

Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada



**PLL OPTICO COMO SINCRONIZADOR DE
PORTADORA EN SISTEMAS HOMODINOS.**

**TESIS
MAESTRIA EN CIENCIAS**

MARIA DEL CARMEN LEAL SILVA

ENSENADA, BAJA CALIFORNIA, MEXICO.

SEPTIEMBRE DE 1997.

TESIS DEFENDIDA POR
MARIA DEL CARMEN LEAL SILVA

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE



Dr. Enrique Mitrani Abenchuchan

Director del Comité



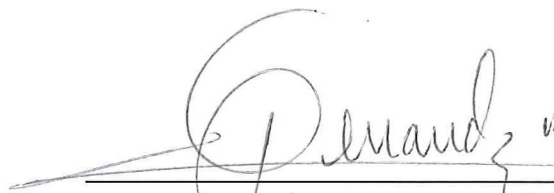
M.I. Arturo Arvizu Mondragón

Miembro del Comité



Dr. Francisco Javier Mendieta Jiménez

Miembro del Comité



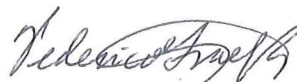
Dr. César Cruz Hernández

Miembro del Comité



Dr. José Luis Medina Monroy

*Jefe del Departamento de Electrónica y
Telecomunicaciones*

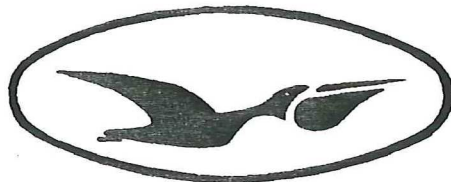


Dr. Federico Graef Ziehl

Director de Estudios de Posgrado

12 de septiembre de 1997

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN
SUPERIOR DE ENSENADA



C I C S E

DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

PLL ÓPTICO COMO SINCRONIZADOR DE PORTADORA
EN SISTEMAS HOMODINOS.

TESIS

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

MARÍA DEL CARMEN LEAL SILVA

Ensenada Baja California, México. Septiembre de 1997

RESUMEN de la Tesis de **María del Carmen Leal Silva**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de **MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**. Ensenada, Baja California, México, Septiembre de 1997.

**PLL OPTICO COMO SINCRONIZADOR DE PORTADORA
EN SISTEMAS HOMODINOS.**

Resumen aprobado por:



Dr. Enrique Mitrani Abenchuchan
Director de Tesis

En el presente trabajo se estudian y analizan algunas estructuras de sincronización de portadora que se utilizan en los sistemas de comunicaciones ópticas homodinas.

El trabajo está orientado al diseño y caracterización de un sincronizador de portadora basado en un Lazo de Encadenamiento de Fase (PLL) óptico balanceado, utilizando el modelo lineal de éste.

Se realizó la simulación del sistema utilizando el paquete de procesamiento digital de señales SPW (Signal Processing WorkSystem). La simulación se realizó bajo dos condiciones: a) considerando que el sistema está exento de perturbaciones y b) considerando perturbaciones de amplitud y fase. Se obtuvieron los intervalos de encadenamiento y de seguimiento, la frecuencia natural y el factor de amortiguamiento del sistema, se midió la varianza del error de fase y se obtuvo la probabilidad de error de bit.

Experimentalmente se llevó a cabo la construcción y caracterización del manejador del modulador de fase, de la etapa de fotodetección y del filtro de lazo, midiéndose además la ganancia del detector de fase.

Palabras clave: PLL óptico, Comunicaciones ópticas homodinas, PLL balanceado

ABSTRACT of the Thesis of **María del Carmen Leal Silva** presented as a partial requirement in order to obtain the degree of **MASTER OF SCIENCE**, with the specialization in **ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS**. Ensenada, Baja California, México, September of 1997.

**OPTICAL PLL AS CARRIER SINCHRONIZER
IN HOMODYNES SYSTEMS.**

Abstract approved by:



Dr. Enrique Mitrani Abenchuchan
Thesis Advisor

In the present work some structures of carrier synchronization employed in the homodyne optical communications are studied and analized.

This work is oriented to the design and characterization of a carrier synchronizer based on a balanced optical Phase Locked Loop (PLL), employing the linear model of the PLL.

The simulation of the system was made used the digital signal processing program SPW (Signal Processing WorkSystem). The simulation was realized over two conditions: a) assuming the system extent of perturbations, and b) assuming amplitude and phase perturbations. It was obtained the lock and mainteinance ranges, the natural frecuency and the damping factor of the system, it was measured the error phase variance and was obtained the bit error probability.

Experimentally, was realized the construction and characterization of the phase modulator manager, the photodetection stage and the loop filter, and it was realized the measurement of the phase detector gain.

Keywords: Optical PLL, Homodyne optical communications, balanced PLL

A Jesús y mi pequeña Alicia
con todo mi amor

AGRADECIMIENTOS

A los miembros de mi Comité de Tesis.

Al Dr. Raúl Rangel Rojo por su ayuda y consejos para la realización del presente trabajo.

Al maestro Moisés Castro por su apoyo y comprensión.

A los profesores del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, a los cuales les debemos nuestra formación.

Al CICESE por impulsar nuestra superación.

Al CONACyT, por su importante apoyo económico para que nuestra formación sea posible.

CONTENIDO

	<u>Página</u>
I INTRODUCCIÓN	1
II SISTEMA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS COHERENTES	6
II.1 Introducción	6
II.2 Descripción General	6
II.2.1 Transmisión	6
II.2.2 Recepción	8
II.3 Principios de la Detección Homodina	10
II.4 Ventajas de la Detección Homodina	13
II.5 Problemas Asociados con la Realización de un Sistema con Detección Homodina	15
III SINCRONIZACIÓN DE PORTADORA EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS COHERENTES	17
III.1 Introducción	17
III.2 Modulación Digital por Recorrimiento de Fase (PSK)	18
III.2.1 Modulador de Fase BPSK para Sistemas de Comunicaciones Ópticas Coherentes	19
III.3 Lazos de Sincronización para Sistemas Ópticos Homodinos	20
III.3.1 PLL Óptico Manejado por Decisión	20
III.3.2 PLL Óptico Balanceado	23
III.4 Problemas Asociados con la Detección Homodina BPSK	25
III.5 Comparación entre el PLL Balanceado y el PLL Manejado por Decisión	27
IV PLL ÓPTICO HOMODINO BALANCEADO	29
IV.1 Introducción	29
IV.2 Modelo Linealizado del PLL	29
IV.3 Efecto del Ruido de Disparo en el Desempeño del PLL	31
IV.3.1 Ancho de Banda del Ruido del PLL	32
IV.4 Efecto del Ruido de Fase en el Desempeño del PLL	34
IV.4.1 Ruido Blanco en Frecuencia	34
IV.4.2 Ruido de Parpadeo en Frecuencia("Flicker")	35
IV.5 Efecto de los Datos en la Interferencia del Encadenamiento de Fase en el Desempeño del PLL	36
IV.6 Desempeño Total del Lazo	37
IV.7 Criterios para Diseño del Lazo	38

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
V DISEÑO Y SIMULACIÓN	43
V.1 Introducción	43
V.2 Diseño y Simulación del PLL	44
V.2.1 Caracterización de los Componentes del PLL	44
V.2.2 Determinación de la Frecuencia Natural de Oscilación	45
V.2.3 Cálculo de las Constantes de Tiempo del Filtro del Lazo	46
V.2.3.1 Simulación del Filtro del Lazo	46
V.2.4 Cálculo de los Intervalos de Encadenamiento y de Seguimiento	47
V.3 Simulación del Lazo	48
V.3.1 Recuperación de los Datos	52
V.3.2 Mediciones de Adquisición y Seguimiento	52
V.4 Medición de la Frecuencia Natural de Oscilación y el Factor de Amortiguamiento	54
V.5 Análisis de Estabilidad del Sistema	58
V.6 Medición del Desempeño del Sistema	62
V.7 Análisis de Robustez del Sistema	66
VI EXPERIMENTACIÓN	72
VI.1 Introducción	72
VI.2 Manejador del Modulador de Fase	74
VI.3 Etapa de Fotodetección	75
VI.4 Filtro del Lazo	82
VI.5 Medición de la Ganancia del Detector de Fase	84
VII CONCLUSIONES	85
VII.1 Recomendaciones	86
LITERATURA CITADA	87
APÉNDICE A RUIDO EN EL RECEPTOR Y SUS PROPIEDADES	90
APÉNDICE B LAZO DE ENCADENAMIENTO DE FASE (PLL)	94
APÉNDICE C MODELO EN FASE RELATIVA DEL PLL	97
APÉNDICE D MODELO DEL CANAL PARA UN SISTEMA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS HOMODINAS	100
APÉNDICE E COMPORTAMIENTO DINÁMICO DEL PLL	106
APÉNDICE F HOJAS DE ESPECIFICACIONES	110

LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
1. Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes.	7
2. Diagrama a bloques de un receptor óptico: a) detección directa, b) heterodina, c) homodina, donde AB es el ancho de banda y FI es la frecuencia intermedia, f_s es la frecuencia portadora y f_L es la frecuencia del oscilador local.	12
3. Curvas típicas de la razón de error de bit para receptores homodinos y heterodinos utilizando diferentes tipos de modulación. La curva continua corresponde al caso de la demodulación síncrona y la curva segmentada corresponde al caso de demodulación asíncrona. La curva punteada muestra el caso de un receptor homodino PSK.	14
4. Esquema del sistema de modulación BPSK.	19
5. Diagrama a bloques de un receptor homodino basado en un PLL manejado por decisión.	22
6. Diagrama a bloques de un receptor homodino basado en un PLL balanceado.	25
7. Diagrama fasorial de una señal PSK.	27
8. Fase relativa de la señal del oscilador local con respecto a la señal de datos. a) Para una detección de datos óptima. b) La proporcionada por un PLL convencional.	27
9. Modelo linealizado del PLL balanceado.	30
10. Filtro pasivo de primer orden.	33
11. Filtros de uso más común en un lazo de segundo orden.	40
12. Diagrama de Bode de la respuesta del filtro del lazo.	47
13. Señal de información transmitida a 2.5 Gbps.	49
14. Espectro en frecuencia de la señal transmitida sin ruido.	49

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
15. Espectro de la señal transmitida con ruido.	49
16. Diagrama a bloques del sistema.	50
17. Diagrama del sistema simulado sin ruido.	51
18. Diagrama del sistema simulado con ruido de amplitud y fase.	51
19. Señal de información a) datos transmitidos b) datos recibidos.	52
20. Ancho de Banda dinámico del PLL.	54
21. Respuesta de un PLL a un escalón de frecuencia.	55
22. Secuencia de gráficas de la respuesta al escalón de frecuencia del PLL a diferentes escalas.	57
23. Diagrama de Bode de la función de transferencia.	59
24. Diagrama a bloques del PLL.	60
25. Diagrama del lugar de raíces cuando se varía el parámetro G .	61
26. Diagrama del lugar de las raíces cuando varía el parámetro τ_1 .	62
27. Diagrama del lugar de las raíces cuando varía el parámetro τ_2 .	62
28. Varianza del error de fase cuando se transmite sin ruido a 20 Gbps.	63
29. Varianza del error de fase cuando se transmite sin ruido a 2.5 Gbps.	64
30. Varianza del error de fase cuando se transmite sin ruido a 140 Mbps.	65
31. Varianza del error de fase cuando se transmite con ruido a 20 Gbps.	65
32. Varianza del error de fase cuando se transmite con ruido a 2.5 Gbps.	65
33. Varianza del error de fase cuando se transmite con ruido a 140 Mbps.	65
34. Diagrama a bloques del PLL con ruido de amplitud y fase.	66
35. Diagrama a bloques del PLL con ruido de fase en la entrada.	67
36. Diagrama a bloques del PLL con ruido de amplitud en la entrada.	67
37. Grafica de la varianza del error de fase contra frecuencia a diferentes niveles de amplitud.	70

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
38. Grafica de la varianza del error de fase contra frecuencia a diferentes niveles de ruido de fase.	71
39. Diagrama a bloques del experimento auto-homodino.	73
40. Fotografía del experimento realizado.	74
41. Diagrama eléctrico del manejador para el modulador de fase.	75
42. Diagrama de la etapa de fotodetección.	76
43. Fotografía de la etapa de fotodetección construída.	76
44. Montaje experimental utilizado en la caracterización de la etapa de fotodetección.	77
45. Espectro de la señal obtenida a la salida de la etapa de fotodetección cuando se modula con una señal senoidal a 0.3 MHz.	78
46. Espectro de la señal obtenida a la salida de la etapa de fotodetección cuando se modula con una señal senoidal a 1 Mhz.	78
47. Experimento realizado para medir la ganancia en modo común.	80
48. Gráfica de la ganancia en modo común contra frecuencia.	80
49. Gráfica de la ganancia en modo diferencia contra frecuencia.	81
50. Gráfica de la Razón de Rechazo en Modo Común contra frecuencia.	82
51. Montaje utilizado para medir la ganancia del detector de fase.	83
52. Fotografías de las curvas de Lissajous obtenidas.	84
53. Espectro de potencia del ruido de frecuencia.	90
54. Esquema básico de un PLL.	94
55. Diagrama a bloques del modelo del PLL en el dominio de la fase relativa.	98
56. Receptor Balanceado Homodino.	101

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
57.	Modelo del canal.	105
58.	Proceso de encadenamiento. (a) La desviación de frecuencia pico es menor que el desbalance $\Delta\omega$; por lo tanto, el proceso de encadenamiento puede no existir. (b) La desviación de frecuencia pico es igual que el desbalance $\Delta\omega$, por lo tanto, el PLL se encadena después de un corto tiempo.	107

LISTA DE TABLAS

<u>Tabla</u>		<u>Página</u>
I.	Razón de error de bit para varios esquemas de modulación/ desmodulación para un sistema de detección coherente.	15
II.	Comparación entre el PLL balanceado y el PLL manejado por decisión.	28
III.	Características principales de un PLL de segundo orden.	41
IV.	Comparación entre los resultados teóricos y los de la simulación.	53
V.	Comparación de los parámetros ζ y ω_n .	56
VI.	Varianza del error de fase y la probabilidad de error de bit correspondientes a diferentes velocidades de transmisión sin ruido.	63
VII.	Varianza del error de fase y la probabilidad de error de bit correspondientes a diferentes velocidades de transmisión con ruido de amplitud y fase.	65
VIII.	Desempeño del sistema en función de la varianza del error de fase para diferentes niveles de potencia de la señal del oscilador local y para un ancho de línea del láser de 100 KHz.	69
IX.	Desempeño del sistema en función de la varianza del error de fase para diferentes anchos de línea del láser y nivel de potencia de la señal del oscilador local de 0.1 mW.	70

“PLL OPTICO COMO SINCRONIZADOR DE PORTADORA EN SISTEMAS HOMODINOS”

I.- INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones que utilizan ondas de luz comenzaron a desarrollarse después de la invención del láser (1960). En los años setentas, los sistemas con modulación de intensidad y detección directa fueron rápidamente desarrollados después de que fue lograda la operación continua del láser semiconductor a temperatura ambiente, y se fabricaron fibras de sílice de bajas pérdidas [Arvizu Mondragón, 1990]. También en esta década se hicieron las primeras propuestas sobre sistemas de comunicaciones ópticas coherentes, pero en esa época este tipo de comunicaciones presentaba dificultades conceptuales y tecnológicas [Agrawal, 1992]. En los últimos años la situación a cambiado dramáticamente, y la detección coherente ha sido investigada tanto para comunicaciones con fibra óptica como para comunicaciones en el espacio libre. Esto se debe a que la detección coherente ofrece marcadas ventajas sobre la detección directa como: mayor sensibilidad del receptor, gran selectividad de frecuencia, la posibilidad de usar técnicas de modulación/desmodulación angular coherentes PSK (“Phase Shift Keying”) o FSK (“Frequency Shift Keying”) que son más tolerantes al ruido aditivo [Barry y Lee, 1990].

Dentro de los sistemas de transmisión coherente, los sistemas homodinos en el futuro tendrán una gran aplicación en las redes ópticas. Una de sus principales funciones es la

sincronización de portadora para lo cual deben operar como lazos de amarre de fase ("Phase Locked-Loops" PLL) de la portadora óptica.

Para realizar una evaluación de las propiedades dinámicas del PLL óptico como sistema de sincronización es importante caracterizar y estudiar el desempeño de encadenamiento de fase del PLL. En el presente trabajo se realiza el diseño y simulación de un PLL óptico balanceado que se utiliza como sincronizador de portadora en un sistema de comunicaciones ópticas homodinas con formato de modulación BPSK (Binary Phase Shift Keying) con portadora residual.

Se realiza la simulación del PLL balanceado, utilizando el paquete de procesamiento de señales SPW (Signal Processing WorkSystem), obteniéndose los intervalos de encadenamiento y seguimiento, la probabilidad de error de bit, la frecuencia natural de oscilación, el factor de amortiguamiento y los análisis de estabilidad y robustez del sistema. Se reportan los resultados de la medición de la varianza del error de fase y como afecta ésta el desempeño del PLL.

Además se realiza la construcción de algunos de los subsistemas electrónicos necesarios para su aplicación en un sistema experimental de comunicaciones ópticas coherentes.

I.1 JUSTIFICACIÓN

Este trabajo forma parte de un proyecto del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones: “Comunicaciones ópticas coherentes de banda ancha”. En particular este proyecto comprende, entre otras, actividades de investigación aplicada, teórica y experimental en el proceso de la sincronización de portadora óptica en sistemas de comunicaciones ópticas homodinas que emplean fuentes ópticas láser de semiconductor. En este proyecto, la sincronización de portadora óptica se trabaja teóricamente como un problema de estimación de la fase instantánea del campo óptico recibido, resultando en una estructura de tipo PLL óptico, que se mecaniza experimentalmente con elementos optoelectrónicos para la detección de fase óptica (fotodetectores), oscilador controlado por voltaje (láser oscilador local) y electrónica para el filtro del lazo.

Con este trabajo se aportaron al mismo tiempo conocimientos relacionados con el análisis y simulación de un sincronizador de portadora en un sistema homodino basado en un PLL balanceado, y la construcción experimental de algunas de sus etapas y consiste básicamente en: a) la simulación de la etapa de recepción de un sistema de comunicaciones ópticas homodinas con formato de modulación BPSK basado en un PLL óptico balanceado y b) la construcción del manejador para el modulador de fase, el filtro del lazo y la etapa de fotodetección balanceada.

Tanto mis resultados teóricos como experimentales constituyen elementos de beneficio al proyecto citado pues a) contribuyen al entendimiento de la dinámica del proceso de extracción y rastreo de la fase instantánea de un campo óptico en un sistema de recepción homodino y b) los dispositivos experimentales construidos forman parte de un receptor coherente actualmente en uso en el laboratorio.

Las técnicas de modulación y desmodulación actualmente utilizadas en las comunicaciones comerciales por fibra óptica son referidas como “modulación de intensidad/detección directa”(MI/DD). Este tipo de sistemas ha tenido un gran éxito debido a su simplicidad y bajo costo. Sin embargo, actualmente los esfuerzos están dirigidos a lograr mayores distancias en los enlaces de comunicaciones, a la multicanalización densa por longitud de onda, así como a la obtención de mayores velocidades de transmisión, mediante la utilización de sistemas de comunicaciones ópticas coherentes. Las posibles aplicaciones de los sistemas coherentes son: comunicaciones submarinas, comunicaciones intersatelitales, y aplicaciones futuras a los abonados de una red de telecomunicaciones, donde el usuario podrá sintonizar el receptor óptico en el canal deseado. Las ventajas de los sistemas coherentes: incremento de la sensibilidad del receptor óptico y selectividad de canal, justifica ampliamente el incremento del costo y la complejidad del sistema en comparación con los sistemas de MI/DD [Cruz Reyes, 1993].

Los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes por fibra óptica han sido ampliamente estudiados durante los últimos años y han sido reportados sistemas

experimentales tanto heterodinos como homodinos[Arvizu Mondragón, 1990]. Uno de los principales impedimentos para el desarrollo de los sistemas coherentes es la estabilidad y la coherencia (ancho de línea) de los láseres utilizados como transmisor y oscilador local. Los sistemas homodinos requieren de anchos de línea más pequeños que los sistemas heterodinos, pero son más eficientes en cuanto a sensibilidad y complejidad del sistema se refiere. Es por esta razón que se eligió un sistema de comunicaciones ópticas homodinas para la realización de esta tesis. Actualmente algunos problemas tecnológicos adicionales relacionados con la despolarización en la fibra tienen soluciones basadas en receptores ópticos con diversidad de polarización.

Los sistemas de comunicaciones homodinos con formato de modulación BPSK son relativamente simples y eficientes. Por esta razón se utilizó en el presente trabajo este formato de modulación. La desmodulación de una señal BPSK y la sincronización de portadora en un sistema homodino se puede realizar utilizando: a) lazos de Costas y/o variantes y b) PLL óptico balanceado. El PLL óptico balanceado presenta marcadas ventajas sobre el lazo de Costas, (estas ventajas serán mencionadas posteriormente), razón por la cual se utiliza este subsistema en el presente trabajo.

CAPÍTULO II. SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS COHERENTES

II.1 Introducción

En este capítulo se presentan los principios básicos de funcionamiento de los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes y se describen sus principales elementos. Posteriormente se ilustran los esquemas típicos de transmisión heterodina y homodina, así como una comparación entre ellos. Se describen además los principios básicos de los sistemas de comunicaciones ópticas homodinas así como sus principales ventajas y desventajas.

II.2 Descripción General

Un sistema de comunicaciones ópticas coherentes consta de un transmisor, un receptor y un medio de transmisión que consiste, generalmente, de una fibra óptica monomodo. En la etapa de recepción utiliza detección heterodina u homodina, realizando una mezcla óptica entre la señal recibida, y la señal de un láser que opera como oscilador local [Tosco, 1990]. La figura 1 muestra un esquema típico de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes.

II.2.1 Transmisión

El transmisor óptico consta esencialmente de un manejador y de una fuente láser de semiconductor monomodo con un ancho de línea muy angosto. Típicamente se utiliza un láser de reatrolimentación distribuida (“Distributed Feed Back”) [Sibley, 1990] con ancho espectral de 10 a 100MHz, o bien, un láser de cavidad externa con ancho espectral de 10 a

100KHz, con un control de temperatura extremadamente fino para la estabilidad de la frecuencia. Generalmente, se incluye un aislador óptico entre la fuente láser y la fibra para evitar reflexiones que pudieran alterar la estabilidad de la señal portadora y/o el ancho de línea del láser.

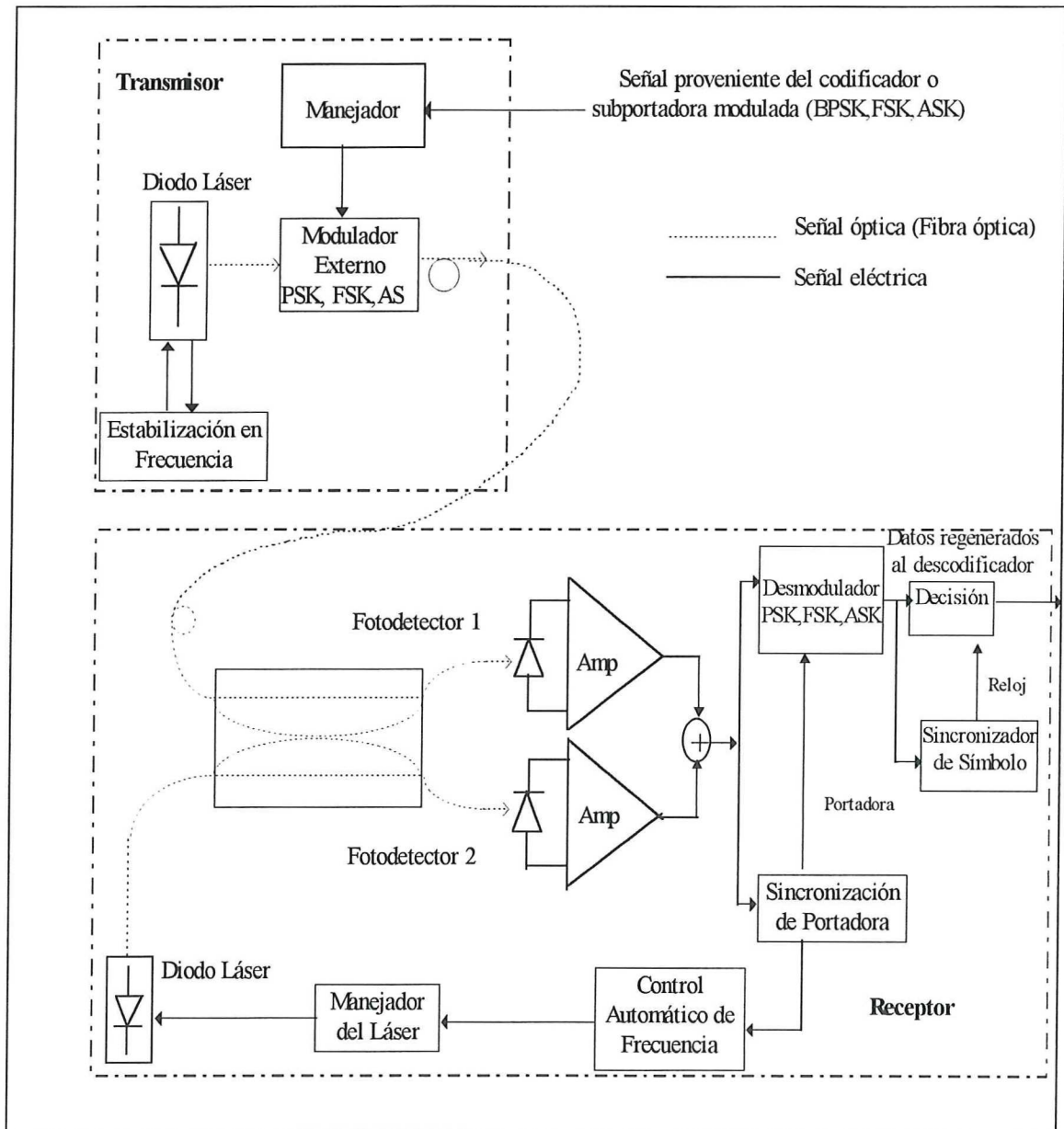


Figura 1.- Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones ópticas coherentes.

La modulación de la luz puede realizarse utilizando modulación directa o externa. En el primer caso, los datos son insertados en la señal luminosa modulando la corriente de inyección del láser, causando por otro lado un considerable ensanchamiento de la línea espectral, fenómeno indeseable conocido como variación de la frecuencia instantánea o *chirp*. El *chirp* puede evitarse utilizando modulación externa: un láser operando en modo continuo y un modulador de fase externo, usualmente un dispositivo de Niobato de Litio que inserta los datos en el haz de luz, siguiendo esquemas de modulación PSK (modulación por recorrimiento de fase), OOK (modulación encendido apagado) y FSK (modulación por recorrimiento de frecuencia). El precio que se paga por este tipo de modulación es el incremento en la complejidad del sistema y pérdidas de inserción significativas [Barry y Lee, 1990].

Se considera que la modulación PSK es la alternativa más eficiente de modulación de datos, debido a que proporciona la más baja probabilidad de error para un nivel dado de señal recibida. Con esta técnica de modulación, se emplea toda la potencia para transmitir los datos y la componente de la frecuencia portadora se suprime.

II.2.2 Recepción

La etapa de recepción, en general, es la parte más compleja y característica de un sistema óptico coherente. Consiste de un mezclador óptico, un oscilador local láser, una etapa de fotodetección, amplificación eléctrica, un desmodulador eléctrico y etapas de procesamiento posterior.

En los sistemas coherentes, el estado de polarización de la luz del oscilador local debe ser idéntico al de la señal recibida. Si esta condición no se satisface, existirá una degradación severa en la operación del sistema. El estado de polarización de la luz que viaja a través de una fibra convencional varía aleatoriamente debido a cambios estructurales y de temperatura, por lo tanto, son necesarios algunos mecanismos de recuperación de la polarización.

El mezclador óptico es un dispositivo de cuatro puertos, dos de entrada y dos de salida. En una de las entradas del mezclador se encuentra la señal modulada y en la otra la señal del oscilador local, siendo ambas señales ópticas. En los puertos de salida tenemos la mezcla de las señales, las cuales se hacen incidir en los fotodetectores [Bar-David y Salz, 1988].

La fotodetección de la luz representa la clave de la operación del receptor, ya que convierte la señal óptica recibida en una señal de corriente o voltaje que contiene la información transmitida.

En un sistema heterodino una parte de la fotocorriente es utilizada para “encadenar” la frecuencia intermedia (FI) al valor deseado por medio de un subsistema de Control Automático de Frecuencia (CAF): La señal de entrada al lazo de CAF es tomada después de ser amplificada, posteriormente procesada y utilizada para el manejo del oscilador local láser por medio de la circuitería apropiada.

Un receptor homodino difiere de un heterodino, debido a que el primero incluye un lazo de encadenamiento de fase óptico para mantener la correcta relación de fase entre la señal de llegada y la del oscilador local. Otra diferencia consiste en que en un sistema homodino, la señal transmitida se obtiene directamente en banda base, es decir, sin modulación.

II.3 Principio de la Detección Homodina

Para la comprensión del principio de la detección homodina, es necesario examinar genéricamente un receptor coherente. En la figura 2 se pueden observar dos tipos de detección: directa y coherente. En la detección directa, la luz es fotodetectada y la señal se obtiene en banda base (figura 2.a). En la detección heterodina (figura 2.b) las señales de información y del oscilador local son combinadas en un acoplador direccional óptico y superpuestas en los detectores, de tal forma que los campos eléctricos sean sumados. La salida de frecuencia intermedia FI posteriormente se convierte en banda base [Arvizu Mondragón, 1990]. En la detección homodina (figura 2.c) se obtiene la señal directamente en banda base y no en frecuencia intermedia, como es el caso de los sistemas heterodinicos.

La señal óptica de información a la entrada de uno de los puertos del mezclador está dada por [Linke, 1989]:

$$E_s(t) = A_s \cos[\omega_s t + \varphi_s(t)], \quad (1)$$

donde A_s , ω_s y φ_s son: la amplitud, frecuencia angular y fase de la señal de información, respectivamente. Mientras que la señal proveniente del oscilador local está dada por:

$$E_{OL}(t) = A_{OL} \cos[\omega_{OL}t + \varphi_{OL}(t)], \quad (2)$$

donde A_{OL} , ω_{OL} y φ_{OL} son: la amplitud, la frecuencia angular y la fase de la señal del oscilador local, respectivamente.

Para simplificar este análisis, el ruido de amplitud tanto de la señal de llegada como el de la señal del oscilador local será despreciado. A la salida del mezclador óptico se tendrá que la señal incidente sobre los fotodiodos está dada por:

$$E_i(t) = E_S + E_{OL}. \quad (3)$$

La fotocorriente generada en la fotodetección está dada por:

$$i(t) = \left(A_S \cos[\omega_S t + \varphi_S(t)] + A_{OL} \cos[\omega_{OL}t + \varphi_{OL}(t)] \right)^2, \quad (4)$$

como resultado del proceso cuadrático en la ecuación 4 hay productos cruzados entre los 2 términos que incluyen las sumas y diferencias de estas frecuencias [Gagliardi y Karjo, 1976].

Las sumas de estas frecuencias son demasiado altas para poder ser captados por el fotodetector, y por lo tanto son omitidas dando como resultado:

$$i(t) = \left(\frac{A_{OL}^2 + A_S^2}{2} + A_{OL} A_S \cos[(\omega_{OL}t - \omega_S t) + (\varphi_{OL}(t) - \varphi_S(t))] \right). \quad (5)$$

El primer término de la ecuación 5 es una componente de corriente directa y el segundo término representa el batimiento entre el oscilador local y la señal de llegada siendo la portadora de frecuencia intermedia $FI = 0$, ya que el sistema es homodino ($\omega_L = \omega_s$), por lo tanto:

$$i(t) = \left(\frac{A_{OL}^2 + A_S^2}{2} + A_{OL} A_S \cos[\varphi_{OL}(t) - \varphi_S(t)] \right) \quad (6)$$

En la figura 2.c, puede observarse el espectro de banda base para un sistema óptico homodino típico, para el cual no es necesaria una etapa de desmodulación.

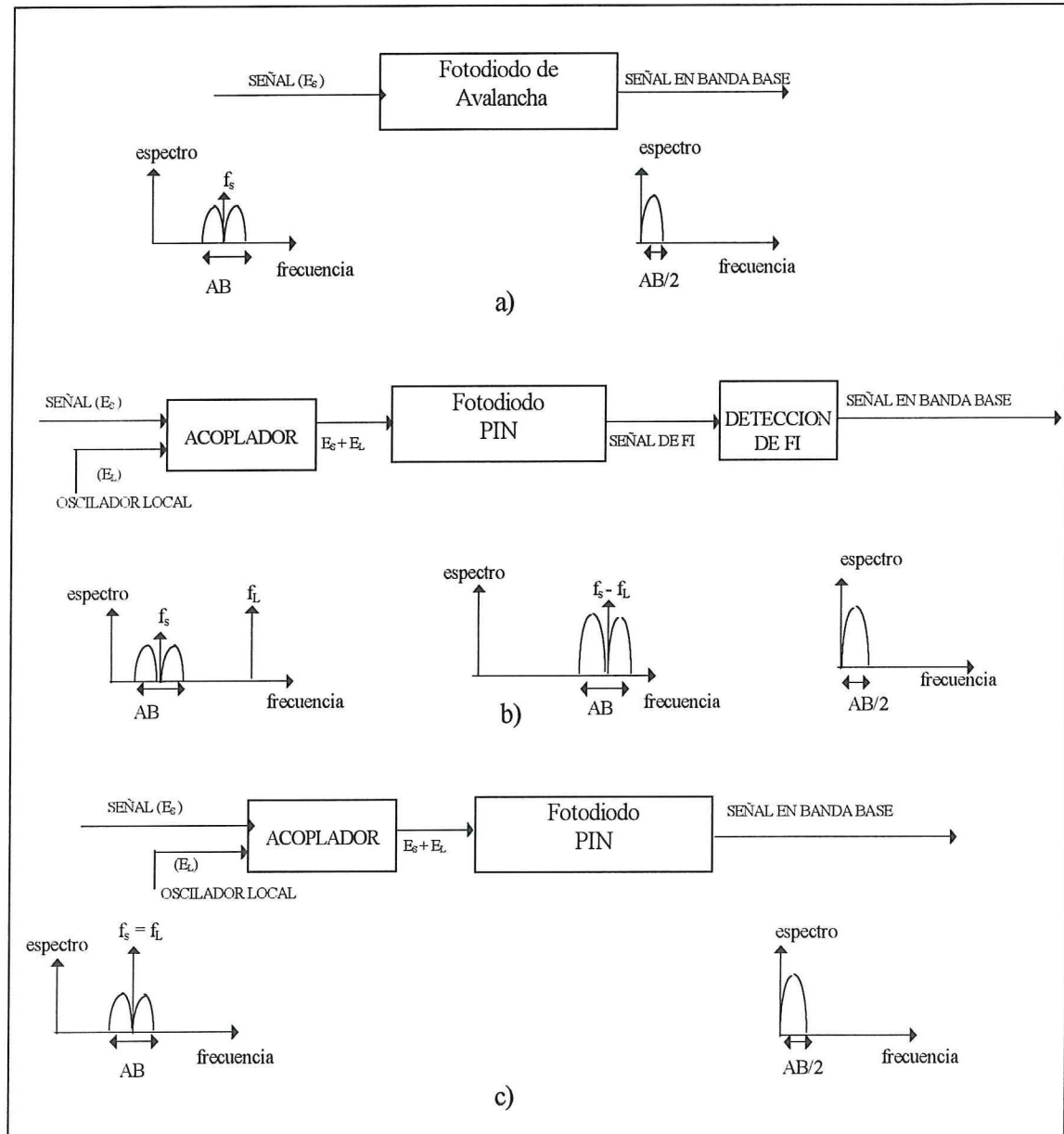


Figura 2. Diagrama a bloques de un receptor óptico: a) detección directa, b) heterodina, c) homodina, donde AB es el ancho de banda, FI es la frecuencia intermedia, f_s es la frecuencia portadora y f_L es la frecuencia del oscilador local.

II.4 Ventajas de la Detección Homodina

A) *Las principales ventajas de la detección coherente sobre la detección directa son:*

1. Incremento de la sensibilidad del receptor, ya que son capaces de mantener una razón de error de bit de 10^{-9} con menos de 50 fotones/bit, y este incremento de sensibilidad se debe a:

- a) La existencia de una ganancia de conversión al multiplicar el campo de la señal recibido por el campo intenso del oscilador local.
- b) La mejora por el uso de una técnica de modulación/desmodulación angular coherente (PSK, FSK) que es más tolerante al ruido aditivo.

2. Alta selectividad ya que este tipo de receptores son capaces de seleccionar un canal para una señal multicanalizada por división de frecuencia.

La sensibilidad de un sistema de fotodetección coherente puede ser descrita en términos de la potencia mínima detectable. Estas características han sido evaluadas en función de la velocidad de transmisión para diferentes tipos de modulación binaria: ASK, PSK, FSK. La potencia mínima detectable se obtiene a partir de la relación señal a ruido necesaria para garantizar una razón de error de bit (BER) aceptable para cada uno de los esquemas de modulación existentes, parámetros que en la tabla I se pueden observar de manera comparativa (características de BER y límites teóricos). En la figura 3 se muestra una gráfica con las curvas comparativas para un receptor con varios formatos de modulación [Agrawal, 1992].

B) *Ventajas de la detección homodina sobre la heterodina:*

1. Mayor sensibilidad (3-dB).
2. Mayor velocidad de transmisión con un fotodetector del mismo ancho de banda.
3. Proceso de post-detección más simple ya que se elimina la parte de FI.
4. Se pueden utilizar los receptores de detección directa en la construcción de los receptores homodinos.

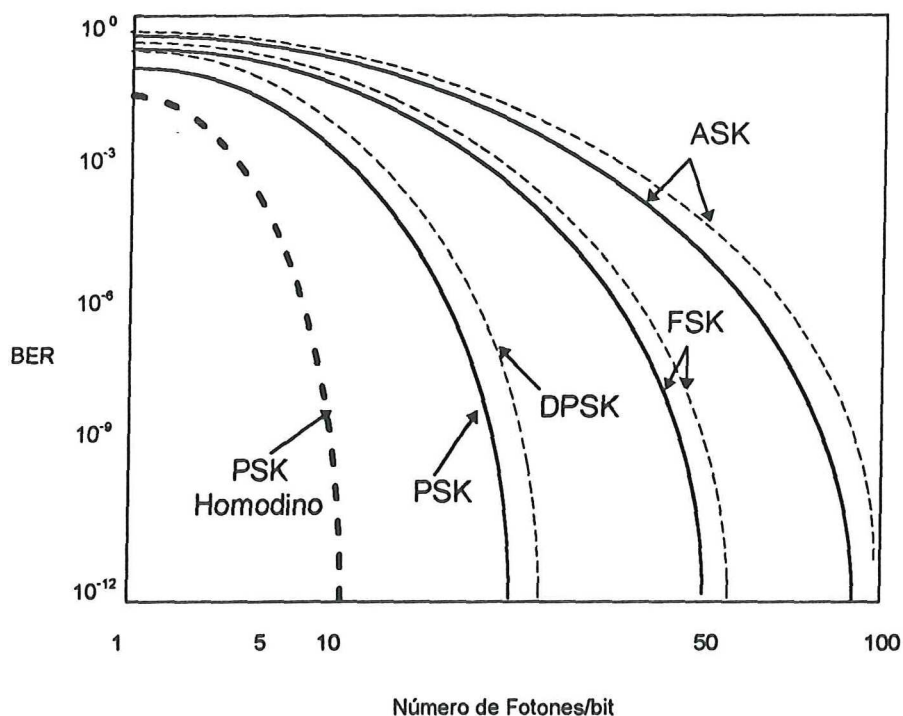


Figura 3. Curvas típicas de la probabilidad de error de bit para receptores homodinos y heterodinos utilizando diferentes tipos de modulación. La curva continua corresponde al caso de desmodulación síncrona y la curva segmentada corresponde al caso de desmodulación asíncrona. La curva punteada muestra el caso de un receptor homodino PSK.

Tabla I. Razón de error de bit para varios esquemas de modulación/desmodulación para un sistema de detección coherente.

Técnica de Modulación/Desmodulación	Número de Fotones para una eficiencia cuántica $\eta=1$ y un BER = 10^{-9}
ASK Heterodino	72
ASK Homodino	36
FSK Heterodino	36
PSK Heterodino	18
PSK Homodino	9

II.5 Problemas Asociados con la Realización de un Sistema con Detección Homodina

Los principales problemas que afectan la realización de un sistema de comunicaciones con detección homodina son:

- *Estabilidad en frecuencia de los láseres*: la frecuencia de las fuentes láser fluctúa debido a los fenómenos cuántico y térmico, así como perturbaciones externas, por lo tanto es necesario asegurar en la etapa de recepción un rastreo de la frecuencia deseada [Arvizu Mondragón, 1990].
- *Pureza espectral de los láseres*: El ruido de fase es el factor principal que determina la pureza espectral de la fuente láser y afecta de una manera importante el desempeño de un sistema coherente [Cruz Reyes, 1993].
- *Confiabilidad y desempeño de los moduladores externos*: Estos dispositivos son requeridos dependiendo del esquema de modulación por manejar, y aunque su ancho de banda alcanza sólo algunos GHz, su desempeño puede ser mejorado en términos de pérdidas por inserción, fácil instalación y bajo costo [Cruz Reyes, 1993].

- *Reproducibilidad en la producción de diodos láser*: debido a que la frecuencia del transmisor y la del oscilador local deben ser iguales es necesario adoptar a veces lo que se conoce como láseres apareados. Por lo anterior, la industria de semiconductores debe proveer láseres cuya longitud de onda se encuentre en el intervalo específico con la precisión necesaria o bien, alternativamente, producir láseres con un amplio intervalo de sintonización. Una solución para esta última opción son los láseres multi-electrodo, cuyo ancho de línea puede ser sintonizado variando una corriente de inyección [Tosco, 1990].
- *Fluctuaciones de polarización en la fibra*: El campo producido por un láser de semiconductor posee un estado de polarización rectilínea estable. Para el caso de una fibra monomodo ideal, perfectamente circular e isótropa, en el plano de una sección transversal, las dos polarizaciones posibles del modo HE_{11} son degeneradas, y todo campo de polarización rectilínea es un vector propio, por lo tanto no es afectado por la propagación. En una fibra real, las inhomogeneidades del índice y la elipticidad del núcleo suprimen la degeneración, resultando velocidades de fase y grupo diferentes para campos de polarización rectilíneas ortogonales; la fibra entonces es bimodal. El campo que emerge de la fibra es, en general, de polarización elíptica; además dependiente del ambiente mecánico y térmico de la fibra [Arvizu Mondragón, 1990].

CAPÍTULO III. SINCRONIZACIÓN DE PORTADORA EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS COHERENTES

III.1 Introducción

Idealmente, el receptor de un sistema óptico coherente debe tener una señal de referencia cuya fase sea igual a la de la portadora de la señal recibida. Además, si la información recibida es de naturaleza digital entonces el receptor debe generar un reloj de símbolo que controle el tiempo de muestreo. Al proceso de generar una referencia de portadora y de reloj se le conoce como *sincronización*. Existen otros tipos de sincronización como son la sincronización de palabra, de trama y paquete entre otros. Las técnicas de sincronización varían dependiendo de los esquemas de modulación empleados y del grado de exactitud deseado.

En los sistemas donde la señal transmitida contiene una componente senoidal no modulada, la sincronización de portadora se realiza mediante la utilización de PLL's. En este caso, el PLL está diseñado con un ancho de banda muy angosto, de tal manera que se encadene y rastree a la portadora, sin ser afectado significativamente por las componentes de bandas laterales de la señal modulada.

Para sistemas en los cuales la portadora se suprime completamente, esta deberá ser reconstruida a partir del espectro de la señal transmitida, por ejemplo, en caso de tener un formato de modulación por recorrimiento de fase binaria ("Binary Phase Shift Keying"), es posible hacer uso de un lazo de Costas para los procesos de reconstrucción de portadora y la

desmodulación de la señal [Cruz Reyes, 1993]. Los sistemas de modulación con portadora suprimida, suelen ser una opción atractiva, dada la eficiencia en el empleo de la potencia de transmisión, totalmente concentrada en la información.

III.2 Modulación Digital por Recorrimiento de Fase (PSK)

El formato de modulación PSK, es muy utilizado en los sistemas de comunicaciones de las ramas militar y comercial. Se considera que la modulación PSK es una forma eficiente de modulación de datos, debido a que esta proporciona la más baja probabilidad de error para un nivel de señal recibida [Roden, 1988].

En la modulación PSK, la señal digital de información se encarga de producir los recorrimientos en la señal portadora que es de naturaleza senoidal, hacia estados de fase determinados. Esto se puede expresar de la siguiente manera:

$$V_o(t) = E \sin \left[\omega_o t + \frac{2\pi(i-1)}{M} \right], \quad (7)$$

donde :

$V_o(t)$ = Señal con modulación PSK

E = Amplitud de la señal portadora

ω_o = Frecuencia de la señal portadora

i = $1, 2, \dots, M$

M = 2^N = número de estados de fase permisibles

N = número de bits necesarios para especificar el estado de fase M

Las variaciones más comunes de modulación PSK, son: BPSK (Binary PSK), técnica donde $M=2$; QPSK (Quadrature PSK), es llamada técnica en cuadratura, donde $M=4$; y por último 8 ϕ -PSK donde $M=8$.

III.2.1 Modulador de Fase BPSK para Sistemas Ópticos

La modulación de fase BPSK para sistemas ópticos se puede alcanzar utilizando un modulador externo. En este tipo de modulación, un láser operando en modo continuo y un modulador de fase externo, insertan los datos en la luz. Un modelo del sistema de modulación de fase óptica se muestra en la figura 4 [Barry y Lee, 1990].

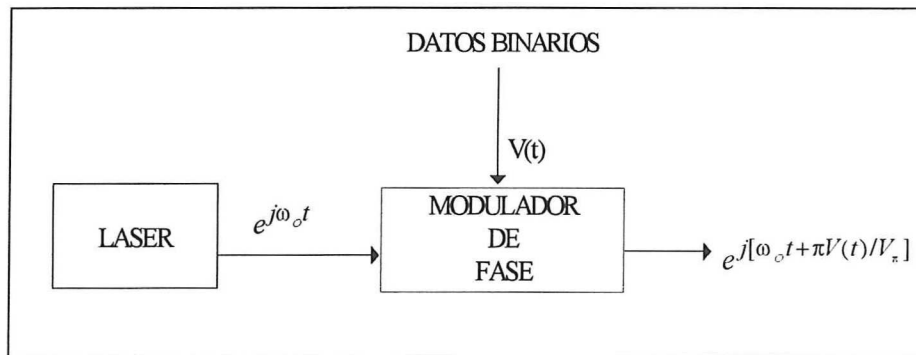


Figura 4. Esquema del sistema de modulación BPSK.

El recorrimiento de fase producido por el modulador de fase es proporcional al voltaje de modulación $V(t)$. Si la entrada del modulador de fase esta dada por $e^{j\omega_o t}$. La salida del modulador de fase es:

$$e^{j[\omega_o t + \pi V(t)/V_\pi]}, \quad (8)$$

donde V_π es el voltaje necesario para hacer un cambio de fase de π radianes. Los datos son binarios por lo que $V(t)$ sólo puede tomar dos valores "0" ó "1", por lo tanto, a la salida del

modulador de fase se obtiene una señal sin defasamiento para un "0" y una señal defasada para un "1".

III.3 Lazos de Sincronización para Sistemas Ópticos Homodinos

Los sistemas de sincronización más utilizados en sistemas ópticos homodinos son: el PLL manejado por decisión y el PLL balanceado.

III.3.1 PLL Óptico Manejado por Decisión

La figura 5 muestra el diagrama a bloques de un receptor óptico homodino basado en un PLL manejado por decisión [Kasovsky, 1985]. En el proceso de recepción la señal óptica recibida es:

$$E_s = \sqrt{P_s} \exp(j\phi_s), \quad (9)$$

donde P_s y ϕ_s son la potencia y la fase de la señal recibida, respectivamente. El receptor incorpora un láser oscilador local cuya salida es:

$$E_{ol} = \sqrt{P_{ol}} \exp(j\phi_{ol}), \quad (10)$$

donde P_{ol} y ϕ_{ol} son la potencia y la fase de la señal del oscilador local, respectivamente. E_s y E_{ol} son procesadas por el acoplador direccional de fibra actuando como un híbrido de 90°. Las amplitudes de salida del acoplador son una combinación lineal de las señales de entrada, éstas son:

$$E_1 = (E_s + E_{ol})\sqrt{1-k}, \quad (11)$$

$$E_2 = [E_s + E_{ol} \exp(-j\pi/2)]\sqrt{k}, \quad (12)$$

donde k ($0 < k < 1$) es la relación de división de potencia del híbrido. Las señales E_1 y E_2 detectadas por los fotodetectores 1 y 2, producen respectivamente; las corrientes i_1 e i_2 . Después de eliminar las componentes de corriente directa se obtienen los voltajes V_1 y V_2 :

$$V_1(t) = 2rR(1-k)\sqrt{P_S P_{OL}} \cdot \cos(\phi_S - \phi_{OL}) + r_1(t), \quad (13)$$

$$V_2(t) = -2rRk\sqrt{P_S P_{OL}} \cdot \sin(\phi_S - \phi_{OL}) + r_2(t), \quad (14)$$

donde R [A/W] es la responsividad del detector, r [Ω] es la resistencia de carga y $r_1(t)$ y $r_2(t)$ son el ruido de disparo ("shot noise") de cada proceso. La salida de voltaje $V_2(t)$ es utilizada para el encadenamiento de la fase, mientras que el voltaje $V_1(t)$ se utiliza para la detección de los datos. Ya que $V_2(t)$ es directamente proporcional a k , esta última es la medida del porcentaje de potencia de entrada usado para el encadenamiento de la fase.

La fase del oscilador local tiene dos componentes:

$$\phi_{OL} = \phi_C(t) + \phi_{ROL}(t), \quad (15)$$

donde $\phi_C(t)$ es la fase controlada, determinada por el voltaje de control $V_C(t)$ que entra al Oscilador Controlado por Voltaje (OCV) y $\phi_{ROL}(t)$ es el ruido de fase del oscilador local. La fase controlada $\phi_C(t)$ está dada por la siguiente ecuación:

$$\phi_C = G_{OCV} \cdot \int_{-\infty}^t V_C(t') dt', \quad (16)$$

donde $V_C(t)$ es el voltaje de control en la entrada del OCV y G_{OCV} [rad/(s.V)] es la ganancia del OCV. Si el formato de modulación es PSK, entonces la fase de la señal recibida se puede escribir como:

$$\phi_S = \phi d(t) + \phi_{RT}(t), \quad (17)$$

donde $\phi_{RT}(t)$ es el ruido de fase del láser transmisor y ϕ es la desviación de fase creada por el modulador, $\phi d(t)$ depende de los datos d transmitidos

$$\phi d(t) = \begin{cases} 0, & \text{si } d = +1 \\ \pi, & \text{si } d = -1 \end{cases} \quad (18)$$

Sustituyendo 15, 17 y 18 en 13 y 14, obtenemos:

$$V_1(t) = 2rR(1-k)\sqrt{P_S P_{OL}} \cdot d \cdot \cos[\phi_C(t) + \phi_r(t)] + r_1(t), \quad (19)$$

$$V_2(t) = 2rRk\sqrt{P_S P_{OL}} \cdot d \cdot \sin[\phi_C(t) + \phi_r(t)] + r_2(t), \quad (20)$$

donde $\phi_r(t)$ es el ruido de fase total que está dado por:

$$\phi_r(t) = \phi_{ROL}(t) - \phi_{RT}(t). \quad (21)$$

Las ecuaciones 19 y 20 muestran que el desempeño del receptor se ve afectado por tres ruidos: el ruido de fase $\phi_r(t)$ y los ruidos de disparo del proceso $r_1(t)$ y $r_2(t)$.

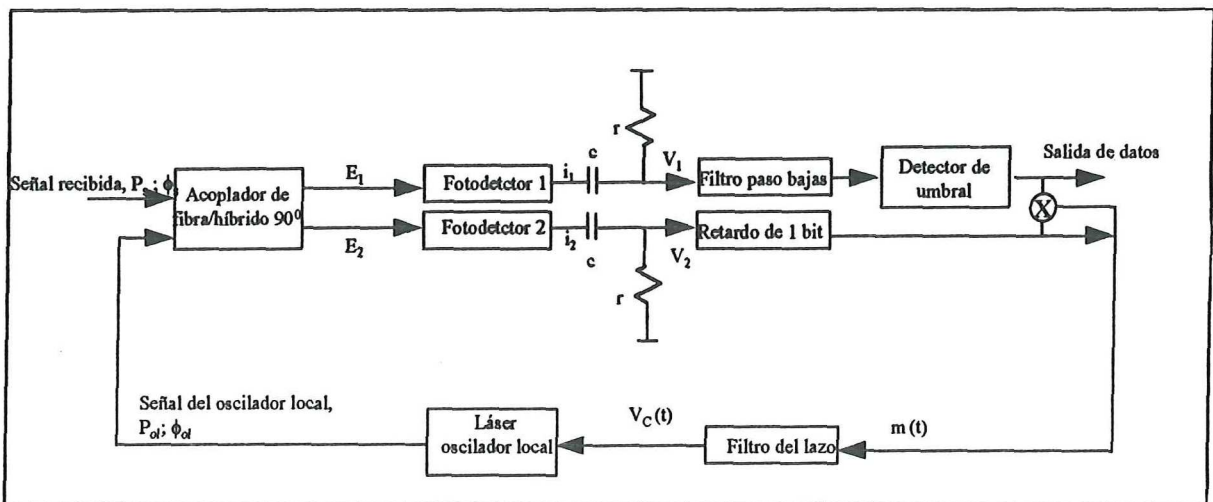


Figura 5. Diagrama a bloques de un receptor homodino basado en un PLL manejado por decisión.

III.3.2 PLL Óptico Balanceado

La figura 6 muestra el diagrama a bloques de un receptor óptico homodino basado en un PLL balanceado [Kasovsky, 1986]. En este tipo de receptores se utiliza toda la potencia recibida para la detección de los datos. La señal óptica recibida está dada por la ecuación 11, y la señal de salida del láser oscilador local, por la ecuación 12. E_S y E_{OL} son procesadas por el acoplador direccional de fibra actuando como un híbrido de 180°. Las amplitudes de salida del acoplador son una combinación lineal de las señales de entrada:

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_S + E_{OL}), \quad (22)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_S - E_{OL}), \quad (23)$$

E_1 y E_2 son detectadas por los fotodetectores 1 y 2, respectivamente; como resultado, los voltajes V_1 y V_2 son producidos por la resistencia de carga "r" :

$$V_1(t) = rRE_1 \cdot E_1^* = 0.5rR[P_S + P_{OL} + 2\sqrt{P_S P_{OL}} \cdot \cos(\phi_s - \phi_{OL})] + r_1(t), \quad (24)$$

$$V_2(t) = rRE_2 \cdot E_2^* = 0.5rR[P_S + P_{OL} - 2\sqrt{P_S P_{OL}} \cdot \cos(\phi_s - \phi_{OL})] + r_2(t), \quad (25)$$

donde R es la responsividad del detector, $r_1(t)$ y $r_2(t)$ son el ruido de disparo de cada proceso. Por lo tanto, el voltaje de salida del amplificador diferencial $V_3(t)$ es:

$$V_3(t) = V_2(t) - V_1(t) = -2rR\sqrt{P_S P_{OL}} \cdot \cos(\phi_s - \phi_{OL}) + r(t), \quad (26)$$

donde $r(t)$ es la combinación del ruido de disparo:

$$r(t) = r_2(t) - r_1(t), \quad (27)$$

La fase del oscilador local está dada por las ecuaciones 15 y 16. Si el formato de modulación es PSK, entonces la fase de la señal recibida se puede escribir como:

$$\phi_S = \frac{\pi}{2} + \phi d(t) + \phi_{RT}(t), \quad (28)$$

donde ϕ es la desviación de fase creada por el modulador, $\phi d(t)$ depende de los datos d que están transmitiendo ($d(t)$ es +1 ó -1), y $\phi_{RT}(t)$ es el ruido de fase del láser transmisor. La constante $\pi/2$ se introduce para simplificar nuestro desarrollo. Sustituyendo 15 y 16 en 26 obtenemos:

$$V_3(t) = A_d d(t) + A_{EF} \sin \phi_e(t) + r(t), \quad (29)$$

donde A_d y A_{EF} son las amplitudes de las señales de datos y de error de fase, respectivamente, y $\phi_e(t)$ es el error de fase. La definición de A_d , A_{EF} y $\phi_e(t)$ es la siguiente:

$$A_d = 2rR\sqrt{P_S P_{OL}} \sin \phi \cos \phi_e(t), \quad (30)$$

$$A_{EF} = 2rR\sqrt{P_S P_{OL}} \cos \phi, \quad (31)$$

$$\phi_e(t) = \phi_r(t) - \phi_c(t), \quad (32)$$

donde $\phi_r(t)$ es el ruido de fase total y está dado por la ecuación 21. La ecuación 29 muestra que la señal de salida del amplificador diferencial contiene el ruido de disparo $r(t)$, y las dos señales: la señal de datos V_d y la señal de error de fase $V_{PL}(t)$ que están definidas por:

$$V_d(t) = A_d d(t), \quad (33a)$$

$$V_{EF}(t) = A_{EF} \sin \phi_e(t). \quad (33b)$$

El funcionamiento del receptor se ve afectado principalmente por tres tipos diferentes de interferencias: a) el ruido de fase, b) el ruido de disparo, y c) la interferencia entre la rama de detección de datos y la del lazo de encadenamiento de fase del receptor.

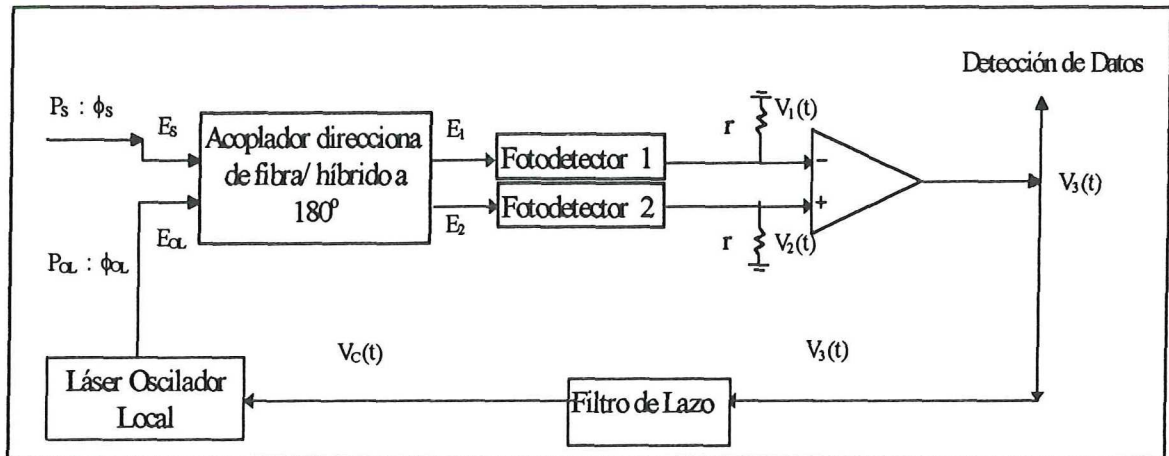


Figura 6. Diagrama a bloques de un receptor homodino basado en un PLL balanceado.

III.4 Problemas Asociados con la Detección Homodina BPSK

Un receptor homodino PSK debe incorporar un láser como oscilador local que esté "encadenado en fase" con la señal recibida. Este "encadenamiento de fase" puede lograrse con un PLL o a través de "encadenamiento por inyección". Sin embargo, en éste se requieren niveles de potencia de señal muy altos, por lo tanto el PLL es la mejor opción.

En el diseño de un receptor homodino PSK basado en un PLL se tienen los siguientes problemas:

- 1) Con la técnica de modulación PSK, la componente de la frecuencia portadora en la señal transmitida se suprime, y el PLL "no tiene de donde encadenarse". La figura 7, muestra el diagrama fasorial de una señal PSK.

- 2) La señal de datos y la del oscilador local deben estar encadenadas en fase para la detección homodina, por lo tanto, un PLL convencional encadena al oscilador local en cuadratura con la señal de referencia, como se muestra en la figura 8.
- 3) Cuando la señal de datos y la del oscilador local son mezcladas en la superficie de los fotodetectores, la corriente de salida del fotodetector contiene una componente de corriente directa, que puede interferir con la operación del PLL en caso de no ser eliminada.

Estos tres problemas pueden resolverse utilizando un PLL balanceado o un PLL manejado por decisión. En el PLL balanceado la señal transmitida contiene la señal de datos PSK y una portadora residual. En la práctica, la modulación BPSK con portadora residual se puede realizar con una modulación de fase incompleta utilizando un recorrimiento de fase menor a 180° . En el receptor, el oscilador local se encadena en cuadratura con la portadora residual, y en fase con la señal de datos. En un PLL manejado por decisión no se utiliza portadora residual, en este la señal recibida se mezcla con la señal del oscilador local y se divide en dos ramas utilizando un híbrido a 90° . El híbrido a 90° asegura que la señal de datos esté en fase con la señal del oscilador local en una de las ramas (salida 1) y en cuadratura con el oscilador local en la otra rama (salida 2), entonces la salida dos se utiliza para el encadenamiento de la fase y la salida uno para la detección de los datos.

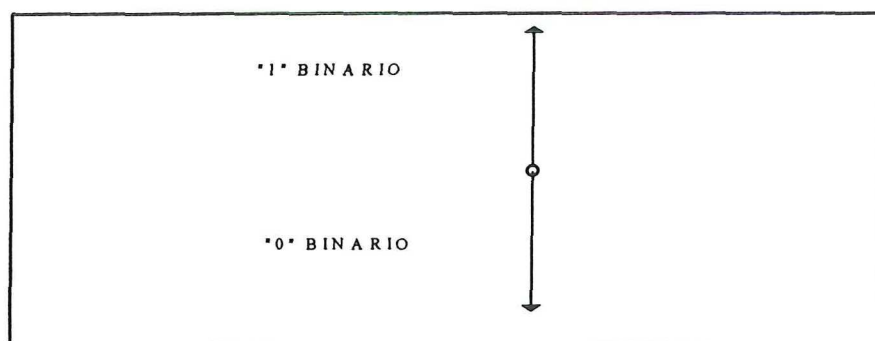


Figura 7. Diagrama fasorial de una señal PSK.

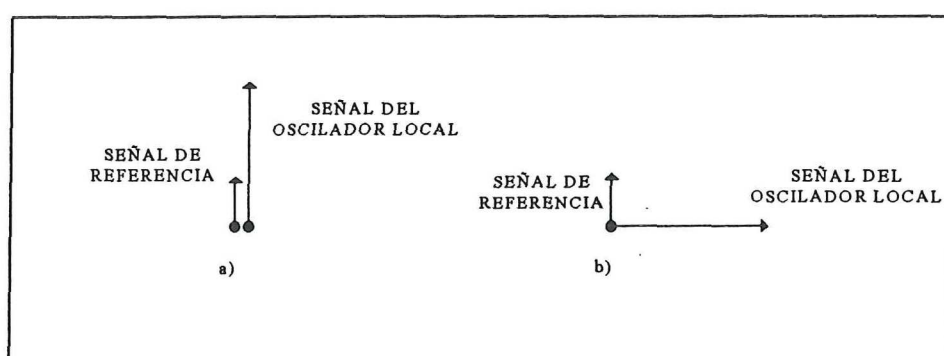


Figura 8. Fase relativa de la señal del oscilador local con respecto a la señal de datos
a) para una detección de datos óptima b) la proporcionada por un PLL convencional.

III.5 Comparación entre el PLL Óptico Balanceado y el PLL Óptico Manejado por Decisión

El PLL óptico manejado por decisión utiliza una desviación de fase en el transmisor de 180° , así que toda la potencia es utilizada en la transmisión de datos no existe portadora residual, como en el caso del PLL balanceado. En el receptor manejado por decisión se divide la potencia recibida en dos partes, una para la detección de los datos y otra para el encadenamiento de fase, en contraste con el receptor balanceado en donde se emplea toda la potencia recibida para la detección de los datos. El ancho de línea del láser para el receptor manejado por decisión es $\Delta\nu = 3.1 \times 10^{-4} R_b$, donde R_b es la velocidad de transmisión, y para

el receptor balanceado es $\Delta v = 5.88 \times 10^{-6} R_b$, cuando se utiliza un filtro de primer orden, un $BER = 10^{-10}$ y con una penalización de potencia de 1 dB [Kazovsky, 1986]. La razón de que el requerimiento del ancho de línea del receptor balanceado sea mas estricto se debe a que los datos ocasionan interferencia en el encadenamiento de fase, y esta interferencia representa una fuente adicional de degradación del desempeño del lazo. La ventaja de poder utilizar anchos de línea más grandes no es tan significativa como el aumento en la complejidad del sistema. El receptor manejado por decisión emplea un proceso de postdetección más complicado. Los lazos manejados por decisión emplean híbridos de 90° mientras que los lazos balanceados utilizan híbridos de 180° . Los híbridos de 180° son fáciles de utilizar ya que son acopladores de fibra de 3 -dB mientras que los de 90° requieren varios componentes ópticos discretos. Cada implementación de óptica integrada de un híbrido de 90° en $LiNbO_3$ hace que el híbrido sea más complejo que un acoplador de 3-dB. Una ventaja importante del lazo balanceado es la capacidad de suprimir el ruido de exceso de intensidad del láser semiconductor. En la tabla II. Se muestra una comparación entre los lazos.

Tabla II. Comparación entre el PLL Balanceado y el PLL Manejado por Decisión.

	PLL BALANCEADO	PLL MANEJADO POR DECISION
Desviación de fase en el transmisor	menor de 180°	180°
Requerimiento del ancho de línea del láser	$\Delta v = 5.88 \times 10^{-6} R_b$	$\Delta v = 3.1 \times 10^{-4} R_b$
Acoplador utilizado	híbrido de 180°	híbrido de 90°
Complejidad del sistema	complejo	muy complejo

CAPITULO IV. LAZO DE ENCADENAMIENTO DE FASE ÓPTICO HOMODINO BALANCEADO

IV.1 Introducción

En este capítulo se presentan los criterios de diseño para un PLL óptico con portadora residual utilizado como sincronizador de portadora para un sistema de comunicaciones ópticas homodinas.

Se han analizado teóricamente y reportado diversos experimentos sobre sistemas de comunicaciones ópticas homodinas y heterodinas donde se muestra la mayor dificultad práctica para lograr la operación eficiente de un sistema homodino, debido a las fuertes restricciones en lo que al ancho espectral del láser se refiere, sin embargo, también se ha comprobado la superioridad que presentan en su desempeño los sistemas homodinos [Arvizu Mondragón, 1990] y [Kazovsky, 1986].

Para la simplificación del problema se realiza una aproximación lineal del PLL, suponiendo que el comportamiento de éste será muy similar al modelo real.

IV.2 Modelo Linealizado del PLL

Para la linealización del PLL se hace la suposición de que el lazo permanece encadenado con un error de fase pequeño:

$$\phi_e(t) \ll 1, \tag{34}$$

aplicando ahora la aproximación $\sin\phi_e(t) \approx \phi_e(t)$ a la ecuación 29, se obtiene:

$$V_3(t) \approx A_d d(t) + A_{EF} \phi_e(t) + r(t). \quad (35)$$

Además de esto, se puede escribir

$$V_c(f) = V_3(f) \cdot F(f), \quad (36)$$

donde $F(f)$ es la función de transferencia del del filtro del lazo, y $V_c(f)$ y $V_3(f)$ son la transformada de Fourier del voltaje de control $V_c(t)$ y del voltaje de salida del amplificador diferencial $V_3(t)$, respectivamente. Con las ecuaciones 16, 32, 35 y 36 se describe el modelo linealizado del PLL, que se muestra en la figura 9. El desempeño del PLL se caracteriza por la varianza del error de fase definida como:

$$\sigma^2 = E\{\phi_e^2(t)\}, \quad (37)$$

donde $\phi_e(t)$ es el error de fase. Dado que el modelo mostrado en la figura 9 es lineal, los efectos de las interferencias se pueden analizar por separado.

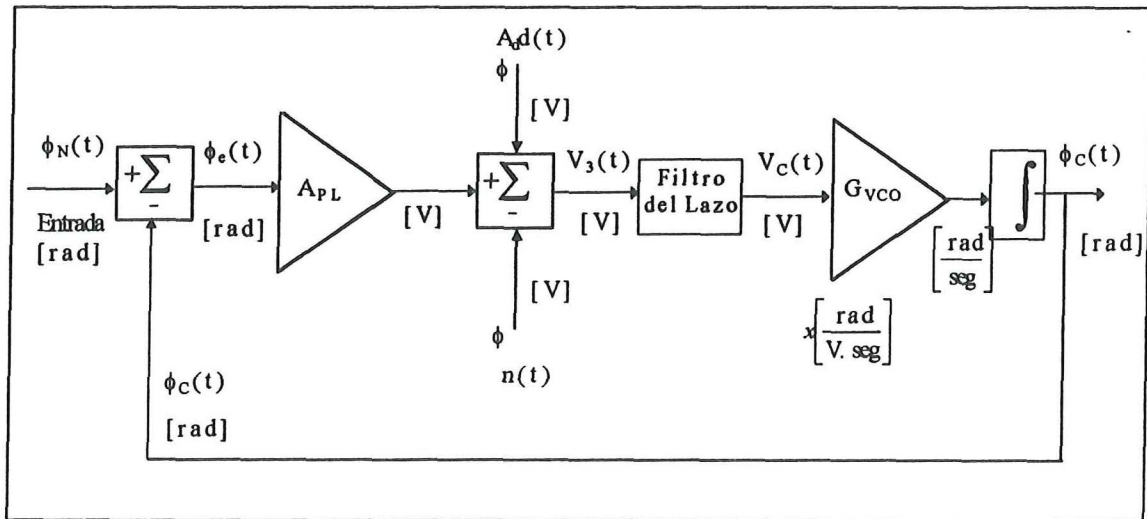


Figura 9. Modelo linealizado del PLL balanceado.

IV.3 Efecto del Ruido de Disparo ("Shot") en el Desempeño del PLL

Para analizar el efecto del ruido de disparo se considerará que las otras fuentes de ruido del sistema son nulas:

$$\begin{cases} d(t) = 0 \\ \phi_R(t) = 0 \end{cases} \quad (38)$$

Entonces la ecuación 37 queda:

$$\sigma_{RD}^2 = E\{\phi_C^2 \mid_{d(t)=0, \phi_R(t)=0}\}, \quad (39)$$

donde el subíndice "RD" significa ruido de disparo. Usando las técnicas de análisis de sistemas lineales podemos mostrar que la densidad espectral de potencia (DEP) de $\phi_C(t)$ debida al ruido de disparo $r(t)$ es:

$$S_{CRD}(f) = |H(f)|^2 S_{RD}(f) / A_{EF}^2, \quad 0 < f < \infty \quad (40)$$

donde $S_{CRD}(f)$ es la DEP de $\phi_C(t)$ debida al ruido de disparo $r(t)$, $S_{RD}(f)$ es la DEP definida en el Apéndice A, A_{EF} es la amplitud del encadenamiento de fase definida por la ecuación 31, y $H(f)$ es la función de transferencia en lazo cerrado del PLL, definida por:

$$H(f) = \frac{G(j2\pi f)^{-1} F(f)}{1 + G(j2\pi f)^{-1} F(f)}, \quad (41)$$

donde G es la ganancia del lazo:

$$G = A_{EF} G_{OCV} = 2rRG_{OCV} \sqrt{P_s P_{OL}} \cdot \cos \phi. \quad (42)$$

La varianza del error de fase es:

$$\sigma_{CRD}^2 = \int_0^\infty S_{CRD}(f) df = \frac{1}{A_{EF}^2} \int_0^\infty S_{RD}(f) \cdot |H(f)|^2 df. \quad (43)$$

Suponiendo que $S_{RD}(f)$ es independiente de la frecuencia:

$$\sigma_{RD}^2 = \frac{S_{RD}}{A_{PL}^2} \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df = S_{RD} B_r / A_{PL}^2, \quad (44)$$

donde el ancho de banda del ruido B_r del PLL se define por:

$$B_r = \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df, \quad (45)$$

sustituyendo $S_{RD} = 2qRP_{ol}r^2$ (ver Apéndice A) y la ecuación 31 en 44, obtenemos:

$$\sigma_{RD}^2 = qB_r / (2RP_s \cos^2 \phi). \quad (46)$$

La varianza del error de fase es directamente proporcional al ancho de banda del lazo, por lo que un mejor desempeño se obtiene con el mínimo valor posible de B_r . Si σ_{RD} es más pequeña que un cierto valor permitido σ_{perm} , la ecuación 46 queda como:

$$B_r \leq 2RP_s \sigma_{perm}^2 \cos^2 \phi / q, \quad (46a)$$

$$P_s \geq \frac{B_r q}{2R \sigma_{perm}^2 \cos^2 \phi}, \quad (46b)$$

IV.3.1 Ancho de Banda del Ruido del PLL.

El valor del ancho de banda del ruido B_r depende del filtro seleccionado. La figura 10 muestra un filtro de primer orden (lo que implica un PLL de segundo orden). La función de transferencia del filtro es [Gardner, 1979]:

$$F(f) = \frac{1 + (j2\pi f)\tau_2}{1 + (j2\pi f)\tau_1}, \quad (47)$$

donde:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= (r_1 + r_2)C \\ \tau_2 &= r_1 C \end{aligned} \quad (48)$$

Sustituyendo 47 en 41, y luego 41 en 45, obtenemos el ancho de banda del ruido del PLL para el filtro seleccionado, siendo este [Kasovsky y Atlas,1990]:

$$B_r = \frac{2\pi f_n}{8\zeta} \left[1 + \left(2\zeta - \frac{2\pi f_n}{G} \right)^2 \right], \quad (49)$$

donde f_n y ζ son la frecuencia natural y el factor de amortiguamiento, respectivamente, y están definidos como:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{G / \tau_1}, \quad (50)$$

$$\zeta = \frac{1 + G\tau_2}{2\omega_n \tau_1}. \quad (51)$$

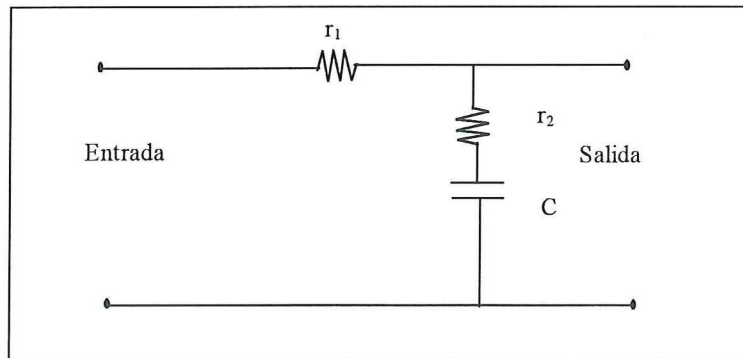


Figura 10. Filtro pasivo de primer orden.

IV.4 Efecto del Ruido de Fase en el Desempeño del PLL

Para analizar el efecto del ruido de fase consideraremos que las otras fuentes de ruido del sistema son nulas:

$$\begin{cases} d(t) = 0 \\ r(t) = 0 \end{cases}, \quad (52)$$

entonces la varianza del error de fase debida al ruido de fase es:

$$\sigma_{RFASE}^2 = \int_0^{\infty} S_{RFASE}(f) \cdot |1 - H(f)|^2 df, \quad (53)$$

donde el subíndice “RFASE” significa ruido de fase, $S_{RFASE}(f)$ es la DEP unilateral del ruido de fase, y $H(f)$ es la función de transferencia del PLL; para el lazo considerado, $H(f)$ está dada por 41. La ecuación 53 es válida para cualquier forma de DEP del ruido de fase. En particular nos interesan dos formas de ruido de fase: el ruido blanco en frecuencia y el ruido de “parpadeo” (“flicker noise”) ambas definidas en el Apéndice A.

IV.4.1 Ruido Blanco en Frecuencia

La varianza del error de fase debida al ruido blanco en frecuencia está definida por:

$$\sigma_{RFB}^2 = \frac{2\Delta\nu}{\pi} \int_0^{\infty} \left\{ f^2 \left| 1 + G(2\pi f)^{-1} F(f) \right|^2 \right\}^{-1} df, \quad (54)$$

donde el subíndice “RFB” significa ruido blanco en frecuencia. La ecuación 54 es válida para cualquier filtro de lazo $F(f)$. Si se considera un filtro de lazo de primer orden, suponemos que el factor de amortiguamiento es $\zeta = 0.7$, y sustituyendo 47 en 54 obtenemos:

$$\sigma_{RFB}^2 = \frac{2.36 \Delta \nu}{B_r} \quad (55)$$

La ecuación 55 muestra que la varianza del error de fase debido al ruido de fase es directamente proporcional al ancho de línea del láser, e inversamente proporcional al ancho de banda del lazo. Si queremos que σ_{RFB} sea menor o igual que un cierto valor permitido σ_{perm} , entonces para cumplir la ecuación 55 necesitamos:

$$\Delta \nu \leq B_r \sigma_{perm}^2 / 2.36, \quad (55a)$$

$$B_r \geq 2.36 \Delta \nu / \sigma_{perm}^2. \quad (55b)$$

IV.4.2 Ruido de Parpadeo en Frecuencia (“Flicker”)

La varianza del error de fase debida al ruido de parpadeo σ_{RP}^2 para un filtro pasivo de primer orden y un $\zeta = 0.7$ es:

$$\sigma_{RP}^2 = 8.71 k_a / B_r^2, \quad (56)$$

donde el subíndice “RP” significa ruido de parpadeo y k_a es la medida de la intensidad del ruido de parpadeo. Si σ_{FRP} fuera más pequeña que un cierto valor permitido σ_{perm} , entonces el valor máximo de k_a sería:

$$k_a = \sigma_{perm}^2 B_r^2 / 8.71. \quad (57)$$

La varianza del error de fase total debida al ruido de fase se obtiene al sumar las ecuaciones 55 y 56:

$$\sigma_{RFASE}^2 = \sigma_{RFB}^2 + \sigma_{RP}^2 = \frac{2.36 \Delta \nu}{B_r} + \frac{8.71 k_a}{B_r^2}. \quad (58)$$

IV.5 Efecto de los Datos en la Interferencia del Encadenamiento de Fase en el Desempeño del PLL

Para analizar el efecto de la interferencia de los datos en el encadenamiento de fase, consideraremos que las otras fuentes de ruido del sistema son nulas:

$$\begin{cases} r(t) = 0 \\ \phi_R(t) = 0 \end{cases} \quad (59)$$

Entonces la ecuación 37 queda:

$$\sigma_I^2 = E\{\phi_c^2 \mid \phi_c(t)=0, r(t)=0\}, \quad (60)$$

donde el subíndice “I” significa interferencia (crosstalk). Ahora evaluaremos σ_I^2 , y por analogía con 40 tenemos que:

$$S_I(f) = |H(f)|^2 \cdot S_d(f) / A_{EF}^2, \quad 0 < f < \infty \quad (61)$$

donde $S_I(f)$ es la DEP unilateral de $\phi_c(t)$ debido a la interferencia de los datos en el encadenamiento de fase, $S_d(f)$ es la DEP unilateral de la señal de datos definida en el Apéndice A, A_{EF} es la amplitud del encadenamiento de fase definida por 31, y $H(f)$ es la función de transferencia del PLL, definida por 41. La varianza del error de fase σ_I^2 es:

$$\sigma_I^2 = \int_0^\infty S_I(f) df = 2T \tan^2 \phi \int_0^\infty \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 |H(f)|^2 df. \quad (62)$$

La ecuación 62 es válida para cualquier filtro de lazo. Si consideramos ahora el filtro mostrado en la figura 10. Sustituyendo la función de transferencia de este filtro definida por 47 en la ecuación 41, ésta a su vez en 62, y considerando que la velocidad de transmisión del

sistema es grande, se realiza la siguiente aproximación $\sin \pi f T / \pi f T \approx 1$, entonces la ecuación 62 queda como:

$$\sigma_{CT}^2 \approx 2 \frac{B_r}{R_b} \tan^2 \phi. \quad (63)$$

Si σ_{CT} es más pequeña que un cierto valor permitido σ_{perm} , entonces:

$$B_r \leq 0.5 R_b \sigma_{perm}^2 / \tan^2 \phi, \quad (63a)$$

$$\tan^2 \phi \leq 0.5 R_b \sigma_{perm}^2 / B_r. \quad (63b)$$

IV.6 Desempeño total del Lazo

Considerando un proceso aditivo la varianza del error de fase total está definida por:

$$\sigma^2 = \sigma_{SN}^2 + \sigma_{WFN}^2 + \sigma_{FN}^2 + \sigma_{CT}^2, \quad (64)$$

donde σ_{SN}^2 , σ_{WFN}^2 , σ_{FN}^2 , y σ_{CT}^2 son la varianza del error de fase debido al ruido de disparo, al ruido blanco en frecuencia, al ruido de parpadeo en frecuencia, y a la interferencia de los datos en el encadenamiento de fase, respectivamente. Para el filtro de primer orden mostrado en la figura 10 las ecuaciones 46, 55, 56 y 63 puede ser utilizadas para encontrar la varianza del error de fase con $\zeta = 0.7$. Sustituyendo estas ecuaciones en 64 se obtiene:

$$\sigma^2 = \frac{qB_r}{2RP_s \cos^2 \phi} + \frac{2.36 \Delta v}{B_r} + \frac{8.71 k_a}{B_r^2} + 2 \frac{B_r}{R_b} \tan^2 \phi. \quad (65)$$

En donde se observa que existe un valor óptimo B_r que minimiza σ^2 para valores de Δv , ϕ , P_s , y R_b .

IV.7 Criterios para el Diseño del Lazo

En esta sección se presentan los criterios establecidos para el diseño del PLL, tomando en cuenta que la teoría del funcionamiento de los mismos se aplica para todo sistema de comunicaciones. El lazo por analizar es el mostrado en la figura 9 que representa el modelo linealizado del PLL balanceado.

En la práctica suelen ser de mucha mayor utilidad los lazos de segundo orden por su simplicidad con respecto a los de mayor orden y características de eficiencia [Gardner,1979]. El orden del lazo está determinado en gran parte por el filtro de lazo involucrado. Los filtros de uso más común en lazos de segundo orden se muestran en la figura 11, y en la tabla III se muestra sus principales características, como son: función de transferencia y constantes de tiempo.

Si se define un filtro de lazo pasivo entonces la función de transferencia del lazo está definida por :

$$H(s) = \frac{s \left(2\zeta \omega_n - \frac{\omega_n^2}{G} \right) + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2}, \quad (66)$$

donde ω_n es la frecuencia natural del lazo, y ζ es el factor de amortiguamiento ambos definidos como:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{G}{\tau_I}}, \quad (67)$$

$$\zeta = \frac{1 + G\tau_2}{2\omega_n\tau_1} \quad (68)$$

Existen parámetros importantes que definen los límites estocásticos y dinámicos de estabilidad de un lazo de segundo orden, éstos son: el intervalo de encadenamiento, y el intervalo de seguimiento.

El intervalo de encadenamiento o de adquisición Δf_e , se define como el intervalo de frecuencias dentro de las cuales el lazo se podrá encadenar rápidamente. El intervalo de frecuencias de operación de un lazo de segundo orden queda restringido al intervalo de encadenamiento (Apéndice E), y está definido por [Best, 1984]:

$$\Delta f_e \approx 2 \zeta f_n \quad (69)$$

El intervalo de mantenimiento o seguimiento Δf_s , se define como el intervalo de frecuencias dentro del cual el lazo se mantendrá estáticamente encadenado, el cual siempre deberá ser mayor o igual que el intervalo de encadenamiento (Apéndice E). Para un filtro de primer orden pasivo el intervalo de seguimiento está definido por:

$$\Delta f_s \approx G, \quad (70)$$

donde G es la ganancia del lazo. Para un filtro de lazo activo Δf_s tiende a infinito.

El proceso de diseño inicia generalmente con la selección de los parámetros ζ y ω_n . La frecuencia natural del lazo ω_n se selecciona en base a los requerimientos del “jitter” y la adquisición de sincronía [Arvizu Mondragón, 1986]. El factor de amortiguamiento ζ para un lazo de segundo orden esta dado por [Meyr, 1990]:

$$\zeta \approx 0.01\phi_m, \quad (71)$$

donde ϕ_m es el margen de fase. Se recomienda que el margen de fase en un lazo de segundo orden sea aproximadamente de 60° , para asegurar la estabilidad del sistema [Meyr, 1990]. Por lo que el factor de amortiguamiento debe seleccionarse entre valores de 0.6 a 0.8, en este caso se escogió un factor de amortiguamiento 0.7, porque es el más utilizado en los PLL's de segundo orden [Meyr, 1990].

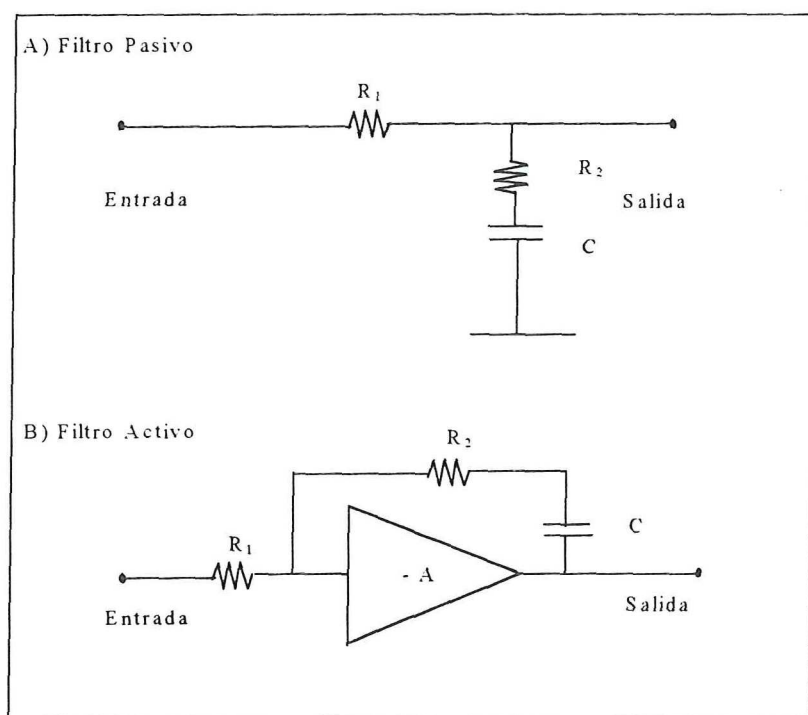


Figura 11. Filtros de uso más común en lazos de segundo orden.

Existen ciertas condiciones definidas para el diseño de un PLL balanceado. Dichas condiciones se refieren principalmente: al error rms mínimo para un buen desempeño del receptor de comunicaciones, a los requerimientos de ancho de línea de las fuentes láser con relación a la velocidad de bit, la relación existente entre el ancho de banda del lazo y el ancho de línea del láser para la determinación de la frecuencia natural del lazo y a su vez

para las constantes del filtro requerido. Existen algunos parámetros críticos en el diseño de un PLL óptico y éstos son [Ramos, 1992]:

- a) *Ancho de línea del láser*: La fuente principal de ruido, es el ruido de fase originado por los láseres utilizados en el sistema. La extensión del espectro de este ruido, está dado por el ancho de línea del láser considerado como un perfil de línea Lorentziana.
- b) *Ancho de banda del lazo*: Cuando se utilizan láseres de anchos de línea grandes, se requieren lazos de anchos de banda grandes para rastrear el ruido de fase.
- c) *Retardo de tiempo del lazo*: El tiempo de retardo de propagación limita el ancho de banda del sistema, siendo éste un factor importante cuando son utilizados láseres de anchos de línea grandes y filtros de lazo de anchos de banda grandes. Este retardo es despreciable cuando se emplean láseres de anchos de línea menores a 500 kHz [Grant and Michie, 1987].

Tabla III. Características principales de un PLL de segundo orden.

Filtro Pasivo	Filtro Activo
$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1}$	$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1}$
$\tau_1 = (R_1 + R_2)C$	$\tau_1 = R_1C$
$\tau_2 = R_2C$	$\tau_2 = R_2C$

En los receptores de comunicaciones el error de fase rms debe ser pequeño.

$$\sigma \leq \sigma_{TOT}, \quad (72)$$

donde σ_{TOT} es el valor permisible de σ . El desempeño del PLL se caracteriza generalmente por este error de fase. El valor de σ_{TOT} para tener un BER de 10^{-10} , es [Kazovsky, 1986]:

$$\sigma_{TOT} \approx 10^\circ \approx 0.175 \text{ rad}, \quad (73)$$

donde $\sigma_{Perm} = \sigma_{TOT} / 2$, por lo tanto la ecuación 63b queda definida por:

$$B_n \geq 9.44 \Delta \nu / \sigma_{TOT}^2. \quad (74)$$

El ancho de banda óptimo para un filtro pasivo de primer orden con $\zeta = 0.7$ es [Kazovsky, 1986]:

$$B_{ropt} \approx 160 \Delta \nu. \quad (75)$$

El ancho de línea del láser debe cumplir con la siguiente condición :

$$\Delta \nu \leq 5.88 \times 10^{-6} R_b, \quad (76)$$

donde R_b es la velocidad de transmisión del sistema en bits/seg. La frecuencia natural de oscilación se puede aproximar como:

$$f_n \approx B_n / 3.33. \quad (77)$$

Una vez obtenida la frecuencia de oscilación y seleccionado el factor de amortiguamiento, es posible obtener los valores de los componentes de dicho filtro, utilizando las ecuaciones 67 y 68.

Ha quedado definida la secuencia para el diseño del PLL habiendo despreciado el retardo de tiempo del lazo, es decir, considerando anchos de línea del láser menores a 100KHz. En el capítulo siguiente, se abordan los problemas que presenta este lazo, en cuanto a encadenamiento y seguimiento.

CAPÍTULO V. DISEÑO Y SIMULACIÓN

V.1 Introducción

En este capítulo se describen el diseño y la simulación del sistema de sincronización de portadora para un sistema de comunicaciones ópticas homodinas basado en un PLL balanceado. Específicamente se reporta el diseño y la simulación del PLL, así como el modulador de fase BPSK con portadora residual.

La señal portadora en un sistema de comunicaciones ópticas opera a frecuencias en el orden de los TeraHertz, estas frecuencias resultan ser elevadas con respecto a la frecuencia de la señal de información transmitida, que se encuentra cuando mucho en el orden de los GigaHertz. Para la simulación de este tipo de sistemas es necesario realizar un muestreo a más del doble de la frecuencia de la señal portadora. Por otro lado para medir el desempeño del sistema es necesario observar varios periodos de la señal recibida y compararlos con la señal transmitida, lo que implicaría tiempos extremadamente largos de simulación y gran capacidad en memoria, es decir, **no sería posible la realización de la simulación**. Por lo tanto, como método alternativo para la simulación de este sistema se propone la aplicación del *modelo del dominio de la fase relativa* (Apéndice C).

Existen varias consideraciones afines con los elementos de la parte óptica del sistema, como son: el láser transmisor y el oscilador local, los cuales fueron tomados en cuenta para el diseño del modulador y del PLL. Estas consideraciones serán retomadas a lo largo del capítulo.

V.2 Diseño y Simulación del PLL

Existen varios métodos empleados en el diseño de un PLL, por ejemplo: comenzar el diseño a partir de la definición del ancho de banda de encadenamiento $\Delta\omega_L$, y del factor de amortiguamiento ζ . Con estos parámetros se obtiene la frecuencia natural de oscilación ω_n y se calculan las constantes de tiempo τ_1 y τ_2 del filtro seleccionado. Otro método consiste, en partir de la definición de la frecuencia natural de oscilación ω_n de acuerdo a los requerimientos del sistema de comunicaciones, para la construcción del filtro del lazo [Kasovsky,1986]. Un factor importante en el diseño de un PLL es la caracterización de sus componentes para la obtención de sus ganancias.

V.2.1 Caracterización de los Componentes del PLL

- **Obtención de la ganancia K_o del Oscilador Controlado por Voltaje (OCV)**

La ganancia K_o del OCV representa una medida de la frecuencia entregada por el OCV en rad/s, por cada volt en su entrada de control [rad/s.Volt]. El OCV utilizado para el sistema es un láser de cavidad externa, la ganancia de este dispositivo está dada por el fabricante en este caso New Focus y es de 10 GHz/Volt(Apéndice F).

- **Obtención de la Ganancia del Detector de Fase**

La ganancia K_d del detector de fase describe el voltaje promedio a la salida del detector por unidad de radián de desfaseamiento, entre la señal de entrada y la señal entregada por el OCV. La ganancia del detector de fase utilizado en el sistema es 28.64 mV/rad, la cual se obtuvo experimentalmente. El proceso se describe en el capítulo VI.

V.2.2 Determinación de la Frecuencia Natural de Oscilación

En esta sección se determina la frecuencia natural de oscilación ω_n para el diseño del PLL, en base a los requerimientos del ancho de línea de los láseres del sistema. Para obtener un probabilidad de error de bit de 10^{-10} , el ancho de línea del láser deberá cumplir con la condición dada por la ecuación 74.

El ancho de línea del láser que se utiliza en el sistema es de 100 KHz y la velocidad de bit a la que se deberían de transmitir los datos para cumplir con la condición anterior debe ser de aproximadamente 20 Gbps, esta velocidad no representa un estándar de transmisión, por lo que será necesario emplear una velocidad de transmisión de 2.5 Gbps.

Al no cumplirse la condición que se impone en la ecuación 74, el desempeño del sistema se verá afectado manifestándose como un incremento en el BER del sistema.

El ancho de banda del ruido, para un factor de amortiguamiento ζ de 0.7 está dado por la ecuación 73. Sustituyendo el valor del ancho de línea del láser en la ecuación 73, se obtiene un ancho de banda de lazo aproximado:

$$B_r \approx 16 \text{ MHz} .$$

El valor de la frecuencia natural del sistema puede ser determinado aplicando la aproximación dada en la ecuación 77, se obtiene que la frecuencia natural es aproximadamente 4.8 MHz, y por lo tanto:

$$\omega_n = 30.18 \times 10^6 \text{ rad / seg} .$$

V.2.3 Cálculo de las Constantes de Tiempo del Filtro del Lazo

Las constantes de tiempo τ_1 y τ_2 definen la estructura del filtro del PLL. Este filtro es el encargado de proporcionarle al lazo el ancho de banda requerido de ruido B_r . Para un filtro de lazo pasivo, se definen los siguientes parámetros:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{G}{\tau_1}}, \quad (78)$$

$$\zeta = \frac{1 + G\tau_2}{2\omega_n\tau_1}, \quad (79)$$

donde $G = K_o K_d$, $\tau_1 = (r_1 + r_2)C$ y $\tau_2 = r_2 C$.

Conociendo la frecuencia natural de oscilación ω_n y el factor de amortiguamiento ζ , se obtienen los siguientes valores para las constantes de tiempo:

$$\tau_1 = 1.8 \times 10^{-6} \text{ s},$$

$$\tau_2 = 44 \times 10^{-9} \text{ s}.$$

Para un capacitor de $0.001 \mu\text{f}$, se obtienen valores de r_1 y r_2 de:

$$r_1 = 1.7 \text{ M}\Omega,$$

$$r_2 = 44 \text{ K}\Omega.$$

V.2.3.1 Simulación del Filtro del Lazo

La simulación del filtro del lazo se realizó con un análisis de corriente alterna, para la obtención del diagrama de Bode. El diagrama de Bode obtenido se muestra en la figura 12, en la que se observa la respuesta característica de una red de adelanto-retraso.

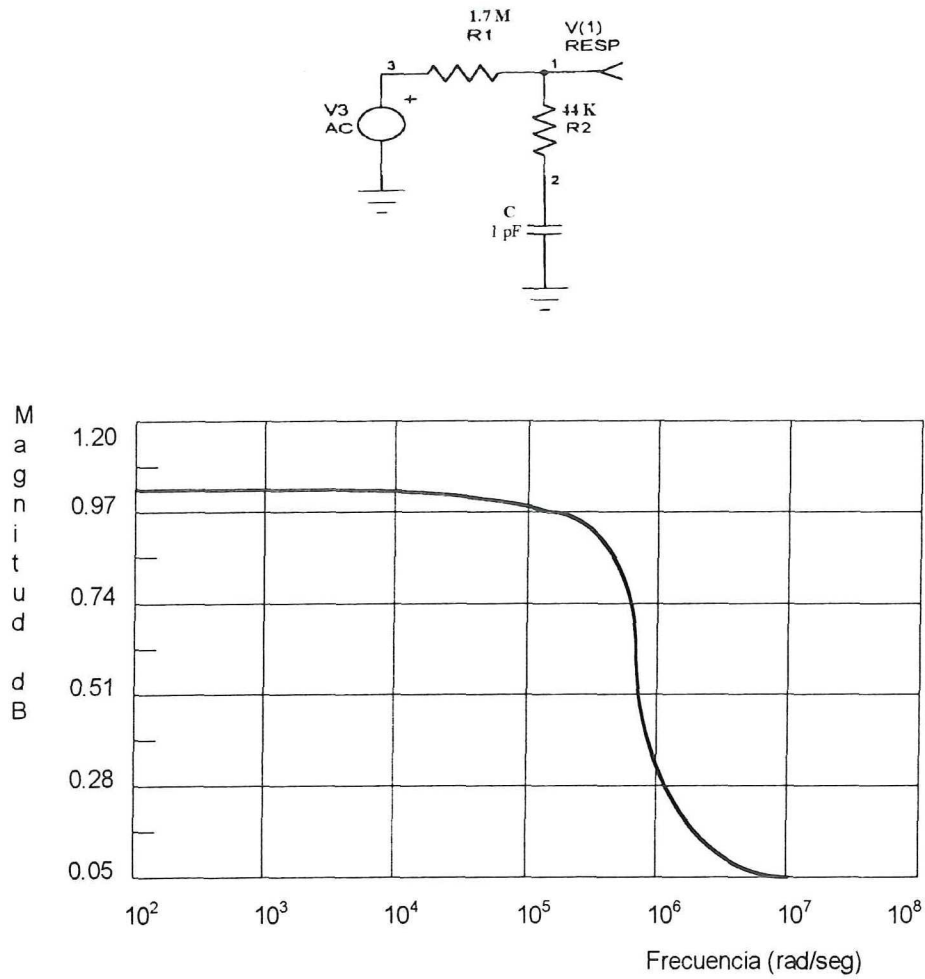


Figura 12. Diagrama de Bode de la respuesta del filtro del lazo.

V.2.4 Cálculo de los Intervalos de Encadenamiento y de Seguimiento

Los intervalos de encadenamiento y de seguimiento del sistema (Δf_e y Δf_s) se calculan utilizando las aproximaciones dadas por las ecuaciones 69 y 70, respectivamente.

Los intervalos obtenidos son:

$$\Delta f_e \approx 42 \text{ MHz}$$

$$\Delta f_s \approx 1.8 \text{ MHz}$$

V.3 Simulación del Lazo

La simulación del lazo se realizó por medio del paquete simulador SPW (Signal Processing WorkSystem). El SPW es un paquete creado por la compañía Alta Group de Cadence Design Systems, y está diseñado para desarrollar sistemas de comunicaciones por medio del procesamiento de señales. Este paquete representa gráficamente un sistema como un conjunto de bloques funcionales conectados por alambres, donde cada bloque es un símbolo que representa una operación, y la interconexión entre ellos simboliza el flujo de la señal entre los bloques.

La simulación se realizó bajo las siguientes condiciones:

- a) Considerando un sistema ideal, exento de ruido.
- b) Considerando un sistema con ruido de amplitud en la transmisión y fase tanto en la parte de transmisión, como en la parte de recepción (Apéndice D).

El transmisor envía información a una velocidad de 2.5 Gbps. El sistema se modela en fase relativa y sólo se transmite información de fase, lo cual equivale a realizar una transmisión en banda base. En la figura 13 se muestra la señal de información transmitida, la figura 14 muestra el espectro en frecuencia de la señal transmitida sin ruido y la 15 muestra el espectro en frecuencia de las señales transmitidas con ruido de amplitud y fase .

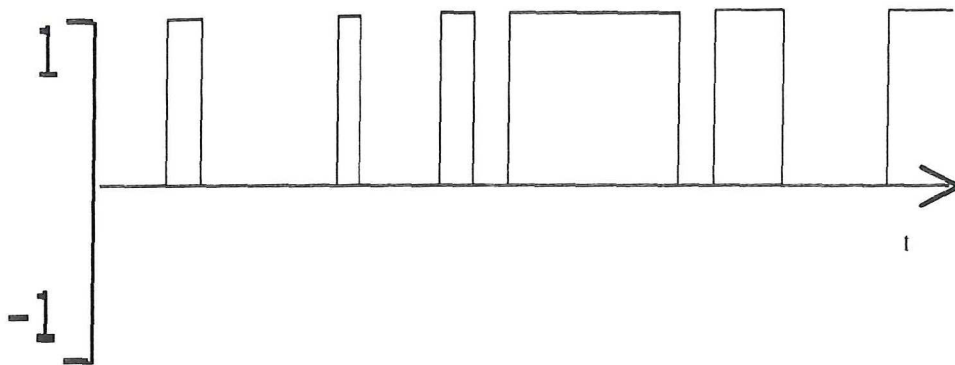


Figura 13. Señal de información transmitida a 2.5 Gbps.

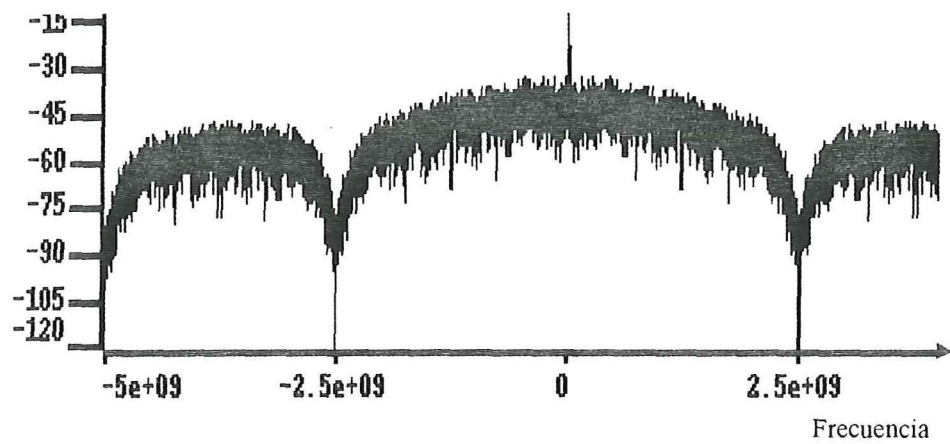


Figura 14. Espectro en frecuencia de la señal transmitida sin ruido.

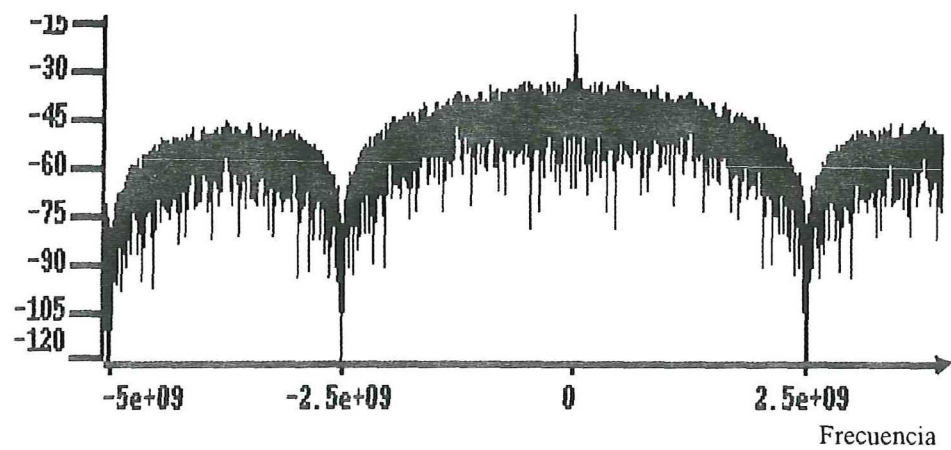


Figura 15. Espectro de la señal transmitida con ruido.

En las figuras 14 y 15 se puede observar la existencia de una componente a la frecuencia de la portadora, la cual se conoce como portadora residual.

El diagrama a bloques del sistema se puede observar en la figura 16. En las figuras 17 y 18 se muestran los diagramas de los sistemas simulados sin ruido y con ruido de amplitud y fase, respectivamente.

Para simular el PLL, es necesario observar dos características: la recuperación de los datos y el ancho de banda dinámico.

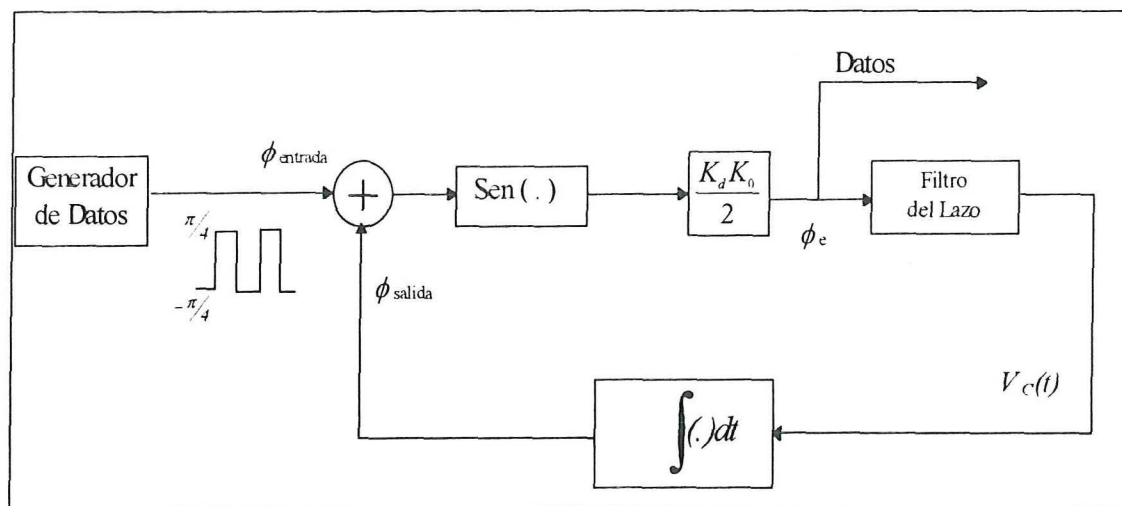


Figura 16. Diagrama a bloques del sistema.

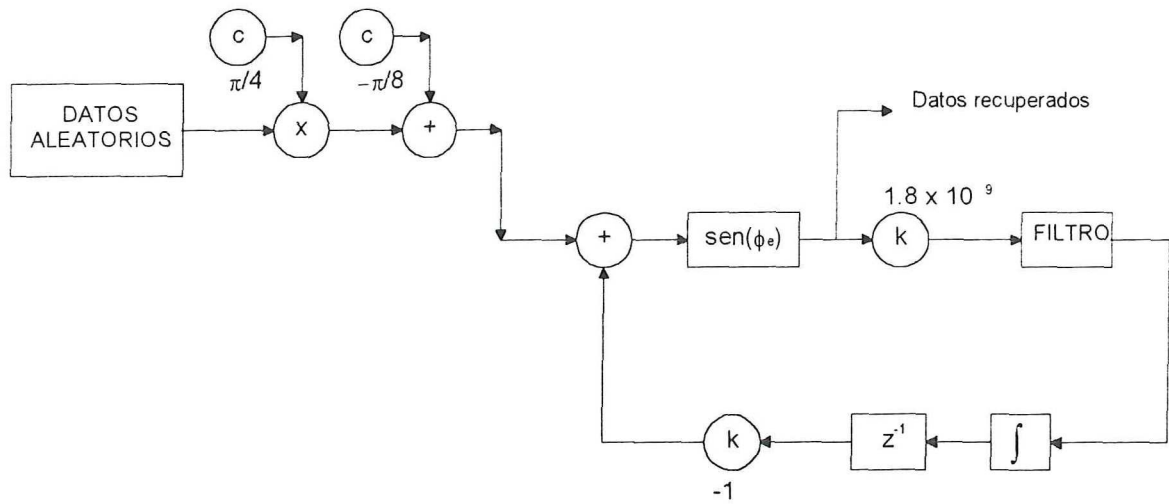


Figura 17. Diagrama del sistema simulado sin ruido.

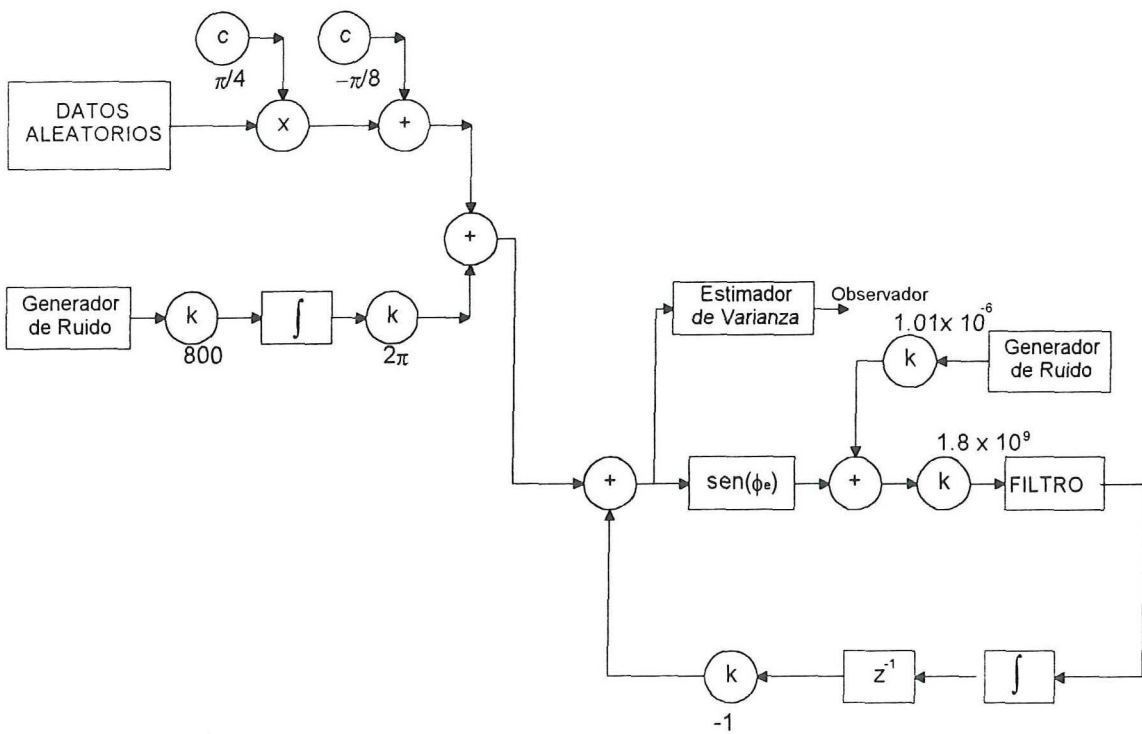


Figura 18. Diagrama del sistema simulado con ruido de amplitud y fase.

V.3.1 Recuperación de los Datos

La obtención de los datos se observó en el dominio del tiempo, a la salida del bloque de ganancia. La señal que se obtuvo se muestra en la figura 19, donde se puede observar la correspondencia que mantiene con los datos transmitidos.

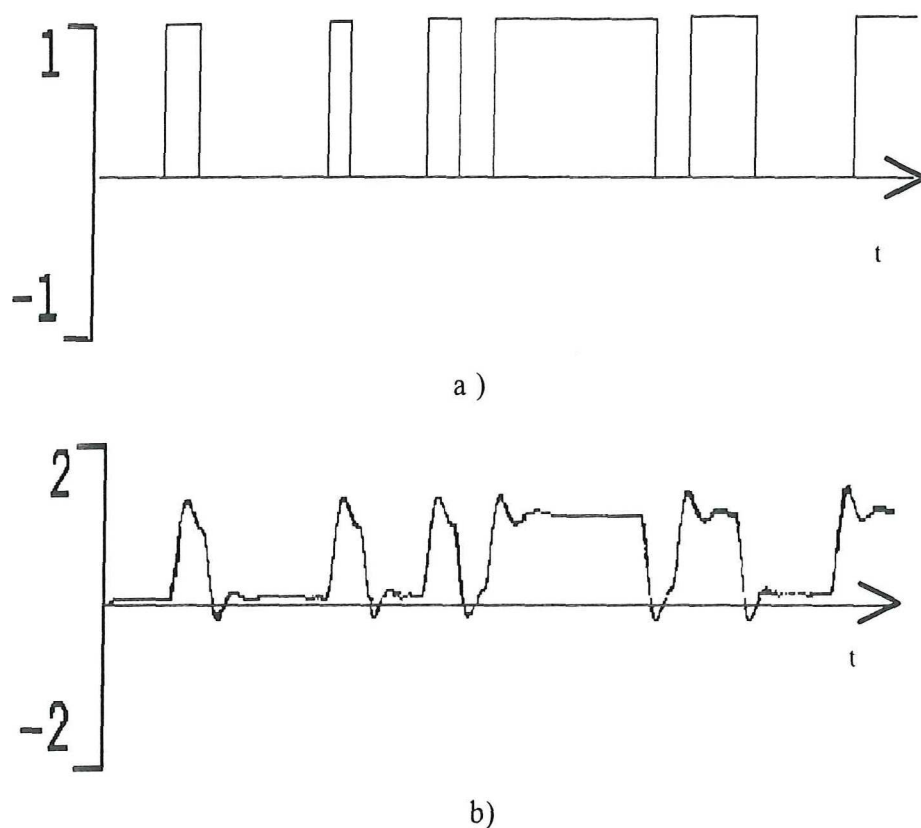


Figura 19. Señal de información a) datos transmitidos b) datos recibidos.

V.3.2 Mediciones de Adquisición y Seguimiento

Para observar el intervalo dinámico del PLL se producen desviaciones de frecuencia en el modulador de fase, con respecto a la frecuencia libre de oscilación del PLL.

- *El intervalo de encadenamiento del PLL* se obtiene por medio de la señal de datos recuperada, encontrando los puntos donde el lazo se encadena y donde se desencadena. Los límites de encadenamiento del PLL se encuentran con una desviación de frecuencia de $\pm 22 \text{ MHz}$ en la frecuencia portadora.
- *El intervalo de seguimiento del PLL* se obtiene provocando una desviación de frecuencia, a partir de una frecuencia en la cual el PLL esta encadenado. Como resultado se obtuvo un intervalo de encadenamiento de 1.8 GHz aproximadamente. En la figura 20 se pueden observar el intervalo de encadenamiento y de seguimiento
- La comparación entre los resultados teóricos y los obtenidos de la simulación se muestran en la tabla IV.

Tabla IV. Comparación entre los resultados teóricos y los de la simulación.

Parámetros	Teórico	Simulación sin ruido	Simulación con ruido
Intervalo de Encadenamiento	$\approx 42 \text{ MHz}$	$\approx 41.8 \text{ MHz}$	$\approx 41.5 \text{ MHz}$
Intervalo de Seguimiento	$\approx 1.8 \text{ GHz}$	$\approx 1.79 \text{ GHz}$	$\approx 1.7 \text{ GHz}$

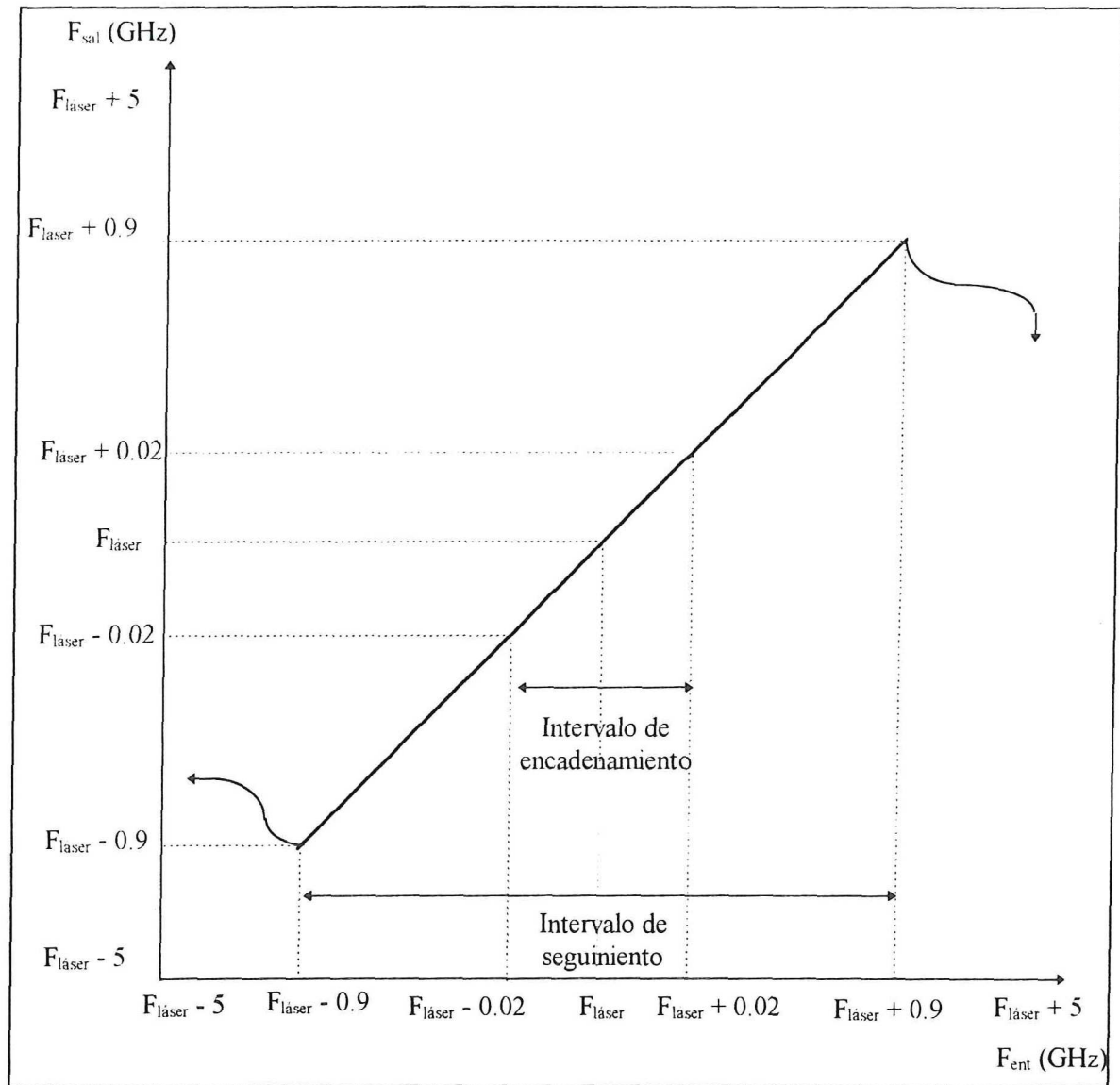


Figura 20. Ancho de banda dinámico del PLL.

V.4 Medición de la Frecuencia Natural y el Factor de Amortiguamiento

La medición de la frecuencia natural ω_n y el factor de amortiguamiento ζ de un PLL, se realizan aplicando una perturbación, que consiste en un escalón de frecuencia, que lleva al

sistema a un estado diferente al estado estable. Una respuesta típica se muestra en la figura 21.

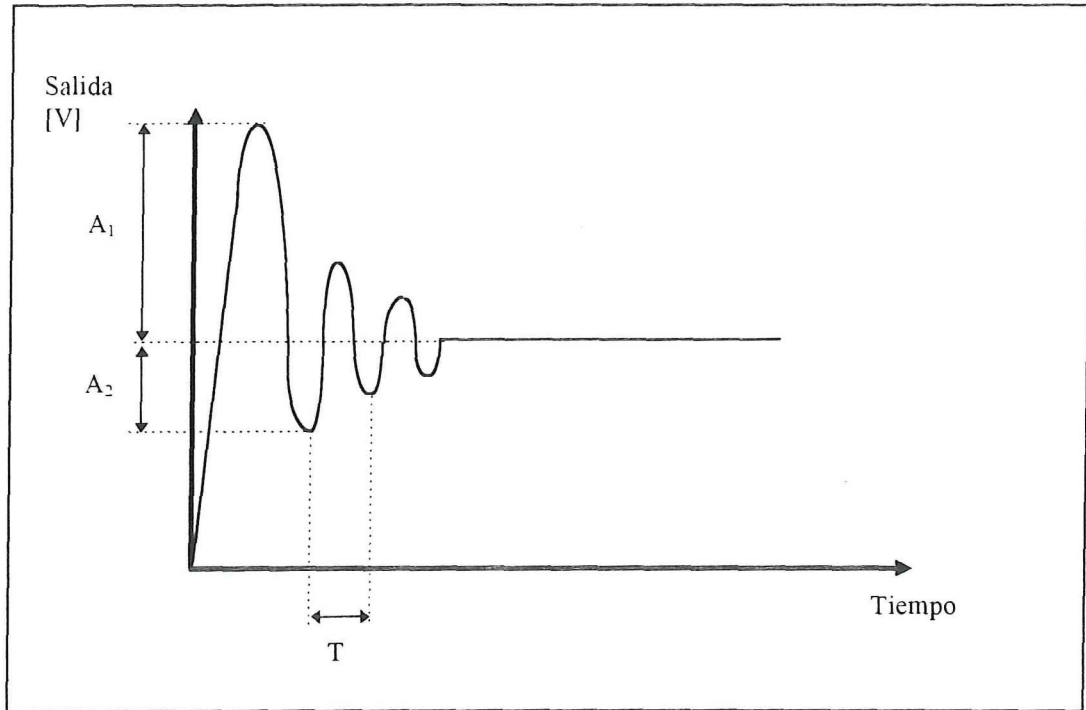


Figura 21. Respuesta del PLL a un escalón de frecuencia.

Esta medición se realizó utilizando el paquete de simulación CC (Control Clásico), en el cual se introduce la función de transferencia del sistema y se observa la respuesta al escalón de frecuencia. El factor de amortiguamiento se calcula midiendo las amplitudes de dos medias ondas subsecuentes, A_1 y A_2 . El factor de amortiguamiento está dado por:

$$\zeta = \frac{\ln(A_1 / A_2)}{\{\pi^2 + [\ln(A_1 / A_2)]^2\}^{1/2}} \quad (80)$$

La frecuencia natural ω_n se calcula midiendo el período T de una oscilación de la siguiente manera:

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T\sqrt{1-\zeta^2}}. \quad (81)$$

En la figura 22 se muestra una secuencia de gráficas en las cuales se observa la respuesta al escalón de frecuencia del PLL a diferentes escalas. Los resultados obtenidos son los siguientes:

$$A_1 = 0.1974,$$

$$A_2 = 0.0087,$$

$$T = 292.8 \times 10^{-9}.$$

Sustituyendo estos valores en las ecuaciones anteriores obtenemos que:

$$\zeta = 0.704,$$

$$\omega_n = 30.21 \times 10^6 \text{ rad/seg}.$$

La comparación de estos resultados con los obtenidos teóricamente, se puede observar en la tabla V.

Tabla V. Comparación de los parámetros ζ y ω_n .

Parámetro	Teórico	Medido	Diferencia (%)
ζ	0.7	0.704	0.57 %
ω_n	30.18 Mrad/seg	30.21 Mrad/seg	0.1%

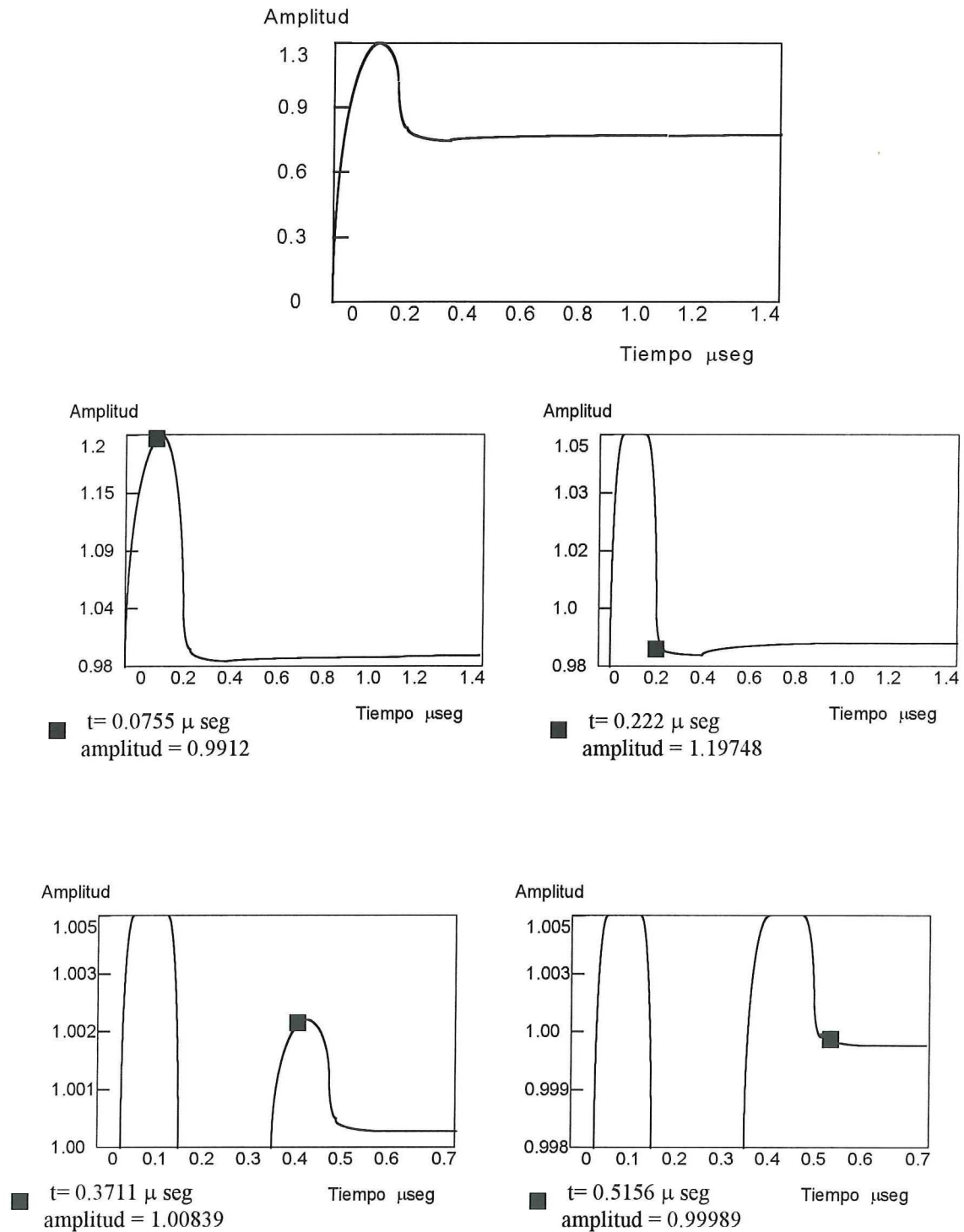


Figura 22. Secuencia de gráficas de la respuesta al escalón de frecuencia del PLL a diferentes escalas.

V.5 Análisis de Estabilidad del Sistema.

La estabilidad del sistema se puede determinar utilizando el diagrama de Bode, el cual representa la amplitud y la fase de la función de transferencia en lazo abierto [Blanchard, 1976].

Si K_0 es la ganancia del oscilador controlado por voltaje, $F(s)$ la función de transferencia del filtro y K_d la ganancia del detector de fase, entonces la función de transferencia en lazo abierto es:

$$H(s) = K_d F(s) \frac{K_0}{s} = K \frac{F(s)}{s}, \quad (82)$$

donde la función de transferencia del filtro es:

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1},$$

sustituyendo ésta en la ecuación anterior con los valores de K_0 , τ_1 y τ_2 determinados se tiene:

$$H(s) = \frac{1.8 \times 10^9 (1 + 44 \times 10^{-9} s)}{s(1 + 1.8 \times 10^{-6} s)}. \quad (83)$$

El diagrama de Bode correspondiente a esta función de transferencia se muestra en la figura 23. Como se puede observar en el diagrama, el margen de fase es de aproximadamente 70° , con lo que se asegura la estabilidad del PLL [Blanchard, 1976]. Además, para este sistema no existe un margen de ganancia ya que la curva de fase no cruza por -180° como se puede observar en la figura 23.

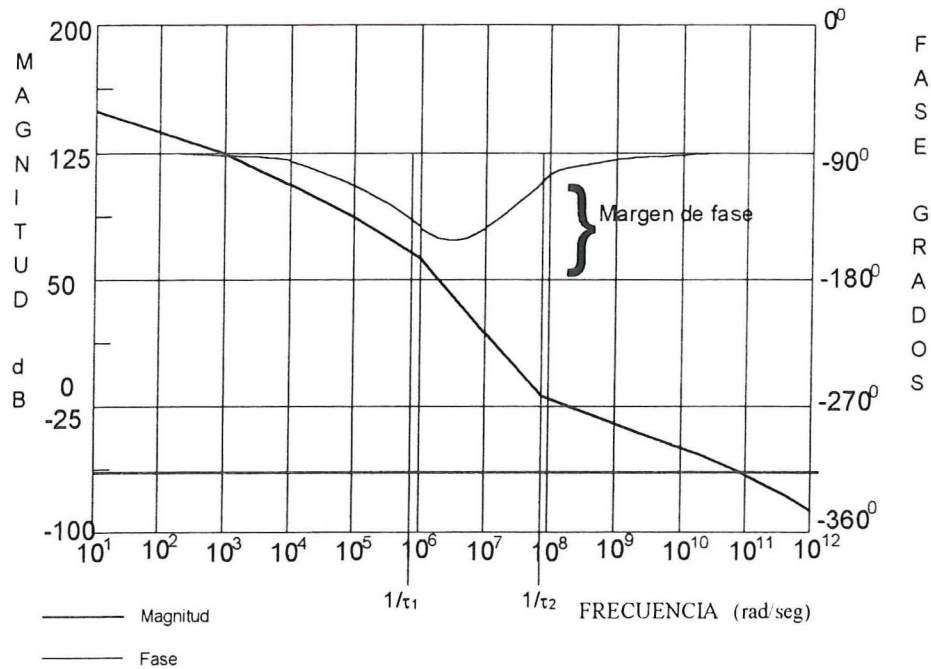


Figura 23. Diagrama de Bode de la función de transferencia.

Existen otros métodos para determinar la estabilidad de un sistema, a uno de ellos se le conoce como técnica del Lugar de las Raíces. Esta técnica proporciona un método para encontrar los polos de la función de transferencia en lazo cerrado. El diagrama del lugar de las raíces consiste en una colección de ramas en el plano complejo S , que indica cómo los lugares de los polos cambian a medida que un parámetro varía.

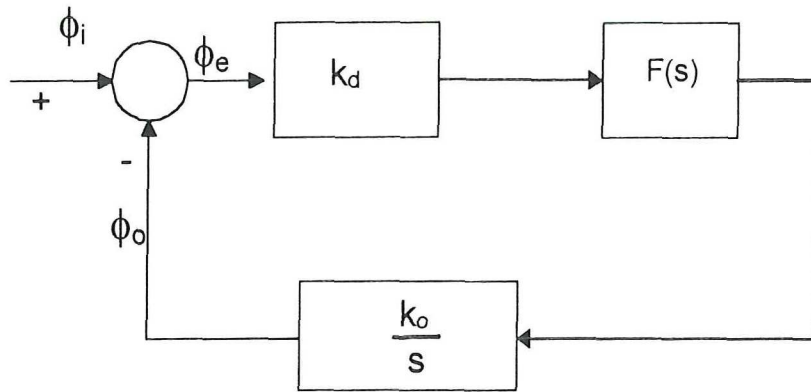


Fig. 24. Diagrama a bloques del PLL.

El diagrama a bloques del PLL se puede observar en la figura 24. La función de transferencia en lazo cerrado del PLL está dada por la siguiente ecuación:

$$H(s) = \frac{\phi_o}{\phi_i} = \frac{G(1 + s\tau_2)}{s(1 + s\tau_1) + G(1 + s\tau_2)} \quad (84)$$

donde $G = k_0 k_d = 1.8 \text{ GHz}$ (ganancia del lazo), $s = j\omega$, τ_1 y τ_2 son las constantes del filtro.

El lugar de las raíces se obtiene analíticamente encontrando el valor de las raíces de la ecuación característica, en términos de la ganancia, y luego se varía la ganancia de cero a infinito. La ecuación característica es:

$$s(1 + s\tau_1) + G(1 + s\tau_2) = 0 \quad (85)$$

Se sustituyen los valores de τ_1 y τ_2 en la ecuación característica y se obtienen sus raíces:

$$s_1 = \frac{-1 - 44 \times 10^{-9} G + \sqrt{(1 + 44 \times 10^{-9})^2 - 4(1.8 \times 10^{-6})G}}{2(1.8 \times 10^{-6})} \quad (86)$$

$$s_2 = \frac{-1 - 44 \times 10^{-9} G - \sqrt{(1 + 44 \times 10^{-9})^2 - 4(1.8 \times 10^{-6})G}}{2(1.8 \times 10^{-6})} \quad (87)$$

Encontrando las raíces para diferentes valores de la ganancia y graficando estos valores se obtiene el diagrama del lugar de las raíces, el diagrama del lugar de las raíces se puede observar en la figura 25. La ausencia de polos en el semi-plano derecho garantiza la estabilidad del sistema. Este sistema es estable para valores de ganancia mayores a cero ($G > 0$). Se obtuvo también la estabilidad del sistema bajo otras variaciones paramétricas como son las constantes de tiempo del filtro, los diagramas obtenidos se pueden observar en las figuras 26 y 27, y se obtuvo que:

- a) El sistema es estable para $\tau_2 > 0$ (Ganancia y τ_1 fijas).
- b) El sistema es estable para $\tau_1 > 0$ (Ganancia y τ_2 fijas).

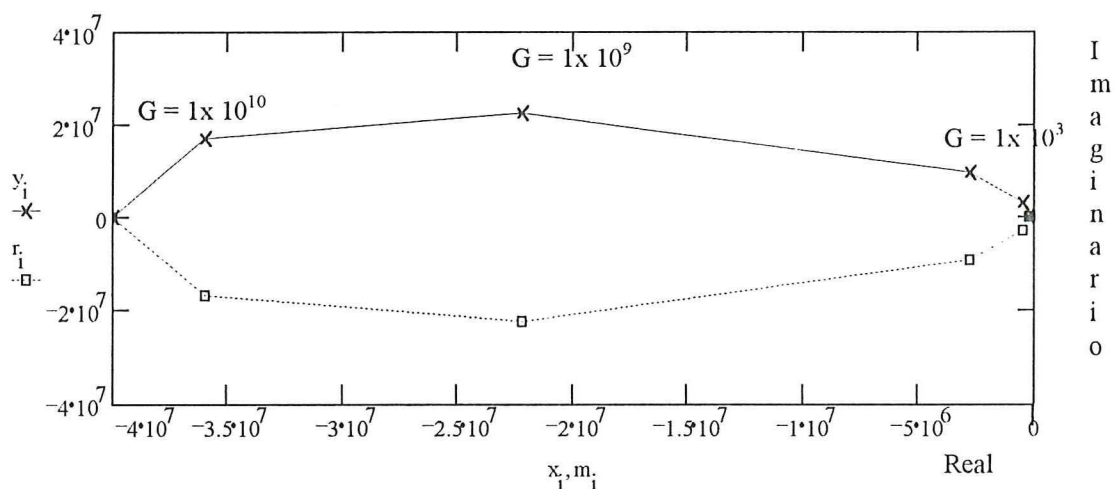


Figura 25. Diagrama del lugar de las raíces cuando se varía el parámetro G .

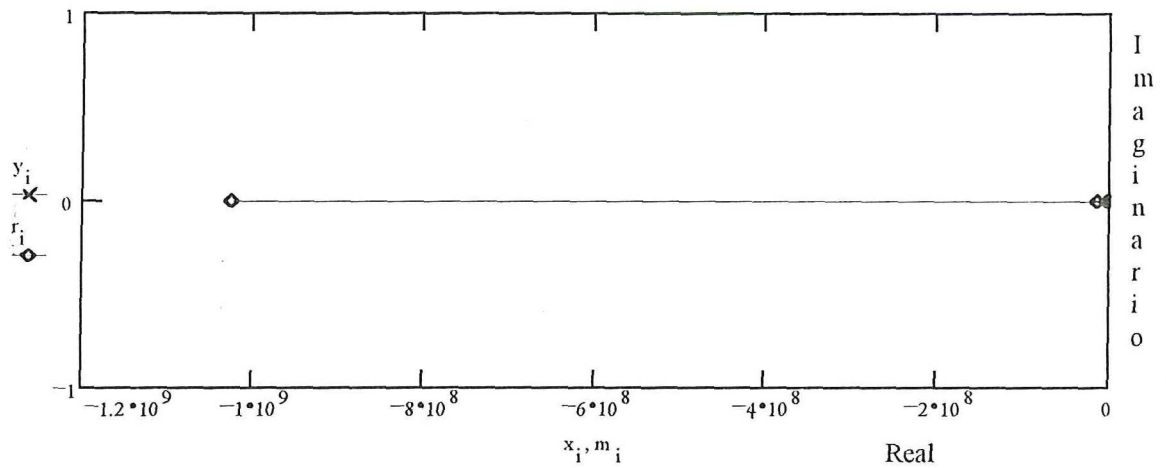


Figura 26. Diagrama del lugar de las raíces cuando se varía el parámetro τ_1 .

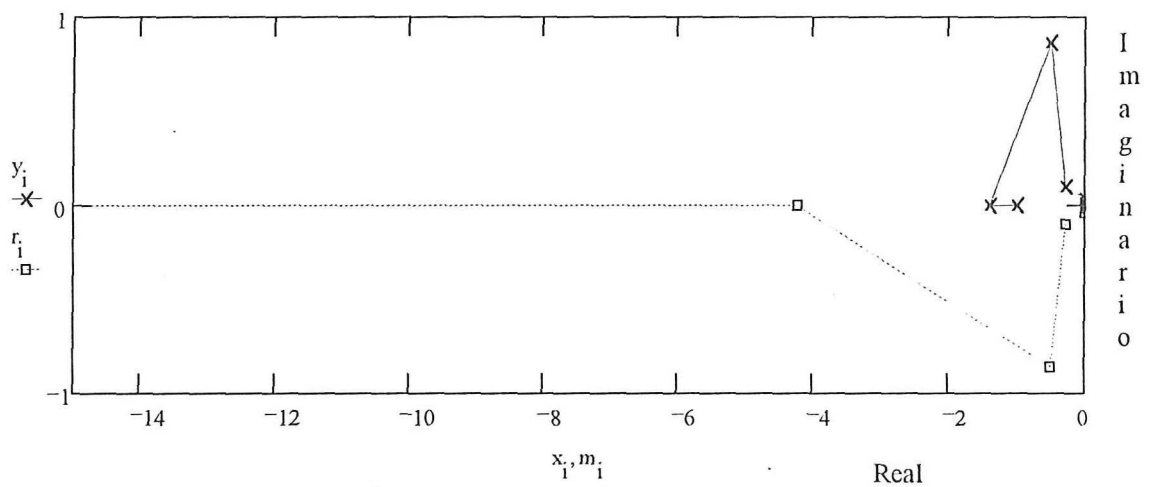


Figura 27. Diagrama del lugar de las raíces cuando se varía el parámetro τ_2 .

V. 6 Medición del Desempeño del Sistema.

El desempeño del sistema se puede medir en términos del BER, el cual está relacionado con la varianza del error de fase. En los sistemas de comunicaciones se requiere que el BER sea de 10^{-9} o menor y esto equivale a tener una varianza de error de fase menor de 0.175 radianes [Kazovsky, 1986].

En las figura 28,29 y 30 se muestran las gráficas de la varianza del error de fase sin ruido en el sistema cuando se transmite a 20Gbps, 2.5 Gbps y 140 Mbps, respectivamente. En la tabla VI se muestran la varianza del error de fase y el BER correspondientes a diferentes velocidades de transmisión cuando no se tiene ruido en el sistema.

Tabla VI. Varianza del error de fase y la probabilidad de error de bit correspondientes a diferentes velocidades de transmisión sin ruido.

Velocidad de Transmisión	Varianza del error de fase promedio	BER
20 Gbps	0.149	$\approx 10^{-9}$
2.5 Gbps	0.154	$\approx 10^{-9}$
140 Mbps	0.178	$\approx 10^{-8}$

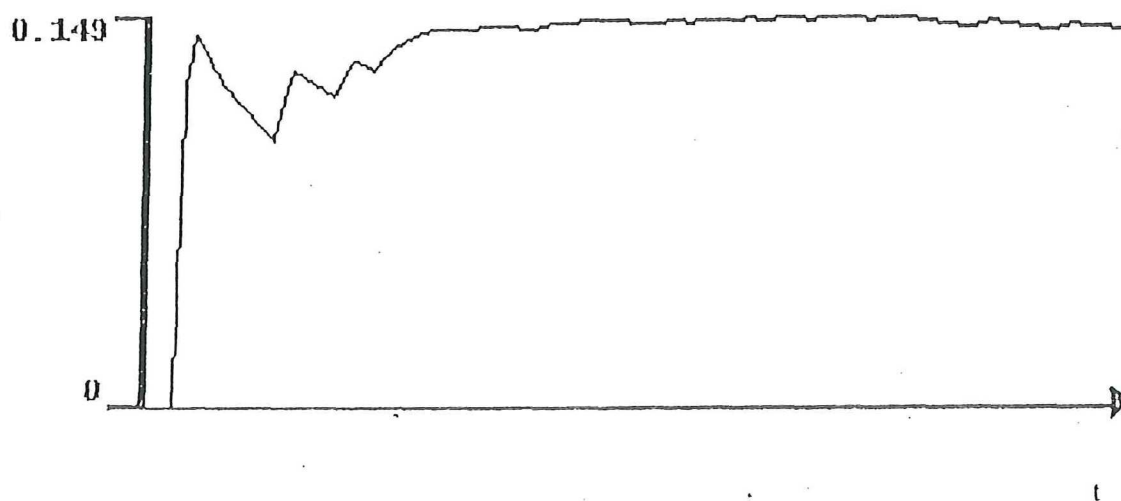


Figura 28. Varianza del error de fase cuando se transmite sin ruido a 20 Gbps.

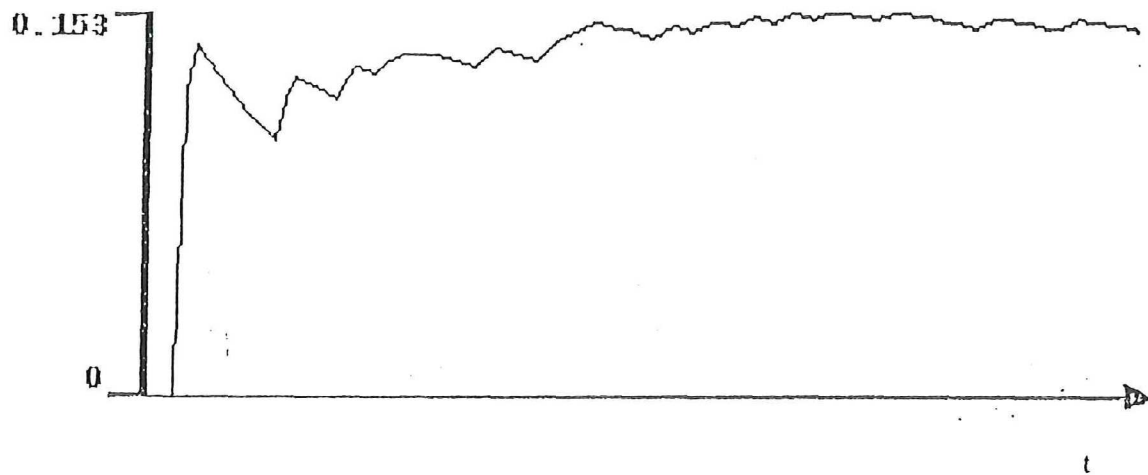


Figura 29. Varianza del error de fase cuando se transmite sin ruido a 2.5 Gbps.

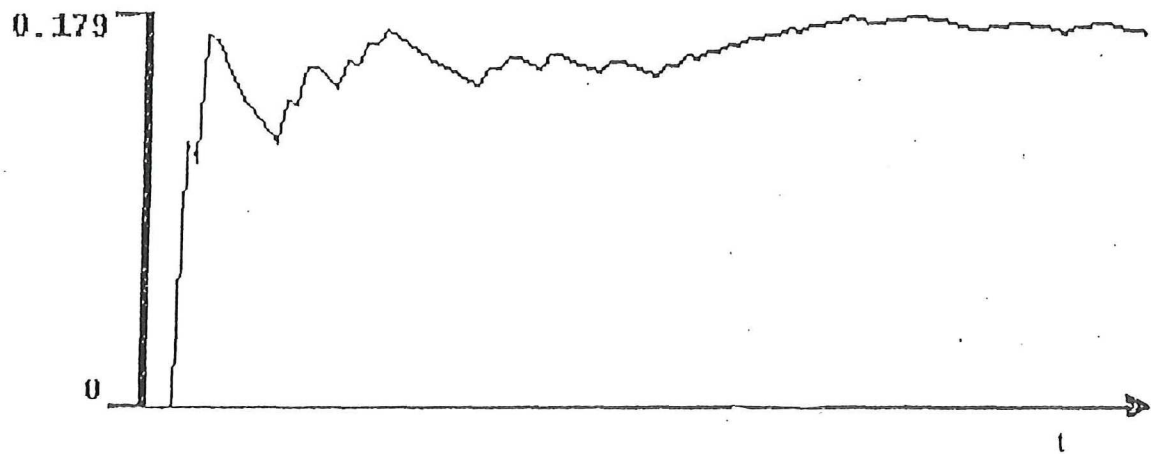


Figura 30. Varianza del error de fase cuando se transmite sin ruido a 140 Mbps.

En las figura 31, 32 y 33 se muestran las gráficas de la varianza del error de fase con ruido de amplitud y fase en el sistema a 20Gbps, 2.5 Gbps y 140 Mbps, respectivamente. En la tabla VII se muestran la varianza del error de fase y la probabilidad de error de bit correspondientes a diferentes velocidades de transmisión con ruido de amplitud y fase en el sistema.

Tabla VII . Varianza del error de fase y la probabilidad de error de bit correspondientes a diferentes velocidades de transmisión con ruido de amplitud y fase.

Velocidad de Transmisión	Varianza del error de fase promedio	BER
20 Gbps	0.154	$\approx 10^{-9}$
2.5 Gbps	0.164	$\approx 10^{-9}$
140 Mbps	0.255	$\approx 10^{-7}$

Se puede observar que el desempeño del sistema se degrada conforme disminuye la velocidad de transmisión, lo que implica un aumento en la varianza del error de fase. Esta degradación se debe a que la condición impuesta por la ecuación 74 no se satisface.

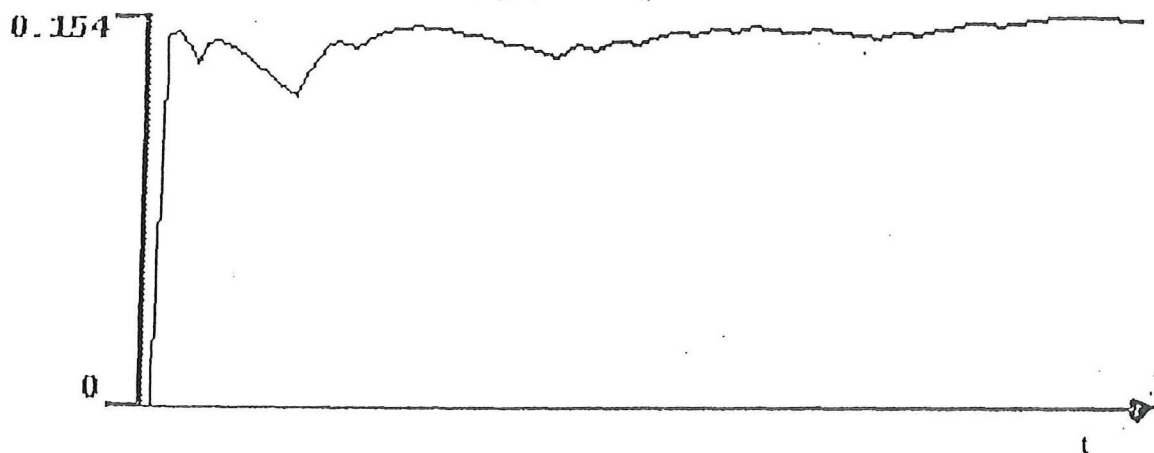


Figura 31. Varianza del error de fase cuando se transmite con ruido a 20 Gbps.

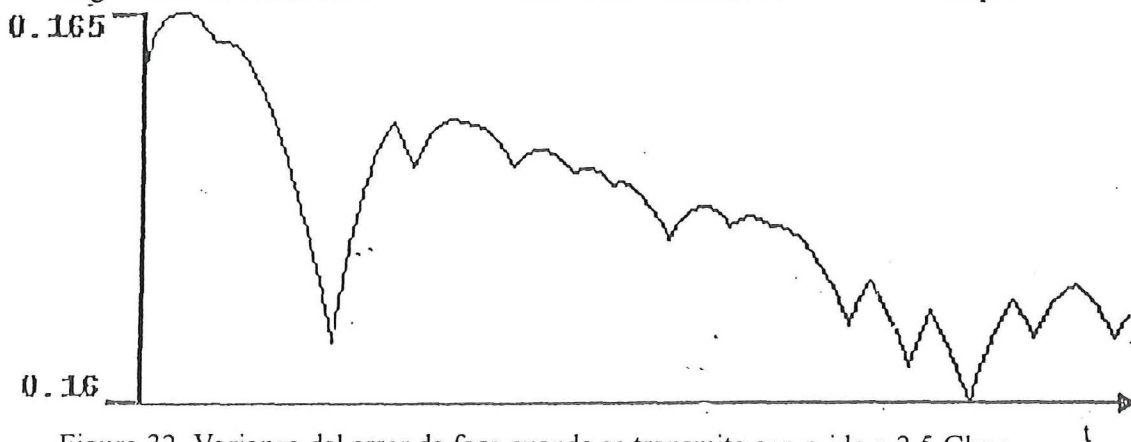


Figura 32. Varianza del error de fase cuando se transmite con ruido a 2.5 Gbps.

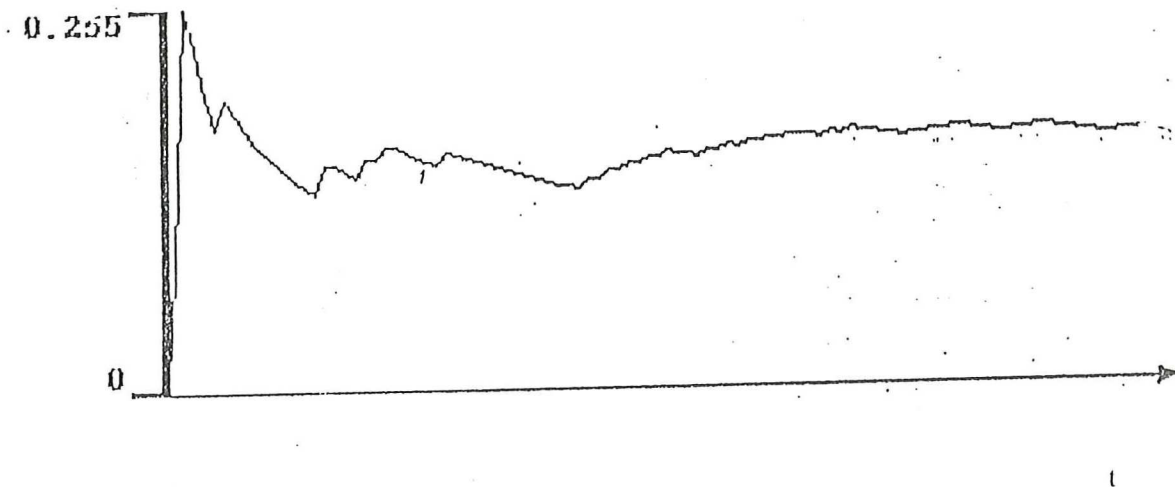


Figura 33. Varianza del error de fase cuando se transmite con ruido a 140 Mbps.

V. 7 Análisis de Robustez del Sistema.

El diagrama del PLL con ruido de amplitud y fase se muestra en la figura 34. El análisis de robustez se realiza observando el efecto que producen los dos tipos de ruido en el funcionamiento del sistema y éste se puede obtener encontrando las funciones de transferencia que corresponden a cada una de las perturbaciones de manera independiente.

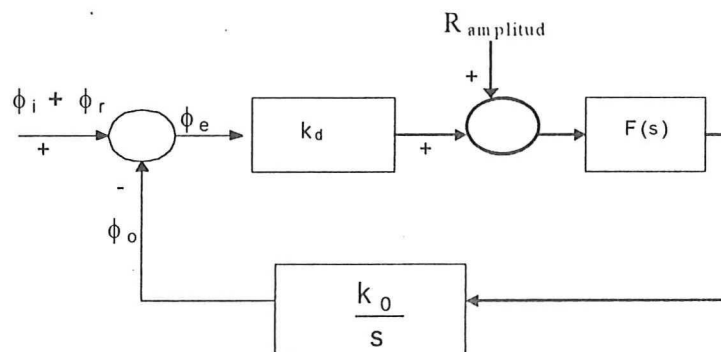


Figura 34. Diagrama a bloques del PLL con ruido de amplitud y fase.

La función de transferencia del sistema sin ruido está dada por :

$$H(s) = \frac{\phi_o}{\phi_i} = \frac{k_o k_d F(s)}{s + k_o k_d F(s)}, \quad (88)$$

La función de transferencia del sistema cuando en la entrada sólo existen perturbaciones de fase se encuentra a partir del diagrama mostrado en la figura 35:

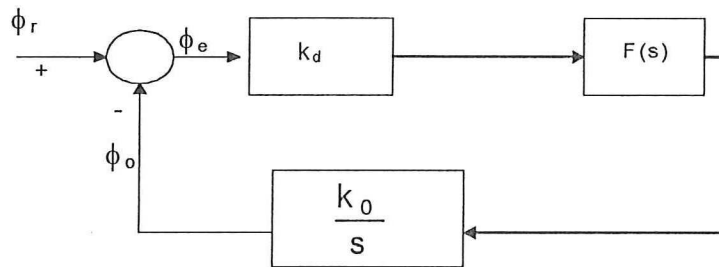


Figura 35. Diagrama a bloques del PLL con ruido de fase en la entrada.

La función de transferencia debida al ruido de fase es:

$$H_f(s) = \frac{\phi_o}{\phi_r} = \frac{k_o k_d F(s)}{s + k_o k_d F(s)}, \quad (89)$$

La función de transferencia del sistema cuando en la entrada sólo existen perturbaciones de amplitud se encuentra a partir del diagrama mostrado en la figura 36:

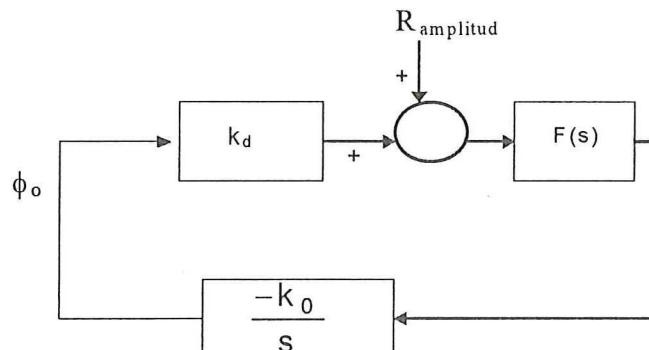


Figura 36. Diagrama a bloques del PLL con ruido de amplitud en la entrada.

La función de transferencia debida al ruido de amplitud es:

$$H_{amp}(s) = \frac{\phi_o}{R_{amplitud}} = \frac{-k_o F(s)}{s + k_o k_d F(s)} \quad (90)$$

La salida total del sistema es entonces :

$$\phi_o(s) = \frac{k_o k_d F(s)}{s + k_o k_d F(s)} \phi_i(s) + \frac{k_o k_d F(s)}{s + k_o k_d F(s)} \phi_r(s) + \frac{-k_o F(s)}{s + k_o k_d F(s)} R_{amplitud} \quad (91)$$

Como se puede observar, el denominador de las tres funciones es igual por lo que el criterio de estabilidad aplicado anteriormente se puede aplicar a todas estas funciones, encontrando que este sistema es estable para G , τ_1 , y τ_2 mayores a cero.

El análisis de robustez del sistema en la simulación se realizó bajo dos condiciones:

- A) Considerando cambios de potencia de la señal producida por el oscilador local, lo que causa un incremento del ruido de amplitud, manteniendo constante el ancho de línea del láser (100KHz).
- B) Considerando cambios en el ancho de línea del láser, lo que ocasiona un incremento en el ruido de fase, manteniendo constante la potencia del oscilador local (0.1mW).

Como el sistema analizado se aproximó con uno lineal, los efectos de las interferencias pueden analizarse por separado. Las varianzas del error de fase debidas a los ruidos de amplitud, de fase y de la interferencia que causan los datos se pueden calcular utilizando las ecuaciones 46, 55 y 63, respectivamente. En la Tabla VIII se muestra el desempeño del sistema en función de la varianza del error de fase para diferentes niveles de

el desempeño del sistema en función de la varianza del error de fase para diferentes niveles de potencia de la señal del oscilador local y para un ancho de línea del láser de 100 KHz, donde la responsividad del fotodetector es de 0.8 A/W, la resistencia de carga es de 50 Ω y la carga del electrón es de 1.6×10^{-19} Coulomb. En la figura 37 se observa la varianza del error de fase a medida que el ruido de amplitud se incrementa. En la tabla IX se muestra el desempeño del sistema en función de la varianza del error de fase para diferentes anchos de línea del láser y para una potencia de salida del oscilador local de 0.1mW, donde el ancho de banda del ruido es de 16 MHz. En ambos casos se considera que la varianza del error de fase debida a la interferencia que causan los datos es: $\sigma = 0.113$ rad [Kazovsky, 1986]. En la figura 38 se observa la varianza del error de fase a medida que el ruido de fase se incrementa.

Tabla VIII Desempeño del sistema en función de la varianza del error de fase para diferentes niveles de potencia de la señal del oscilador local y para un ancho de línea del láser de 100 KHz.

Potencia de la señal del oscilador local (mW)	Varianza del error de fase total		Varianza del error de fase debida al ruido de amplitud.	
	Teórico σ (rad)	Simulación σ (rad)	Teórico σ (rad)	Simulación σ (rad)
0.1 mW	0.165	0.166	1.01×10^{-6}	1.3×10^{-6}
1 mW	0.165	0.166	3.20×10^{-6}	3.40×10^{-6}
10 mW	0.165	0.166	10.11×10^{-6}	10.9×10^{-6}
100 mW	0.165	0.166	32.0×10^{-6}	33.4×10^{-6}
500 mW	0.165	0.166	71.55×10^{-6}	75.89×10^{-6}

Tabla IX. Desempeño del sistema en función de la varianza del error de fase para diferentes anchos de línea del láser y nivel de potencia de la señal del oscilador local de 0.1 mW.

Potencia de la señal del oscilador local (mW)	Varianza del error de fase total		Varianza del error de fase debida al ruido de fase	
	Teórico σ (rad)	Simulación σ (rad)	Teórico σ (rad)	Simulación σ (rad)
100 KHz	0.165	0.166	0.121	0.124
200 KHz	0.205	0.216	0.171	0.175
300 KHz	0.238	0.261	0.21	0.220
400 KHz	0.267	0.286	0.242	0.245
500 KHz	0.293	0.319	0.271	0.278

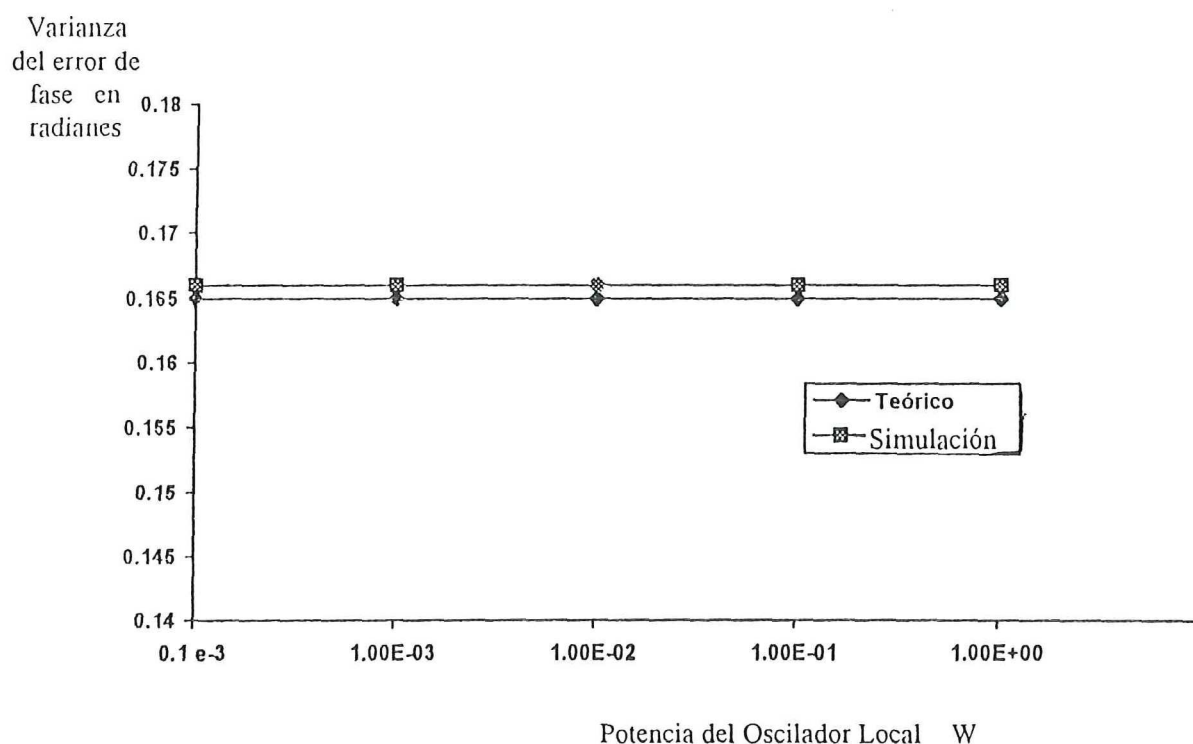


Figura 37. Gráfica de la varianza del error de fase contra frecuencia a diferentes niveles de amplitud.

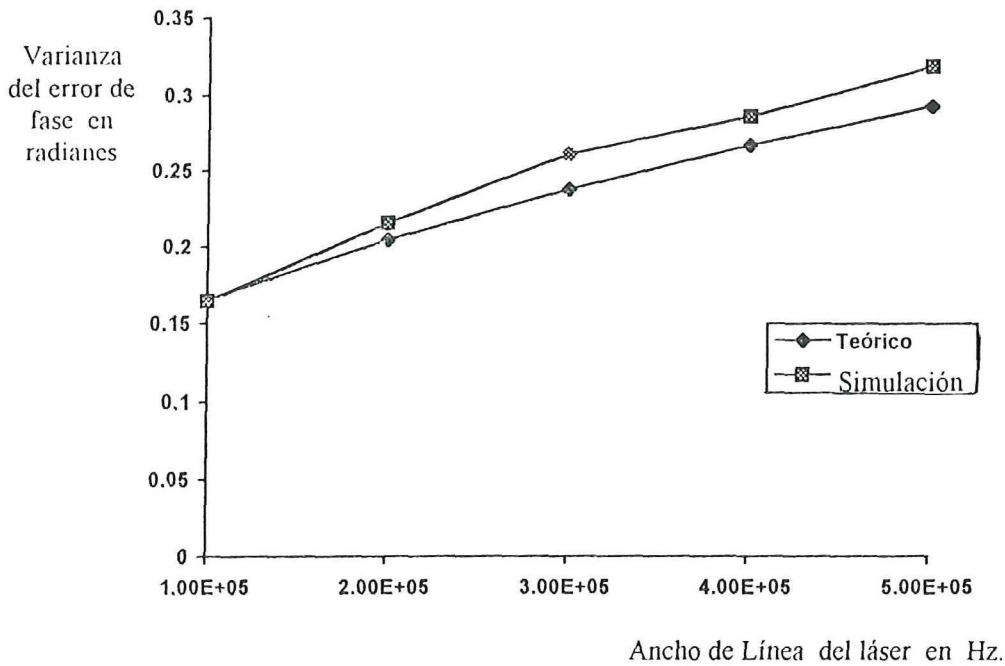


Figura 38. Gráfica de la varianza del error de fase contra frecuencia a diferentes niveles de ruido de fase.

Como se puede observar en la tabla VIII el efecto que causa el ruido de amplitud en la varianza del error de fase total no es significativo. En la tabla IX se muestra el efecto causado por el ruido de fase en el desempeño del PLL. Como se puede observar, a medida que se incrementa el ancho de línea del láser se incrementa la varianza del error de fase y esto ocasiona que el desempeño del PLL se degrade o, lo que es lo mismo, la probabilidad de errores de bit se incrementa. La probabilidad de error de bit permitida es de 10^{-9} , la cual se alcanza con una varianza de error de fase de 0.175rad [Kazovsky, 1986].

CAPITULO VI. EXPERIMENTACIÓN

VI.1 Introducción

En este capítulo se describe el trabajo experimental realizado, es decir, el diseño, realización y caracterización de: a) el manejador para el modulador de fase (amplificador y sumador), b) la etapa de fotodetección, y c) el filtro del lazo. También se realiza la integración de estos elementos en un sistema auto-homodino. Se presenta la caracterización de la etapa de fotodetección y la obtención de la ganancia del detector de fase.

En la figura 39 se muestra un diagrama a bloques del experimento auto-homodino. Se utiliza un láser de cavidad externa, cuyo haz se divide en dos para simular dos fuentes de luz independientes. El haz que se encuentra en la rama inferior junto con el modulador electro-óptico producen la oscilación local, en tanto que el haz de la rama superior es el portador de la señal de información y el ruido de fase. La señal del oscilador local y la señal modulada son las entradas al mezclador híbrido a 180° , el cual efectúa la mezcla óptica de dichas señales. Las señales obtenidas de esta mezcla inciden sobre la superficie de los fotodetectores, los cuales convierten la señal óptica en señal eléctrica. Las salidas de los fotodetectores son amplificadas y restadas, produciéndose así la señal en banda base deseada. Al modulador de fase entran datos a 2 Mbps, a los cuales se les adiciona ruido de amplitud con la finalidad de obtener ruido de fase controlado en el sistema.

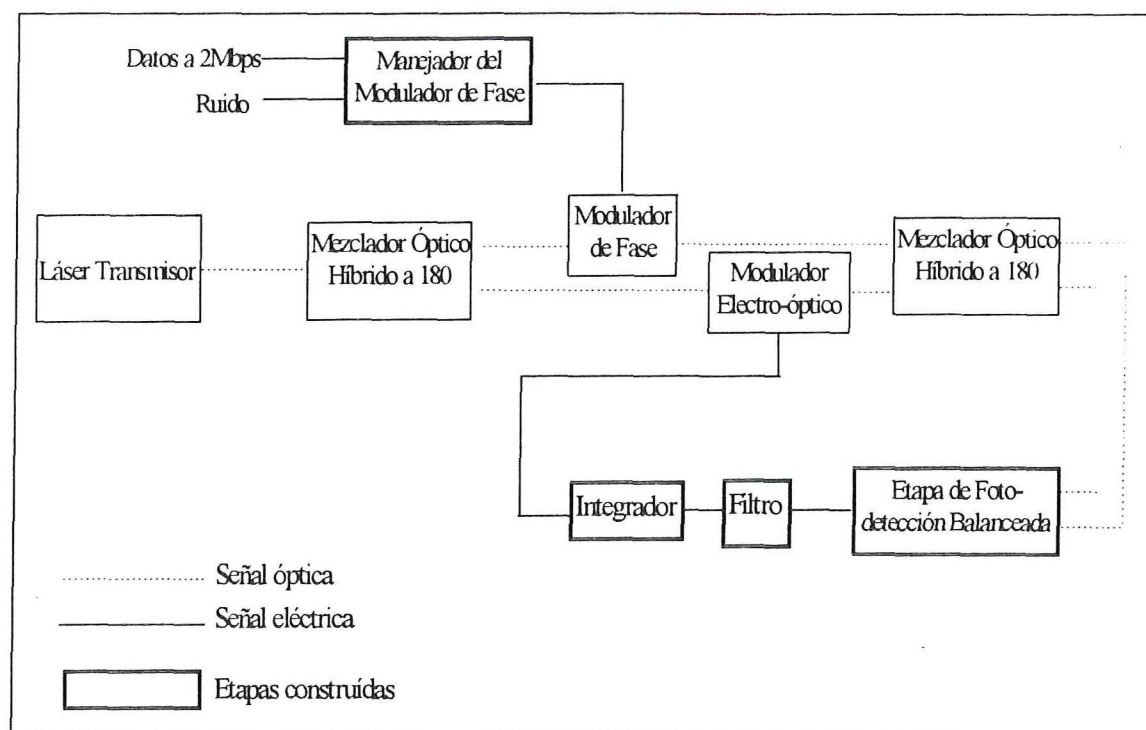


Figura 39. Diagrama a bloques del experimento auto-homodino.

En la figura 40 se muestra una fotografía del sistema auto-homodino. El láser utilizado, es un láser de cavidad externa de la compañía New Focus que opera a 1500 nm con una potencia de salida de 5mW y un ancho de línea de 50 KHz. La etapa de fotodetección está construida con dos fotodetectores preamplificadores PIN Fujitsu Micro (Apéndice F).

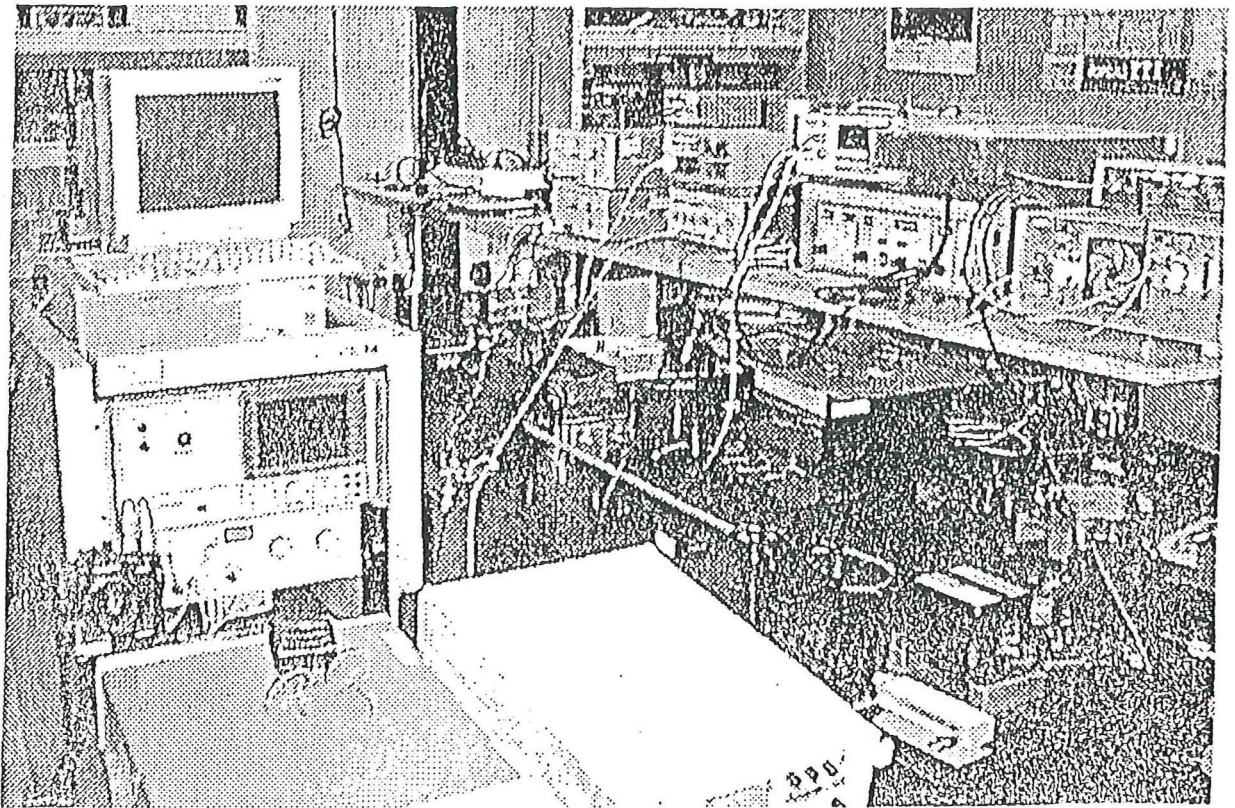


Figura 40. Fotografía del experimento realizado.

VI.2 Manejador del Modulador de Fase

Para realizar la modulación BPSK con portadora residual se utiliza el modulador de fase electro-óptico RAMER 102, y para el manejo se construyó un circuito con una impedancia de salida de 50 ohms. El circuito tiene dos entradas: en una de ellas se tiene la señal de información de 2Mbps; en la otra, una señal de ruido. Ambas señales son sumadas y amplificadas hasta obtener niveles de voltaje de salida de ± 3 V, con la finalidad de producir una modulación de fase incompleta. La modulación completa se alcanza con niveles de ± 5 V. El diagrama eléctrico del circuito realizado se puede observar en la figura 41.

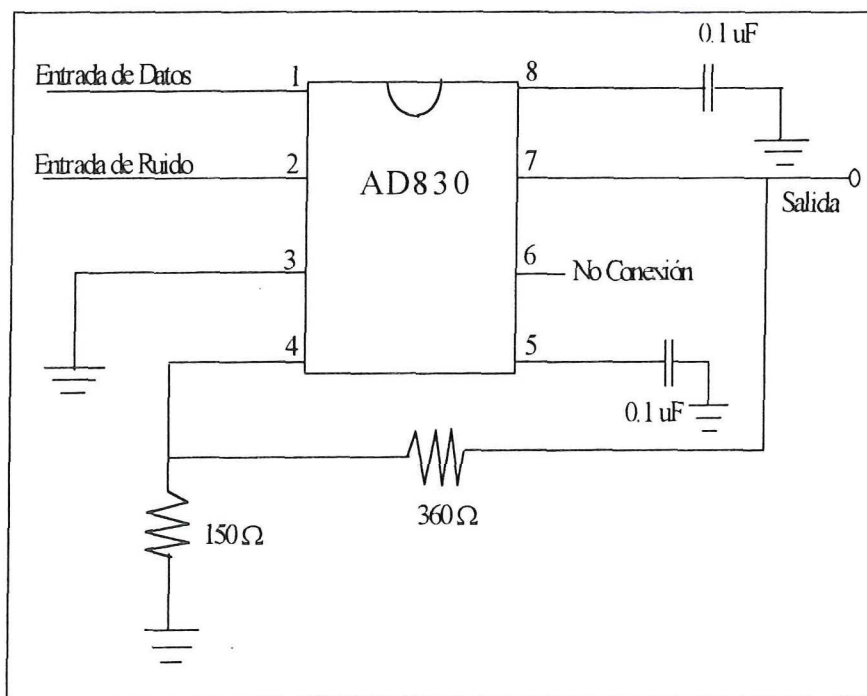


Figura 41. Diagrama eléctrico del manejador para el modulador de fase.

VI.3 Etapa de Fotodetección

Para la construcción de la etapa de fotodetección se estudiaron los diferentes tipos de fotodetectores que existen en el mercado y se decidió utilizar un pre-amplificador PIN FRM13S621PR Fujitsu Micro, debido a que este fotodetector no está acoplado en corriente alterna y presenta un ancho de banda suficientemente grande para la aplicación deseada. El pre-amplificador PIN es un fotodetector que amplifica y convierte la fotocorriente en voltaje y tiene un ancho de banda de 600 MHz. En la etapa de amplificación diferencial se utilizan: un amplificador operacional AD830 que opera adecuadamente a la frecuencia de trabajo deseada, y resistencias de carga para lograr la ganancia requerida. En la figura 42 se puede observar el diagrama eléctrico de la etapa de fotodetección y amplificación diferencial. La figura 43 muestra la fotografía de la etapa de fotodetección construida.

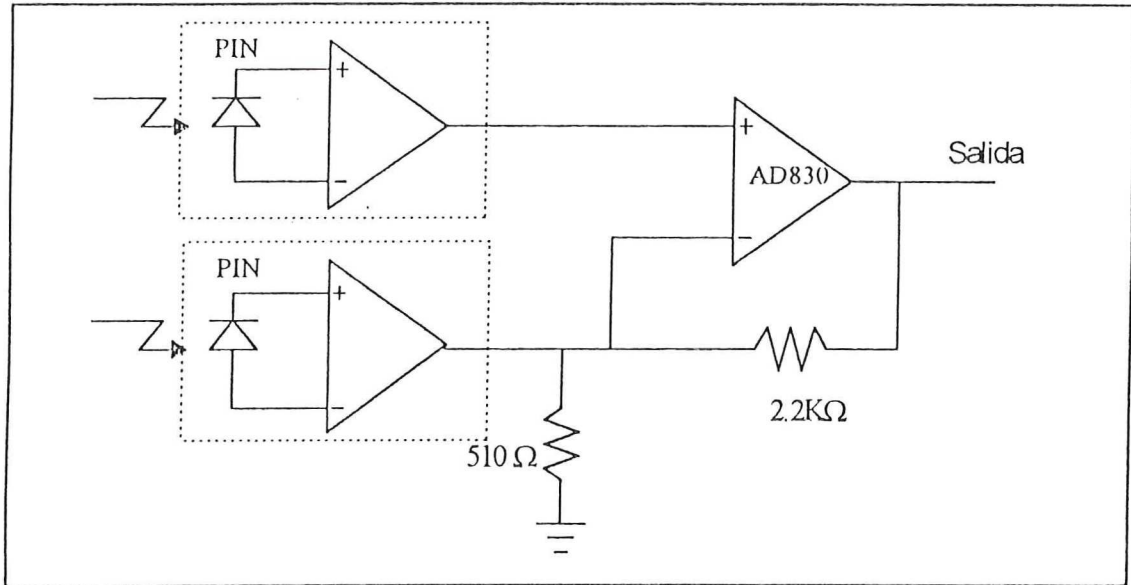


Figura 42. Diagrama de la etapa de fotodetección.

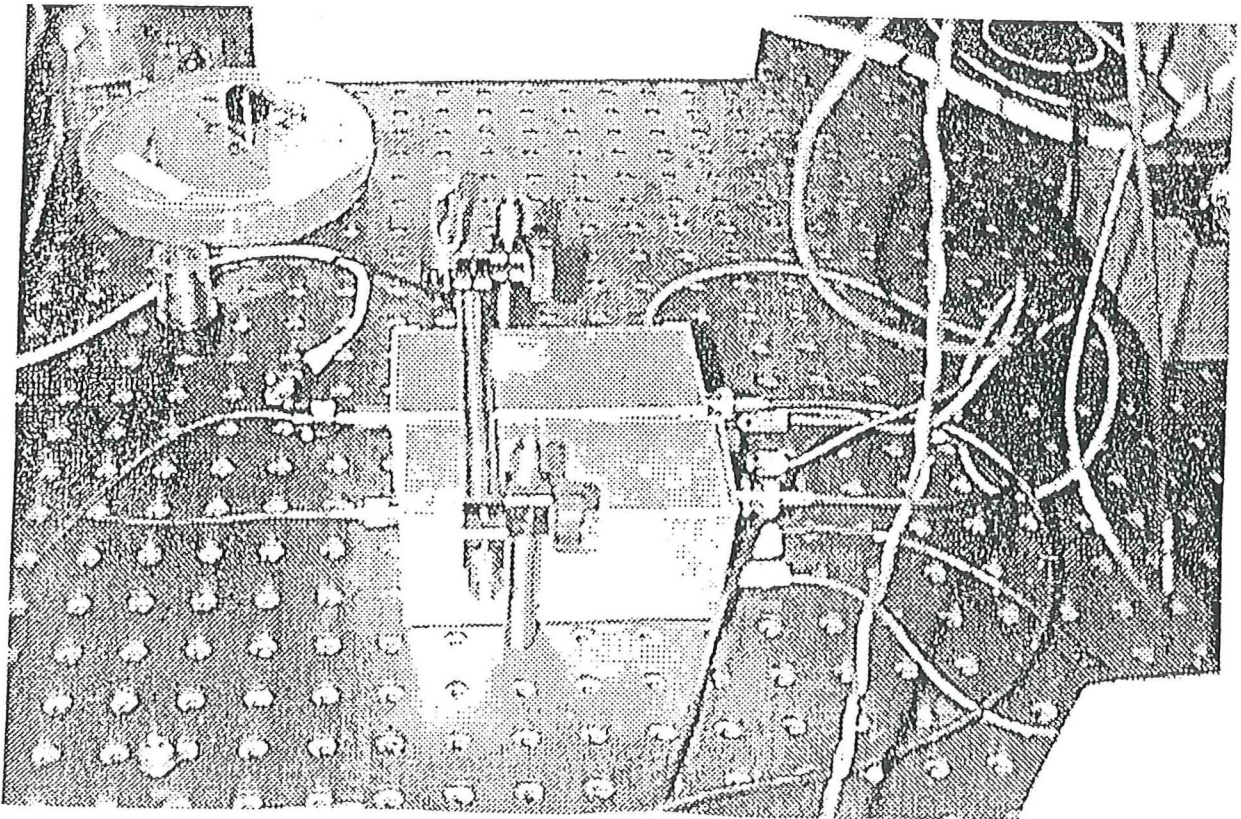


Figura 43. Fotografía de la etapa de fotodetección construida.

Para caracterizar la etapa de fotodetección se mide la relación señal a ruido y se calcula la Razón de Rechazo en Modo Común (RRMC). Para medir la relación señal a ruido se utilizó el experimento mostrado en la figura 44 de la siguiente manera: se inyecta una señal óptica modulada por una señal senoidal a diferentes frecuencias para observar la respuesta en frecuencia del circuito. En las figuras 45 y 46 se pueden observar algunos de los espectros en frecuencia obtenidos.

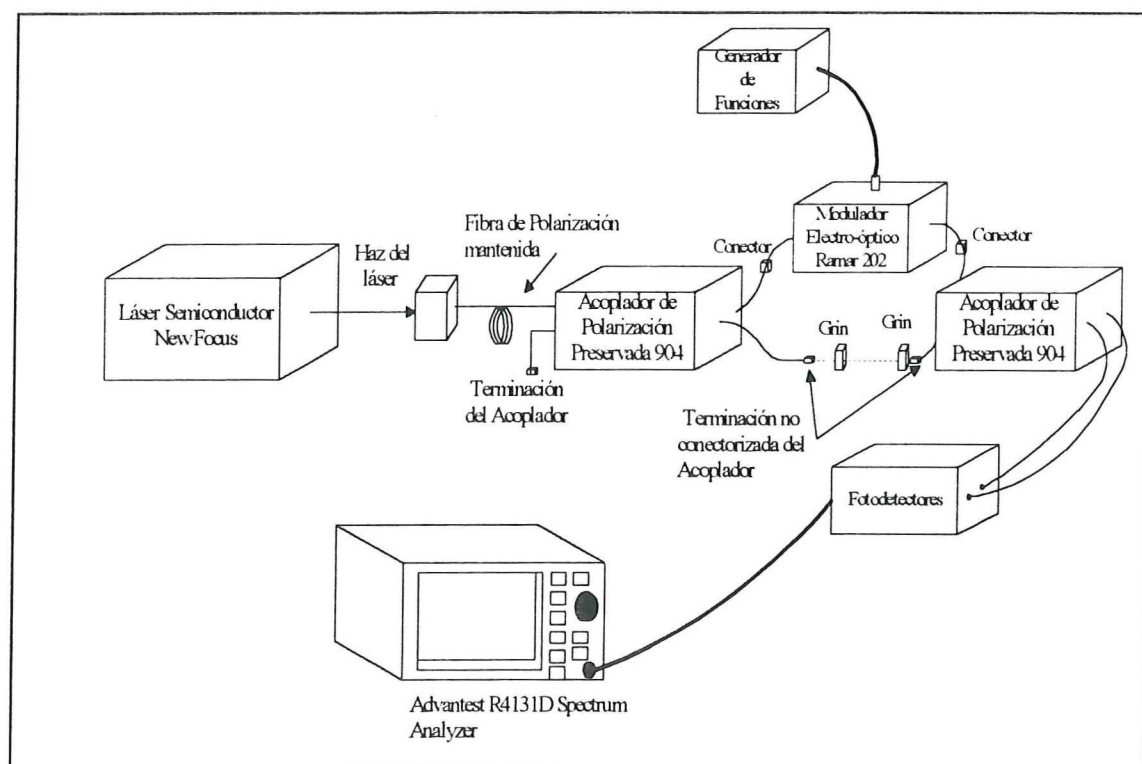


Figura 44. Montaje experimental utilizado en la caracterización de la etapa de fotodetección.

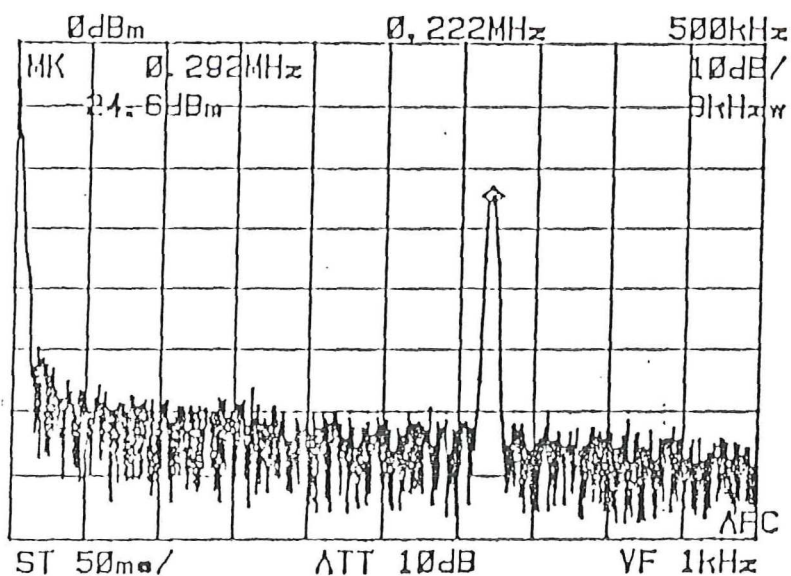


Figura 45. Espectro de la señal obtenida a la salida de la etapa de fotodetección cuando se modula con una señal senoidal a 0.3 MHz.

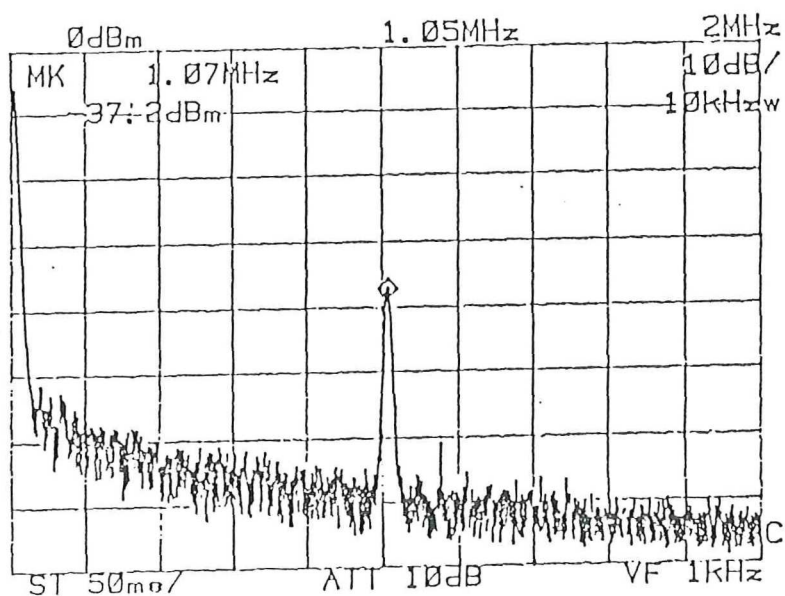


Figura 46. Espectro de la señal obtenida a la salida de la etapa de fotodetección cuando se modula con una señal senoidal a 1 Mhz.

En las figuras 45 y 46 se puede observar que la relación señal a ruido para ambas frecuencias es aproximadamente de 35 dB.

La RRMC es una medida de la capacidad que tiene un amplificador para rechazar señales indeseables [Boylestad,1989]. Para obtener la RRMC del sistema es necesario encontrar la ganancia en modo común, la ganancia en modo diferencial y aplicar la siguiente ecuación [Sedra,1987]:

$$\text{Razón de Rechazo en modo común} = 20 \log_{10} \frac{\text{Ganancia en modo diferencial}}{\text{Ganancia en modo común}}, \quad (92)$$

Para encontrar la ganancia en modo común se utiliza el experimento mostrado en la figura 47. Se mide la potencia a la entrada de los fotodetectores, así como la amplitud de la señal de salida de la etapa de fotodetección utilizando el analizador de espectros. Se realizan estas medidas para diferentes frecuencias y se calcula la ganancia de la siguiente manera:

$$\text{Ganancia en modo común} = \frac{\text{Voltaje de salida [mV]}}{\text{Potencia óptica de entrada [mW]}}, \quad (93)$$

los valores obtenidos se pueden observar en la figura 48.

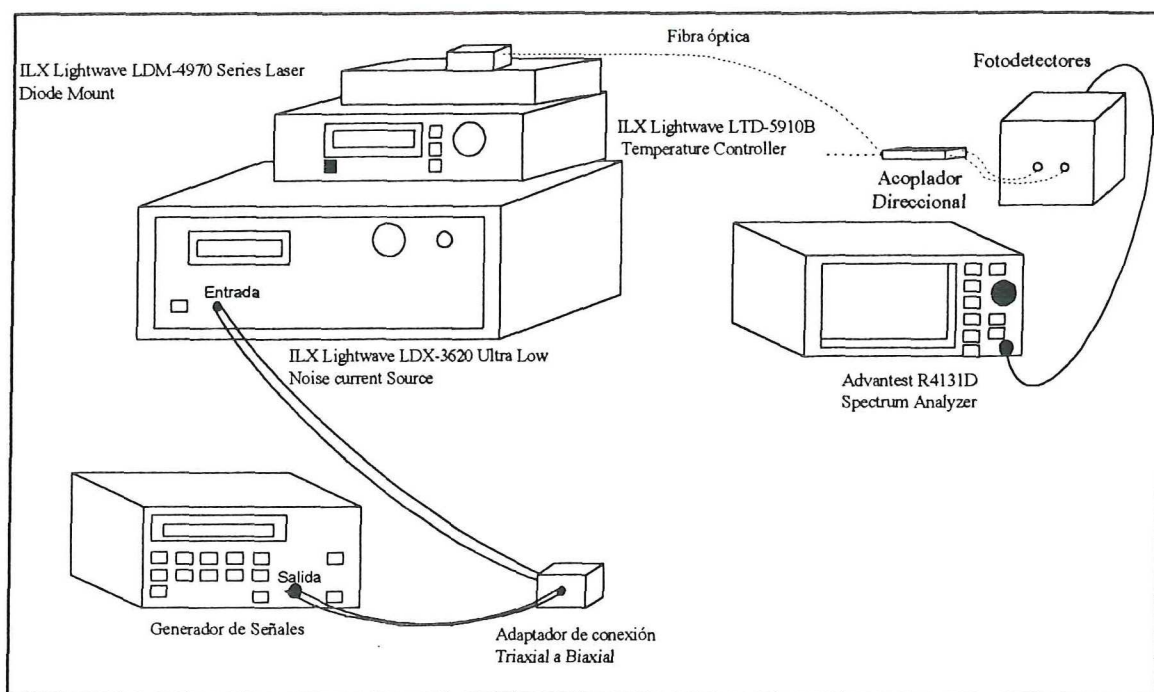


Figura 47. Experimento realizado para medir la ganancia en modo común.

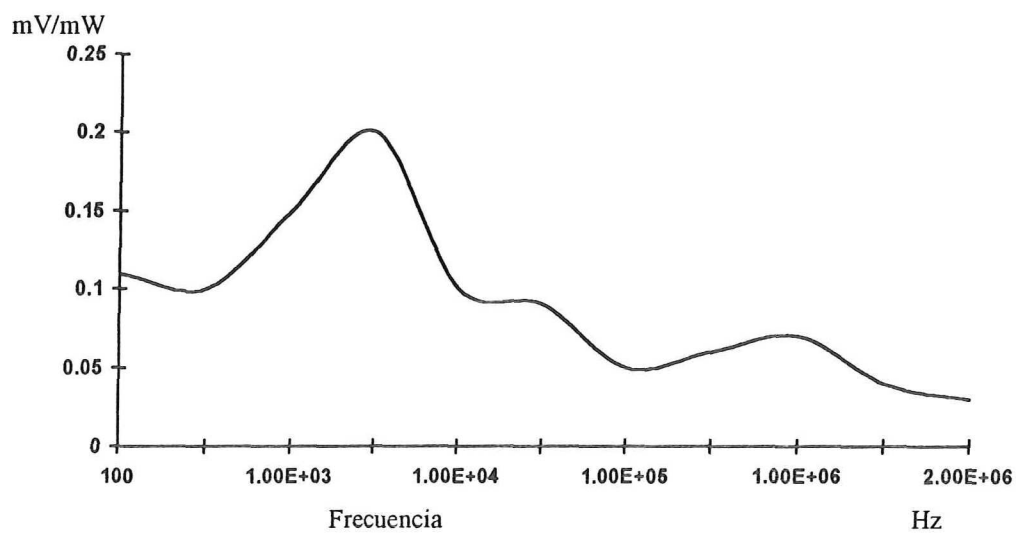


Figura 48. Gráfica de la ganancia en modo común contra frecuencia.

Para encontrar la ganancia en modo diferencial se utiliza el experimento mostrado en la figura 44. Se mide la potencia a la entrada de los fotodetectores, así como la amplitud de la señal de salida utilizando nuevamente el analizador de espectros. Se realizan estas medidas para las mismas frecuencias que se utilizaron en el experimento anterior y se calcula la ganancia en modo diferencial, de la siguiente manera:

$$\text{Ganancia en modo diferencial} = \frac{\text{Voltaje de salida [mV]}}{\text{Potencia optica de entrada [mW]}} , \quad (94)$$

los valores obtenidos se pueden observar en la figura 49.

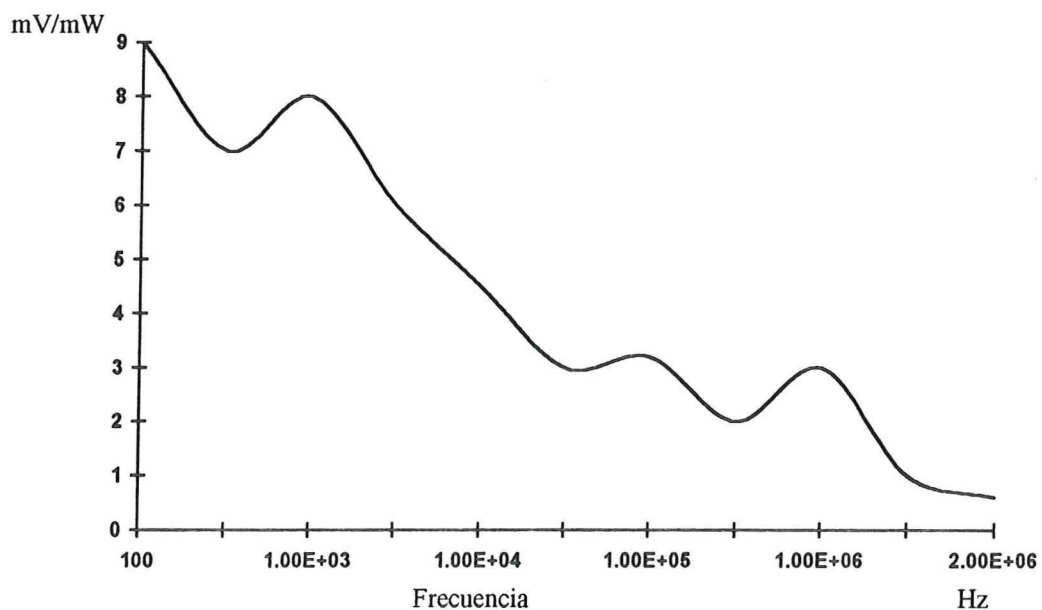


Figura 49. Gráfica de la ganancia en modo diferencial contra frecuencia.

Una vez calculada la ganancia en modo común y la ganancia en modo diferencial se calcula la RRMC, la cual se muestra en la figura 50. Los valores típicos de para la RRMC a bajas frecuencias son de 80 a 100 dB.

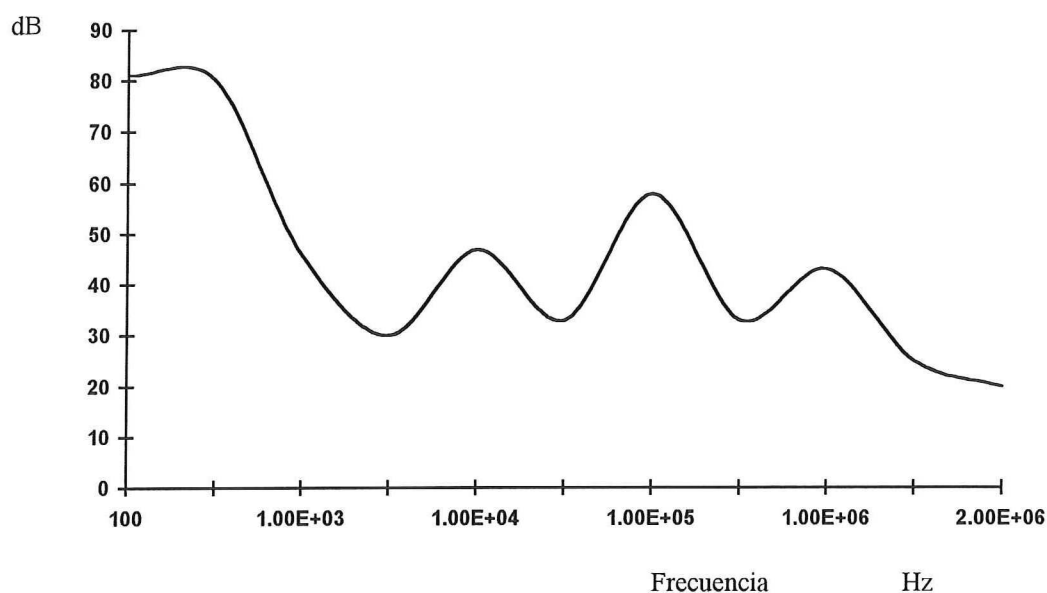


Figura 50. Gráfica de la Razón de Rechazo en Modo Común contra frecuencia.

VI.4 Filtro de Lazo

El filtro del lazo se construyó a partir del diseño realizado en el capítulo V. La caracterización del mismo se hizo aplicando en su entrada una señal a diferentes frecuencias para observar su respuesta, la cual coincide con los resultados obtenidos en la simulación.

VI.5 Medición de la Ganancia del Detector de Fase.

Para encontrar la ganancia del detector de fase se utiliza el montaje mostrado en la figura 51; la ganancia del detector de fase se mide con las curvas de Lissajous obtenidas a partir de un osciloscopio, en estas se superponen la señal de entrada al modulador de fase y la señal de salida de los fotodetectores. En la figura 52 se muestran algunas fotografías de las

curvas obtenidas, el eje "x" representa el desfaseamiento de la señal y el eje "y" representa la salida de los fotodetectores, además se puede observar que este detector de fase presenta una característica senoidal.

La ganancia del modulador de fase utilizado en el experimento es de 0.27 rad/Volt, por lo que para obtener un desfaseamiento de la señal de 90° es necesario aplicar un voltaje de 5.52 volts a su entrada. Debido a que el detector es de característica senoidal y a que se tiene 90° de desfaseamiento, el resultado obtenido es media onda senoidal. Con esta curva se puede obtener la ganancia del detector de la siguiente manera: se mide el nivel máximo de voltaje obtenido, la curva se aproxima a una línea recta y se encuentra su pendiente, esta curva se puede observar en las fotografías de la figura 52. A partir de estos cálculos se obtiene una ganancia de 28.64 mV/rad.

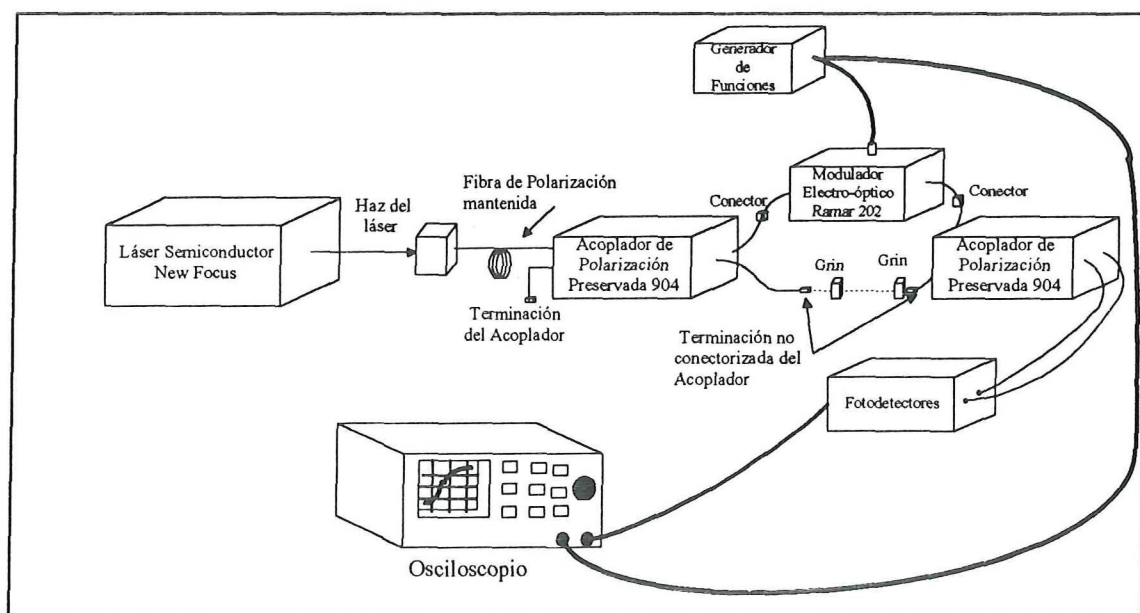


Figura 51. Montaje utilizado para medir la ganancia del detector de fase.

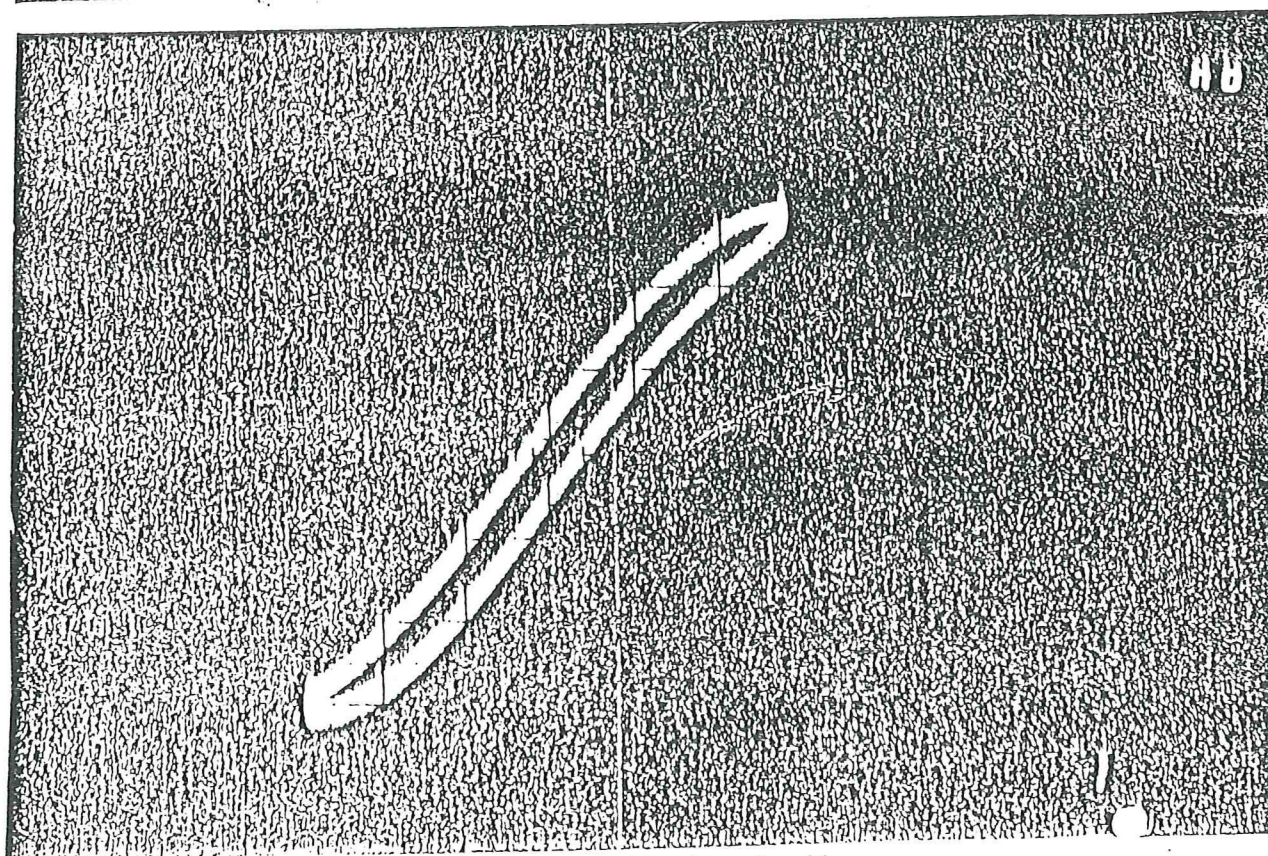
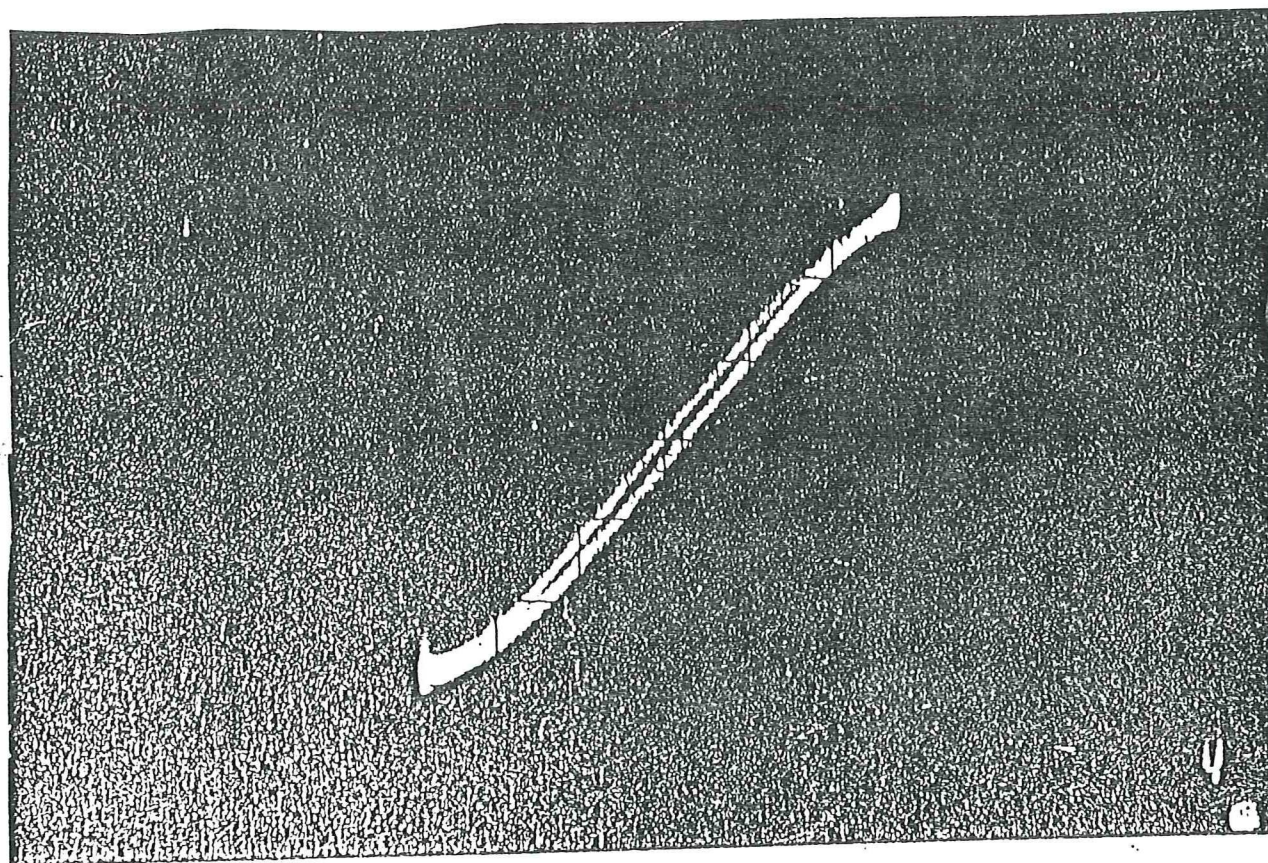


Figura 52. Fotografías de las curvas de Lissajous obtenidas.

CAPÍTULO VII. CONCLUSIONES

Se analizó un sistema de comunicaciones ópticas homodinas basado en un PLL balanceado y el efecto que producen el ruido de fase, de amplitud, así como la interferencia de los datos en el encadenamiento del PLL. El análisis se realizó basándose en un modelo lineal. A partir de este análisis se diseñó y simuló el PLL balanceado, el cual es utilizado como sincronizador de portadora en un sistema de comunicaciones ópticas homodinas.

Paralelamente, se construyeron diversos subsistemas electrónicos que servirán para la realización de un sistema auto-homodino experimental.

Como resultado de la simulación se obtuvieron los intervalos de encadenamiento y seguimiento del PLL y se observó una gran similitud entre éstos y los valores teóricos. También se midió la varianza del error de fase y se obtuvo la probabilidad de error de bit, encontrando que ésta cumple con los valores recomendados para un sistema de comunicaciones eficiente. Además, se midió el factor de amortiguamiento y la frecuencia natural, y se puede observar una buena concordancia entre éstos y los valores teóricos.

Se realizó un análisis de robustez. De éste se puede observar que un factor importante en el desempeño del sistema es el ancho de línea del láser. Para anchos de línea del doble o mayores al utilizado, el desempeño del sistema se ve muy afectado, es decir, se incrementa notablemente la probabilidad de error de bit.

VII.1 Recomendaciones

En base a la experiencia adquirida en la realización del presente trabajo, se proponen las siguientes actividades que podrían realizarse a futuro.

A partir de los subsistemas construidos realizar el montaje del sistema de comunicaciones auto-homodino y efectuar las mediciones de los intervalos de encadenamiento y de seguimiento, la probabilidad de error de bit y observar la eficiencia del sistema comparando estos resultados con los obtenidos en la simulación. Estos resultados deberán ser semejantes. También se podría realizar el mismo experimento utilizando dos láseres independientes para observar el desempeño del sistema y el comportamiento de la probabilidad de error de bit.

LITERATURA CITADA

- Agrawal Gavind P., 1992.** "Fiber -Optic Communications Systems", John Wiley & Sons, Inc USA. 445 pp.
- Arvizu Mondragón A., 1986.** Desarrollo de un Circuito de Sincronización de Símbolo para PCM a 34 Mbps. Tesis profesional de licenciatura UNAM. México, DF. 121 pp.
- Arvizu Mondragón A., 1990.** Transmisión Óptica con Detección Síncrona. Tesis de Maestría UNAM División de Estudios de Posgrado. México, DF. 245 pp.
- Arvizu Mondragón A. and Mendieta Jiménez F., 1997.** "Instantaneous Optical Carrier Phase Estimation in Homodyne BPSK Communication System"; Publicación en proceso.
- Bar-David and Salz Jack, 1988.** "On Dual Optical Detection: Homodyne and Transmitted-Reference Heterodyne Reception" IEEE Transactions on communications, vol. 36, No. 12.
- Barry John R. and Lee Edward A., 1990.** "Performance of a Coherent Optical Receivers" IEEE Proceedings, vol. 78, No. 8.
- Best Ronald E., 1984.** Phase Locked Loops; theory, design and applications. Mc.Graw-Hill, Inc. USA. 343pp.
- Blanchard Alain, 1976.** Phase Locked Loops, application to coherent receiver design. John Wiley & Sons. USA. 389 pp.
- Boylestad Robert. y Nashelsky Louis, 1989.** Electrónica Teoría de Circuitos. Prentice Hall, México. 845 pp.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Cruz Reyes, M. A. 1993.** “Extracción de Portadora y Ayuda de Adquisición de Encadenamiento en Comunicaciones Ópticas Coherentes”, Ensenada Baja California, México, tesis de maestría.
- Gardner Floyd M., 1979.** Phase Lock Techniques. John Wiley & Sons. New York, NY.
- Grant M. A., Michie W.C. , 1987.** “The Performance of Optical Phase Locked Loops in the Presence of Nonnegligible Loop Propagation Delay”, Journal Lightwave Tech. LT5, pp 592-597.
- Kazovsky Leonid G., 1986.** “Balanced Phase-Locked Loops for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis, Design Considerations, and Laser Linewidth Requirements” IEEE Journal of lightwave technology, vol. LT-4, No. 2.
- Kazovsky Leonid G. and Atlas Dogan A., 1990.** “A 1320-nm Experimental Optical Phase-Locked Loop: Performance Investigation and PSK Homodyne Experiments at 140 Mb/s and 2 Gb/s” IEEE Journal of lightwave technology, vol. 8, No. 9.
- Kazovsky Leonid G., 1985.** “Decision-Driven Phase-Locked Loop for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis and Laser Linewidth Requirements” IEEE Journal of lightwave technology, vol. LT-3, No. 6.
- Kesterson John W., 1993.** “Relative-phase modeling speeds Spice simulation of modulated systems”.Mitsubishi Electronics America Inc, EDN Magazine.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Linke Richard A., 1989.** "Optical Heterodyne Communications Systems" IEEE Communications Magazine, vol. 14, No. 5.
- Meyr Heinrich, 1990.** Synchronization in Digital Communications. Vol.1. John Wiley & Sons. New York, NY. 510 pp.
- Ramos R. T., 1992.** Optical Phase-Lock Loops Using Semiconductor Lasers. Tesis Doctoral Departament of Electronic and Electrical Engineering University College London. 180 pp.
- Roden Martin S., 1988.** Digital Communications. Mc.Graw-Hill, Inc. New York, NY. 150 pp.
- Sedra A. and Smith K.C., 1986.** Dispositivos Electrónicos y Amplificación de Señales. Interamericana. México. 958 pp.
- Sibley M.J.N., 1990.** Optical Communications. Mc. Graw-Hill, Inc. New York, NY. 150 pp.
- Spilker James J, 1977.** Digital Communications by Satellite. Prentice-Hall. Electrical engineering. New Jersey. 663 pp.
- Tosco Federico, 1990.** Fiber optic communications handbook. TAB profesional and reference books. Blue Ridge Summit, PA. 1173 pp.

APÉNDICE A

RUIDO EN EL RECEPTOR Y SUS PROPIEDADES

A1. Ruido de Fase $\phi_r(t)$

El ruido de fase total $\phi_r(t)$ causa un error de fase entre la señal óptica recibida y la señal del láser oscilador local. Si este ruido no es cancelado por el PLL, puede causar errores adicionales en la cadena de datos de salida [Kasovsky, 1986]. La densidad espectral de potencia (DEP) del ruido de fase tiene tres componentes principales como se puede observar en la figura 53.

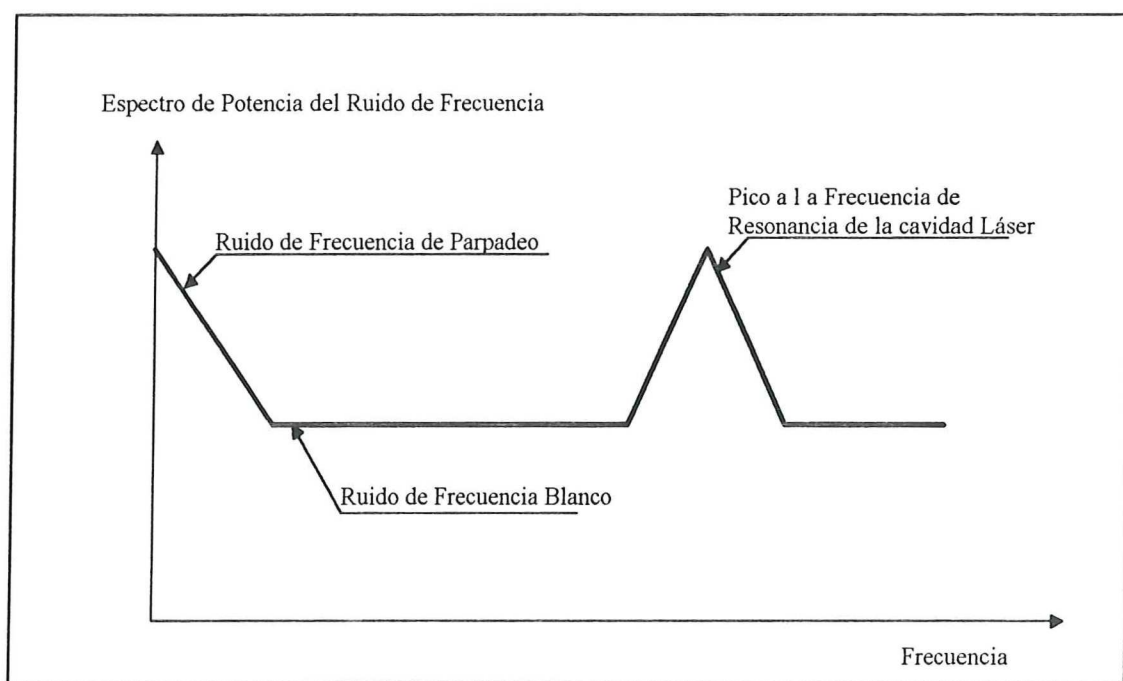


Figura 53. Espectro de potencia del ruido de frecuencia

La primera y la más importante es la componente que corresponde al ruido blanco en frecuencia:

$$S_{RFB}(f) = 2 \cdot \Delta\nu / (\pi f^2), \quad 0 < f < \infty \quad (95)$$

donde el subíndice “*RFB*” significa ruido blanco en frecuencia, y $\Delta\nu$ es el ancho de línea del láser. El factor 2 en (95) resulta del hecho de que $\phi_r(t)$ es generado por dos fuentes de ruido independientes (transmisor y el oscilador local).

La segunda componente del ruido de fase corresponde al ruido de parpadeo en frecuencia causado principalmente por las fluctuaciones de temperatura del láser y ocurre a bajas frecuencias. La DEP de $\phi_r(t)$ debida al ruido de parpadeo en frecuencia es [Spilker, 1977]:

$$S_{RP}(f) = k_a / f^3, \quad 0 < f < \infty \quad (96)$$

donde el subíndice *RP* significa ruido de parpadeo en frecuencia, y k_a es la medida de la intensidad del ruido de parpadeo.

La tercer componente del ruido de fase es un pico a la frecuencia de resonancia de la cavidad del láser como se muestra en la figura 45; la frecuencia a este pico, es típicamente de varios GigaHertz (1-10). En un sistema bien diseñado, la frecuencia de resonancia del láser es mucho mayor que el ancho de banda del sistema.

A2. El ruido de Disparo

El ruido de disparo afecta la salida del amplificador diferencial. La DEP unilateral del ruido de disparo es:

$$S_{RD}(f) = 2qRP_{LO}r^2, \quad 0 < f < \infty \quad (97)$$

donde el subíndice “RD” significa ruido de disparo. El efecto de $r(t)$ en el funcionamiento de la rama de detección de datos se obtiene conociendo el BER debido al ruido $r(t)$ y está definido por:

$$BER = Q[2\sqrt{RP_s \sin^2 \phi / (R_b q)}] \quad (98)$$

donde R_b ([bits/s]) es la razón de bit del sistema, q [A · s] es la carga del electrón, y $Q[\cdot]$ es la función definida como:

$$Q[\beta] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\beta}^{\infty} e^{-\lambda^2/2} d\lambda. \quad (99)$$

La ecuación 99 es válida cuando $r(t)$ es la única fuente de ruido.

A3. Interferencia de los Datos en el Encadenamiento de Fase

La interferencia de los datos en el encadenamiento de fase es generada por la señal de datos $A_d d(t)$ a la salida del amplificador diferencial. La señal de datos entra en la rama de encadenamiento de fase del detector y crea un error de fase adicional. Si el lazo está encadenado, entonces $\cos \phi_e(t) \approx 1$ y :

$$A_d \approx 2rR\sqrt{P_s P_{LO}} \sin \phi. \quad (100)$$

La señal de datos $A_d d(t)$ es una forma de onda binaria NRZ (No Retorno a Cero) aleatoria con la siguiente DEP:

$$S_d(f) = 2A_d^2 T \left[\frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \right]^2, \quad 0 < f < \infty \quad (101)$$

donde $S_d(f)$ es la DEP lateral de la señal de datos $A_d d(t)$, y T es la duración del bit.

Sustituyendo la ecuación 100 en la ecuación 101, obtenemos la densidad espectral de potencia de la interferencia de los datos en el encadenamiento de fase:

$$S_d(f) = 8P_s P_{LO} T \left[rR(\sin \phi) \cdot \frac{\text{sen}(\pi f T)}{\pi f T} \right]^2, \quad 0 < f < \infty \quad (102)$$

A4. Interferencia del encadenamiento de fase en los datos

La señal de los datos y la señal del error de fase aparecen en el mismo punto (en la salida del amplificador diferencial), la señal del error de fase aparecerá en la rama de detección de datos del receptor creando una interferencia entre el encadenamiento de fase y los datos. Definiremos la razón señal a ruido de la interferencia como:

$$CSNR \equiv E[V_d^2(t)] / E[V_{EFL}^2(t)], \quad (103)$$

donde $E[\cdot]$ denota la esperanza matemática, y $V_d(t)$ y $V_{EF}(t)$ son la señales de los datos y del error de fase, respectivamente.

APÉNDICE B

Lazo de Encadenamiento de Fase (PLL)

Un PLL es un circuito que sincroniza una señal de entrada con una señal generada por un oscilador local tanto en frecuencia como en fase. Cuando el PLL está encadenado, el estado del error de fase entre la señal de oscilador local y la señal de entrada es cero o muy pequeño. En la figura 54 se muestra el esquema básico de un circuito PLL:

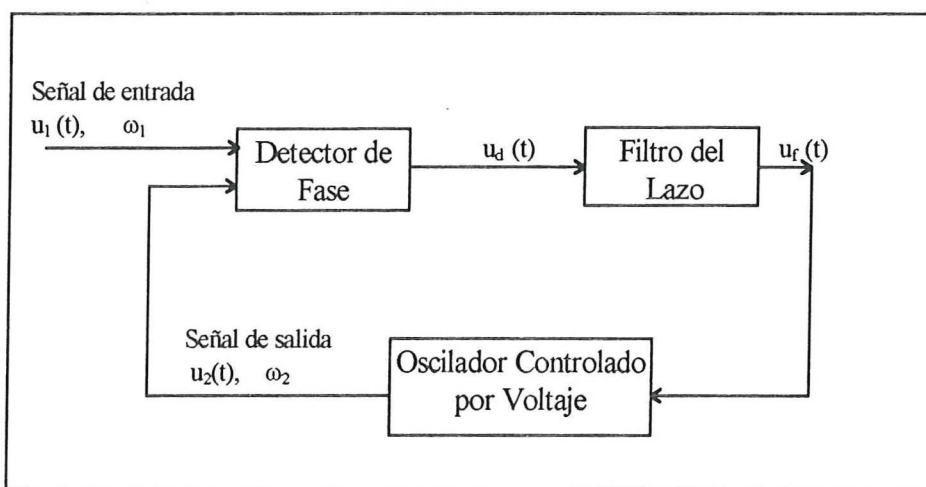


Figura 54. Esquema básico de un PLL

donde:

- 1.- $u_1(t)$ es la señal de entrada o referencia.
- 2.- ω_1 es la frecuencia angular de la señal de entrada.
- 3.- $u_2(t)$ es la señal del Oscilador Controlado por Voltaje (OCV).
- 4.- ω_2 es la frecuencia angular de la salida del OCV.
- 5.- $u_d(t)$ es la señal de salida del detector de fase.

6.- $u_f(t)$ es la señal de salida del filtro del lazo.

7.- ϕ_e es el error de fase, que se define como: $u_1(t) - u_2(t)$.

El funcionamiento del PLL es el siguiente: El detector de fase (DF) compara la fase de la señal de entrada $u_1(t)$ contra la fase de la señal producida por el oscilador local (OCV) $u_2(t)$; la salida del detector de fase es una medida de la diferencia de fase entre sus dos entradas. La señal producida por el DF es entonces filtrada por el filtro de lazo (FL) y aplicada al OCV. El voltaje de control en el OCV cambia la frecuencia del mismo, en una dirección tal que reduce la diferencia de fase entre la señal de entrada y el oscilador local.

Cuando el lazo esta “encadenado”, el voltaje de control es tal que la frecuencia del OCV es exactamente igual a la frecuencia promedio de la señal de entrada. Para cada ciclo de entrada hay uno y sólo un ciclo de oscilador de salida.

Esta característica de “encadenamiento”, es la que nos permite utilizar un PLL como circuito de sincronización.

Para el análisis se hace la suposición que el PLL está encadenado, y que las entradas al DF son dos señales de la forma:

$$u_1(t) = \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1), \quad (104)$$

$$u_2(t) = \text{cos}(\omega_2 t + \phi_2), \quad (105)$$

donde θ_1 es la fase de la señal de entrada y θ_2 es la fase de la señal producida por el OCV.

Que el DF sea lineal con una salida, es decir:

$$u_d(t) = k_d u_1(t) u_2(t), \quad (106)$$

$$u_d(t) = \frac{k_d}{2} \text{sen}[(\omega_1 - \omega_2)t + (\phi_1 - \phi_2)t] + \frac{k_d}{2} \text{sen}[(\omega_1 + \omega_2)t + (\phi_1 + \phi_2)t], \quad (107)$$

cuando el PLL está encadenado $\omega_1 - \omega_2 = 0$, y

$$u_d(t) = \frac{k_d}{2} \text{sen}[(\phi_1 - \phi_2)t] + \frac{k_d}{2} \text{sen}[(2\omega_1)t + (\phi_1 + \phi_2)t], \quad (108)$$

donde k_d es la ganancia del DF y se mide en volts/radián.

El filtro del lazo suprime el ruido y las componentes de alta frecuencia y ayuda a determinar el comportamiento dinámico del lazo (intervalos de encadenamiento y de seguimiento, ancho de banda y la respuesta transitoria)[Meyr, 1990].

$$u_f(t) = \frac{k_d}{2} \text{sen}[(\phi_1 - \phi_2)t]. \quad (109)$$

Si suponemos que la diferencia $\phi_1 - \phi_2$ es muy pequeña podemos decir que:

$\text{sen}x \approx x$ y la ecuación anterior queda como:

$$u_f(t) = \frac{k_d}{2} (\phi_1 - \phi_2). \quad (110)$$

El VCO tiene una frecuencia ω_2 , la cual esta determinada por la señal de salida del filtro del lazo $u_f(t)$.

$$\omega_2(t) = \omega_o + k_o u_f(t), \quad (111)$$

donde ω_o es la frecuencia angular central del VCO y k_o [$\text{s}^{-1}\text{v}^{-1}$] es la ganancia del VCO.

APENDICE C

Modelo en Fase Relativa del PLL

El modelo en fase relativa del PLL se muestra en la figura 55. En el sistema de fase relativa se considera que únicamente el término de desviación de frecuencia contiene información [Kesterson, 1993].

Del diagrama se puede observar que:

$$\phi_e = \frac{K_d}{2} \text{sen}(\phi_{\text{entrada}} - \phi_{\text{salida}}) . \quad (112)$$

Sí se considera que el error de fase es muy pequeño entonces:

$$\text{sen}(\phi_{\text{entrada}} - \phi_{\text{salida}}) = \phi_{\text{entrada}} - \phi_{\text{salida}} . \quad (113)$$

La ecuación 79 queda como:

$$\phi_e = \frac{K_d}{2} (\phi_{\text{entrada}} - \phi_{\text{salida}}) . \quad (114)$$

Se pueden comparar estos resultados con los obtenidos en el Apéndice B para un PLL convencional.

El modelo en fase relativa se basa en la relación existente entre la frecuencia y la fase como una función del tiempo:

$$\int \omega dt = \phi , \quad \text{ó} \quad \omega = \frac{d\phi}{dt} . \quad (115)$$

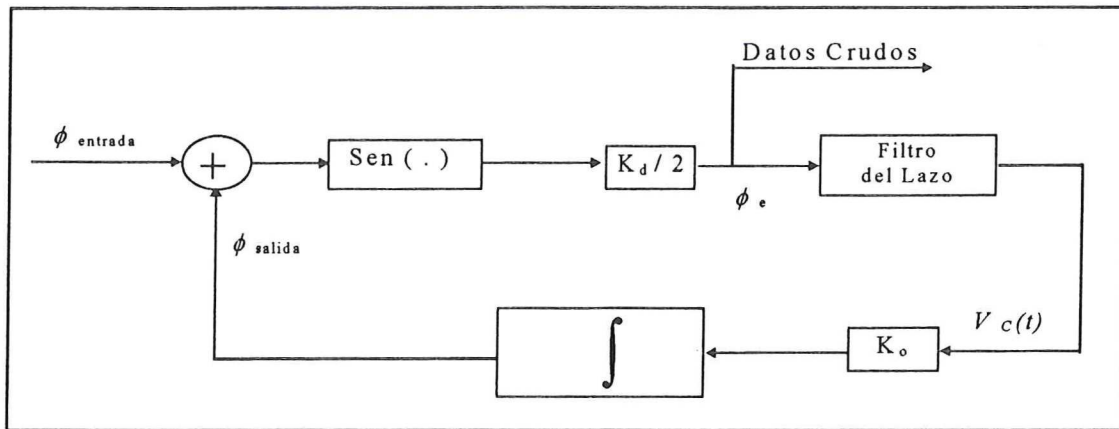


Figura 55. Diagrama a bloques del modelo para el PLL en el dominio de la fase relativa.

Para observar como esta relación opera en el modelo de la fase relativa, examinemos la ecuación para un OCV. Considere un OCV como un generador de onda senoidal cuya frecuencia en cualquier tiempo es una función del voltaje de control. Este oscilador opera generalmente a la frecuencia central; el voltaje de control “arrastra” la frecuencia hacia valores mayores de la frecuencia central si es positivo, o hacia valores menores de la frecuencia central si es negativo. Lo anterior se puede representar como:

$$V_o(t) = \text{sen}[\theta_o(t) + \theta_c(t)], \quad (116)$$

donde $\theta_c(t)$ es la fase acumulada en el tiempo como resultado del voltaje de control, y

$\theta_o(t) = \int \omega_o t$ es la fase debida a la frecuencia central ω_o . Se puede observar que si el

voltaje de control permanece en cero, la señal de salida será simplemente una onda senoidal a la frecuencia central. $\theta_c(t)$ está dada por:

$$\theta_c(t) = \int_0^t \omega_c(t) dt, \quad (117)$$

donde $\omega_c(t)$ es la desviación de frecuencia como función del tiempo, la cual depende del voltaje de control $V_c(t)$ y de la ganancia del OCV K_o , esto es:

$$\omega_c(t) = V_c(t)K_o, \quad (118)$$

por lo tanto:

$$\theta_c(t) = \int_0^t V_c(t)K_o dt. \quad (119)$$

Entonces la ecuación del OCV es:

$$V_o(t) = \text{sen}[\omega_o(t) + K_v \int_0^t V_c(t) dt]. \quad (120)$$

Como se puede observar el término de la desviación de fase contiene toda la información, lo que justifica la aplicación del modelo de fase relativa para trabajar en el dominio del voltaje contra tiempo.

Utilizando el modelo en fase relativa para Lazos de Encadenamiento de Fase, Lazos Cuadradores y Lazos de Costas, es posible reducir el tiempo de simulación que necesita un paquete para observar el desempeño de un sistema. Cuando la frecuencia de la portadora es alta, pero el ancho de banda de la información es varios ordenes de magnitud menor, modelando en el dominio de la fase relativa contra el dominio del tiempo se reduce el tiempo de simulación sin sacrificar los resultados.

APÉNDICE D

Modelo del Canal para un Sistema de Comunicaciones Ópticas Homodinas

La figura 56 muestra el diagrama a bloques del receptor balanceado. Se supone detección limitada por ruido de disparo como lo muestran los autores en trabajos previos [Arvizu Mondragón y Mendieta Jiménez, 1997]. La señal recibida es:

$$E_r = \sqrt{2P_s} \text{sen}(\omega_s t + W_1(t) + \theta_1 + I_k(t)), \quad (121)$$

donde P_s y ω_s son la potencia y la frecuencia de la señal recibida respectivamente, y $I_k(t)$ es la señal de datos ($I_k(t) = 0$ ó π para modulación BPSK). En el receptor, la señal recibida se mezcla con la señal del oscilador local que es:

$$E_{ol} = \sqrt{2P_{ol}} \text{sen}(\omega_{ol} t + W_2(t) + \theta_2), \quad (122)$$

donde P_{ol} y ω_{ol} son la potencia y la frecuencia de la señal del oscilador local respectivamente. $W_1(t)$ y $W_2(t)$, son procesos estocásticos que modelan las inestabilidades de fase (ruido de fase) del transmisor y del oscilador local, y θ_1 y θ_2 son variables aleatorias distribuidas uniformemente en el intervalo $(-\pi, \pi)$ utilizadas para tomar en cuenta la ausencia de la fase de referencia tanto en el transmisor como en el receptor como lo señalan los autores en trabajos previos [Arvizu Mondragón y Mendieta Jiménez, 1997].

La señal de datos E_s y la del oscilador local E_{ol} son mezcladas utilizando un híbrido a 180° dando las siguientes señales:

$$E_I = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_s + E_{ol}], \quad (123)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_s - E_a] . \quad (124)$$

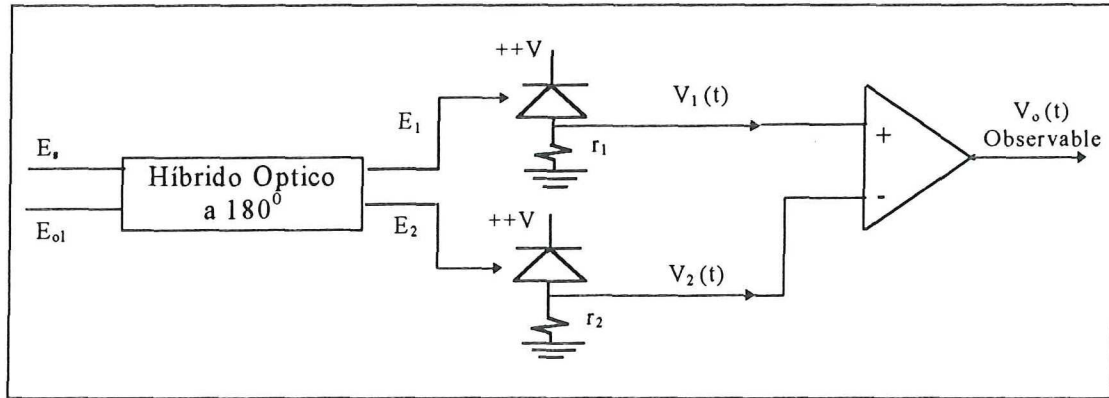


Figura 56. Receptor Balanceado Homodino

Estas señales son fotodetectadas obteniendo:

$$V_1(t) = r_1 R_1 E_1 E_1^* + n_1(t) , \quad (125)$$

$$V_2(t) = r_2 R_2 E_2 E_2^* + n_2(t) , \quad (126)$$

donde E_1^* y E_2^* son el complejo conjugado de E_1 y E_2 , respectivamente. $V_1(t)$ y $V_2(t)$ son las señales de voltaje, r_1 y r_2 son las resistencia de carga de los fotodetectores [ohms], R_1 y R_2 son las responsividades de los fotodetectores [A/Watt], y $n_1(t)$ y $n_2(t)$ en [Volts] son las señales del ruido aditivo a la salida de los fotodetectores.

Haciendo $r_1 = r_2 = r$ y $R_1 = R_2 = R$, y sustituyendo en la ecuación 125, usando las ecuaciones 121 y 122 y reduciendo tenemos:

$$V_1(t) = \frac{rR}{2} [P_s + P_a] + 2\sqrt{P_s P_a} rR \sin(\omega_H t + x + I_k) + n_1(t) . \quad (127)$$

Los términos de alta frecuencia son eliminados debido a la característica paso-bajas del receptor. En la ecuación 127 se utilizan las siguientes asignaciones:

$$\omega_h = \omega_s - \omega_{ol} ,$$

$$W = W_1 - W_2 ,$$

$$\theta = \theta_1 - \theta_2 ,$$

$$x = W + \theta ,$$

de manera similar la ecuación 128 se obtiene como:

$$V_2(t) = \frac{rR}{2} [P_s + P_{ol}] - 2\sqrt{P_s P_{ol}} rR \text{sen}(\omega_h t + x + I_k) + n_2(t) . \quad (128)$$

El voltaje de salida es:

$$V_o(t) = A[V_1(t) - V_2(t)] + n(t) . \quad (129)$$

En la ecuación 129, $n(t) = f(n_1(t), n_2(t), A)$ es el ruido aditivo a la salida del amplificador diferencial con una ganancia de voltaje A. De las ecuaciones 127, 128 y 129 tenemos:

$$V_o(t) = 4ArR\sqrt{P_s P_{ol}} \text{sen}(\omega_h t + x + I_k) + n(t) , \quad (130)$$

$n_1(t)$ y $n_2(t)$ son originados principalmente por el ruido de disparo producido por el proceso de fotodetección (se supone detección limitada por el ruido de disparo y que el ruido de exceso generado por las variaciones de la intensidad del oscilador local se reducen con el uso del esquema de detección balanceada). La densidad espectral del ruido $n(t)$ es:

$$S_n(f) = 2A^2 e I_{cd} r^2 = \frac{N_o}{2} \quad [\text{volts}^2/\text{Hz}] , \quad (131)$$

donde e es la carga del electrón y $I_{cd} = I_{cd_1} + I_{cd_2}$ [A] es la corriente directa total producida por los fotodetectores.

Por conveniencia, se utiliza notación convencional de ruido blanco. Para simplificar la notación y para utilizar el cálculo de Ito haremos las siguientes definiciones:

$$V_o(t) = r(t) = \frac{dy(t)}{dt}, \quad (132)$$

$r(t)$ es el proceso de observación eléctrico. Entonces, la ecuación de Ito del proceso de observación es:

$$dy(t) = V_o(t)dt = S(x, t, I_k)dt + n(t)dt, \quad (133)$$

donde:

$$V_o(t) = \sqrt{2P_h} \text{sen}(\omega_h t + x + I_k) + n(t), \quad (134)$$

$$S(x, t, I_k) = \sqrt{2P_h} \text{sen}(\omega_h t + x + I_k), \quad (134.1)$$

$$P_h = 8P_s P_{ol} A^2 r^2 R^2. \quad (135)$$

Usando la integral de Stratonovich y el cálculo de Ito la siguiente igualdad puede usarse:

$$n(t)dt = \sqrt{\frac{N_o}{2}} du(t), \quad (136)$$

donde $\dot{u}(t) = \frac{du(t)}{dt}$ es un proceso de ruido blanco gaussiano con densidad espectral $N_o/2$.

Sustituyendo la ecuación 136 en la 133 tenemos :

$$dy(t) = S(x, t, I_k)dt + \sqrt{\frac{N_o}{2}} du(t). \quad (137)$$

El proceso del ruido de fase $x(t)$ puede modelarse aproximadamente por un proceso de Wiener el cual se describe usando la siguiente definición en la notación de Ito.

$$dx(t) = \frac{I}{\sqrt{t_c}} dv'(t), \quad (138)$$

donde $dv'(t)$ es un proceso de Wiener estándar con $x(0) = \theta$, y $t_c = \frac{I}{t_{c1}^{-1} + t_{c2}^{-1}}$ [seg], es el tiempo de coherencia de la señal homodina, t_{c1} , t_{c2} son los tiempos de coherencia del transmisor y del oscilador local y están relacionados con el ancho de línea f_{L1} por la siguiente ecuación:

$$t_{c1} = \frac{I}{2\pi f_{L1}} [\text{seg}] \quad \text{y} \quad t_{c2} = \frac{I}{2\pi f_{L2}} [\text{seg}].$$

El modelo del canal obtenido de esta manera se muestra en la figura 57 y está definido por las ecuaciones 134.1, 137 y 138 [Arvizu Mondragón,1997]. Este modelo es el que se emplea para añadir el ruido de fase al sistema que se simula en SPW.

El ancho del línea de cada láser es de 50 Khz y el tiempo de coherencia para cada láser es de 3.18 μ s. El tiempo de coherencia total es 1.59 μ s. Con esto queda definido el ruido de fase para el sistema.

Para obtener el ruido de amplitud es necesario conocer la responsividad del detector, la potencia del oscilador local y la resistencia de carga. Con estos parámetros y la utilización de la ecuación 131 se obtiene el modelo del ruido de amplitud.

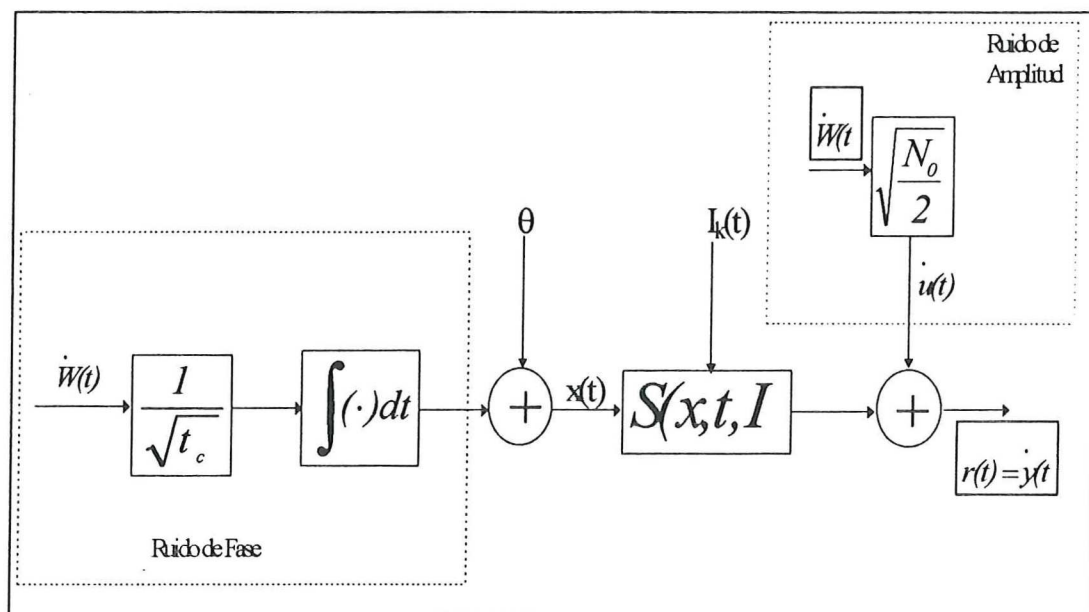


Figura 57. Modelo del Canal.

APÉNDICE E

Comportamiento Dinámico del PLL

E.1 Intervalo de Encadenamiento

La magnitud del intervalo de encadenamiento puede obtenerse suponiendo que el PLL está inicialmente desencadenado y que la frecuencia de referencia es $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega$. Por lo tanto la señal de referencia del PLL estará dada por :

$$u_1(t) = \text{sen}(\omega_0 t + \Delta\omega t), \quad (139)$$

y la señal de salida por:

$$u_2(t) = \cos(\omega_0 t). \quad (140)$$

La señal de salida del detector de fase es:

$$u_d(t) = K_d \text{sen}(\Delta\omega t) + \text{términos de alta frecuencia} \quad (141)$$

El filtro del lazo suprime los términos de alta frecuencia, y su salida está representada por:

$$u_f(t) \approx K_d |F(\Delta\omega)| \text{sen}(\Delta\omega t) \quad (142)$$

esta es un señal de corriente alterna que ocasiona la modulación en frecuencia del OCV. La desviación de frecuencia pico es igual a $K_d K_o |F(\Delta\omega)|$.

En la figura 58 la frecuencia ω_2 del OCV se grafica contra el tiempo para 2 casos: en la figura 58 a) la desviación de frecuencia pico es menor que el desbalance $\Delta\omega$ entre la frecuencia de referencia y la frecuencia de salida del OCV. Por lo tanto no se encadenará, al menos no instantáneamente. En la figura 58 b) se muestra un caso especial donde la

desviación de frecuencia es tan grande como el desbalance de frecuencia $\Delta\omega$. La frecuencia de salida del OCV se muestra con la línea sólida. Cuando el valor de la desviación de frecuencia es mayor, ω_2 es exactamente el valor de la frecuencia de referencia ω_1 , y por lo tanto, el PLL se encadena.

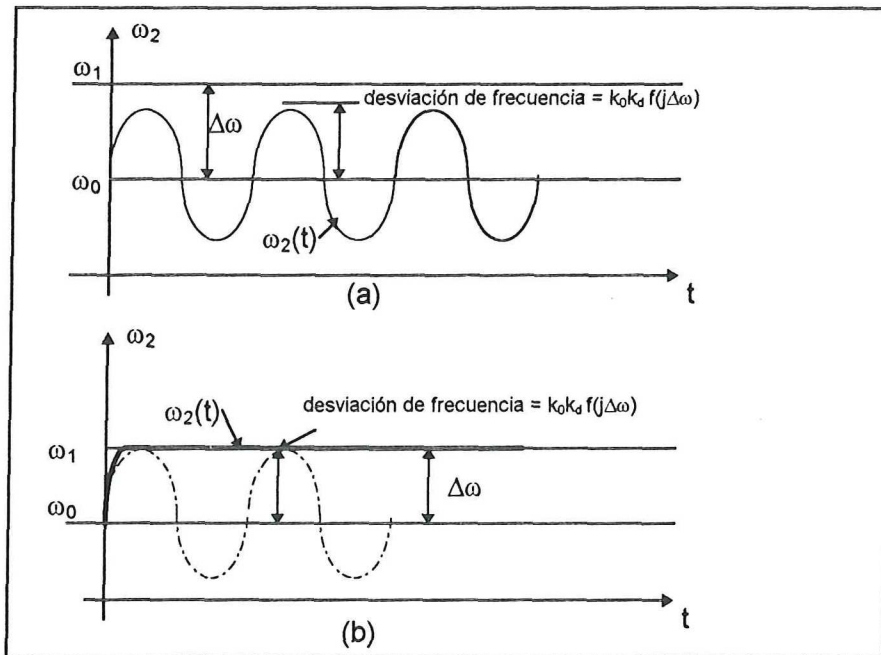


Figura 58. Proceso de encadenamiento. (a) La desviación de frecuencia pico es menor que el desbalance $\Delta\omega$; por lo tanto, el proceso de encadenamiento puede no existir. (b) La desviación de frecuencia pico es igual que el desbalance $\Delta\omega$, por lo tanto, el PLL se encadena después de un corto tiempo.

La condición para el encadenamiento es entonces:

$$K_0 K_d F(\Delta\omega) \geq \Delta\omega. \quad (143)$$

El intervalo de encadenamiento $\Delta\omega_e$ por consecuencia está dado por:

$$\Delta\omega_e = K_0 K_d |F(\Delta\omega_e)|. \quad (144)$$

Esta es una ecuación no lineal para $\Delta\omega_e$. La solución de esta ecuación es muy simple si se introduce una aproximación para $|F(\Delta\omega_e)|$. En la práctica, el intervalo de encadenamiento es siempre mayor que las frecuencias de esquina $1/\tau_1$ y $1/\tau_2$ del filtro del lazo. Para la ganancia del filtro $|F(\Delta\omega_e)|$ se utiliza la siguiente aproximación:

$$|F(\Delta\omega_e)| \approx \tau_2/(\tau_1 + \tau_2). \quad (145)$$

Además, como τ_2 es mucho menor que τ_1 , se puede hacer la siguiente aproximación:

$$|F(\Delta\omega_e)| \approx \tau_2/\tau_1. \quad (146)$$

Utilizando las ecuaciones 78 y 79 y suponiendo que la ganancia es muy grande entonces:

$$\Delta\omega_e = 2\zeta\omega_n. \quad (147)$$

E.2 Intervalo de Seguimiento

La magnitud del intervalo de seguimiento se obtiene calculando la desviación de frecuencia de la señal de referencia, la cual causa un error de fase θ_e de $\pi/2$. En este caso tenemos:

$$\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega_s, \quad (148)$$

donde $\Delta\omega_s$ es el intervalo de seguimiento. Para la señal de fase $\theta_1(t)$ tenemos:

$$\theta_1(t) = \Delta\omega_s \times t, \quad (149)$$

donde la transformada de Laplace de $\theta_1(t)$ es:

$$\Theta_1(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2} \quad (150)$$

el error de fase se puede calcular como:

$$\Theta_e(s) = \Theta_1(s)H_e(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2} \frac{K_0K_dF(s)}{s + K_0K_dF(s)} \quad (151)$$

Usando el teorema del valor final de la transformada de Laplace, se calcula el error final de fase en el dominio del tiempo:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\Theta_e(s) = \frac{\Delta\omega}{K_0K_dF(0)} \quad (152)$$

La ecuación 148 es válida sólo para valores pequeños de θ_e . Para valores más grandes del error de fase se tiene:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \sin\theta_e(t) = \frac{\Delta\omega_s}{K_0K_dF(0)} \quad (153)$$

En el límite del intervalo de seguimiento, $\theta_e = \pi/2$ y el $\sin(\theta_e)$ son exactamente 1.

Por lo tanto obtenemos la siguiente expresión para el intervalo de seguimiento:

$$\Delta\omega_s = K_0K_d F(0). \quad (154)$$

La ganancia de corriente directa $F(0)$ del filtro del lazo depende del tipo de filtro, en este caso la ganancia es unitaria por lo tanto el intervalo de seguimiento es:

$$\Delta\omega_s = K_0K_d. \quad (155)$$

APÉNDICE F

Hojas de Especificaciones

Specifications for the LDX - 3620

<u>Output</u>	<u>0 - 200 mA Range</u>	<u>0 - 500 mA Range</u>
Output Current	0 - 200 mA	0 - 500 mA
Compliance Voltage:	≥ 5 volts	≥ 4 volts
Noise and Ripple: (5Hz - 10 Mhz bandwidth)		
Battery operation	≤ 850 nA rms	≤ 5 uA rms
AC line operation	≤ 3 uA rms	≤ 8 uA rms
(5Hz - 10 KHz bandwidth)		
Battery operation	≤ 100 nA rms	≤ 500 uA rms
AC line operation	≤ 2 uA rms	≤ 6.5 uA rms
Noise Density: (Battery operation)		
50/60 Hz	5.2 nA/Hz	11.5 nA/Hz
1 KHz	815 pA/Hz	2.6 nA/Hz
25 KHz	315 pA/Hz	795 pA/Hz
Stability:		
10 - 20 seconds	≤ 0.1 ppm	
3 - 5 minutes	≤ 1.0 ppm	
10 - 30 minutes	≤ 10.0 ppm	
Temperature Coefficient:	≤ 10 ppm/ $^{\circ}$ C	
Transients:	≤ 10 uA	
Ramp Trigger:	Ramp start trigger for oscilloscope output; Optically isolated open collector TTL output	
Ramp Playback Time:	700 uSec, approximately	
Output Connector:	Shielded 9 -pin D-sub on rear panel	

CURRENT LIMIT

Range: 10 - 500 mA

Accuracy: ± 5 mA

DISPLAY

Type: 4 - 1/2 digit LCD

	<u>0 - 200 mA Range</u>	<u>0 - 500 mA Range</u>
Resolution:	0.01 mA	0.1 mA
Accuracy:	± 0.05 mA	± 0.2 mA

Reads: LASER diode current in mA
Monitor photodiode current in mA

MODULATION / FEEDBACK INPUTSPhotodiode Feedback

Input Type: Current input from external photodiode
Range: 20 μ A to 2 mA for full scale output
Connectors: Rear Panel Isolated BNC Jack or
9-pin Rear Panel D-sub Connector

Internal Ramp Generator

Period: Adjustable 50 msec to 100 sec
Span Adjustment: 0-200 mA 0 - 500 mA

External Modulation Input

Bandwidth (3 dB point)
AC Coupled: 100 Hz to 1 Mhz
DC Coupled: 0 Hz to 1 Mhz

	<u>0 - 200 mA Range</u>	<u>0 - 500 mA Range</u>
Transfer Function:	100 mA/V	250 mA/V

Connector: Isolated Front Panel BNC Jack

GENERALAC Power

Input Voltage Range

100 - 125 or 210 - 250 VAC

Line Frequency

50/60 Hz

Battery

+ 12 volt supply:

4.5 amp-hour sealed lead-acid battery (standard)

- 12 volt supply:

1.2 amp-hour sealed lead-acid battery

Temperatura Range

Operating:

0 to 50⁰ C

Storage:

-40 to 70⁰ C

AD830 - SPECIFICATIONS ($V_s = \pm 15V$, $R_{LOAD} = 150 \Omega$, $C_{LOAD} = 5 \text{ pF}$, $T_A = +25^\circ \text{C}$)

Parameter	Conditions	AD830j/A			AD830S ¹			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
DYNAMIC CHARACTERISTIC								
3 dB Small Signal Bandwidth	Gain=1, V _{out} =100 mV rms	80	100		80	100		MHz
0.1 dB Gain Flatness Frequency	Gain=1, V _{out} =100 mV rms	11	15		11	15		MHz
Differential Gain Error	0 to 0.7 V, Freq = 4.5 MHz		0.05	0.08		0.05	0.08	%
Differential Phase Error	0 to 0.7 V, Freq = 4.5 MHz		0.08	0.12		0.08	0.12	Degrees
Slew Rate	2 V Step		34			34		V/μs
	4 V Step		530			530		V/μs
3 dB Large Signal Bandwidth	Gain=1, V _{out} =1 V rms		50			50		MHz
Setting Time	V _{out} = 2 V Step, to 0.1 %		25			25		ns
	V _{out} = 4 V Step, to 0.1 %		35			35		ns
Harmonic Distortion	2 V p-p, Freq = 1 MHz		-82			-82		dBc
	2 V p-p, Freq = 4 MHz		-72			-72		dBc
Input Voltage Noise	Freq = 10 KHz		27			27		nV/√Hz
Input Current Noise			1.4			1.4		pA/√Hz
DC PERFOTMANCE								
Offset Voltage	Gain=1		± 1.5	± 3		± 1.5	± 3	mV
	Gain=1, T _{min} - T _{max}			± 5			± 7	mV
Open Loop Gain	DC	64	69		64	69		dB
Gain Error	R _L = 1 K Ω, G = ± 1		± 0.1	± 0.6		± 0.1	± 0.6	%
Peak Nonlinearity, R _L = 1 K Ω,	- 1 V ≤ X ≤ +1 V		0.01	0.03		0.01	0.03	% FS
Gain = 1	-1.5 V ≤ X ≤ +1.5 V		0.035	0.07		0.035	0.07	% FS
	- 2 V ≤ X ≤ +2 V		0.15	0.4		0.15	0.4	% FS
Input Bias Current	V _{in} = 0 V, + 25 °C to T _{max}		5	10		5	10	μ A
	V _{in} = 0 V, T _{min}		7	13		8	15	μ A
Input Offser Current	V _{in} = 0 V, T _{min} -T _{max}		0.1	1		0.1	1	μ A
INPUT CHARACTERISTICS								
Differential Voltage Range	VCM = 0		± 2.0			± 2.0		V
Differential Clipping Level	Pins 1 and 2 Inputs Only	± 2.1	± 2.3		± 2.1	± 2.3		V
Common Mode Voltage Range	V _{DM} = ± 1V	-11.5		+13.0	-11.5		+13.0	V
CMRR	DC, Pins 1,2, ± 10 V	90	100		90	100		dB
	DC,Pins 1,2,± 10 V, T _{min} -T _{max}	88			86			dB
	Frequency 4 MHz	55	60		55	60		dB
Input Resistance			370			370		KΩ
Input Capacitance			2			2		pF
POWER SUPPLIES								
Operating Range		± 4		± 16.5	± 4		± 16.5	V
Quiescent Current	T _{min} -T _{max}		14.5	17		14.5	17	mA
+PSRR (to V _p)	DC,Gain = 1		86			86		dB
-PSRR (to V _N)	DC,Gain = 1		68			68		dB
PSRR	DC,Gain = ,± 5 to ± 15 V	66	71		66	71		dB
PSRR	DC,Gain = 1,± 5 to ± 15 V	62	88		60	88		dB

AD830 - SPECIFICATIONS ($V_s = \pm 5V$, $R_{LOAD} = 150 \Omega$, $C_{LOAD} = 5 \text{ pF}$, $T_A = +25^\circ \text{C}$)

Parameter	Conditions	AD830j/A			AD830S ¹			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
DYNAMIC CHARACTERISTIC								
3 dB Small Signal Bandwidth	Gain=1, V _{out} =100 mV rms	35	40		35	40		MHz
0.1 dB Gain Flatness Frequency	Gain=1, V _{out} =100 mV rms	5	6.5		5	6.5		MHz
Differential Gain Error	0 to 0.7 V, Freq = 4.5 MHz		0.15	0.08		0.15	0.08	%
Differential Phase Error	0 to 0.7 V, Freq = 4.5 MHz		0.4	0.12		0.4	0.12	Degrees
Slew Rate	2 V Step		240			240		V/μs
	4 V Step		364			364		V/μs
3 dB Large Signal Bandwidth	Gain=1, V _{out} =1V rms		45			45		MHz
Setting Time	V _{out} = 2 V Step, to 0.1 %		35			35		ns
	V _{out} = 4 V Step, to 0.1 %		48			48		ns
Harmonic Distortion	2 V p-p, Freq = 1 MHz		-69			-69		dBc
	2 V p-p, Freq = 4 MHz		-56			-56		dBc
Input Voltage Noise	Freq = 10 KHz		27			27		nV/√Hz
Input Current Noise			1.4			1.4		pA/√Hz
DC PERFO TMANCE								
Offset Voltage	Gain=1		± 1.5	± 3		± 1.5	± 3	mV
	Gain=1, T _{min} - T _{max}			± 4			± 5	mV
Open Loop Gain	DC	60	65		60	65		dB
Gain Error	R _L = 1 K Ω, G = ± 1		± 0.1	± 0.6		± 0.1	± 0.6	%
Peak Nonlinearity, R _L = 1 K Ω,	- 1 V ≤ X ≤ +1 V		0.01	0.03		0.01	0.03	% FS
Gain = 1	-1.5 V ≤ X ≤ +1.5 V		0.045	0.07		0.045	0.07	% FS
	- 2 V ≤ X ≤ +2 V		0.23	0.4		0.23	0.4	% FS
Input Bias Current	V _{in} = 0 V, + 25 ° C to T _{max}		5	10		5	10	μ A
	V _{in} = 0 V, T _{min}		7	13		8	15	μ A
Input Offser Current	V _{in} = 0 V, T _{min} -T _{max}		0.1	1		0.1	1	μ A
INPUT CHARACTERISTICS								
Differential Voltage Range	VCM = 0		± 2.0			± 2.0		V
Differencial Clipping Level	Pins 1 and 2 Inputs Only	± 2.0	± 2.2		± 2.0	± 2.2		V
Common Mode Voltage Range	V _{DM} = ± 1V	-1.7		+3.0	-1.7		+3.0	V
CMRR	DC, Pins 1,2, ± 10 V	90	100		90	100		dB
	DC,Pins 1,2,± 10 V, T _{min} -T _{max}	88			86			dB
	Frequency 4 MHz	55	60		55	60		dB
Input Resistance			370			370		KΩ
Input Capacitance			2			2		pF
POWER SUPPLIES								
Operating Range		± 4		± 16.5	± 4		± 16.5	V
Quiescent Current	T _{min} -T _{max}		13.5	16		13.5	16	mA
+PSRR (to V _p)	DC,Gain = 1		86			86		dB
-PSRR (to V _N)	DC,Gain = 1		68			68		dB
PSRR	DC,Gain = ,± 5 to ± 15 V	66	71		66	71		dB
PSRR	DC,Gain = 1,± 5 to ± 15 V	62	88		60	88		dB