline. 1997. "One year of dissertations on Sociology, Nature, Science, Politics and Shit". The Cave editions. Primera edición. La Jolla, Ca. 96 pp.
- Leshan**, Jacqueline. 1998. "Exploitative Relations of the United States Inherent within Science and Technogy, Neo- Colonialism and Third World Engineering". UCSC Press. Primera edición. Santa Cruz, Ca. 284 pp.
- Kazovsky**, Leonid. Benedetto, Sergio. 1996. "Optical Fiber Communications Systems". Artech House, Inc. Primera edición. Norwood, MA. 692 pp.
- Kazovsky** , Leonid. O.K. Tonguz. 1990. "ASK and FSK coherent lightwave systems: a simplified approximate analysis. *Journal of lightwave technology*". *Proc. IEEE*. Vol 68, Num. 10.
- Keiser**, G. 1991. "Optical Fiber Communications". McGraw-Hill, Inc. Segunda edición. New York. 453 pp.
- Marsland**, Robert A. 1994. "Balanced photoreceivers challenge shot-noise limit" Supplement to *Laser Focus World. Detector Handbook*. Marzo 1994, 41-45 pp.
- Mendieta** F.J., M. Corona, A. Arvizu. 1996 "A coherent optical communications demonstration experiment using a self-heterodyne interferometric technique with controlled spectral density laser fields". *Instrumentation & Development, Journal of the Mexican Society of Instrumentation*. Vol. 3, nr. 6 1996. 29-36 pp.

- Murrieta** Lee, Juan Carlos. 1996. "Modulación DPSK en comunicaciones ópticas coherentes por fibra óptica con cancelación de ruido de fase". Tesis de Maestría. CICESE.
- Nasser** E. Nahi. 1980. "Estimation Theory and Applications". John Wiley & Sons, Inc. USA. Tercera edición. 280 pp.
- Okoshi**, T., K. Kikuchi. 1988. "Coherent Optical Fiber Communications" Kluwer Academic Publishers. Norwell, MA. Primera edición. 345 pp.
- Ryu**, Shiro. 1995. "Coherent Lightwave Communication Systems". Artech House, Inc. Norwood, MA. Primera edición. 283 pp.
- Saleh**, Bahaa. Teich, Malvin. 1991. "Fundamentals of Photonics". John Wiley & Sons, Inc. Primera edición. USA. 966 pp.
- Sibley** M. J. N. 1990. "Optical Fiber Communications, principles and practice". Prentice Hall. Englewood Cliffs. New Jersey. 922 pp.
- Snyder**, D. L. 1969. "The state variable approach to continuous estimation with applications to analog communication theory". Research monograph No. 51. The M.I.T. press. USA.

**Stremler** Ferrel G. 1989. "Sistemas de Comunicación". Fondo Educativo Interamericano, S.A. de C.V. México D.F. Primera edición en español de la segunda en inglés. 691 pp.

**Tosco**, Federico. 1990. "Fiber Optics Communications Handbook". TAB professional reference books. Blue Ridge Summit, PA. 1173 pp.

**Van Trees**, H. L. 1968. "Detection, estimation and modulation theory, Part I". Jhon Wiley and sons Inc. USA, 1990.

# APÉNDICE A

## ESPECIFICACIONES DE LOS CI UTILIZADOS

Lista de los circuitos integrados (CI) que se utilizaron:

AD639	Convertidor Universal de Funciones Trigonométricas.	(Analog Devices)
AD830	Amplificador de Diferencias de Alta Velocidad de Video.	(Analog Devices)
AD834	Multiplificador de Cuatro Cuadrantes de 500 MHz.	(Analog Devices)
LF351	Amplificador Operacional de entrada JFET.	(National Semiconductor)
LM311	Comparador de Voltaje.	(National Semiconductor)
LM7171	Amplificador Operacional de Alta Corriente.	(National Semiconductor)
μA710 (o LM710)	Comparador de Voltaje.	(National Semiconductor)
OPA621	Amplificador Operacional.	(Burr-Brown)
DG611	Interruptor Analógico de Alta Velocidad.	(Temic-Siliconix)

Las hojas de especificaciones técnicas de los circuitos enlistados pueden obtenerse en los siguientes sitios de "Internet":

Analog Devices:	<a href="http://www.analog.com/">http://www.analog.com/</a>
National Semiconductor:	<a href="http://www.national.com/">http://www.national.com/</a>
Burr-Brown:	<a href="http://www.burr-brown.com/">http://www.burr-brown.com/</a>
Temic-Siliconix:	<a href="http://www.temic.com/">http://www.temic.com/</a>

De cualquier manera, a continuación se reproducen las hojas que contienen los datos más ilustrativos de los circuitos integrados utilizados.





# 500 MHz Four-Quadrant Multiplier

## AD834

### FEATURES

- DC to >500 MHz Operation
- Differential  $\pm 1$  V Full-Scale Inputs
- Differential  $\pm 4$  mA Full-Scale Output Current
- Low Distortion ( $\leq 0.05\%$  for 0 dBm Input)
- Supply Voltages from  $\pm 4$  V to  $\pm 9$  V
- Low Power (280 mW typical at  $V_S = \pm 5$  V)

### APPLICATIONS

- High Speed Real Time Computation
- Wideband Modulation and Gain Control
- Signal Correlation and RF Power Measurement
- Voltage Controlled Filters and Oscillators
- Linear Keysers for High Resolution Television
- Wideband True RMS

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD834 is a monolithic laser-trimmed four-quadrant analog multiplier intended for use in high frequency applications, having a transconductance bandwidth ( $R_L = 50 \Omega$ ) in excess of 500 MHz from either of the differential voltage inputs. In multiplier modes, the typical total full-scale error is 0.5%, dependent on the application mode and the external circuitry. Performance is relatively insensitive to temperature and supply variations, due to the use of stable biasing based on a bandgap reference generator and other design features.

To preserve the full bandwidth potential of the high speed bipolar process used to fabricate the AD834, the outputs appear as a differential pair of currents at open collectors. To provide a single ended ground referenced voltage output, some form of external current to voltage conversion is needed. This may take the form of a wideband transformer, balun, or active circuitry such as an op amp. In some applications (such as power measurement) the subsequent signal processing may not need to have high bandwidth.

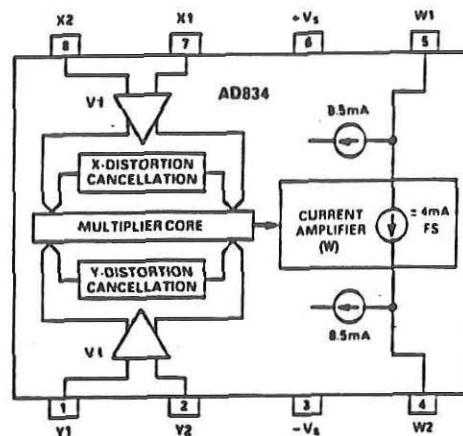
The transfer function is accurately trimmed such that when  $X = Y = \pm 1$  V, the differential output is  $\pm 4$  mA. This absolute calibration allows the outputs of two or more AD834s to be summed with precisely equal weighting, independent of the accuracy of the load circuit.

The AD834J is specified for use over the commercial temperature range of  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$  and is available in an 8-pin DIP package and an 8-pin plastic SOIC package. AD834A is available in cerdip for operation over the industrial temperature range of  $-40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$ . The AD834S/883B is specified for operation over the military temperature range of  $-55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$  and is available in the 8-pin cerdip package. S-Grade chips are also available.

### REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



Two application notes featuring the AD834 (AN-212 and AN-216) can now be obtained by calling 1-800-ANALOG-D. For additional applications circuits consult the AD811 data sheet.

### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD834 combines high static accuracy (low input and output offsets and accurate scale factor) with very high bandwidth. As a four-quadrant multiplier or squarer, the response extends from dc to an upper frequency limited mainly by packaging and external board layout considerations. A large signal bandwidth of over 500 MHz is attainable under optimum conditions.
2. The AD834 can be used in many high speed nonlinear operations, such as square rooting, analog division, vector addition and rms-to-dc conversion. In these modes, the bandwidth is limited by the external active components.
3. Special design techniques result in low distortion levels (better than  $-60$  dB on either input) at high frequencies and low signal feedthrough (typically  $-65$  dB up to 20 MHz).
4. The AD834 exhibits low differential phase error over the input range—typically  $0.08^\circ$  at 5 MHz and  $0.8^\circ$  at 50 MHz. The large signal transient response is free from overshoot, and has an intrinsic rise time of 500 ps, typically settling to within 1% in under 5 ns.
5. The nonloading, high impedance, differential inputs simplify the application of the AD834.





# Universal Trigonometric Function Converter

## AD639\*

### FEATURES

Complete, Fully-Calibrated Synthesis System  
 All Standard Functions: Sin, Cos, Tan, Cosec,  
 Sec, Cot, Arcsin, Arccos, Arctan, etc.  
 Accurate Law Conformance (Sine to 0.02%)  
 Angular Range of  $\pm 500^\circ$  (Sine Mode)  
 Function Programmable by Pin Strapping  
 1.5MHz Bandwidth (Sine Mode)  
 Multiplication via External Amplitude Input

### APPLICATIONS

Continuous Wave Sine Generators  
 Synchro Sine/Cosine Multiplication  
 Coordinate Conversion and Vector Resolution  
 Imaging and Scanning Linearization Circuits  
 Quadrature and Variable Phase Oscillators

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD639 is a high accuracy monolithic function converter which provides all the standard trigonometric functions and their inverses via pin-strapping. Law conformance and total harmonic distortion surpass that previously attained using analog shaping techniques. Speed also exceeds that possible using ROM look-up tables and a DAC; in the sine mode, bandwidth is typically 1.5MHz. Unlike other function synthesis circuits, the AD639 provides a smooth and continuous sine conformance over a range of  $-500^\circ$  to  $+500^\circ$ . A unique sine generation technique results in 0.02% law conformance errors and distortion levels of  $-74\text{dB}$  in triwave to sinewave conversion.

The AD639 is available in three performance grades. The A and B are specified from  $-25^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$  and the S is guaranteed over the extended temperature range of  $-55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$ . All versions are packaged in a hermetic TO-116, 16-pin ceramic DIP. A-gate chips are also available.

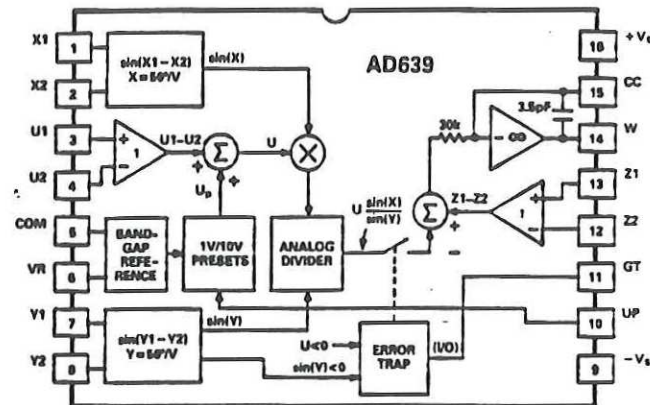
### PRODUCT HIGHLIGHTS

The AD639 generates a basic function which is the ratio of a pair of independent sines:

$$W = U \frac{\sin(x_1 - x_2)}{\sin(y_1 - y_2)}$$

\*Protected by U.S. Patent Numbers 3,887,863; 4,475,169; 4,476,538.

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



The differential angle arguments are proportional to the input voltages  $X$  and  $Y$  scaled by  $50^\circ/\text{V}$ . Using the 1.8V on-board reference any of the angular inputs can be preset to  $90^\circ$ . This provides the means to set up a fixed numerator or denominator ( $\sin 90^\circ = 1$ ) or to convert either sine function to a cosine ( $\cos\theta = \sin(90^\circ - \theta)$ ). Using the ratio of sines, all trigonometric functions can be generated (see Table I).

The amplitude of the function is proportional to a voltage  $U$ , which is the sum of an external differential voltage ( $U_1 - U_2$ ) and an optional internal preset voltage ( $U_p$ ). The control pin  $UP$  selects a 0V, 1V or 10V laser-trimmed preset amplitude which may be used alone ( $U_1 - U_2 = 0$ ) or internally added to the  $U_1 - U_2$  analog input. At the output, a further differential voltage  $Z$  can be added to the ratio of sines to obtain the offset trigonometric functions versine ( $1 - \cos\theta$ ), coversine ( $1 - \sin\theta$ ) and exsecant ( $1 - \sec\theta$ ). A gating input is available which may be used to enable or disable the analog output. This pin also acts as an error flag output in situations where a combination of inputs will cause the output to saturate or to be undefined.

In the inverse modes, the argument can be the ratio of two input signals. This allows the user to compute the phase angle between the real and imaginary components of a signal using the arctangent mode.





# High Speed, Video Difference Amplifier

## AD830

### FEATURES

#### Differential Amplification

Wide Common-Mode Voltage Range:  $\pm 12.8$  V,  $-12$  V

Differential Voltage Range:  $\pm 2$  V

High CMRR: 60 dB @ 4 MHz

Built-in Differential Clipping Level:  $\pm 2.3$  V

#### Fast Dynamic Performance

85 MHz Unity Gain Bandwidth

35 ns Settling Time to 0.1%

360 V/ $\mu$ s Slew Rate

#### Symmetrical Dynamic Response

#### Excellent Video Specifications

Differential Gain Error: 0.06%

Differential Phase Error: 0.08°

15 MHz (0.1 dB) Bandwidth

#### Flexible Operation

High Output Drive of  $\pm 50$  mA min

Specified with Both  $\pm 5$  V and  $\pm 15$  V Supplies

Low Distortion: THD =  $-72$  dB @ 4 MHz

Excellent DC Performance: 3 mV max Input Offset Voltage

### APPLICATIONS

Differential Line Receiver

High Speed Level Shifter

High Speed In-Amp

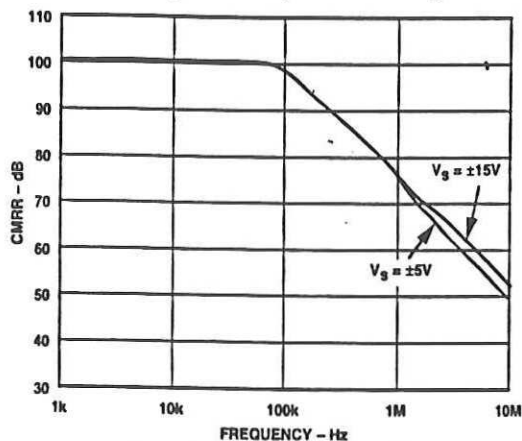
Differential to Single Ended Conversion

Resistorless Summation and Subtraction

High Speed A/D Driver

### PRODUCT DESCRIPTION

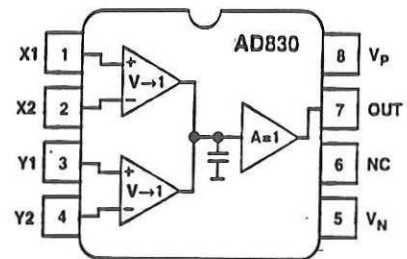
The AD830 is a wideband, differencing amplifier designed for use at video frequencies but also useful in many other applications. It accurately amplifies a fully differential signal at the



Common-Mode Rejection Ratio vs. Frequency

### CONNECTION DIAGRAM

8-Pin Plastic Mini-DIP (N),  
Cerdip (Q) and SOIC (R) Packages

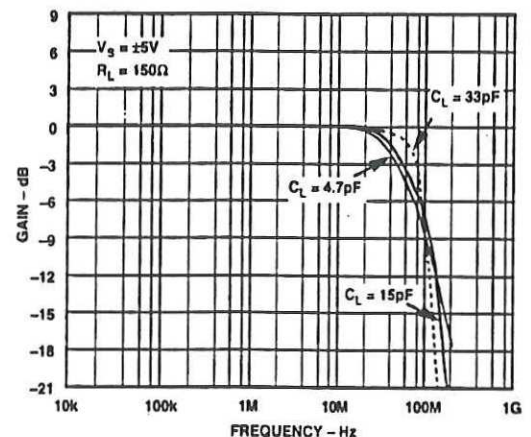


NC = NO CONNECT

input and produces an output voltage referred to a user-chosen level. The undesired common-mode signal is rejected, even at high frequencies. High impedance inputs ease interfacing to finite source impedances and thus preserve the excellent common-mode rejection. In many respects, it offers significant improvements over discrete difference amplifier approaches, in particular in high frequency common-mode rejection.

The wide common-mode and differential-voltage range of the AD830 make it particularly useful and flexible in level shifting applications, but at lower power dissipation than discrete solutions. Low distortion is preserved over the many possible differential and common-mode voltages at the input and output.

Good gain flatness and excellent differential gain of 0.06% and phase of 0.08° make the AD830 suitable for many video system applications. Furthermore, the AD830 is suited for general purpose signal processing from dc to 10 MHz.



Closed-Loop Gain vs. Frequency, Gain = +1

### REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.



# LM7171 Very High Speed, High Output Current, Voltage Feedback Amplifier

## General Description

The LM7171 is a high speed voltage feedback amplifier that has the slewing characteristic of a current feedback amplifier; yet it can be used in all traditional voltage feedback amplifier configurations. The LM7171 is stable for gains as low as +2 or -1. It provides a very high slew rate at 4100V/ $\mu$ s and a wide unity-gain bandwidth of 200 MHz while consuming only 6.5 mA of supply current. It is ideal for video and high speed signal processing applications such as HDSL and pulse amplifiers. With 100 mA output current, the LM7171 can be used for video distribution, as a transformer driver or as a laser diode driver.

Operation on  $\pm 15V$  power supplies allows for large signal swings and provides greater dynamic range and signal-to-noise ratio. The LM7171 offers low SFDR and THD, ideal for ADC/DAC systems. In addition, the LM7171 is specified for  $\pm 5V$  operation for portable applications.

The LM7171 is built on National's advanced VIPTM III (Vertically integrated PNP) complementary bipolar process.

## Features (Typical Unless Otherwise Noted)

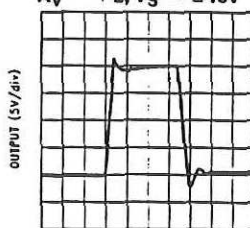
- Easy-To-Use Voltage Feedback Topology
- Very High Slew Rate 4100V/ $\mu$ s
- Wide Unity-Gain Bandwidth 200 MHz
- -3 dB Frequency @  $A_V = +2$  220 MHz
- Low Supply Current 6.5 mA
- High Open Loop Gain 85 dB
- High Output Current 100 mA
- Differential Gain and Phase 0.01%, 0.02°
- Specified for  $\pm 15V$  and  $\pm 5V$  Operation

## Applications

- HDSL and ADSL Drivers
- Multimedia Broadcast Systems
- Professional Video Cameras
- Video Amplifiers
- Copiers/Scanners/Fax
- HDTV Amplifiers
- Pulse Amplifiers and Peak Detectors
- CATV/Fiber Optics Signal Processing

## Typical Performance

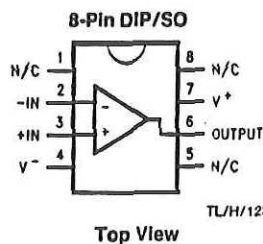
Large Signal Pulse Response  
 $A_V = +2, V_S = \pm 15V$



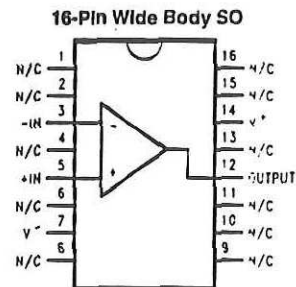
TIME (20 ns/div)

TL/H/12385-1

## Connection Diagrams



TL/H/12385-2



TL/H/12385-3

## Ordering Information

Package	Temperature Range		Transport Media	NSC Drawing
	Industrial -40°C to +85°C	Military -55°C to +125°C		
8-Pin DIP	LM7171AIN, LM7171BIN		Rails	N08E
8-Pin CDIP		5962-9553601QPA*	Rails	J08A
8-Pin Small Outline	LM7171AIM, LM7171BIM		Rails	M08A
	LM7171AIMX, LM7171BIMX		Tape and Reel	
16-Pin Small Outline	LM7171AIWM, LM7171BIWM		Rails	M16B
	LM7171AWMX, LM7171BWMX		Tape and Reel	

\*For the military temperature grade, please refer to the Military Datasheet: MNLM7171AM-X

NSID for the military temperature grade is LM7171AMJ/883.

VIPTM is a trademark of National Semiconductor Corporation.

LM7171 Very High Speed, High Output Current, Voltage Feedback Amplifier

# LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

## General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard  $\pm 15V$  op amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs

40 ns) the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

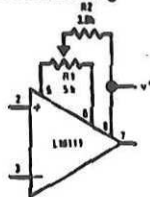
The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a  $-25^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$  temperature range instead of  $-55^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$ . The LM311 has a temperature range of  $0^{\circ}C$  to  $+70^{\circ}C$ .

## Features

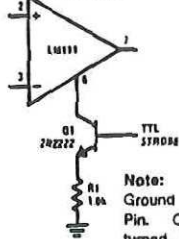
- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range:  $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at  $\pm 15V$

## Typical Applications\*\*

### Offset Balancing



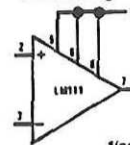
### Strobing



Note: Do Not Ground Strobe Pin. Output is turned off when current is pulled from Strobe Pin.

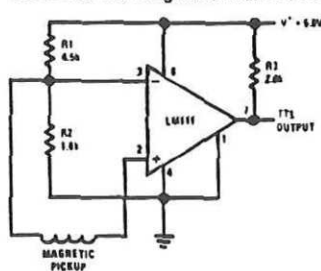
\*\*Note: Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for HOB metal can package.

### Increasing Input Stage Current\*

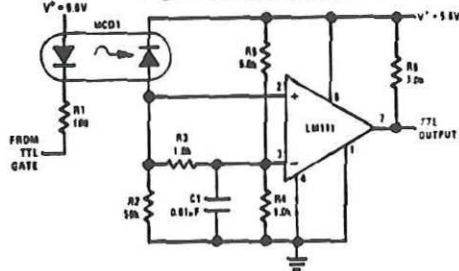


\*Increases typical common mode slew from 7.0V/ $\mu s$  to 18V/ $\mu s$ .

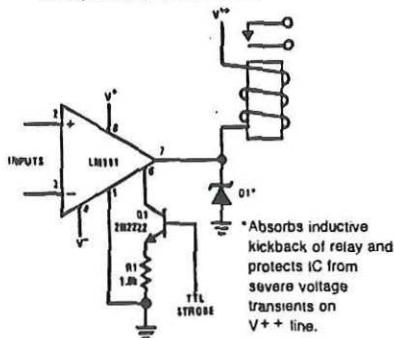
### Detector for Magnetic Transducer



### Digital Transmission Isolator



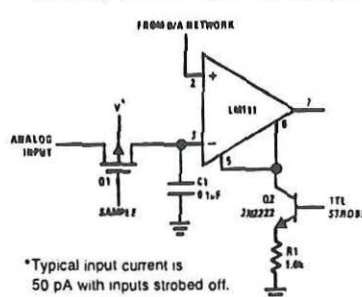
### Relay Driver with Strobe



\*Absorbs inductive kickback of relay and protects IC from severe voltage transients on V+ line.

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

### Strobing off Both Input\* and Output Stages



\*Typical input current is 50 pA with inputs strobed off.

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

TL/H/5704-1

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator



February 1995

## LM710 Voltage Comparator

### General Description

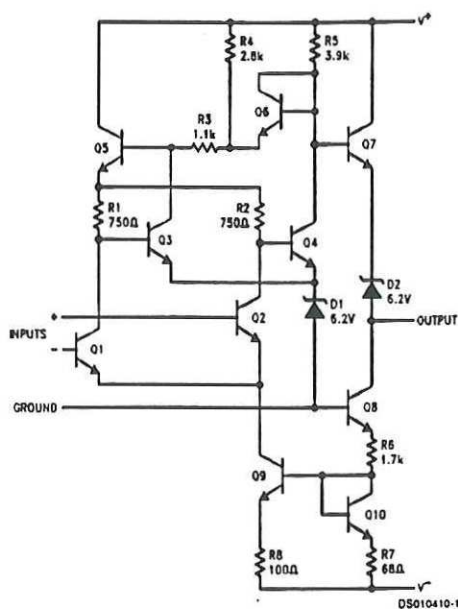
The LM710 series are high-speed voltage comparators intended for use as an accurate, low-level digital level sensor or as a replacement for operational amplifiers in comparator applications where speed is of prime importance. The circuit has a differential input and a single-ended output, with saturated output levels compatible with practically all types of integrated logic.

The device is built on a single silicon chip which insures low offset and thermal drift. The use of a minimum number of stages along with minority-carrier lifetime control (gold doping) makes the circuit much faster than operational ampli-

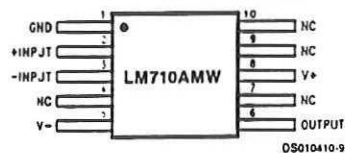
ers in saturating comparator applications. In fact, the low stray and wiring capacitances that can be realized with monolithic construction make the device difficult to duplicate with discrete components operating at equivalent power levels.

The LM710 series are useful as pulse height discriminators, voltage comparators in high-speed A/D converters or go, no-go detectors in automatic test equipment. They also have applications in digital systems as an adjustable-threshold line receiver or an interface between logic types. In addition, the low cost of the units suggests them for applications replacing relatively simple discrete component circuitry.

### Schematic and Connection Diagrams



#### Ceramic Flatpak Package



\* Also available per JM3851Q/10301

Order Number LM710AMW/883\*  
See NS Package Number W10A

LM710 Voltage Comparator





OPA621

## Wideband Precision OPERATIONAL AMPLIFIER

### FEATURES

- LOW NOISE:  $2.3nV/\sqrt{Hz}$
- LOW DIFFERENTIAL GAIN/PHASE ERROR
- HIGH OUTPUT CURRENT: 150mA
- FAST SETTLING: 25ns (0.01%)
- GAIN-BANDWIDTH: 500MHz
- STABLE IN GAINS:  $\geq 2V/V$
- LOW OFFSET VOLTAGE:  $\pm 100\mu V$
- SLEW RATE: 500V/ $\mu s$
- 8-PIN DIP, SOIC PACKAGES

### APPLICATIONS

- LOW NOISE PREAMPLIFIER
- LOW NOISE DIFFERENTIAL AMPLIFIER
- HIGH-RESOLUTION VIDEO
- LINE DRIVER
- HIGH-SPEED SIGNAL PROCESSING
- ADC/DAC BUFFER
- ULTRASOUND
- PULSE/RF AMPLIFIERS
- ACTIVE FILTERS

### DESCRIPTION

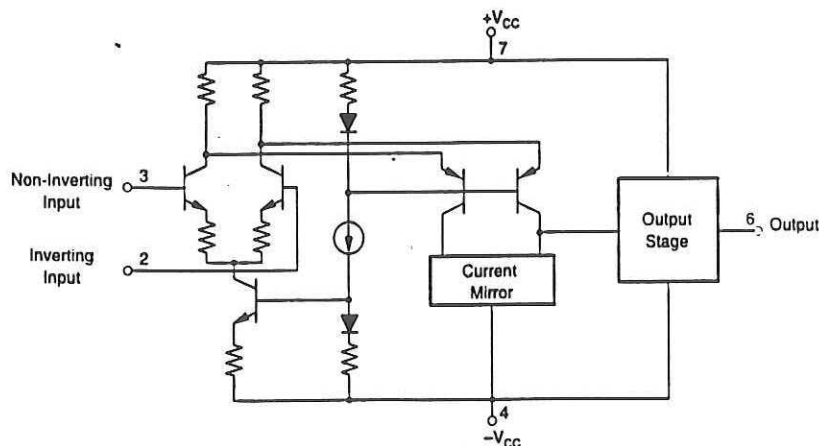
The OPA621 is a precision wideband monolithic operational amplifier featuring very fast settling time, low differential gain and phase error, and high output current drive capability.

The OPA621 is stable in gains of  $\pm 2V/V$  or higher. This amplifier has a very low offset, fully symmetrical differential input due to its "classical" operational amplifier circuit architecture. Unlike "current-feedback"

amplifier designs, the OPA621 may be used in all op amp applications requiring high speed and precision.

Low noise and distortion, wide bandwidth, and high linearity make this amplifier suitable for RF and video applications. Short circuit protection is provided by an internal current-limiting circuit.

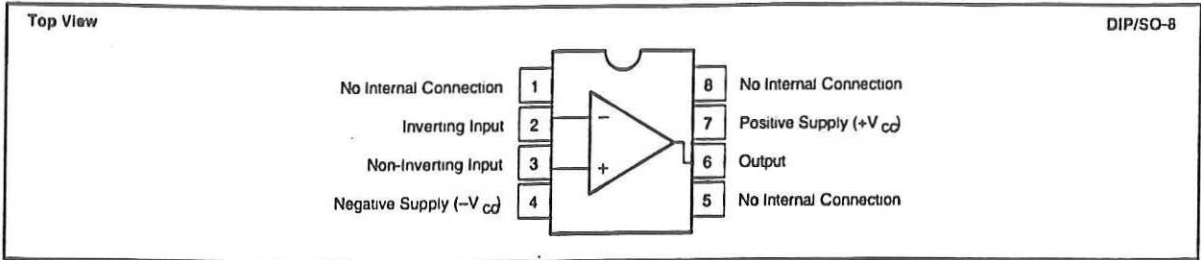
The OPA621 is available in DIP and SO-8 packages.



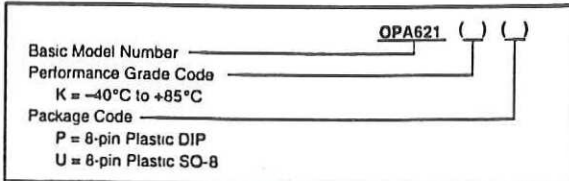
International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111  
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132



**PIN CONFIGURATION**



**ORDERING INFORMATION**



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Supply .....	±7VDC
Internal Power Dissipation (1) .....	See Applications Information
Differential Input Voltage .....	Total V <sub>CC</sub>
Input Voltage Range .....	See Applications Information
Storage Temperature Range KP, KU: .....	-40 °C to +125°C
Lead Temperature (soldering, 10s) .....	+300 °C
(soldering, SO-8 3s) .....	+260 °C
Output Short Circuit to Ground (+25 °C) .....	Continuous to Ground
Junction Temperature (T <sub>J</sub> ) .....	+175°C

NOTE: (1) Packages must be derated based on specified  $\theta_{JA}$ . Maximum T<sub>J</sub> must be observed.

**PACKAGE INFORMATION**

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER (1)
OPA621KP	8-Pin Plastic DIP	006
OPA621KU	8-Pin SO-8	182

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

**ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY**

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

**High-Speed, Low-Glitch D/CMOS Analog Switches**

**Features**

- Fast Switching— $t_{ON}$ : 12 ns
- Low Charge Injection:  $\pm 2$  pC
- Wide Bandwidth: 500 MHz
- 5-V CMOS Logic Compatible
- Low  $r_{DS(on)}$ : 18  $\Omega$
- Low Quiescent Power: 1.2 nW
- Single Supply Operation

**Benefits**

- Improved Data Throughput
- Minimal Switching Transients
- Improved System Performance
- Easily Interfaced
- Low Insertion Loss
- Minimal Power Consumption

**Applications**

- Fast Sample-and-Holds
- Synchronous Demodulators
- Pixel-Rate Video Switching
- Disk/Tape Drives
- DAC Deglitching
- Switched Capacitor Filters
- GaAs FET Drivers
- Satellite Receivers

**Description**

The DG611/612/613 feature high-speed low-capacitance lateral DMOS switches. Charge injection has been minimized to optimize performance in fast sample-and-hold applications.

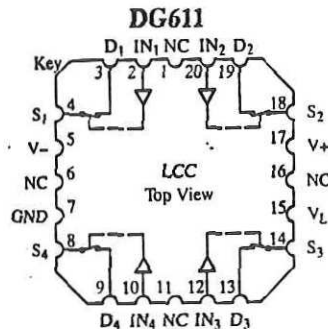
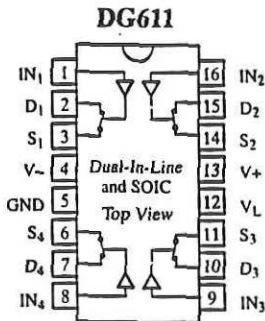
Each switch conducts equally well in both directions when on and blocks up to 16  $V_{p-p}$  when off. Capacitances have been minimized to ensure fast switching and low-glitch energy. To achieve such fast and clean switching performance, the DG611/612/613 are built on the Siliconix proprietary D/CMOS process. This process combines

n-channel DMOS switching FETs with low-power CMOS control logic and drivers. An epitaxial layer prevents latchup.

The DG611 and DG612 differ only in that they respond to opposite logic levels. The versatile DG613 has two normally open and two normally closed switches. It can be given various configurations, including four SPST, two SPDT, one DPDT.

For additional information see Applications Note AN207.

**Functional Block Diagram and Pin Configuration**



Four SPST Switches per Package  
Truth Table

Logic	DG611	DG612
0	ON	OFF
1	OFF	ON

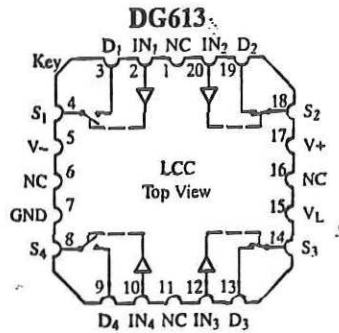
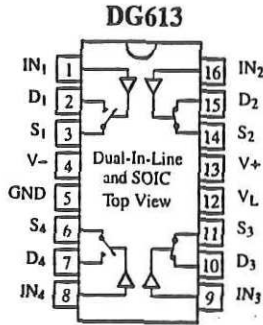
Logic "0"  $\leq 1$  V  
Logic "1"  $\geq 4$  V

Updates to this data sheet may be obtained via facsimile by calling Siliconix FaxBack, 1-408-970-5600. Please request FaxBack document #70057. Applications information may be obtained via FaxBack, request document #70605.

# DG611/612/613



## Functional Block Diagram and Pin Configuration (Cont'd)



Four SPST Switches per Package  
Truth Table

Logic	SW <sub>1</sub> , SW <sub>4</sub>	SW <sub>2</sub> , SW <sub>3</sub>
0	OFF	ON
1	ON	OFF

Logic "0" ≤ 1 V  
Logic "1" ≥ 4 V

## Ordering Information

Temp Range	Package	Part Number
<b>DG611/612</b>		
-40 to 85°C	16-Pin Plastic DIP	DG611DJ
		DG612DJ
	16-Pin Narrow SOIC	DG611DY
		DG612DY
-55 to 125°C	16-Pin CerDIP	DG611AK/883
		DG612AK/883
	LCC-20	DG611AZ/883
		DG612AZ/883
<b>DG613</b>		
<b>Temp Range      Package      Part Number</b>		
-40 to 85°C	16-Pin Plastic DIP	DG613DJ
	16-Pin Narrow SOIC	DG613DY
-55 to 125°C	16-Pin CerDIP	DG613AK/883
	LCC-20	DG613AZ/883

## Absolute Maximum Ratings

V <sub>+</sub> to V <sub>-</sub>	-0.3 V to 21 V	Plastic	-65 to 125°C
V <sub>+</sub> to GND	-0.3 V to 21 V	Power Dissipation (Package) <sup>b</sup>	
V <sub>-</sub> to GND	-19 V to 0.3 V	16-Pin Plastic DIP <sup>c</sup>	470 mW
V <sub>L</sub> to GND	-1 V to (V <sub>+</sub> ) + 1 V	16-Pin Narrow SOIC <sup>d</sup>	600 mW
V <sub>IN</sub> <sup>e</sup>	(V <sub>-</sub> ) -1 V to (V <sub>+</sub> ) + 1 V	16-Pin CerDIP <sup>e</sup>	900 mW
	or 20 mA, whichever occurs first	20-Pin LCC <sup>e</sup>	900 mW
V <sub>S</sub> , V <sub>D</sub> <sup>a</sup>	(V <sub>-</sub> ) -0.3 V to (V <sub>-</sub> ) + 16 V	Notes:	
	or 20 mA, whichever occurs first	a.	Signals on S <sub>x</sub> , D <sub>x</sub> , or IN <sub>x</sub> exceeding V <sub>+</sub> or V <sub>-</sub> will be clamped by internal diodes. Limit forward diode current to maximum current ratings.
Continuous Current (Any Terminal)	±30 mA	b.	All leads welded or soldered to PC Board.
Current, S or D (Pulsed at 1 μs, 10% Duty Cycle)	±100 mA	c.	Derate 6 mW/°C above 75°C
Storage Temperature: CerDIP	-65 to 150°C	d.	Derate 7.6 mW/°C above 75°C
		e.	Derate 12 mW/°C above 75°C

# GLOSARIO

**Acopladores de fibra óptica:** Son dispositivos bidireccionales de fibra óptica que pueden ser utilizados para dividir o combinar señales ópticas, y equivalen a los divisores de haz de vidrio. Este tipo de acopladores se basan en el hecho de que cuando dos núcleos se acercan lo suficiente uno del otro, se provoca un acoplamiento de modos a través de sus campos evanescentes. Esto ocasiona una transferencia de potencia recíproca de una fibra a la otra, con una razón de transferencia que depende de la separación entre los núcleos y la longitud de interacción. Un método general de construcción de estos acopladores consiste en la abrasión de la cubierta por uno de los lados del núcleo en ambas fibras, para después acercar los núcleos a una cierta distancia sumergidos en una interfaz líquida de empataamiento de índices de refracción. En este tipo de acopladores, la razón de transferencia de potencia puede ser controlada con precisión de cerca del 0%, hasta cerca del 100%. También notable, es el hecho de que la eficiencia de acoplamiento es poco sensible a cambios en el estado de polarización.

**Ancho de banda:** Se considera como el intervalo limitado por dos valores de frecuencia, uno mayor que otro, en el espectro de una señal. En otras palabras, el ancho de banda debe ser  $f_2 - f_1$ , donde  $f_2 > f_1 \geq 0$ . Los límites del intervalo, determinados por  $f_2$  y  $f_1$  se establecen con base en un cierto criterio. Para señales en banda base,  $f_1$  es usualmente cero, ya que el espectro de la señal comienza incluso desde corriente directa, cd, ( $f=0$ ). Para señales pasabanda,  $f_1 > 0$  y la banda  $f_1 < f_c < f_2$  se centra sobre



la frecuencia portadora,  $f_c$ . Si se toman  $f_1$  y  $f_2$  como los límites del espectro tal que éste es cero fuera de esos valores de frecuencia, se habla entonces de un ancho de banda absoluto. Si  $f_1$  y  $f_2$  son los límites del espectro cuando la magnitud de éste ha decaído 3 dB de su valor máximo, se habla entonces del ancho de banda a 3 dB.

El ancho espectral de las señales y/o ruido es un concepto fundamental en sistemas de comunicación por dos razones importantes: La primera es que las bandas o canales de transmisión se encuentran cada vez más saturadas, por lo que el ancho espectral para cada uno debe ser considerado con cuidado. La segunda es que el ancho espectral es un parámetro importante en el diseño de los circuitos, ya que éstos deben de ser capaces de detectar la información (que posee un cierto ancho de banda) y rechazar el ruido.

Por otro lado, es importante notar que en un sistema de comunicaciones que utiliza una portadora modulada digitalmente, el espectro de la portadora modulada se ensancha en proporción directa a la tasa de transmisión ( $R_b$ ), o lo que es lo mismo, se ensancha en proporción inversa al periodo de bit,  $T_b$  ( $T_b = 1/R_b$ ).

**Ancho de línea:** El ancho total del espectro de emisión, incluyendo todos los modos de oscilación. se conoce como el ancho espectral del láser. El ancho de un modo individual se conoce como ancho de línea. Para un láser monofrecuencial, el ancho espectral equivale al ancho de línea. El ancho de línea de un láser monofrecuencial, se encuentra determinado por el **ruido de fase**.

La ecuación del campo de salida de un láser ideal puede escribirse de la siguiente forma:

$$E = A \cos(\omega t + \phi) \quad (55)$$

Donde  $A$  es la amplitud del campo,  $\omega$  es la frecuencia del láser y  $\phi$  es la fase del láser. Para un láser ideal, los 3 parámetros son constantes. Sin embargo, todo láser real tiene cierta cantidad de ruido debido a la emisión espontánea, la cual es un proceso aleatorio. Como resultado, tanto la amplitud como la fase varían aleatoriamente en el tiempo, entonces, la ecuación (55) se convierte en:

$$E = A[1+n(t)] \cos(\omega t + \phi(t)) \quad (56)$$

donde  $n(t)$  es la amplitud del ruido y  $\phi(t)$  es el ruido de fase, el primero adimensional y el segundo en radianes.

**BER, tasa de error de bit**, o probabilidad de... (*Bit Error Rate*): En un sistema de comunicación digital binario, la información consiste en una secuencia de datos (con un tiempo de duración finito cada uno), que toman uno, de solamente dos valores posibles. Cada dato se conoce como bit, y el tiempo de duración de cada bit como periodo de bit ( $T_b$ ). La recuperación de la información en el receptor se basa no estrictamente en la forma de la señal transmitida (como en el caso analógico), sino en la correcta interpretación del símbolo detectado. Principalmente el ruido y la distorsión acumulados durante el trayecto y en el propio receptor, ocasionan que el valor de cierto número de bits sea interpretado erróneamente, deteriorando la fidelidad del sistema. Para evaluar la calidad de desempeño de un sistema de comunicaciones digital, es posible asignar una cantidad que especifique el número de bits erróneos que debe permitir el sistema. Este parámetro se conoce como tasa de error de bit o probabilidad de error de bit (BER) y, en otras palabras, indica la probabilidad de que el receptor no identifique adecuadamente el valor de un bit. El cálculo de éste parámetro no es trivial y requiere de cálculo probabilístico para

obtener la expresión de BER que corresponde a cada esquema de recepción en particular. Comúnmente se utiliza un valor BER de  $10^{-9}$ , lo que significa que sólo debe existir un bit erróneo por cada  $10^9$  bits recibidos.

**Eficiencia cuántica:** La eficiencia cuántica  $\eta$  ( $0 \leq \eta \leq 1$ ) de un fotodiodo, se define como la probabilidad de que un sólo fotón incidente sobre el dispositivo, genere un portador que contribuya a la corriente del fotodiodo.

**Fotodiodo:** Los fotodetectores utilizados en comunicaciones ópticas, son dispositivos basados en el foto-efecto, que consiste en la absorción de fotones por ciertos materiales, resultando en la generación de portadores libres de carga. Bajo el efecto de un campo eléctrico aplicado al dispositivo, estos portadores generados se desplazan produciendo una corriente eléctrica.

Uno de los fotodetectores de semiconductor más común es el fotodiodo PIN, el cual consiste de una región intrínseca de material "ligeramente" contaminada, emparedada entre dos regiones de material tipo-p y tipo-n. Un fotodiodo PIN polarizado inversamente, presenta una impedancia interna prácticamente de un valor infinito, que en ese sentido, lo acerca a un fotodetector ideal. La corriente generada por el fotodiodo, es proporcional a la potencia óptica suministrada y la responsividad es el parámetro usualmente utilizado para caracterizar la eficiencia del fotodiodo:

$$i = R P_s \quad (57)$$

donde  $i$  es la corriente que entrega el fotodiodo,  $P_s$  es la potencia óptica suministrada y  $R$  es la responsividad del dispositivo.



Un modelo eléctrico simple (figura 33) permite visualizar las tres características de desempeño más importantes del fotodiodo: la de mayor interés, es la corriente eléctrica que produce la señal óptica incidente, y que describe la ecuación anterior. Durante el proceso de conversión, se genera ruido conocido como shot (*shot noise*), al que se le añade principalmente, el ruido generado por el circuito externo al fotodetector.

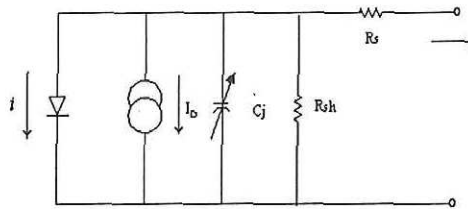


Figura 33. Modelo eléctrico equivalente de un fotodiodo PIN, donde  $i$  es la fotocorriente generada,  $I_D$  la corriente de oscuridad,  $C_j$  la capacitancia de unión,  $R_{sh}$  la resistencia paralelo y  $R_s$  la resistencia serie.

La rapidez de respuesta del dispositivo se encuentra limitada básicamente por tres factores, (1) el tiempo de difusión, es decir, el tiempo que toman los portadores generados dentro de una cierta longitud de difusión de la unión, para difundirse en la región de agotamiento. (2) El tiempo de arrastre de los portadores a través de la region de agotamiento y (3) el efecto de la capacitancia de la unión.

**Intensidad:** En el campo de la óptica física, es común referir con éste término al promedio del vector de Poynting, es decir, al cuadrado de la magnitud de la amplitud compleja del campo eléctrico. Sin embargo, en los términos más estrictos de la nomenclatura radiométrica, la cantidad correspondiente es la irradiancia, en unidades de watts/metro<sup>2</sup> (W/m<sup>2</sup>).

$$I(t) = \langle \mathbf{S}(t) \rangle = \frac{1}{2Z} |E(t)|^2 \quad (58)$$



donde  $I(t)$  es la irradiancia,  $\langle \mathbf{S}(t) \rangle$  el vector de Poyntig promediado,  $Z = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$  la impedancia en el vacío de la onda, y  $|\mathbf{E}(t)|^2$  el cuadrado de la magnitud de la envolvente compleja del campo óptico.

La luz incidente en la superficie de un fotodetector genera una corriente eléctrica proporcional a la potencia óptica incidente. Entonces, denotando por  $\mathbf{n}_p$  al vector unitario ortogonal a la superficie del fotodiodo, puede calcularse la potencia óptica instantánea incidente en la superficie del fotodetector.

$$P(t) = \iint_{\mathbf{s}} I(t) \mathbf{z} \cdot \mathbf{n}_p ds = \frac{1}{2Z} \iint_{\mathbf{s}} |\mathbf{E}(t)|^2 \mathbf{z} \cdot \mathbf{n}_p ds \quad (59)$$

Si ahora se considera el caso de una onda plana monocromática viajando en la dirección  $z$ , e incidente a un fotodiodo con una superficie perfectamente plana y paralela al plano  $x,y$  (situación que por el lado práctico, puede emplearse como una aproximación muy conveniente, sin alejarse significativamente de la situación más "real"), se tiene que la potencia óptica colectada por el dispositivo es:

$$P(t) = \frac{S}{2Z} (E_{O_x}^2 + E_{O_y}^2) \quad (60)$$

donde  $S$  es la superficie del fotodiodo. Entonces, bajo el supuesto de una onda plana y asumiendo que  $(S/2Z)=1$ , la relación entre la potencia incidente y la envolvente compleja del campo óptico está dada por:

$$P(t) = E_{O_x}^2 + E_{O_y}^2 = |\mathbf{E}(t)|^2 \quad (61)$$

**Interferencia:** Cuando dos o más ondas ópticas existen simultáneamente en la misma región espacial la onda total resultante, es la suma de las ondas individuales. Este principio básico de superposición sigue de la linealidad de la ecuación de onda. Sin

embargo, es importante recalcar que el principio de superposición no es aplicable a la intensidad óptica. La intensidad resultante de la superposición de dos o más ondas no es necesariamente la suma de sus intensidades. La diferencia es atribuida a la interferencia entre estas ondas.

El *interferómetro tipo Mach-Zender*, utiliza dos divisores de haz y dos espejos para dividir y recombinar los haces, por lo tanto, los dos frentes de onda generados viajan a lo largo de caminos separados. Una pequeña diferencia entre los caminos puede producirse de alguna manera, la importancia radica en que esta diferencia provocará cambios en el patrón de franjas.

**Modulación:** Es el proceso de colocar la información (en banda base), sobre una portadora de frecuencia  $f_c$ , (el subíndice  $c$  en referencia a *carrier*, portadora) modificando alguna o algunas características de ésta última. La señal pasabanda generada se conoce como la señal modulada  $s(t)$  y la señal de información en banda base como la señal moduladora  $m(t)$ .

**Multiplexado por división en frecuencia:** (FDM, *Frequency Division Multiplexing*). Es una técnica de transmisión que permite utilizar una sola línea para enviar varios canales de información simultáneamente. A cada canal se le asigna una portadora de frecuencia  $f_n$ , espaciada de la portadora del canal previo ( $f_{n-1}$ ) y posterior ( $f_{n+1}$ ) por un intervalo espectral determinado. Entonces, las portadoras moduladas se multiplexan, o combinan, y a través de la misma línea se transmiten todas las portadoras moduladas al mismo tiempo. El intervalo que separa a las frecuencias lo determina el ancho de banda del canal de información, y la selectividad de los filtros

que separan las frecuencias de las portadoras que constituyen el demultiplexor, en la etapa de recepción.

**Multiplexado por división en longitud de onda:** (WDM, *Wavelength Division Multiplexing*). Es una técnica de transmisión similar al multiplexado por división en frecuencia (FDM), que se utiliza en los sistemas de comunicaciones ópticas bajo el esquema IM-DD. Bajo este contexto, cada canal utiliza una portadora óptica que se encuentra separada de las dos portadoras adyacentes un intervalo que, en el dominio de la frecuencia, puede corresponder a decenas o centenas de GHz, debido al enorme ancho de banda (en el dominio de la frecuencia) de los filtros ópticos pasabanda utilizados en el demultiplexor. Es preferible entonces, definir las portadoras y el espaciamiento entre ellas en términos no de frecuencia sino de longitud de onda, dando lugar a denominar a esta técnica como multiplexado por división en longitud de onda.

**Polarización.** El estado de polarización de una onda electromagnética, indica la orientación espacial del campo eléctrico de esa onda. Es posible descomponer un estado de polarización cualquiera (excluyendo al lineal, obviamente) de una onda transversal en dos perturbaciones mutuamente ortogonales. El estado de polarización de la onda resultante dependerá tanto de la amplitud como del desfaseamiento entre ambas perturbaciones:

$$\mathbf{E}(z,t) = iE_x e^{j(kz-\omega t)} + jE_y e^{j(kz-\omega t+\epsilon)} \quad (62)$$

donde  $\mathbf{E}$  es la onda resultante compuesta por las componentes  $E_x$  y  $E_y$ , y  $\epsilon$  es la diferencia de fase relativa entre las dos componentes, quien determinará el estado de polarización resultante.

**Responsividad:** Este parámetro relaciona la corriente eléctrica generada por el dispositivo, con la potencia óptica incidente. Si cada fotón fuera capaz de generar un portador, entonces un flujo de fotones,  $\Phi$  (fotones por segundo), produciría un flujo de electrones, correspondiente a una corriente eléctrica de corto circuito  $i_p = e\Phi$ . Entonces, una potencia óptica  $P = h\nu\Phi$  (watts) daría lugar a una corriente eléctrica  $i_p = eP/h\nu$ . Ya que no todos los fotones incidentes son capaces de generar portadores, entonces la corriente eléctrica es:

$$i_p = \eta e\Phi = \frac{\eta e P}{h\nu} = R P \quad (63)$$

donde  $\eta$  es la eficiencia cuántica,  $e$  la carga del electrón,  $P$  la potencia óptica incidente,  $h$  la constante de Planck y  $\nu$  la frecuencia de la onda óptica incidente.

El factor de proporcionalidad  $R$ , se define como la responsividad del dispositivo.  $R$  se incrementa con la longitud de onda ya que los fotodetectores responden al flujo de fotones más que a la potencia óptica. La región sobre la cual  $R$  se incrementa con la longitud de onda, se encuentra limitada, ya que la dependencia de la longitud de onda en  $\eta$  entra en juego para longitudes de onda tanto largas como cortas. Unidades: A/W.

**Ruido blanco:** Se define como una señal cuyo espectro de potencia tiende a ser constante para todas las frecuencias. En otras palabras, se trata de un espectro plano, que tiene todos los componentes de frecuencia con igual proporción de potencia.



**Ruido del circuito** (o ruido térmico): Los diversos componentes del circuito electrónico asociado a un receptor, contribuyen a contaminar la señal de información con ruido. El ruido del circuito proviene de la *agitación térmica de portadores de carga* en resistores y otros elementos disipativos, tanto activos como pasivos.

**Ruido cuántico.** Para un fotodetector con una cierta eficiencia cuántica,  $\eta < 1$ , un sólo fotón es capaz de generar un par electrón-hueco con una cierta probabilidad  $\eta$ . Dada la aleatoriedad de este proceso en la generación de portadores, se considera, entonces, como una fuente de ruido.

**Ruido en exceso:** Generado por el proceso de amplificación de un fotodiodo de avalancha (APD, *Avalanche Photodiode*).

**Ruido de fase:** Se refiere a la dependencia temporal de la fase del campo óptico emitido por un láser, como consecuencia de la emisión espontánea. La salida de un láser ideal es:  $E = A \cos(\omega t + \phi)$ , donde  $A$  es la amplitud del campo,  $\omega$  la frecuencia del láser y  $\phi$  la fase, donde estos tres parámetros son constantes. Sin embargo, en un láser real, tanto la amplitud como la fase varían aleatoriamente en el tiempo, y se tiene entonces:

$$E = A[1+n(t)] \cos[\omega t + \phi(t)] \quad (64)$$

donde  $n(t)$  es el ruido de amplitud y  $\phi(t)$  el ruido de fase.

El ruido de fase  $\phi(t)$  (rad) se relaciona con el ruido de frecuencia (rad/seg) como sigue:

muchas veces también se maneja como ruido *shot* debido a la corriente de oscuridad (y no a la luz incidente)

**Ruido *shot*:** Este ruido es inherente al proceso de fotodetección y se asocia a la incidencia aleatoria de los fotones sobre el dispositivo, lo cual a su vez, ocasiona que la corriente generada no sea constante. Si este paquete aleatorio de fotones incidentes tienen una distribución de Poisson, la variación en la corriente se conoce como ruido *shot* y puede expresarse como:

$$N_s = 2eRPB_D \quad (68)$$

donde  $N_s$  es el ruido *shot*,  $e$  la carga del electrón,  $R$  la responsividad del detector,  $P$  la potencia incidente y  $B_D$  el ancho de banda del detector.

**Señal pasabanda:** Una señal pasabanda, o señal de banda angosta, se caracteriza por el hecho de que su espectro está concentrado alrededor de una frecuencia diferente de cero, más formalmente, se define una señal de banda angosta como aquella cuyo espectro de amplitud (o de potencia) es cero fuera del intervalo  $(f_1, f_2)$  que no incluye el origen. Puede pensarse en una señal de banda angosta como el producto de una señal en banda base por una senoide con una frecuencia perteneciente al intervalo  $(f_1, f_2)$

**Señal de banda base:** Es aquella que tiene una magnitud espectral diferente de cero en un intervalo de frecuencias  $(-f_1, f_1)$  centradas alrededor del origen, y una magnitud nula fuera de este intervalo.